

50 376
1976
114

N° d'ordre : 594

50376
1976
114

THESE

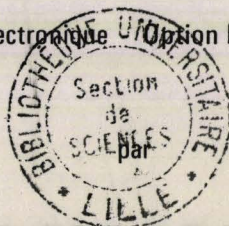
présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE 3ème CYCLE

Spécialité Electronique Option Electrotechnique



Eric DESTOBBELEER



030 017730 6

Maître ès Sciences

PARAMETRES ET REGIMES OPTIMAUX DU MOTEUR
ASYNCHRONES ALIMENTES PAR CYCLOCONVERTISSEUR

Soutenu le 23 Juin 1976, devant la COMMISSION D'EXAMEN

MM. R. GABILLARD	Président
M. BECART	Examineur
G. SALMER	Examineur
C. MAIZIERES	Rapporteur
G. MANESSE	Directeur du Travail
R. BOLANT	Invité.

Le travail que nous présentons a été effectué dans le laboratoire d'Electrotechnique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille.

Nous remercions Monsieur le Professeur MAIZIERES pour l'attention qu'il a accordée à notre recherche et exprimons notre sincère reconnaissance à Monsieur MANESSE dont l'aide attentive et les conseils nous ont constamment guidés.

L'aide technique de Monsieur FRANCHULT nous a été précieuse lors de la construction des circuits du cycloconvertisseur.

T A B L E D E S M A T I E R E S

INTRODUCTION

1 - <u>STRUCTURES DU CYCLOCONVERTISSEUR</u> -	1
1-1 - Principe de base	1
1-1-1 - Principe du circuit de puissance	1
1-1-2 - Principe de fonctionnement	3
1-2 - Principaux montages	7
1-2-1 - Circuits avec point neutre	7
1-2-2 - Circuits en pont	9
1-2-3 - Circuits en triangle	10
1-2-4 - Circuits en triangle ouvert	11
1-3 - Circuits de contrôle	13
1-3-1 - Déclenchement par comparaison avec des ondes de commutation	13
1-3-2 - Déclenchement par un oscillateur contrôlé en phase	15
1-3-3 - Influence des discontinuités de courant	17
2 - <u>ANALYSE HARMONIQUE DE LA TENSION DE SORTIE DU CYCLOCONVERTISSEUR</u> -	18
2-1 - Expression générale de l'onde de sortie	19
2-1-1 - Choix du nombre de phases d'alimentation	19
2-1-2 - Expression des fonctions de commutation des thyristors	20
2-1-3 - Expression générale des tensions instantanées fournies par les deux groupes redresseurs	22
2-1-4 - Fonction de commutation des deux groupes redresseurs	24
2-1-5 - Expression générale de la tension de sortie du cycloconvertisseur	24
2-2 - Expression de la tension de sortie en fonction de la méthode de contrôle choisie	25
2-2-1 - Choix de la méthode de contrôle	25
2-2-2 - Détermination de la fonction retard à l'amorçage $\psi (\theta_0)$	26
2-2-3 - Expression de la tension de sortie dans le cas d'une commande par comparaison avec ondes de commutation	27
2-3 - Harmoniques de l'onde de sortie	33
2-3-1 - Familles d'harmoniques et sous harmoniques du fondamental de la tension de sortie	33
2-3-2 - Mode de calcul de l'amplitude des harmoniques	34

3 - <u>CARACTERISTIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE</u> -	37
3-1 - Caractéristiques de la charge du cycloconvertisseur	37
3-1-1 - Schéma équivalent	37
3-1-2 - Déphasage du fondamental du courant sur la tension	38
3-2 - Courants statorique et rotorique	40
3-2-1 - Courant statorique	40
3-2-2 - Courant rotorique	45
3-3 - Bilan énergétique	46
3-3-1 - Pertes Joule	46
3-3-2 - Puissance mécanique	47
3-3-3 - Rendement	47
3-3-4 - Couple	47
3-3-5 - Alimentation par tensions sinusoïdales pures d'amplitude et fréquence variables	48
3-3-6 - Conclusion	51
4 - <u>ALIMENTATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR LE CYCLOCONVERTISSEUR</u> -	52
4-1 - Amplitude des harmoniques de la tension de sortie du cycloconvertisseur	52
4-1-1 - Harmoniques de fréquence $f_h = 3 (2 p - 1) f_i \pm 2 n f_0 $	52
4-1-2 - Harmoniques de fréquence $f_h = 6 p f_i \pm (2n + 1) f_0 $	55
4-2 - Alimentation du moteur à fréquence et tension variables	57
4-2-1 - Décomposition d'un système de tensions triphasé en système direct, inverse et homopolaire	57
4-2-2 - Influence des harmoniques principaux de la tension de sortie du cycloconvertisseur	61
4-3 - Conclusion	72
5 - <u>VERIFICATIONS EXPERIMENTALES</u> -	73
5-1 - Caractéristiques propres du moteur	73
5-1-1 - Groupe d'expérimentation	73
5-1-2 - Moteur alimenté par des tensions sinusoïdales	73
5-2 - Description du cycloconvertisseur	76
5-2-1 - Organisation des circuits	76
5-2-2 - Production des ondes de commutation	78
5-2-3 - Multiplexeur - comparateur	81
5-2-4 - Détermination des zones d'amorçage possible	84
5-2-5 - Commande des impulsions	86
5-2-6 - Mise en forme des impulsions - Compteur en anneau - Portes de choix et disjonction	92

5-2-7 - Choix du groupe conducteur - Initialisation - Disjonction par surintensité	92
5-2-8 - Circuit d'amorçage des thyristors et organisation de la partie puissance	101
5-3 - Moteur alimenté par le cycloconvertisseur	102
5-3-1 - Influence de f	102
5-3-2 - Influence de r_0	104

CONCLUSION -

ANNEXE 1 - Notations

ANNEXE 2 -

- 1 - Tension de sortie du cycloconvertisseur pour une alimentation hexaphasée (circuit à six pulsations)
- 2 - Tension de sortie pour une alimentation dodécaphasée

BIBLIOGRAPHIE -

I N T R O D U C T I O N

Les ouvrages traitant du cycloconvertisseur (5), (6), (7), exposent généralement les avantages et inconvénients des différents montages de puissance, ainsi que les méthodes de commande possibles. Cependant les études portant sur l'alimentation d'un moteur asynchrone par un cycloconvertisseur sont assez rares. On y lit notamment (1), (3), (4) qu'il est préférable d'utiliser des moteurs de faible fréquence d'alimentation nominale et qu'il vaut mieux limiter la pulsation du fondamental de la tension de sortie du cycloconvertisseur au tiers de celle des tensions d'alimentation de celui-ci. Ces considérations qui portent sur de nombreuses réalisations industrielles sont le fruit de l'expérience et on aborde rarement par la théorie l'association de la machine tournante avec ce système d'alimentation.

La tension de sortie d'un cycloconvertisseur est riche en harmoniques, et sous harmoniques plus difficiles à mettre en évidence. Ces harmoniques dépendent non seulement des fréquences d'alimentation et de sortie du cycloconvertisseur, mais aussi de la nature de sa charge. Pour un moteur asynchrone il existe par conséquent des vitesses de rotation pour lesquelles le rendement de la machine est meilleur.

En réintroduisant les équations caractéristiques de la charge dans celles qui définissent la tension de sortie du cycloconvertisseur, on est à même de préciser d'une part les fréquences de fonctionnement privilégiées, d'autre part la dégradation des conditions d'utilisation du moteur lorsque l'on veut étendre sa gamme de variation de vitesse. Les performances du moteur sont par ailleurs liées à des paramètres de structure tels que la fréquence du réseau, la tension maximale d'utilisation, la fréquence et la tension nominale du moteur.

C'est l'influence de ces paramètres que nous nous sommes efforcés de mettre en évidence dans le cadre de cette thèse.

C H A P I T R E 1

STRUCTURES DU CYCLOCONVERTISSEUR

I - PRINCIPE DE BASE -

I-1 - Principe du circuit de puissance -

La fonction de base d'un cycloconvertisseur est de transformer une tension d'entrée alternative à une certaine fréquence en une tension de sortie d'une autre fréquence. Sa caractéristique essentielle est qu'il ne comporte qu'un étage de conversion de puissance.

Le principe de base est de fabriquer une forme d'onde de sortie grossière, ayant la fréquence désirée, directement à partir des ondes de tension d'entrée, simplement en ouvrant et fermant des interrupteurs d'une façon convenable. On peut ensuite filtrer cette onde si c'est nécessaire. En utilisant comme interrupteurs des semi-conducteurs tels que transistors, thyristors ou triacs ayant de faibles pertes on peut atteindre de bons rendements dans des conversions de forte puissance.

Le circuit de puissance du cycloconvertisseur est essentiellement celui d'un redresseur double contrôlé de façon à produire une tension de sortie positive ou négative. On peut rappeler les différents types de redresseurs à phase contrôlée : il est effectivement possible, suivant l'agencement du circuit de puissance, d'obtenir un fonctionnement à 1, 2, ou 4 quadrants aux bornes "continues". Un redresseur comprenant des éléments commandés tels que des thyristors, et des éléments à commutation naturelle tels que des diodes, ne fonctionnera que dans un seul quadrant (figure 1-1), cela signifie que l'on obtient une seule polarité de tension de sortie pour un seul sens de courant. Pour le fonctionnement sur deux quadrants le redresseur est un circuit classique ne comprenant que des thyristors ; étant donné que ceux-ci ne conduisent le courant que dans un seul sens, le courant aux bornes de sortie de l'ensemble ne circulera également que dans une seule direction. Il est cependant alors possible en contrôlant convenablement la phase des impulsions d'allumage des thyristors par rapport aux phases des tensions alternatives d'entrée, d'obtenir une tension de sortie moyenne continûment contrôlable d'un maximum positif à un maximum négatif. La puissance pourra alors circuler du côté alternatif vers le côté continu et

et inversement, le circuit fonctionnant respectivement en redresseur ou en onduleur (figure 1-2). En ce qui concerne le fonctionnement sur quatre quadrants, le problème étant d'obtenir la circulation du courant dans les deux sens avec une polarité variable en sortie, une solution immédiate consiste en la connexion de deux redresseurs à thyristors identiques, tête-bêche, fonctionnant chacun sur deux quadrants : c'est ce que l'on pourra appeler le redresseur double (figure 1-3).

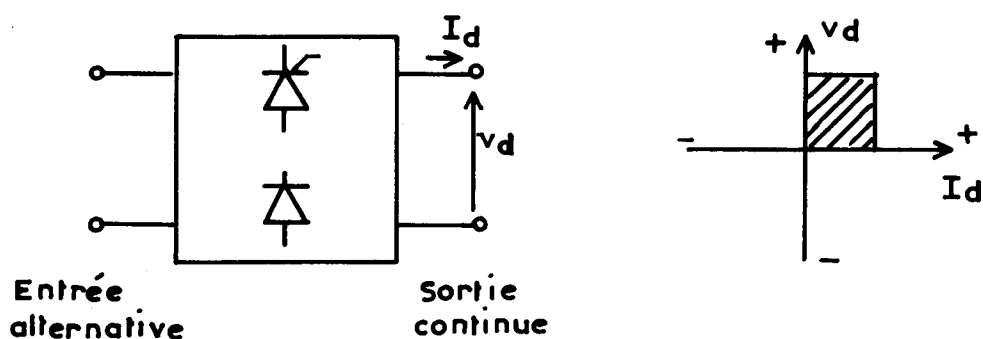


Figure 1.1 - Redresseur mixte fonctionnant sur un seul quadrant

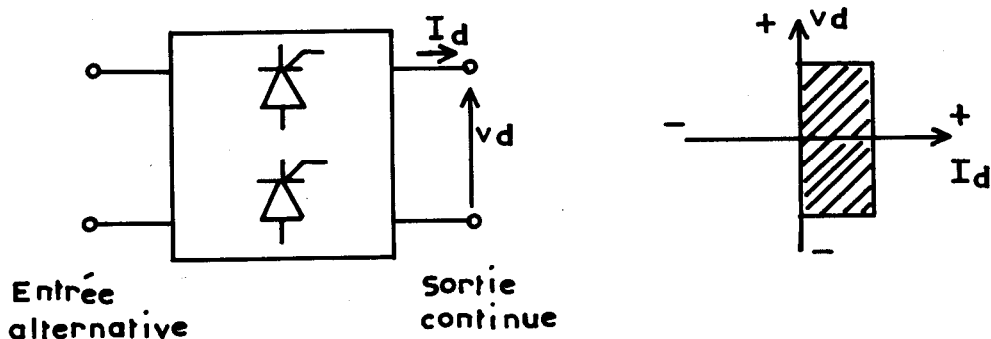


Figure 1.2 - Redresseur commandé fonctionnant sur deux quadrants

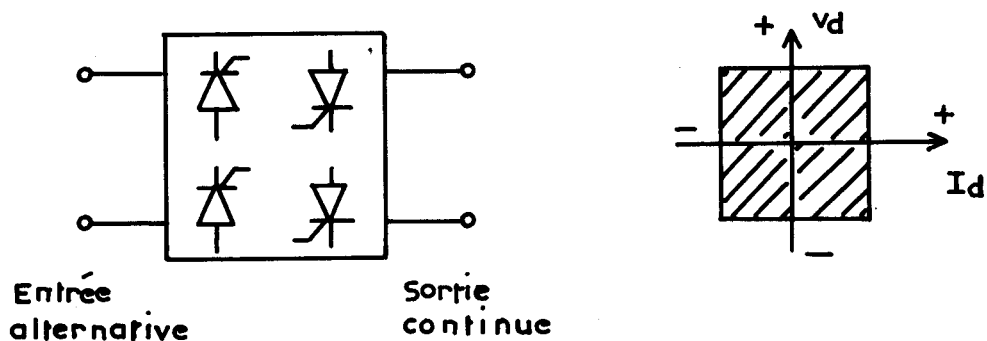


Figure 1.3 - Redresseur double fonctionnant sur quatre quadrants

Le fonctionnement des redresseurs à phase contrôlée est caractérisé par la production d'harmoniques de tension du côté continu et d'harmoniques de courant du côté alternatif. De plus, étant donné le retard de phase des impulsions d'allumage des thyristors, inhérent au principe de contrôle, la composante fondamentale du courant appelé côté alternatif est généralement en retard sur la tension, le facteur de puissance est donc inférieur à l'unité. D'autre part étant donné les faibles pertes des semi-conducteurs, le rendement de la conversion de puissance est généralement élevé et peut être normalement de l'ordre de 96 à 98 %.

Etant donné la puissance de commande relativement faible requise par les transistors, les thyristors ou les triacs, les circuits de contrôle et d'allumage peuvent être conçus pour fonctionner à faible niveau et l'on peut ainsi concevoir des commandes avec boucles de réaction permettant de fournir n'importe quelle onde quelle que soit sa complexité.

Comme on l'a déjà dit, le cycloconvertisseur permet une variation continue de la fréquence et de l'amplitude de l'onde de sortie, mais étant donné la nécessité de préserver une commutation naturelle du courant d'un thyristor au suivant, la plus haute fréquence que l'on puisse obtenir est, dans la plupart des cas, inférieure à la fréquence des tensions d'entrée.

1-1-2 - Principe de fonctionnement

En modulant la phase des angles d'amorçage on peut produire un niveau de tension moyen en sortie continûment variable, passant d'une polarité à l'autre. Le redresseur double travaille alors en convertisseur alternatif-alternatif ou "cycloconvertisseur". En contrôlant la fréquence et l'amplitude de la modulation de phase des angles d'amorçage il est possible de commander la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie.

Etant donné que le redresseur double travaille sur 4 quadrants, le cycloconvertisseur peut supporter des charges de différents facteurs de puissance et la puissance peut circuler dans l'une ou l'autre direction à travers le cycloconvertisseur.

Comme l'onde de sortie est formée d'une suite de segments empruntés aux tensions d'entrée, elle contient nécessairement des harmoniques qui s'ajoutent à la tension sinusoïdale désirée. On peut ensuite filtrer cette tension de sortie pour obtenir un taux de distorsion donné.

Plus il y aura de segments pour former une alternance de l'onde de sortie et plus la qualité de celle-ci sera bonne. Pour ce faire on peut soit

fonctionner à une fréquence de sortie faible par rapport à la fréquence d'entrée, soit augmenter le nombre de phases de tensions d'entrée, donc le nombre de semi-conducteurs de puissance.

Comme le cycloconvertisseur est dans son essence même un redresseur double fonctionnant dans des conditions différentes légèrement plus complexes, nous allons d'abord rappeler le principe de fonctionnement de celui-ci, en déduire un schéma équivalent simple, et adapter ensuite ce schéma au fonctionnement en cycloconvertisseur. Nous en déduirons alors d'une façon claire le principe fondamental du cycloconvertisseur, les hypothèses simplificatrices et les modes principaux de fonctionnement possibles.

On peut représenter simplement le redresseur double par le schéma équivalent de la figure (1.4)

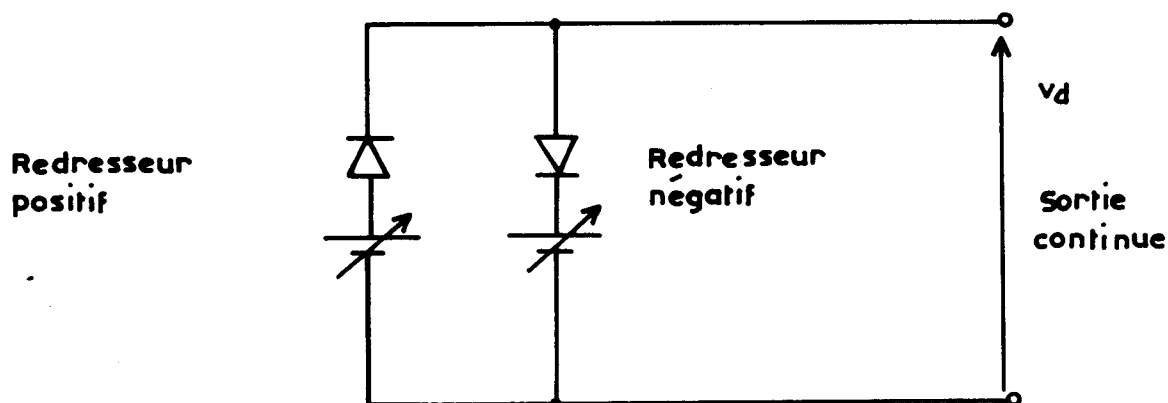


Figure 1.4 - Schéma équivalent simplifié du redresseur double

Avec ce schéma on néglige l'ondulation résiduelle, et chaque redresseur fonctionnant sur deux quadrants est assimilé à une source de tension continue, branchée en série avec une diode qui tient compte du fait que le sens de circulation du courant dans un redresseur est unique. Dans le principe de base du redresseur double on règle les angles d'amorçage de chaque groupe de telle sorte que leurs tensions de sortie continues soient toujours égales et de même polarité. Ainsi l'un fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur chacun ayant la même tension de sortie au même instant. Le courant peut alors circuler soit à travers le groupe positif soit à travers le groupe négatif.

Si l'on considère la relation entre l'angle de retard à l'amorçage et la tension continue délivrée par chaque redresseur, telle qu'elle est représentée figure (1.5), on voit que pour que les tensions des deux groupes soient semblables il faut avoir :

$$(1) \quad \psi_p + \psi_n = 180^\circ$$

relation dans laquelle ψ_p est le retard à l'amorçage du redresseur positif faisant circuler le courant dans la charge du pôle positif vers le pôle négatif, et ψ_n celui du redresseur négatif laissant circuler le courant en sens inverse dans la charge.

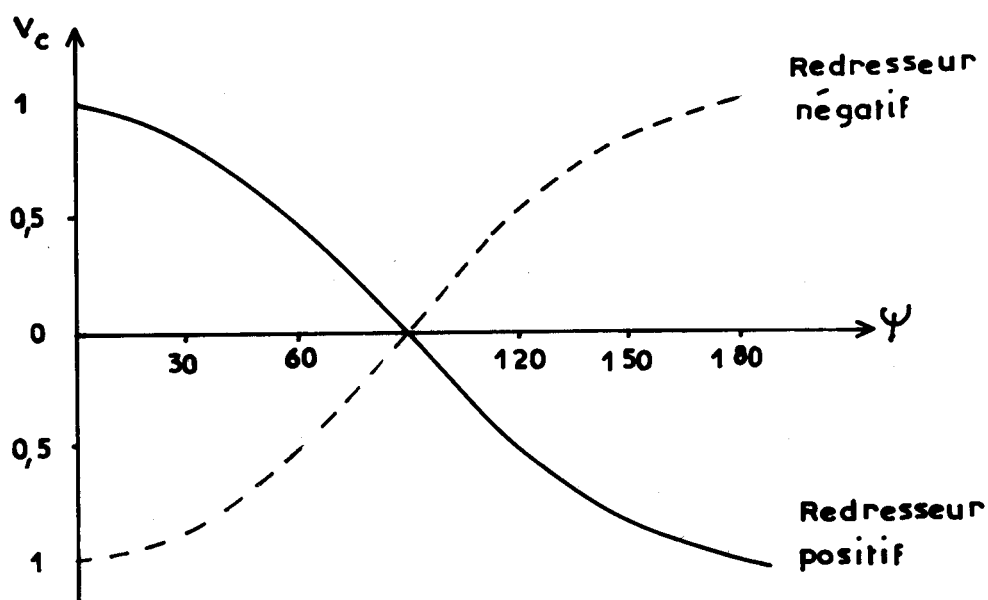


Figure 1-5 - Relation de la tension continue V_c en fonction du retard à l'amorçage ψ pour un redresseur double

En pratique la relation (1) n'est pas suffisante par elle-même pour assurer un fonctionnement acceptable de l'ensemble, car bien qu'alors les tensions continues moyennes des deux redresseurs soient identiques, il y a inévitablement des différences instantanées dues aux ondulations de tension. On pourrait donc avoir théoriquement naissance de courants de circulation infinis entre les groupes redresseurs positif et négatif. Il y a deux façons de contrôler ces courants : la première est de concevoir les circuits de contrôle de façon que seul le groupe qui doit fournir le courant de charge soit amorcé ; la deuxième est de prévoir une inductance dans le circuit de puissance entre le redresseur positif et le négatif, celle-ci limitera l'amplitude du courant de circulation à une valeur acceptable, les circuits de commande sont alors beaucoup plus simples.

Le principe fondamental de fonctionnement du cycloconvertisseur peut être déduit du schéma équivalent très semblable au précédent de la figure (1.6).

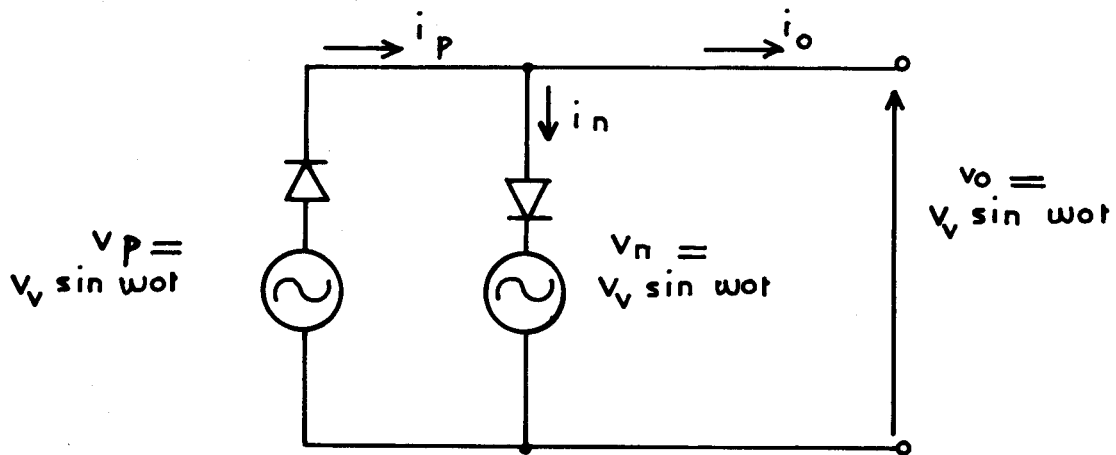


Figure 1-6 - Schéma équivalent simplifié du cycloconvertisseur

Chaque groupe redresseur commandé fonctionnant sur deux quadrants est représenté par une source de tension alternative, qui correspond au fondamental de la tension de sortie voulue, en série avec une diode pour la même raison que dans le cas du redresseur double. Dans cette représentation on néglige de nouveau l'ondulation résiduelle de la source de tension, ce qui élimine la nécessité de prévoir une inductance pour limiter le courant de circulation.

Le principe de contrôle du cycloconvertisseur idéal est de moduler les angles d'allumage de chaque groupe redresseur de façon qu'ils produisent chacun la même tension sinusoïdale. Donc les tensions des deux générateurs du schéma de la figure 1.6 ont la même amplitude, la même fréquence et la même phase, qui sont également les caractéristiques de la tension délivrée par le cycloconvertisseur. Le courant dans la charge peut circuler dans l'une ou l'autre direction à tout instant, donc la puissance peut soit être transmise du cycloconvertisseur à la charge, soit de la charge au cycloconvertisseur : la charge peut présenter n'importe quel facteur de puissance. De toute façon seul le redresseur positif fournira l'alternance positive de courant de même que l'alternance négative sera fournie par le redresseur négatif, ceci indépendamment du déphasage du courant sur la tension. Ceci signifie encore, dans le cas général d'un facteur de puissance différent de l'unité, que pendant une demi-période du courant le redresseur correspondant produira une partie d'alternance positive et une partie d'alternance négative de la tension : il fonctionnera donc pendant un certain temps effectivement en redresseur et ensuite en onduleur, ou inversement, et ceci pendant la même alternance du courant.

La condition de "repos" d'un cycloconvertisseur pourrait être celle qui entraîne les deux groupes de thyristors à fournir une tension nulle, donc celle qui est créée par un retard à l'amorçage de 90° . C'est la condition qui doit exister lorsque l'on ne désire aucune tension alternative utilisable à la sortie du cycloconvertisseur. Pour obtenir une valeur positive de la tension de sortie l'angle d'amorçage du redresseur positif doit être diminué et le retard du redresseur négatif augmenté d'une quantité égale de part et d'autre de 90° . Inversement on retardera l'amorçage du groupe positif et on avancera celui du groupe négatif d'autant pour produire une tension négative. On voit donc que pour produire une tension alternative il est nécessaire de moduler l'angle d'amorçage de chaque redresseur sinusoidalement, de part et d'autre de 90° , et en opposition de phase de sorte que, comme dans le cas du redresseur double, la somme des angles soit toujours 180° .

En pratique, de même que pour le redresseur double qui fournit une tension de sortie continue, si la commande est telle que les impulsions d'amorçage sont appliquées simultanément aux deux groupes et que la somme des angles est 180° , il y a quand même des inégalités entre les tensions fournies par les deux redresseurs à cause des ondulations résiduelles des tensions, bien que celles-ci soient de valeurs moyennes identiques.

Il faut donc, soit contrôler l'amplitude du courant de circulation, soit l'éliminer totalement. Comme dans le cas du redresseur double ceci peut-être obtenu en insérant dans le circuit de puissance une inductance suffisante ou bien en ne fournissant les impulsions d'allumage qu'au groupe redresseur qui conduit effectivement le courant, de façon à bloquer celui qui ne doit pas débiter dans la charge. On peut également utiliser une combinaison des deux méthodes.

On peut adopter deux modes de fonctionnement : avec ou sans courant de circulation, dans le premier cas on peut limiter la valeur de celui-ci et ne le laisser circuler que pendant de petits intervalles de temps.

1-2 - Principaux montages

1-2-1 - Circuits avec point neutre

Comme dans le cas des redresseurs à commutation naturelle ou retardée on réduira la distorsion harmonique de sortie en augmentant le plus possible le nombre de phases d'alimentation du cycloconvertisseur. Cela implique bien entendu l'augmentation du nombre de semi-conducteurs nécessaires

et le prix de revient du système.

En pratique nous verrons qu'une forme d'onde assez grossière peut bien souvent être tolérée et qu'un circuit relativement simple peut être employé de façon satisfaisante.

On supposera en général dans les schémas types que nous allons maintenant exposer brièvement, que le circuit d'alimentation est triphasé ainsi que la charge. On peut bien entendu imaginer des schémas où la charge serait monophasée mais avec une alimentation toujours triphasée, ou alors aussi des cycloconvertisseurs alimentés en monophasé, mais ceux-ci sont d'un intérêt moindre car ils ne peuvent fournir qu'une onde de sortie de très mauvaise qualité. On ne représentera également pas les inductances limitant le courant de circulation. La méthode la plus simple consiste généralement, pour obtenir une tension triphasée, à associer trois redresseurs doubles fournissant chacun une phase.

La figure (1.7) représente le schéma d'un cycloconvertisseur alimenté en triphasé. Il se compose de trois redresseurs doubles identiques fonctionnant sur quatre quadrants alimentés par un même transformateur. On verra au chapitre III dans quelles conditions l'établissement d'une connexion entre le neutre de la charge, s'il y en a un, et le neutre du transformateur influence sur la circulation de courant homopolaire. Dans les cas où l'on peut supprimer ce courant homopolaire, le secondaire du transformateur d'alimentation n'a pas besoin d'être en zig-zag.

En pratique, pour être sûr de n'avoir pas de courant homopolaire on peut supprimer la connexion du neutre de la charge au neutre du secondaire du transformateur. Si on considérait par contre le cas d'un cycloconvertisseur alimentant une charge monophasée on devrait alors avoir recours à un montage en zig-zag du secondaire du transformateur.

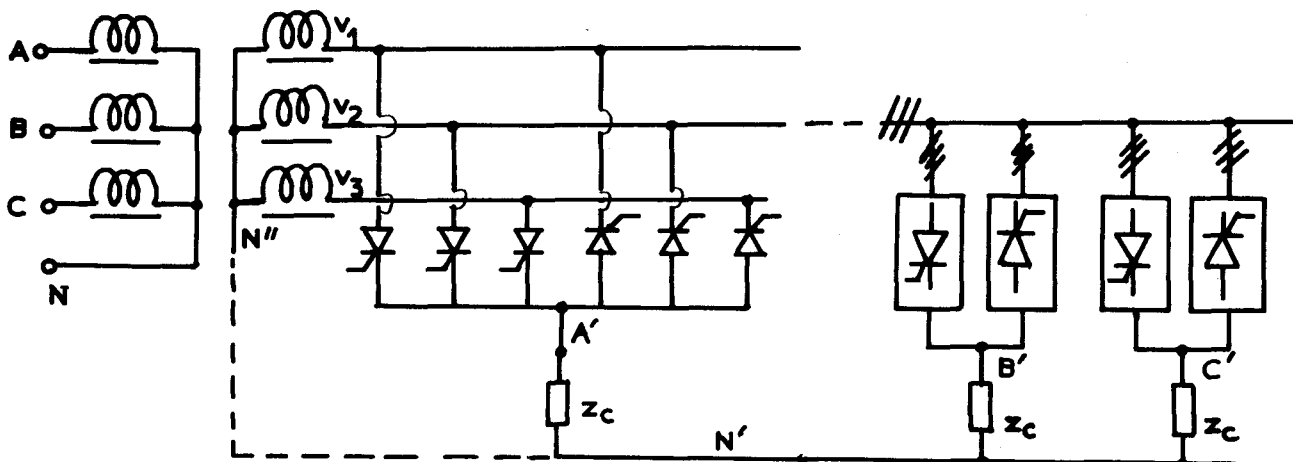


Figure 1.7 - Circuit à trois phases avec neutre

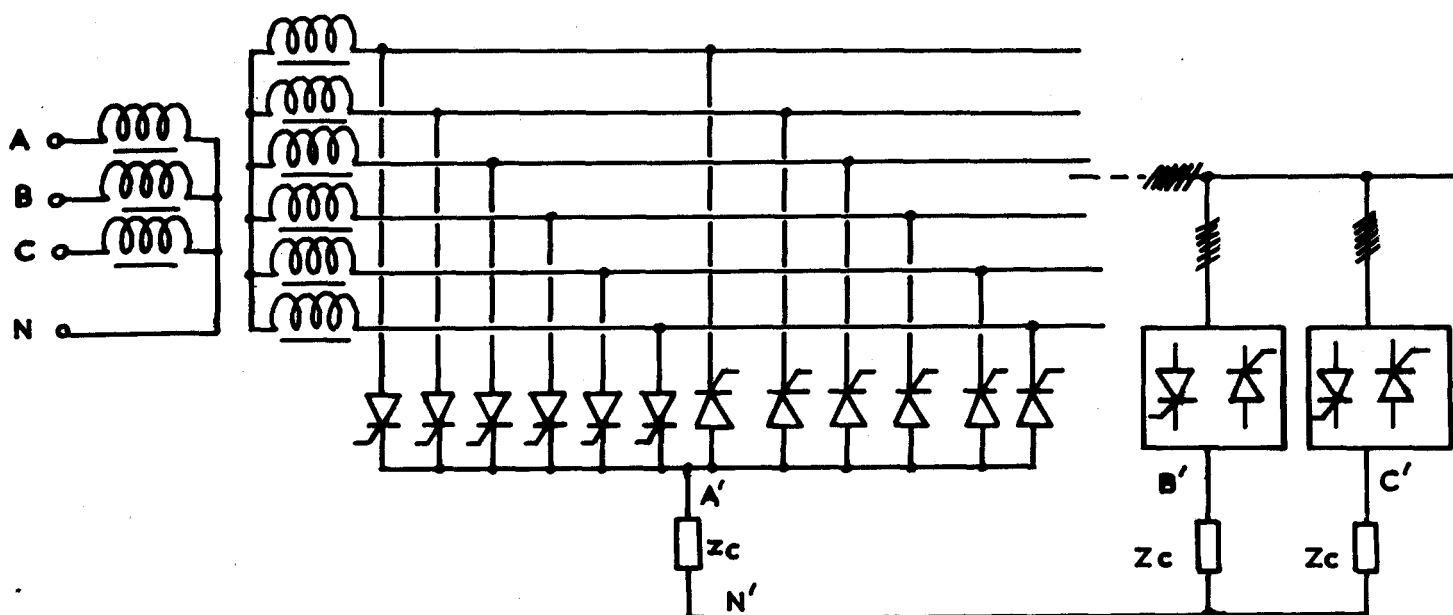


Figure 1.8 - Circuit à six phases avec neutre

La figure (1.8) représente le schéma de montage de la partie puissance d'un cycloconvertisseur à six phases d'alimentation. Il se compose également de trois redresseurs doubles à quatre quadrants hexaphasés. Ils sont tous les trois alimentés par le même bobinage secondaire du transformateur d'alimentation.

On pourrait de la même façon représenter le schéma d'un cycloconvertisseur alimenté en dodécaphasé chaque groupe positif ou négatif se composera alors de douze semi-conducteurs au lieu de six. On aurait également de la même façon trois redresseurs doubles identiques alimentant chacun une phase de la charge.

1-2-2 - Circuits en pont

Une deuxième famille de circuits est représentée par les montages en pont. Comme ces circuits ne peuvent jamais présenter de point commun entre l'entrée et la sortie il est nécessaire d'isoler électriquement les charges des différents ponts ou bien leur alimentation. En pratique, lorsque l'on alimente une charge triphasée, on a intérêt à ce que celle-ci aie des éléments isolés les uns des autres, ce qui permet d'employer un transformateur d'alimentation n'ayant qu'un seul bobinage secondaire. Il est même possible, lorsque la tension du réseau convient, de faire fonctionner le cycloconvertisseur sans transformateur d'entrée si les charges sont isolées l'une de l'autre.

Le schéma d'un circuit en pont est présenté figure (1.9). On peut former l'onde de sortie à partir de six sinusoïdes de puissance. On obtient donc un circuit à six pulsations avec une alimentation triphasée. Le montage

global comprend trois doubles redresseurs identiques alimentant chacun une phase de la charge.

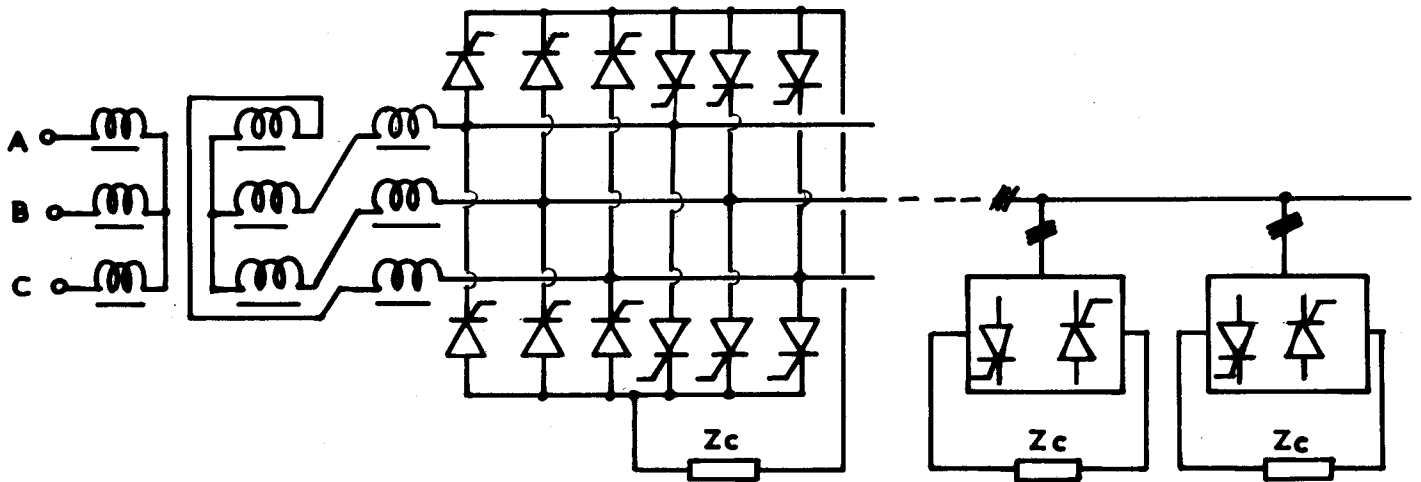


Figure 1.9 - Cycloconvertisseur en pont triphasé avec charges isolées

1-2-3 - Circuits en triangle

Dans les cycloconvertisseurs vus jusqu'à présent chaque redresseur double, qu'il soit monté en pont ou avec point neutre, alimentait séparément un élément de charge triphasée. Nous allons maintenant voir un agencement différent des groupes de semi-conducteurs tel que chaque redresseur alimente simultanément deux éléments de la charge triphasée. L'avantage principal de ce genre de montage est qu'il nécessite toujours un nombre plus faible de composants de puissance, et de circuits d'allumage, mais il entraîne par contre une plus grande complexité des circuits de commande.

La figure (1.10) montre une première façon de représenter schématiquement le montage des redresseurs en triangle. Bien que le convertisseur branché dans chaque côté du triangle ne puisse conduire le courant que dans une seule direction, le courant de sortie peut circuler dans les deux sens.

Le courant positif peut circuler dans la ligne A' en passant par le redresseur 1 et il circulera dans le sens négatif par l'intermédiaire du redresseur 3. Avec ce genre de connexion on économise 50 % de semi-conducteurs de puissance par comparaison aux circuits symétriques vus précédemment. On peut cependant montrer à partir des formes d'onde des tensions et courants mis en jeu dans l'alimentation des redresseurs que le facteur d'utilisation des bobinages secondaires du transformateur d'alimentation est très mauvais.

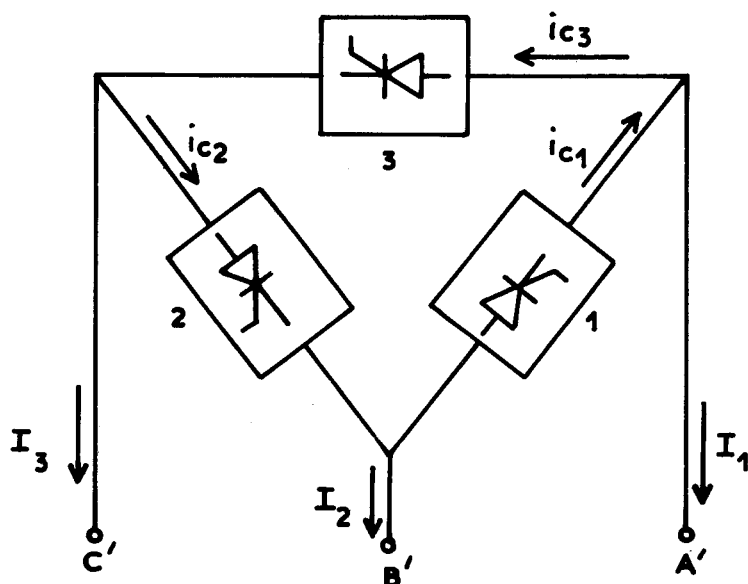


Figure 1.10 - Représentation schématique du cycloconvertisseur couplé en triangle

Un autre point important est que la tension maximale appliquée aux semi-conducteurs d'un groupe redresseur bloqué est plus grande que la tension crête à crête de l'alimentation ; ceci est dû à l'ondulation résiduelle des tensions des deux autres groupes qui sont passants. Ceci entraîne que la tension de pointe que doivent supporter les thyristors peut valoir 1,5 fois la tension crête à crête d'alimentation.

Le schéma simplifié présenté sur la figure (1.10) peut être mis en oeuvre en utilisant trois phases de puissance et neuf thyristors. Chaque groupe redresseur doit alors être alimenté par un secondaire séparé du transformateur d'alimentation. Etant donné la circulation de courant dans le neutre on doit bobiner les secondaires en zig-zag. Le montage de la partie puissance est représenté figure (1.11).

1-2-4 - Circuits en triangle ouvert

Si on veut une tension de sortie triphasée il n'est pas vraiment indispensable d'employer trois groupes tête-bêche pour générer séparément les

trois tensions, étant donné que pour un système triphasé une grandeur est la somme des deux autres. Il est ainsi possible de ne connecter que deux groupes redresseur-onduleur indépendants connectés en triangle ouvert comme le montre la figure (1.12).

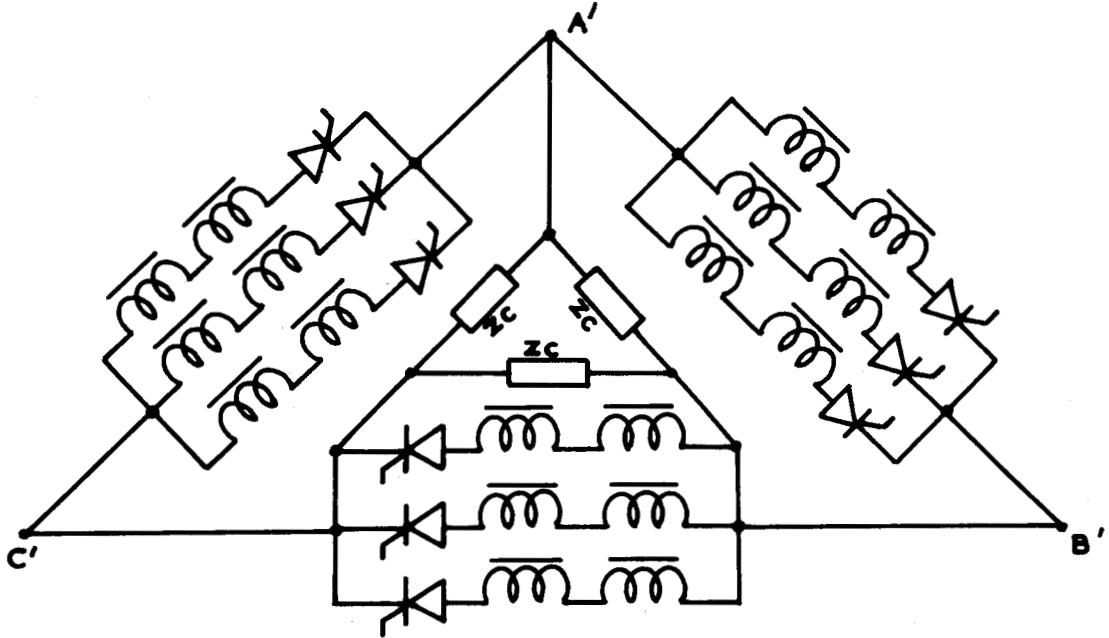


Figure 1.11 - Cycloconvertisseur couplé en triangle alimenté en triphasé

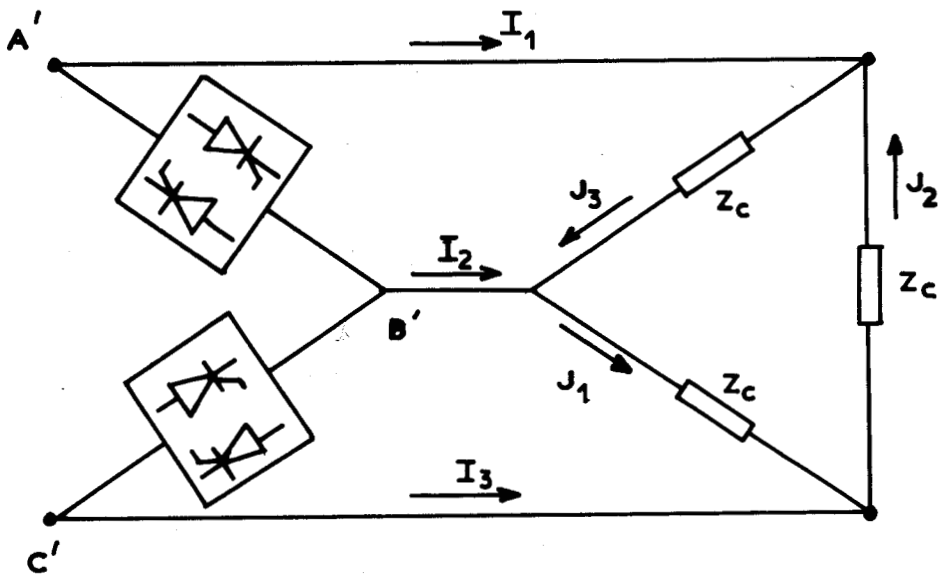


Figure 1.12 - Cycloconvertisseur couplé en triangle "ouvert"



Dans ce cas, pour un même nombre de phases d'alimentation, le nombre total de semi-conducteurs de puissance nécessaires est réduit d'un tiers par rapport au montage symétrique étoile. On peut cependant montrer simplement que dans le cas de cycloconvertisseurs associés en triangle, le facteur de puissance à l'alimentation est toujours inférieur au facteur de puissance de la charge.

1-3 - Circuits de contrôle

1-3-1 - Déclenchement par comparaison avec des ondes de commutation

Considérons un redresseur triphasé avec angle d'amorçage des thyristors réglable. Soit ψ l'angle de retard par rapport au moment où se ferait la commutation naturelle (figure 1.13).

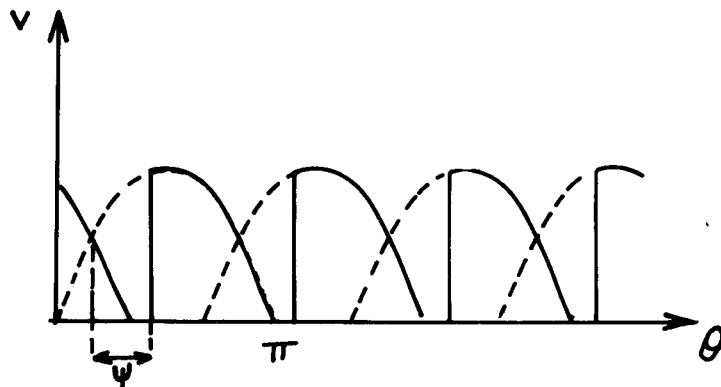


Figure 1.13 - Commutation retardée d'un redresseur triphasé

Soit V_{om} la tension moyenne pour l'angle de retard ψ . On va supposer la charge assez inductive pour que le courant ne s'annule pas et un système de tensions alternatives d'alimentation triphasé d'amplitude V .

$$V_{om} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\psi}^{\pi/6+\psi+\frac{2\pi}{3}} V \sin \theta d\theta \quad \text{soit}$$

$$(1.1) \quad V_{om} = \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi} \cos \psi$$

Pour un pont de Graëtz que l'on peut considérer comme deux redresseurs triphasés en série on aura

$$(1.2) \quad V_{om} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \cos \psi$$

On voit donc que l'angle d'amorçage intervient par son cosinus pour déterminer la valeur moyenne de la tension de sortie. Pour une variation linéaire de cette tension en fonction d'une tension de référence, il faut aussi une relation en cosinus entre la tension de référence et l'angle d'amorçage. On peut, pour ce faire, déterminer cet angle par l'intersection d'une onde dite de commutation, sinusoïdale, dérivée directement des phases d'alimentation du cycloconvertisseur, avec une onde dite "de référence" et qui est l'image de la tension de sortie voulue. L'allumage d'un semi-conducteur de puissance commence à l'intersection de l'onde de commutation avec l'onde de référence, c'est à dire lorsque

$$V_c \cos \psi = v_r = V_r \sin \theta_0$$

θ_0 Phase de la tension de sortie du cycloconvertisseur

V_c Valeur maximale de l'onde de commutation

v_r Valeur instantanée de la tension de référence

V_r Amplitude de la tension de référence

Si l'on choisit le déphasage des ondes de commutation de telle sorte qu'elles soient maximales pour un angle de retard ψ nul on peut alors aussi écrire

$$V_c \cos \psi = v_r = V_c \sin (\theta_i + \frac{\pi}{3})$$

et il faut $v_r = V_r \sin \theta_0 < V_c$ soit $V_r = r V_c$ avec $r < 1$

On a donc bien alors une relation faisant intervenir le cosinus de l'angle de retard entre V_c qui est linéairement proportionnelle à la tension crête des phases d'alimentation et v_r qui est aussi linéairement proportionnelle à la tension de sortie voulue.

Une propriété intéressante de cette méthode d'amorçage repose sur le fait que les ondes de commutation dérivent directement des phases d'alimentation de puissance, il s'en suit donc un effet d'auto-régulation de la tension de sortie en fonction des variations des tensions d'alimentation. A tension de référence constante si la tension d'alimentation change dans un sens ou un autre, l'onde de commutation varie dans le même sens ce qui entraîne un "glissement" de l'angle d'amorçage tel que la valeur moyenne de la tension de sortie reste constante.

On peut facilement montrer que les intersections de telles ondes de commutation avec l'onde de référence donne effectivement des angles d'amorçage fournissant l'onde de sortie la plus proche de celle qui est linéairement proportionnelle à la tension de référence. La figure (1.14) représente les tensions alimentant le montage de puissance, les ondes de commutation et

la tension de référence. Soit v_1, v_2, \dots, v_n les tensions des phases de puissance et $k_r v_r$ le fondamental de la tension de sortie. Supposons qu'au début de l'intervalle de temps considéré, la charge soit alimentée à partir de la tension v_1 , qui est donc alors aussi la tension de sortie. Pour que cette tension de sortie continue à être la plus proche possible de $k_r v_r$, il faudra ensuite alimenter la charge à partir de v_2 , on restera en contact avec v_1 tant que

$$(k_r v_r - v_1) < (v_2 - k_r v_r)$$

soit pour
$$k_r v_r < \frac{v_1 + v_2}{2}$$

On commutera sur v_2 à partir du moment où

$$k_r v_r - v_1 = v_2 - k_r v_r \text{ soit pour } k_r v_r = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

comme v_1 et v_2 sont toutes les deux des tensions sinusoïdales $\frac{v_1 + v_2}{2}$ sera également sinusoïdale, cette tension passe par un maximum au moment où $v_1 = v_2$ donc au moment où se ferait une commutation naturelle, qui correspond à un retard $\psi = 0$.

Cette tension $\frac{v_1 + v_2}{2 k_r}$ sera l'onde de commutation. Si on déclenche l'amorçage du thyristor 2 alimentant la charge par v_2 à partir du moment où $k_r v_r = \frac{v_1 + v_2}{2}$ on est sûr que l'onde de sortie est à tout instant la plus proche possible de $k_r v_r$, l'ondulation de part et d'autre de $k_r v_r$ est donc minimale.

Un tel système de commande d'amorçage peut donc théoriquement donner un résultat satisfaisant sans boucle de régulation. Cependant il ne faut pas oublier que les ondes de commutation sont produites à partir du secteur d'alimentation après filtrage pour en éliminer l'incidence des commutations en puissance il est donc difficile technologiquement d'obtenir ces ondes avec la phase convenable décrite plus haut.

1-3-2 - Déclenchement par un oscillateur contrôlé en phase

Une autre technique possible repose sur le fait que lorsque l'on désire une tension de sortie continue, les impulsions d'amorçage des thyristors sont produites à des instants espacés régulièrement.

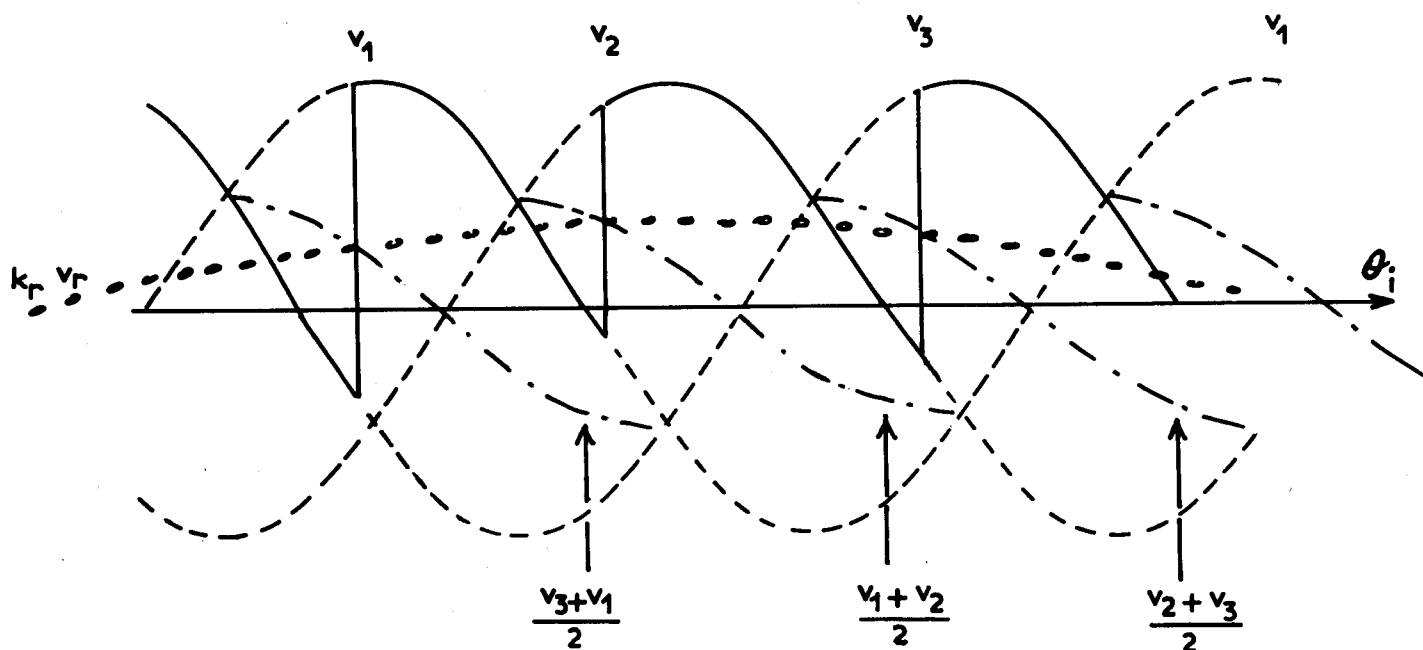


Figure 1.14 - Ondes d'alimentation de puissance : v_1, v_2, v_3
 Ondes de commutation : $\frac{v_1 + v_2}{2}, \frac{v_2 + v_3}{2}, \frac{v_3 + v_1}{2}$
 Onde de référence : v_r

En théorie, pour un retard à l'amorçage donné et constant, on pourrait donc imaginer que ces instants soient déterminés à partir d'un oscillateur ayant une phase et une fréquence constantes par rapport aux ondes d'alimentation. Pour obtenir une tension de sortie croissante, il faut diminuer le retard à l'amorçage, ce qui reviendrait à augmenter de plus en plus la fréquence de l'oscillateur ; inversement si la fréquence de celui-ci décroît, le retard à l'amorçage des thyristors augmente et la tension de sortie diminuera. On conçoit aisément que dans la pratique il y aura toujours un certain glissement de la fréquence de l'oscillateur et que l'on sera amené à utiliser une boucle de contre-réaction qui régulera la phase et la fréquence de l'oscillateur pour obtenir les conditions désirées en sortie. Ceci peut être réalisé par exemple, avec un oscillateur dont la fréquence est contrôlée par une tension continue ; si cette tension continue est obtenue par l'erreur existant entre une tension de référence et, par exemple, la tension réellement obtenue en sortie, alors la fréquence de l'oscillateur sera régulée. On voit cependant qu'avec cette solution on rencontre le problème du filtrage de la tension de sortie et du retard qu'il apporte dans la boucle de régulation, surtout lorsque l'on désire fonctionner sur une large plage de fréquences.

1-3-3 - Influence des discontinuités de courant

On a jusqu'à présent supposé que le courant débité par le cyclo-convertisseur était sinusoïdal. En pratique, il présente toujours une certaine ondulation, si celle-ci est assez petite pour que le courant ne passe par la valeur zéro qu'une seule fois à la fin de chaque demi-période, le schéma de la commande peut ne pas présenter de complication trop importante. Un système tel que celui que l'on vient de décrire, avec des ondes de commutation et une onde de référence, fixera les angles d'amorçage du groupe de semi-conducteurs capable de laisser circuler le courant dans la charge. Lorsque le courant se sera inversé on commandera l'autre groupe de semi-conducteurs. La détection de l'instant où le courant sera passé par la valeur zéro puis se sera inversé conduira à "l'aiguillage" des impulsions d'amorçage sur un groupe ou sur l'autre.

En pratique cependant il arrive souvent que le courant présente des discontinuités qui sont en particulier gênantes si l'on assiste à plusieurs passages par la valeur zéro à la fin de chaque demi période. Dans le cas où le courant garde une valeur nulle pendant un certain temps au cours d'une demi-alternance, le groupe de semi-conducteurs qui travaille ne conduit plus et la tension aux bornes de la charge s'annule simultanément : il correspond à ces paliers un taux de distorsion supplémentaire. D'autre part, le passage sur la valeur zéro du courant ne veut plus forcément dire que celui-ci va s'inverser et que l'on commence l'alternance suivante : on ne peut donc plus se servir de cette information pour commander alternativement l'un puis l'autre groupe de semi-conducteurs.

Or on a vu que le cycloconvertisseur se comporte finalement comme un amplificateur, la valeur moyenne de la tension de sortie étant contrôlée par une tension d'entrée de référence. Avec un débit de courant continu on peut obtenir une caractéristique de transfert linéaire, elle devient non linéaire avec un débit discontinu. On peut éviter en grande partie cet inconvénient en appliquant une contre réaction qui compensera l'erreur en agissant sur les angles d'amorçage. Il est évident qu'on ne pourra pas éliminer complètement la distorsion lors du passage du courant par la valeur zéro. Suivant les applications cela peut présenter un inconvénient plus ou moins grave. Dans les cas où l'on désire la meilleure forme d'onde possible il est nécessaire de faire travailler le cycloconvertisseur avec un courant de circulation entre les deux groupes redresseurs. Ce procédé évite tout simplement un débit discontinu, du point de vue du cycloconvertisseur même lorsque la charge appelle un courant irrégulier.

CHAPITRE 2

ANALYSE HARMONIQUE DE LA TENSION DE SORTIE DU CYCLOCONVERTISSEUR

On a vu la façon dont est "construite" la tension de sortie du cycloconvertisseur à partir de segments des tensions sinusoïdales d'entrée. On considère généralement dans les ouvrages traitant du cycloconvertisseur que la distorsion harmonique de la tension recueillie est sensiblement celle que l'on obtient en supposant l'angle de retard à l'amorçage constant ; il est cependant certain que cette hypothèse est de moins en moins justifiée lorsque le rapport de la fréquence de sortie à la fréquence d'entrée est grand.

Un autre fait important à prendre en considération est que le procédé de construction de l'onde de tension de sortie ne se reproduit pas de façon absolument identique sur deux périodes consécutives, sauf dans le cas particulier où sa fréquence est un sous-multiple entier du produit fréquence par nombre de phases, de la tension d'entrée. Il en résulte la présence de battements dans la tension de sortie à des fréquences sous-harmoniques du terme fondamental. Partant de cette remarque on voit qu'il serait incomplet d'étudier, par exemple, la forme d'onde qu'on obtiendrait dans certaines conditions, en la construisant sur une période de la tension de sortie.

Cette tension de sortie dépend principalement des facteurs suivants :

- le nombre de phases d'alimentation,
- le rapport entre les fréquences d'entrée et de sortie,
- le rapport entre les valeurs maximales des tensions d'entrée et de sortie,
- le facteur de puissance de la charge,
- la méthode de contrôle des angles d'amorçage.

On pourrait donc construire la forme d'onde pour différents ensembles de conditions et calculer sur ordinateur les coefficients de la série de Fourier. Ce travail serait déjà très lourd surtout dans le cas où les périodes successives de la tension de sortie sont différentes et où l'analyse sur une période de l'onde de sortie serait insuffisante, d'une part au point de vue des harmoniques multiples entiers de la fréquence de répétition de

l'onde de sortie, et d'autre part du fait que cette méthode passerait sous silence les sous harmoniques précités.

D'autre part, même dans le cas où un tel calcul serait mené à bien, il n'aurait sans doute qu'un intérêt limité puisqu'il correspondrait à une analyse point par point pour un ensemble de conditions fixées et une variable, et n'indiquerait donc pas réellement les facteurs, ou les ensembles de facteurs, influençant le spectre harmonique.

Il faut donc recourir à une méthode qui permette d'exprimer les harmoniques de la tension de sortie d'une façon générale en fonction des différentes variables indépendantes .

Chaque segment de l'onde de sortie est exprimé comme le produit de l'onde sinusoïdale d'alimentation par une "fonction de commutation". Cette fonction de commutation a une amplitude unité quand le thyristor associé est conducteur et une amplitude nulle lorsqu'il ne l'est pas. On obtient les harmoniques de l'onde de sortie à partir des harmoniques de chaque fonction de commutation. Dans le cas du cycloconvertisseur on peut en général exprimer cette fonction comme un ensemble d'harmoniques modulés en phase.

2-1 - Expression générale de l'onde de sortie

2-1-1 - Choix du nombre de phases d'alimentation

Si l'on considère un réseau triphasé d'alimentation on obtiendra des harmoniques fournis par les deux groupes redresseurs triphasés tête-bêche. Pour une alimentation composée d'un nombre de $3p$ phases, comme c'est pratiquement toujours le cas, on peut considérer le fonctionnement de p couples de groupes redresseurs identiques fournissant chacun les mêmes harmoniques à la charge, mais simplement déphasés. Si bien que l'étude de l'onde de sortie dans ce cas revient à faire l'addition, avec les déphasages appropriés, des harmoniques trouvés pour le fonctionnement avec une alimentation triphasée.

On peut d'autre part se contenter de l'étude de la tension de sortie monophasée fournie par deux groupes redresseurs tête-bêche avec point neutre (cas des circuits de la figure 1.7). Dans le cas d'un montage en pont, les harmoniques de la tension de sortie pour $3p$ phases d'alimentation seront les mêmes que ceux que l'on aurait avec $6p$ phases d'alimentation et un montage à point neutre. La tension maximale donnée par le montage en pont étant le double de celle du montage à point neutre.

2-1-2 - Expression des "fonctions de commutation" des thyristors

Il faut d'abord exprimer d'une façon générale l'onde fournie par chaque groupe redresseur, on peut ensuite en déduire l'expression générale de la tension de sortie. Pour chaque groupe redresseur du cycloconvertisseur fonctionnant dans deux quadrants, le retard à l'amorçage vaut 90° pour obtenir une tension de sortie nulle.

Pour obtenir une tension variable en sortie du cycloconvertisseur, il faut faire varier les retards à l'amorçage de chaque groupe redresseur positif et négatif en sens contraires.

Soit $V \sin \theta_i = v_1$ tension de la phase 1 d'alimentation.

$$V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) = v_2 \text{ tension de la phase 2}$$

$$V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) = v_3 \text{ tension de la phase 3}$$

On pourra noter $F_1 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right)$ la fonction de commutation liée au thyristor 1 alimenté par la phase 1.

$F_2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right)$ fonction de commutation du thyristor 2

$F_3 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right)$ fonction de commutation du thyristor 3

La figure 2.1 représente les tensions d'alimentation et les fonctions de commutation des thyristors du groupe redresseur positif pour un retard à l'amorçage de 90° .

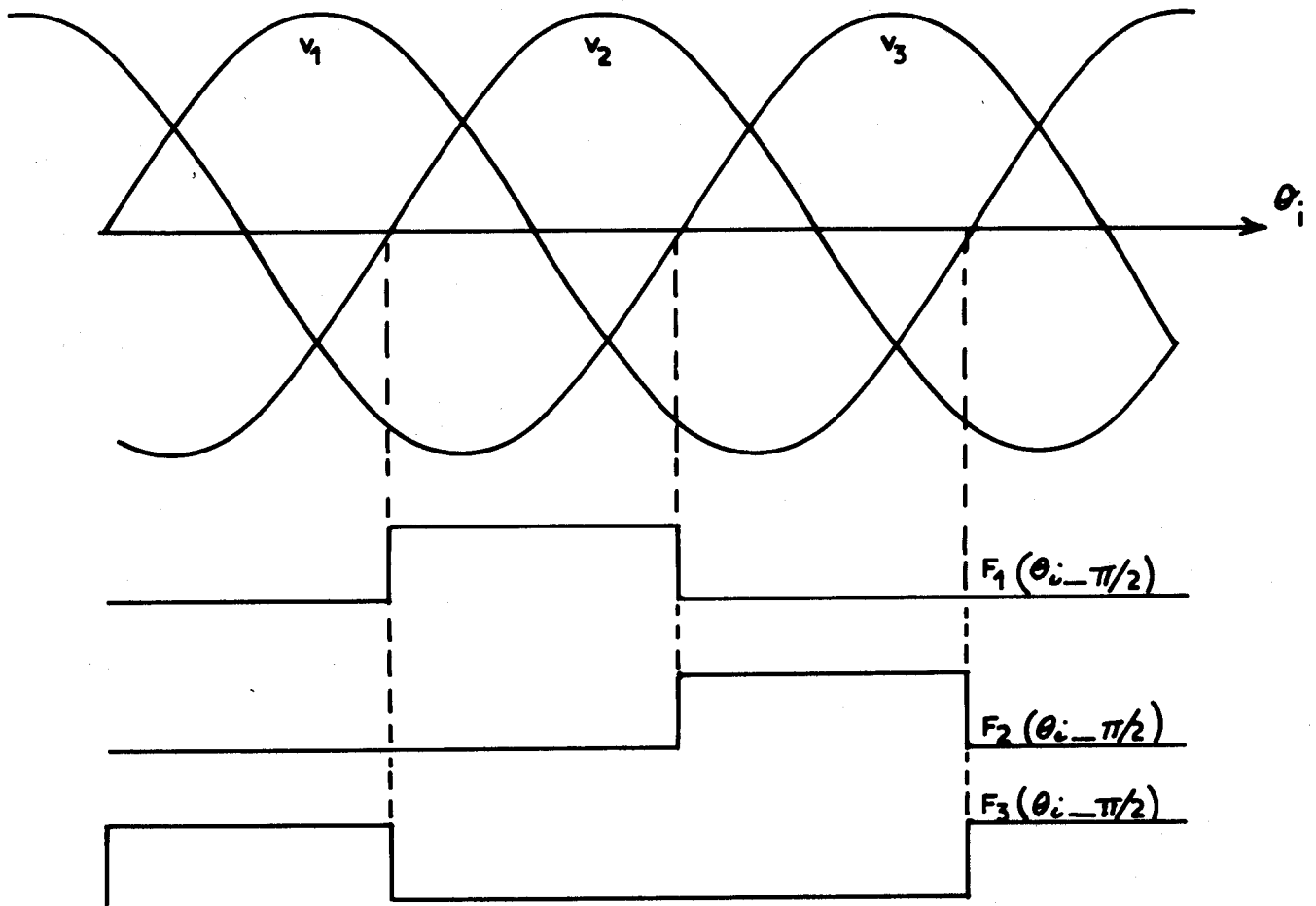


Figure 2.1 - Sinusoides d'alimentation et fonctions de commutation, pour un retard de 90°, d'un groupe redresseur positif

Dans le cas général d'un retard ψ de l'amorçage du thyristor l la fonction de commutation serait $F_1(\theta_i - \psi)$, le développement en série de Fourier de cette fonction est de la forme:

$$(2.1) F_1(\theta_i - \psi) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\theta_i - \psi) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_i - \psi) - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_i - \psi) \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \sin 5(\theta_i - \psi) - \frac{1}{7} \sin 7(\theta_i - \psi) + \frac{1}{8} \cos 8(\theta_i - \psi) \right. \\ \left. + \frac{1}{10} \cos 10(\theta_i - \psi) + \frac{1}{11} \cos 11(\theta_i - \psi) + \frac{1}{13} \cos 13(\theta_i - \psi) \dots \right]$$

de même

$$(2.2) F_2(\theta_i - \psi) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin\left(\theta_i - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cos 2\left(\theta_i - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{4} \cos 4\left(\theta_i - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) \dots \right]$$

et

$$(2.3) F_3(\theta_i - \psi) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \psi + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \psi + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \psi + \frac{2\pi}{3} \right) \dots \right]$$

2-1-3 - Expression générale des tensions instantanées fournies par les deux groupes redresseurs

Le tension nulle fournie par le groupe redresseur positif est donc

$$(2.4) v_p = V \sin \theta_i \times F_1 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right) + V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times F_2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right) + V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times F_3 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right)$$

La tension nulle fournie par le groupe redresseur négatif est donnée par

$$(2.5) v_N = V \sin \theta_i \times F_1 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right) + V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times F_2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right) + V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times F_3 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right)$$

Pour obtenir avec le groupe redresseur positif une tension de sortie variable au cours du temps et de fréquence f_0 , l'angle d'amorçage doit être déplacé de part et d'autre de la valeur qui donne la tension nulle. La loi régissant la variation du retard à l'amorçage sera notée $\psi(\theta_0)$, cette fonction a donc pour fréquence f_0 et elle est nulle pour le retard de $\frac{\pi}{2}$, son amplitude maximale est $\frac{\pi}{2}$; en ce qui concerne le groupe redresseur négatif, la variation de son retard à l'amorçage doit toujours varier dans le sens contraire à celui du redresseur positif, même s'ils ne conduisent pas simultanément comme c'est le cas dans le fonctionnement sans courant de circulation, la loi de variation de son retard est donc $-\psi(\theta_0)$.

Ainsi, pour une modulation de la phase du retard à l'amorçage définie par $\psi(\theta_0)$ le retard à l'amorçage est $\psi = \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0)$. Les expressions générales des tensions fournies par les groupes redresseurs positifs ou négatifs deviennent :

$$(2.6) v_p = V \sin \theta_i \times F_1 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right) + V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times F_2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right) + V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times F_3 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right)$$

$$(2.7) v_N = V \sin \theta_i \times F_1 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right) + V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times F_2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right) + V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times F_3 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right)$$

soit

$$(2.8) v_p = V \sin \theta_i \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{5} \dots \right] \right\}$$

$$+ V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) \dots \right] \right\}$$

$$+ V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} + \psi(\theta_0) \right) \dots \right] \right\}$$

et

$$(2.9) v_n = V \sin \theta_i \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{5} \dots \right] \right\}$$

$$+ V \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) \dots \right] \right\}$$

$$+ V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \times \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} - \psi(\theta_0) \right) \dots \right] \right\}$$

Expressions qui se réduisent à

$$(2.10) v_p = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ \sin \psi(\theta_0) + \frac{1}{2} \left[\sin 3\theta_i \cdot \cos 2\psi(\theta_0) + \cos 3\theta_i \cdot \sin 2\psi(\theta_0) \right] \right.$$

$$+ \frac{1}{4} \left[\sin 3\theta_i \cdot \cos 4\psi(\theta_0) + \cos 3\theta_i \cdot \sin 4\psi(\theta_0) \right]$$

$$+ \frac{1}{5} \left[\sin 6\theta_i \cdot \cos 5\psi(\theta_0) + \cos 6\theta_i \cdot \sin 5\psi(\theta_0) \right]$$

$$\left. + \frac{1}{7} \left[\sin 6\theta_i \cdot \cos 7\psi(\theta_0) + \cos 6\theta_i \cdot \sin 7\psi(\theta_0) \right] \dots \right\}$$

$$(2.11) v_N = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ \sin \psi(\theta_0) + \frac{1}{2} \left[\sin 3\theta_i \cdot \cos 2\psi(\theta_0) - \cos 3\theta_i \cdot \sin 2\psi(\theta_0) \right] \right.$$

$$\left. + \frac{1}{4} \left[\sin 3\theta_i \cdot \cos 4\psi(\theta_0) - \cos 3\theta_i \cdot \sin 4\psi(\theta_0) \right] \right\}$$



$$+ \frac{1}{5} [- \sin 6\theta_i \cdot \cos 5\psi(\theta_0) + \cos 6\theta_i \cdot \sin 5\psi(\theta_0)]$$

$$+ \frac{1}{7} [- \sin 6\theta_i \cdot \cos 7\psi(\theta_0) + \cos 6\theta_i \cdot \sin 7\psi(\theta_0)] \dots$$

2-1-4 - Fonction de commutation des deux groupes redresseurs

Dans le cas du fonctionnement avec courant de circulation, les deux redresseurs, positif et négatif, travaillent simultanément, et la tension de sortie est $v_0 = \frac{v_p + v_n}{2}$. Cependant ce mode de fonctionnement ne sera pas étudié plus en détail car il n'est utilisé que lorsque l'on désire le minimum de distorsion pour des charges dont le facteur de puissance est proche de l'unité. Comme ce n'est pas le but et l'utilisation qui nous préoccupe, nous ne verrons que le cas où l'on n'a pas de courant de circulation. Dans ce cas chaque groupe redresseur conduit pendant une demi période correspondant à l'alternance du courant. On va supposer que le retard du courant sur la tension aux bornes de la charge est ϕ_0 , le groupe redresseur positif va conduire de ϕ_0 à $(\phi_0 + \pi)$ et le groupe négatif de $(\phi_0 + \pi)$ à $(\phi_0 + 2\pi)$.

Pour donner l'expression générale de la tension de sortie du cycloconvertisseur, il faut maintenant introduire une "fonction de commutation du groupe redresseur" notée $F_p(\theta_0)$ pour le groupe positif et $F_N(\theta_0)$ pour le groupe négatif. $F_p(\theta_0)$ a une amplitude de 1 lorsque le groupe redresseur positif conduit et vaut zéro lorsqu'il est bloqué, $F_N(\theta_0)$ vaut alors 1 ; et $F_N(\theta_0)$ est nulle quand le redresseur négatif est bloqué.

Décomposées en série de Fourier ces deux fonctions s'expriment en

$$(2.12) F_p(\theta_0) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sin(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 - \phi_0) + \dots \right]$$

$$(2.13) F_N(\theta_0) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left[\sin(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 - \phi_0) + \dots \right]$$

2-1-5 - Expression générale de la tension de sortie du cycloconvertisseur

Soient v'_p et v'_N les tensions effectivement fournies par les groupes redresseurs positif et négatif respectivement :

$$(2.14) v'_p = v_p \times F_p(\theta_0) \quad \text{et} \quad v'_N = v_N \times F_N(\theta_0)$$

comme l'une est nulle quand l'autre ne l'est pas et réciproquement la tension de sortie v_0 du cycloconvertisseur est

$$(2.15) \quad v_0 = v'_p + v'_n = v_p F_p(\theta_0) + v_N F_N(\theta_0)$$

En remplaçant dans les équations (2.14) v_p donnée par (2.10) et v_N donnée par (2.11) ainsi que $F_p(\theta_0)$ donnée par (2.12) et $F_N(\theta_0)$ donnée par (2.13), l'égalité (2.15) donnant v_0 s'écrit :

$$(2.16) \quad v_0 = \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi} \left\{ \sin \psi(\theta_0) + \frac{1}{2} \sin 3\theta_i \cdot \cos 2\psi(\theta_0) + \frac{1}{4} \sin 3\theta_i \cdot \cos 4\psi(\theta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos 6\theta_i \cdot \sin 5\psi(\theta_0) + \frac{1}{7} \cos 6\theta_i \cdot \sin 7\psi(\theta_0) \dots \right\} \\ + \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi} \left\{ \left[\frac{1}{2} \cos 3\theta_i \cdot \sin 2\psi(\theta_0) + \frac{1}{4} \cos 3\theta_i \cdot \sin 4\psi(\theta_0) + \frac{1}{5} \sin 6\theta_i \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cos 5\psi(\theta_0) + \frac{1}{7} \sin 6\theta_i \cdot \cos 7\psi(\theta_0) \dots \right] \times \frac{4}{\pi} [\sin(\theta_0 - \phi_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 - \phi_0) + \right. \\ \left. \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 - \phi_0) \dots \right] \left. \right\}$$

2-2 - Expression de la tension de sortie en fonction de la méthode de contrôle choisie

2-2-1- Choix de la méthode de contrôle

Nous avons vu en 1-3-1 et 1-3-2 deux méthodes de contrôle possibles. Les instants d'allumage sont théoriquement parfaitement prévisibles avec la méthode d'intersection de sinusoïdes de commutation avec une onde de référence et cette méthode peut déjà pratiquement donner des résultats acceptables sans aucune régulation. Dans le cas de la commande par oscillateur asservi en phase, la régulation devra faire dériver les instants d'allumage de façon que la valeur moyenne de la tension de sortie soit proportionnelle à l'onde de référence. Les instants de commutation, tout en donnant le résultat escompté, seraient beaucoup plus difficiles à mettre en équation. En outre ce dernier système nécessite obligatoirement une boucle de régulation introduisant les difficultés dues au filtrage et au temps de réponse de l'ensemble dont nous avons déjà parlé.

Ces différents points nous montrent que l'étude théorique la plus rigoureuse ne pourra être faite que pour le système de commande par intersection de sinusoïdes de commutation avec une onde de référence et que ce système mènera à une application pratique plus simple à mettre au point. C'est donc cette méthode qui sera retenue.

2-2-2 - Détermination de la fonction "retard à l'amorçage" $\psi(\theta_0)$

On a vu que la sinusoïde de commutation qui déterminera l'amorçage du thyristor 1 branché à la phase 1 a pour équation $\frac{v_1 + v_3}{2 k_r} = v_{c1}$ avec v_1 onde de la phase 1 et v_3 onde de la phase 3 d'alimentation

$$v_1 = V \sin \theta_i$$

$$v_3 = V \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Un diagramme de Fresnel simple montre que (figure 2.2) :

$$2 k_r v_{c1} = V \sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{3} \right).$$

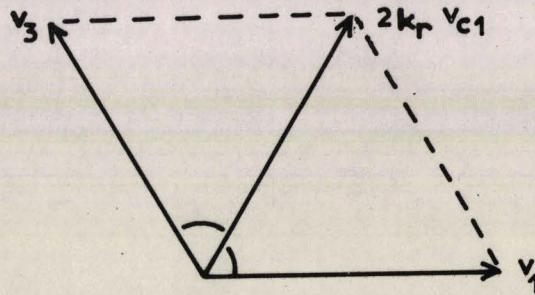


Figure 2.2. : Diagramme de Fresnel d'une onde de commutation et de 2 tensions d'alimentation

.On a donc bien $v_{c1} = 0$ pour $\theta_i = \frac{2\pi}{3}$ ce qui signifie

un retard de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à l'instant de commutation naturelle, intersection de v_1 et v_3 à $\theta_i = \frac{\pi}{6}$.

On a déjà vu en 2.1.3 que le retard à l'amorçage ψ pour un thyristor est de la forme : $\psi = \frac{\pi}{2} - \psi(\theta_0)$. D'autre part on a vu en 1.3.1 que la valeur moyenne de la tension de sortie d'un redresseur est de la forme : $V_{Om} = \frac{3\sqrt{3} V}{2\pi} \cos \psi$. A un instant donné, la valeur moyenne de tension de sortie désirée d'un cycloconvertisseur est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension de référence ; on doit donc avoir :

$$k_r v_r = r V_c k_r \sin \theta_0 = \frac{3\sqrt{3} V}{2\pi} \cos \psi = \frac{3\sqrt{3} V}{2\pi} \sin [\psi(\theta_0)]$$

Si la tension de référence était une tension continue sa valeur maximale possible serait égale à l'amplitude des sinusoïdes de commutation, on aurait donc $v_r = V_c$. Il correspondrait à ce fonctionnement des retards à l'amorçage nuls et donc des valeurs de la fonction retard à l'amorçage constamment égales à $\pi/2$. Donc, dans ce cas

$$k_r v_r = k_r V_c = \frac{3 \sqrt{3} V}{2 \pi} \sin[\psi(\theta_0)] = V_{OM}$$

Finalement, dans le cas général, on a

$$k_r v_r = r k_r V_c \sin \theta_0 = k_r V_c \sin [\psi(\theta_0)]$$

$$(2.17) \psi(\theta_0) = \text{Arc sin } [r \sin \theta_0]$$

Pour $r = 1$ et un retard à l'amorçage nul la valeur moyenne maximale de la tension de sortie est $V_{OM} = \frac{3 \sqrt{3} V}{2 \pi}$

2-2-3 - Expression de la tension de sortie dans le cas d'une commande par comparaison avec ondes de commutation.

En remplaçant $\psi(\theta_0)$ donnée par (2.17) dans (2.16) on obtient :

$$(2.18) v_0 = \frac{3 \sqrt{3} V}{2 \pi} \{ \sin (\text{Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{2} \sin 3\theta_i \times \cos (2 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{4} \sin 3\theta_i \times \cos (4 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{5} \cos 6 \theta_i \times \sin (5 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{7} \cos 6 \theta_i \times \sin (7 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \dots \}$$

$$+ \frac{3 \sqrt{3} V}{2 \pi} \{ \left[\frac{1}{2} \cos 3\theta_i \times \sin (2 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{4} \cos 3\theta_i \times \sin (4 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{5} \sin 6\theta_i \times \cos (5 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \frac{1}{7} \sin 6\theta_i \times \cos (7 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) + \dots \right] \times \frac{4}{\pi} \left[\sin(\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 - \phi_0) + \dots + \frac{1}{(2m+1)} \sin [(2m+1)(\theta_0 - \phi_0)] \dots \right] \}$$

Dans cette équation on a :

$\sin (\text{Arc sin } (r \sin \theta_0)) = r \sin \theta_0$ qui représente la composante voulue de tension de sortie.

D'autre part, dans la décomposition en série de Fourier de : $\sin ([6 p - 1] \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0))$ on n'a que des termes en sinus impairs.

$$(2.19) \sin ([6 p - 1] \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) = a_{(6p-1)_1} \sin \theta_0 + a_{(6p-1)_3} \sin 3 \theta_0 + \dots + a_{(6p-1)_{(2n-1)}} \sin (2n-1) \theta_0$$

de même

$$(2.20) \sin ([6 p + 1] \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) = a_{(6p+1)_1} \sin \theta_0 + a_{(6p+1)_3} \sin 3 \theta_0 + \dots + a_{(6p+1)_{(2n-1)}} \sin (2 n-1) \theta_0$$

En ce qui concerne la décomposition des termes du genre cos $((3 [2p-1] - 1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0))$ on n'a que des termes en cosinus pairs.

$$(2.21) \cos [(3 [2p-1] - 1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{(3[2p-1] - 1)_0} + a_{(3 [2p-1] - 1)_2} \cos 2 \theta_0 + \dots + a_{(3 [2p-1] - 1)_{2n}} \cos 2 n \theta_0$$

de même

$$(2.22) \cos [(3 [2p-1] + 1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{(3[2p-1] + 1)_0} + a_{(3 [2p-1] + 1)_2} \cos 2 \theta_0 + \dots + a_{(3[2p-1] + 1)_{2n}} \cos 2 n \theta_0 \quad \text{avec}$$

$$(2.23) \quad a_{(6p \pm 1)_{(2n-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin ([6p \pm 1] \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \times \sin (2n-1) \theta_0 \, d\theta_0$$

$$a_{[3(2p-1) \pm 1]_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos [(3(2p-1) \pm 1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \times d \theta_0$$

$$a_{[3(2p-1)\pm 1]_{2n}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos [(3(2p-1)\pm 1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] \times \cos 2n \theta_0 \, d\theta_0$$

Pour le deuxième groupe de termes de l'équation 2.18 on a :

$$(2.24.1) \cos [(6p-1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{(6p-1)_0} + a_{(6p-1)_2} \cos 2\theta_0 + \dots$$

$$\dots + a_{(6p-1)_{2n}} \cos 2n \theta_0 + \dots$$

$$(2.24.2) \cos [(6p+1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{(6p+1)_0} + a_{(6p+1)_2} \cos 2\theta_0 + \dots$$

$$\dots + a_{(6p+1)_{2n}} \cos 2n \theta_0 + \dots$$

$$(2.24.3) \sin [(3(2p-1)-1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{[3(2p-1)-1]_1} \sin \theta_0 + \dots$$

$$\dots + a_{[3(2p-1)-1]_3} \sin 3\theta_0 + \dots + a_{[3(2p-1)-1]_{(2n-1)}} \sin (2n-1)\theta_0 + \dots$$

$$(2.24.4) \sin [(3(2p-1)+1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] = a_{[3(2p-1)+1]_1} \sin \theta_0 + \dots$$

$$\dots + a_{[3(2p-1)+1]_3} \sin 3\theta_0 + \dots + a_{[3(2p-1)+1]_{(2n-1)}} \sin (2n-1)\theta_0 + \dots$$

avec

$$(2.25) a_{(6p\pm 1)_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos [(6p\pm 1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] \, d\theta_0$$

$$a_{(6p\pm 1)_{2n}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos [(6p\pm 1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] \times \cos 2n \theta_0 \, d\theta_0$$

$$a_{[3(2p-1)\pm 1]_{(2n-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin [(3(2p-1)\pm 1) \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)] \times$$

$$\sin (2n-1)\theta_0 \, d\theta_0$$

On a alors :

$$(2.26) \quad A = \frac{1}{2} \sin 3 \theta_i \times \cos [2 \text{Arc sin } (r \sin \theta_0)]$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{4} \sin 3 \theta_i \times \cos [4 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 & + \frac{1}{8} \sin 9 \theta_i \times \cos [8 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 & + \frac{1}{10} \sin 9 \theta_i \times \cos [10 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 & + \dots \\
 & + \frac{1}{3(2p-1)-1} \sin [3(2p-1)] \theta_i \times \cos [(3(2p-1)-1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 & + \frac{1}{3(2p-1)+1} \sin [3(2p-1)] \theta_i \times \cos [(3(2p-1)+1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)]
 \end{aligned}$$

Cette quantité A peut, en utilisant les expressions (2.21) et (2.22), se mettre sous la forme

$$(2.27) \quad A = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n=\infty} \left[\frac{a(3(2p-1)-1)_{2n}}{3(2p-1)-1} + \frac{a(3(2p-1)+1)_{2n}}{3(2p-1)+1} \right] \times \right.$$

$$\left. \left[\sin (3(2p-1)\theta_i + 2n\theta_0) + \sin (3(2p-1)\theta_i - 2n\theta_0) \right] \right\}$$

On peut d'autre part exprimer B par :

$$\begin{aligned}
 (2.28) \quad B &= \frac{1}{5} \cos 6 \theta_i \times \sin (5 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 &+ \frac{1}{7} \cos 6 \theta_i \times \sin (7 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 &+ \frac{1}{11} \cos 12 \theta_i \times \sin (11 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 &+ \frac{1}{13} \cos 12 \theta_i \times \sin (13 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 &+ \dots \\
 &+ \frac{1}{6p-1} \cos (6p\theta_i) \times \sin [(6p-1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 &+ \frac{1}{6p+1} \cos (6p\theta_i) \times \sin [(6p+1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)]
 \end{aligned}$$

La quantité B peut se mettre sous la forme (2.29) en utilisant les équations (2.19) et (2.20) :

$$(2.29) \quad B = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n+1=\infty} \left[\frac{a(6p-1)_{(2n+1)}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{(2n+1)}}{6p+1} \right] \times \right.$$

$$\left. \left[\sin(6p\theta_i + [2n+1]\theta_0) - \sin(6p\theta_i - [2n+1]\theta_0) \right] \right\}$$

On peut également définir C par :

$$\begin{aligned}
 (2.30) \quad C = & \frac{1}{2} \cos 3 \theta_i \times \sin (2 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{4} \cos 3 \theta_i \times \sin (4 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{8} \cos 9 \theta_i \times \sin (8 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{10} \cos 9 \theta_i \times \sin (10 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \dots \\
 & + \frac{1}{3(2p-1)-1} \cos [3(2p-1)] \theta_i \times \sin [(3(2p-1) - 1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)] \\
 & + \frac{1}{3(2p-1)+1} \cos [3(2p-1)] \theta_i \times \sin [(3(2p-1)+1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)]
 \end{aligned}$$

On peut utiliser les équations (2.24.3) et (2.24.4) pour exprimer

C en :

$$\begin{aligned}
 (2.31) \quad C = & \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{(2n+1)=\infty} \left[\frac{a(3(2p-1)-1)(2n+1)}{3(2p-1)-1} + \frac{a(3(2p-1)+1)(2n+1)}{3(2p-1)+1} \right] \times \right. \\
 & \left. [\sin (3(2p-1) \theta_i + (2n+1) \theta_0) - \sin (3(2p-1) \theta_i - (2n+1) \theta_0)] \right\}
 \end{aligned}$$

Enfin on peut définir D par :

$$\begin{aligned}
 (2.32) \quad D = & \frac{1}{5} \sin (6\theta_i) \times \cos (5 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{7} \sin (6\theta_i) \times \cos (7 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{11} \sin (12\theta_i) \times \cos (11 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{13} \sin (12\theta_i) \times \cos (13 \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \dots \\
 & + \frac{1}{6p-1} \sin 6p\theta_i \times \cos ((6p-1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0)) \\
 & + \frac{1}{6p+1} \sin 6p\theta_i \times \cos ((6p+1) \text{ Arc sin } (r \sin \theta_0))
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (2.33) \quad D = & \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[\frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \times \right. \\
 & \left. [\sin (6p\theta_i + 2n\theta_0) + \sin (6p\theta_i - 2n\theta_0)] \right\}
 \end{aligned}$$

La tension de sortie v_0 , donnée par (2.18) peut se mettre sous la forme :

$$(2.34) \quad v_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ r \sin \theta_0 + A + B + (C+D) \times \frac{4}{\pi} (\sin (\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3 (\theta_0 - \phi_0) + \dots + \frac{1}{2m+1} \sin (2m+1) (\theta_0 - \phi_0)) \right\}$$

Si on note

$$(2.35) \quad E = (C+D) \times \frac{4}{\pi} (\sin (\theta_0 - \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3 (\theta_0 - \phi_0) + \dots + \frac{1}{2m+1} \sin (2m+1) (\theta_0 - \phi_0))$$

soit

$$(2.36) \quad E = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{1}{2m+1} \times \left[\frac{a(3(2p-1)-1)_{2n+1}}{3(2p-1)-1} + \frac{a(3(2p-1)+1)_{2n+1}}{3(2p-1)+1} \right] \times \left[\cos (3(2p-1)\theta_i + 2(n-m)\theta_0 + (2m+1)\phi_0) + \cos (3(2p-1)\theta_i - 2(n-m)\theta_0 - (2m+1)\phi_0) - \cos (3(2p-1)\theta_i + 2(m+n+1)\theta_0 - (2m+1)\phi_0) - \cos (3(2p-1)\theta_i - 2(m+n+1)\theta_0 + (2m+1)\phi_0) \right] + \frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{1}{2m+1} \times \left[\frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \times \left[\cos (6p\theta_i + [2n - (2m+1)]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos (6p\theta_i - [2n - (2m+1)]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) + \cos (6p\theta_i - [2n + (2m+1)]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos (6p\theta_i + [2n+2m+1]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) \right] \right\}$$

On voit que cette quantité E comprend les harmoniques de fréquence $f_h = |3(2p-1)f_i \pm 2nf_0|$ d'une part, comme la quantité A, et d'autre part les harmoniques de fréquence $f_h = |6pf_i \pm (2n+1)f_0|$, comme la quantité B. Pour classer les harmoniques identiques de E et A nous devons poser $(n-m) = (q-k)$ puis $2(q-k) = 2n$.

Finalement l'expression de v_0 peut se résumer en :

$$(2.37) \quad v_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V [r \sin \theta_0 + A + B + E]$$

pour un cycloconvertisseur alimenté par trois phases de puissance, les redresseurs étant à point neutre (circuit de la figure (1.7) et la commande se faisant par comparaison d'ondes de commutation avec une onde de référence. Dans le cas du montage en pont, la tension maximale que l'on peut obtenir aux bornes d'un élément de la charge est le double de la précédente.

2-3 - Harmoniques de l'onde de sortie

2-3-1 - Familles d'harmoniques et sous harmoniques du fondamental de la tension de sortie

On voit donc que la tension de sortie effectivement obtenue v_o est la somme de la tension désirée $k_r v_r = k_r V_c r \sin \theta_0$ et d'une suite d'harmoniques

$k_r V_c = \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi}$ est la valeur moyenne de la tension continue obtenue avec un redresseur triphasé à point milieu en commutation naturelle.

D'autre part, la valeur de l'amplitude de la tension désirée est directement proportionnelle à l'amplitude de la tension simple d'alimentation V du cycloconvertisseur et l'on a vu que l'amplitude V_c des ondes de commutation est également proportionnelle à cette tension V ; donc l'amplitude de la tension désirée ne dépend que de l'amplitude de la tension de référence et est indépendante de l'amplitude de la tension simple d'alimentation.

Si l'on examine l'expression de la tension de sortie v_o donnée par (2.37) on voit que les harmoniques sont de fréquence

$$(2.40) \quad f_h = |3(2p-1) f_i \pm 2n f_0| \quad \text{et} \quad f_h = |6p f_i \pm (2n+1) f_0|$$

où p est un entier variant de 1 à l'infini et n est un entier variant de 0 à l'infini.

Les égalités données dans l'expression (2.40) peuvent s'écrire, en mettant en évidence le rapport f de la fréquence du fondamental de l'onde de sortie f_0 sur la fréquence des tensions d'alimentation f_i

$$(2.41) \quad f_{hr} = \frac{f_h}{f_i} = |3(2p-1) \pm 2nf| \quad \text{et} \quad f_{hr} = \frac{f_h}{f_i} = |6p \pm (2n+1) f|$$

En considérant le cas $\frac{f_0}{f_i} = 0$ qui correspond au cycloconvertisseur fournissant une onde de sortie de fréquence $f_0 = 0$ on retrouve les harmoniques présents dans l'onde continue fournie par un redresseur triphasé

et qui sont $3 f_i$, $6 f_i$, $9 f_i$... etc. Lorsque f augmente chaque fréquence harmonique discrète est remplacée par une "famille" de fréquences. On peut également remarquer un cas particulier tel que $f = 0,3$: l'harmonique de rang le plus faible est de la forme

$$f_h = f_i (3 - 10 \times 0,3) = 0$$

On voit donc apparaître plus clairement le fait qu'il existe des fréquences harmoniques inférieures à la fréquence de la tension de sortie désirée et en particulier des composantes continues qui pourront créer une circulation de courant indésirable dans la charge.

On peut représenter graphiquement les égalités données dans (2.41), pour le cycloconvertisseur alimenté en triphasé, pour les familles d'harmoniques des rangs les plus faibles (figure 2.3).

Cette représentation donne une idée du rang des harmoniques présents mais ne donne aucun renseignement sur leur amplitude.

Pour d'autres rapports de fréquence quelconques f , les harmoniques présents ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du fondamental de l'onde de sortie.

2-3-2 - Mode de calcul de l'amplitude des harmoniques

La tension de sortie v_o (expression (2.37)) comprend les harmoniques définis par les quantités A , B et E qui sont respectivement de la forme :

$$(2.42) \quad A = a [\sin (3[2p-1]\theta_i + 2n\theta_0) + \sin (3[2p-1]\theta_i - 2n\theta_0)]$$

$$(2.43) \quad B = b [\sin (6p\theta_i + (2n+1)\theta_0) - \sin (6p\theta_i - (2n+1)\theta_0)]$$

$$(2.44) \quad E = \sum_{p=1}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{q=n}^{\infty} \frac{2}{\pi [(2q+1)-2n]} \times \left[\frac{a [3(2p-1)-1] (2q+1)}{3(2p-1)-1} + \right. \right.$$

$$\left. \frac{a [3(2p-1)+1] (2q+1)}{3(2p-1)+1} \right] \times (\cos [3(2p-1)\theta_i + 2n\theta_0 + [(2q+1)-2n]\phi_0] +$$

$$\cos [3(2p-1)\theta_i - 2n\theta_0 - [(2q+1)-2n]\phi_0])$$

$$+ \frac{2}{\pi [2q-(2n+1)]} \times \left[\frac{a [6p-1] (2q)}{6p-1} + \frac{a [6p+1] (2q)}{6p+1} \right] \times$$

$$(\cos [6p\theta_i + (2n+1)\theta_0 + [2q-(2n+1)]\phi_0] - \cos [6p\theta_i - (2n+1)\theta_0 - [2q-(2n+1)]\phi_0]) \}$$

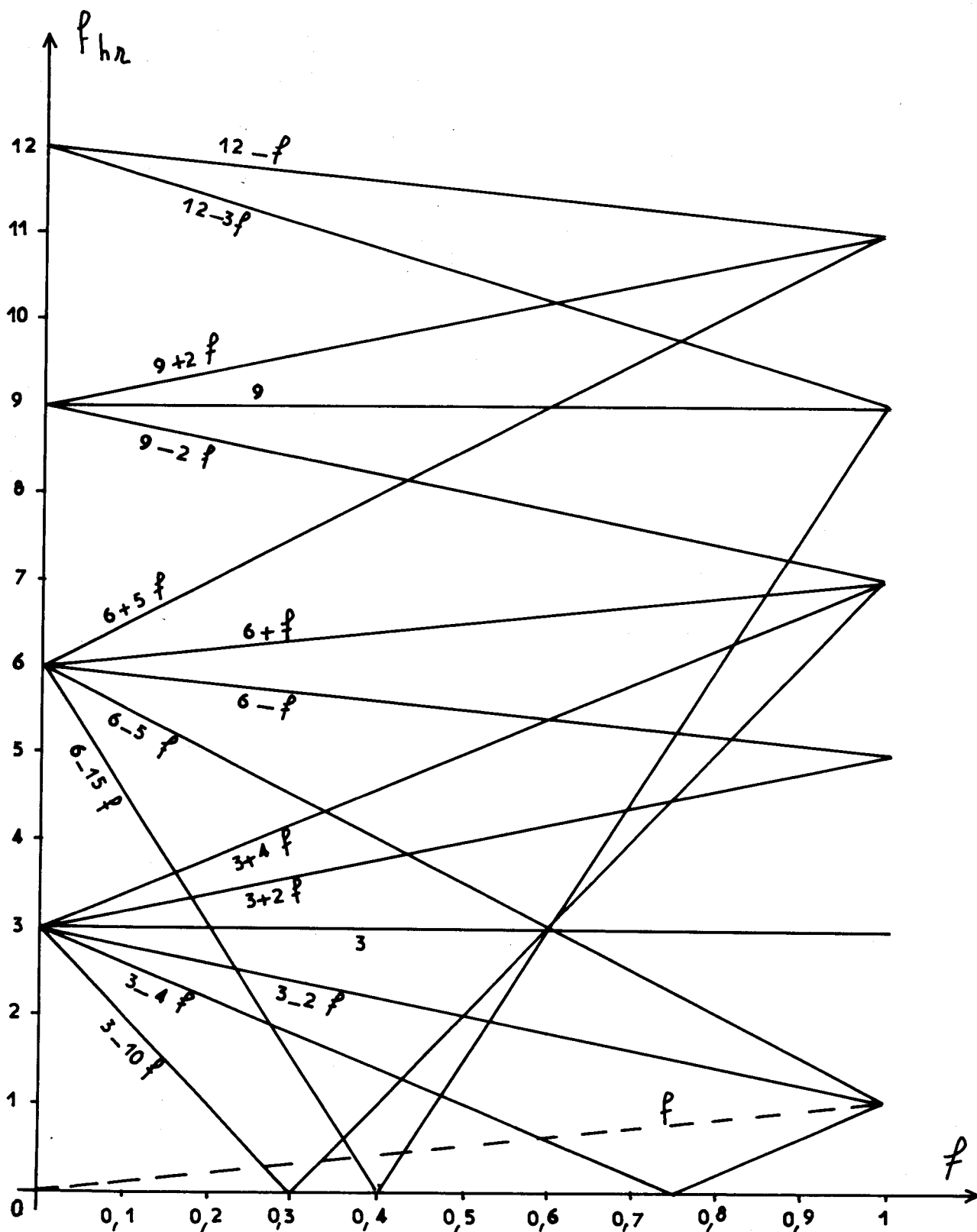


Figure 2.3 - Familles d'harmoniques présents dans l'onde de sortie du cycloconvertisseur alimenté en triphasé.



Donc le terme E peut s'écrire, pour un ensemble de valeurs p, n et q:

$$(2.45) E = c_{pnq} (\cos [3(2p-1)\theta_i + 2n\theta_0 + [2q+1-2n]\phi_0] + \cos [3(2p-1)\theta_i - 2n\theta_0 - [2q+1-2n]\phi_0]) + d_{pnq} (\cos [6p\theta_i + (2n+1)\theta_0 + [2q-(2n+1)]\phi_0] - \cos [6p\theta_i - (2n+1)\theta_0 - [2q-(2n+1)]\phi_0])$$

Pour un harmonique donné, le calcul de l'amplitude devra être fait en tenant compte des phases de ses composantes.

Par exemple pour un harmonique de fréquence $f_{hr} = |3(2p-1) + 2n| f$ il faudra associer le terme A et le terme E comme sur la figure (2.4).

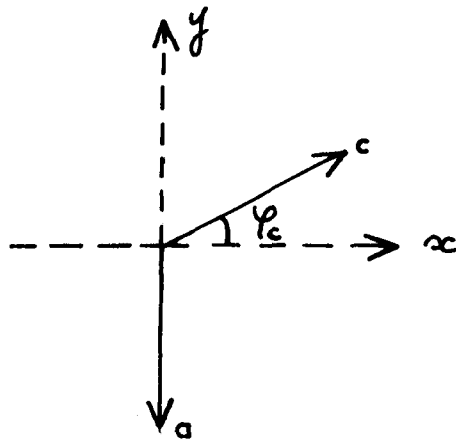


Figure 2.4 - Diagramme de Fresnel pour un calcul de l'amplitude de l'harmonique de fréquence $f_h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} + 2n| f_0$

L'égalité (2.37) montre que l'on obtient ainsi l'amplitude réduite k_h de l'harmonique de fréquence f_{hr} ; son amplitude réelle est :

$$V_{oh} = k_h \times \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi} = k_h \times V_{OM}$$

C H A P I T R E 3

C A R A C T E R I S T I Q U E S D U M O T E U R A S Y N C H R O N E A L I M E N T E

Pour connaître les conditions de fonctionnement du moteur asynchrone alimenté par le cycloconvertisseur, il faut déterminer ses caractéristiques en tant que charge électrique, notamment la phase du fondamental du courant, de façon à pouvoir calculer ensuite l'amplitude des harmoniques de l'onde fournie par le cycloconvertisseur.

Nous pouvons d'abord faire l'étude dans le cas où l'on voudrait obtenir une gamme de vitesse la plus large possible, au prix de quelques hypothèses simplificatrices justifiées par l'expérience.

Une première hypothèse généralement admise est que, pour conserver un glissement faible, il faut que le couple maximum du moteur reste sensiblement constant. Pour arriver à ce résultat on garde en général constant le rapport de la valeur efficace $\frac{V_0}{\sqrt{2}}$ de la tension d'alimentation par phase à la pulsation fondamentale ω_0 ; $\frac{V_0}{\sqrt{2} \omega_0} = c^{te} = K_V$. En fait il a été montré théoriquement et vérifié pratiquement que l'on a intérêt, pour les faibles valeurs de ω_0 , à augmenter le rapport K_V ; mais dans une première approche du problème nous garderons $K_V = c^{te}$.

Deuxième hypothèse adoptée a priori : on fonctionnera dans la zone stable de la caractéristique mécanique.

3.1 - Caractéristiques de la charge du cycloconvertisseur

3.1.1 - Schéma équivalent

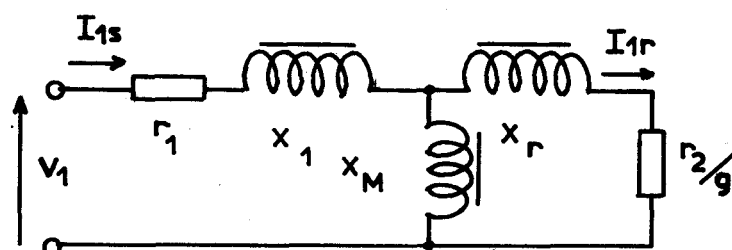


Figure 3.1 - Schéma équivalent d'une phase du moteur pour la pulsation fondamentale nominale ω_{on}

On notera :

r_1 = résistance par phase statorique

r_2 = résistance par phase rotorique ramenée au stator

X_1 = réactance cyclique de fuite statorique

X_2 = réactance cyclique de fuite rotorique ramenée au stator

X_M = réactance cyclique magnétisante

V_1 = valeur efficace de la tension simple d'alimentation

I_{1s} = courant efficace statorique

I_{1r} = courant efficace rotorique ramené au stator

g = glissement par rapport à la vitesse de synchronisme

On peut mettre en évidence :

$$v_1 = \frac{x_1 + x_M}{x_M} \text{ coefficient d'Hopkinson primaire}$$

$$v_2 = \frac{x_2 + x_M}{x_M} \text{ coefficient d'Hopkinson secondaire}$$

$$Q = \frac{x_1 + x_M}{r_1} \text{ coefficient de qualité du primaire à la pulsation fondamentale nominale}$$

$$\alpha = \frac{r_2}{r_1} \text{ rapport des résistances secondaire et primaire}$$

D'après le schéma équivalent de la figure (3.1) on déduit l'expression de l'impédance d'entrée d'une phase du moteur

$$(3.1) Z_1 = r_1 + j x_1 + \frac{(\frac{r_2}{g} + j x_2) \times j x_M}{j(x_2 + x_m) + \frac{r_2}{g}} \text{ soit,}$$

$$(3.2) Z_1 = x_M \left[\frac{v_1}{Q} + j (v_1 - 1) + \frac{j(\frac{\alpha v_1}{Qg} + j (v_2 - 1))}{j v_2 + \frac{\alpha v_1}{Qg}} \right]$$

Ceci avec les coefficients correspondant à la pulsation nominale ω_{on} . Pour une autre pulsation d'alimentation $\omega_o = \ell \omega_{on}$ avec $0,1 < \ell < 1$ seul change le coefficient de qualité Q qui devient ℓQ

De l'expression de Z_1 on peut déduire le déphasage du courant sur la tension en négligeant les harmoniques du courant. Ce déphasage est l'argument de l'expression complexe

$$(3.3) \frac{v_1 + j Q (v_1 - 1)}{Q} + \frac{[(1 - v_2) + j \frac{\alpha v_1}{Qg}] [\frac{\alpha v_1}{Qg} - j v_2]}{\left(\frac{\alpha v_1}{Qg}\right)^2 + v_2^2} = N$$

cet argument est le même que celui de

$$(3.4) \frac{\alpha^2 v_1^3}{Q^2 g^2} + v_1 v_2^2 + j \frac{(v_1 - 1) \alpha^2 v_1^2}{Q g^2} + j v_2^2 Q (v_1 - 1) + Q [(1 - v_2) \frac{\alpha v_1}{Qg} + \frac{\alpha v_1 v_2}{Qg} + j \frac{\alpha^2 v_1^2}{Q^2 g^2} - j v_2 (1 - v_2)] = N'$$

soit

$$(3.5) N' = \frac{\alpha^2 v_1^3}{Q^2 g^2} + v_1 v_2^2 + \frac{(1 - v_2) \alpha v_1}{g} + \frac{\alpha v_1 v_2}{g} + j \left[\frac{(v_1 - 1) \alpha^2 v_1^2}{Q g^2} + v_2^2 Q (v_1 - 1) + \frac{\alpha^2 v_1^2}{Q g^2} - v_2 Q (1 - v_2) \right]$$

Pour une pulsation quelconque $\omega_0 = \ell \omega_{on}$ le déphasage ϕ_0 du courant sur le fondamental de la tension est donc

$$(3.6) \phi_0 = \text{Arc tg} \frac{\frac{\alpha^2 v_1^3}{\ell Q g^2} + v_2^2 \ell Q (v_1 - 1) - v_2 \ell Q (1 - v_2)}{\frac{\alpha^2 v_1^3}{\ell^2 Q^2 g^2} + v_1 v_2^2 + \frac{\alpha v_1}{g}}$$

soit

$$\phi_0 = \text{Arc tg} \frac{\frac{\alpha^2 v_1^3}{g^2} \times \frac{1}{\ell Q} + \ell Q [v_2^2 (v_1 - 1) - v_2 (1 - v_2)]}{\frac{\alpha^2 v_1^3}{g^2} \times \frac{1}{\ell^2 Q^2} + v_1 v_2^2 + \frac{\alpha v_1}{g}}$$

On peut ainsi déterminer les variations de ϕ_0 en fonction de la pulsation réduite ℓ à glissement constant ; ceci pour des valeurs courantes des coefficients v , Q et α . On peut prendre par exemple :

$$v_1 = v_2 = 1,025$$

$$\alpha = 1, \text{ et}$$

$$Q = 100, \text{ les glissements considérés étant } g = 0,2 ;$$

$g = 0,08 ; g = 0,04$. Donc pour tout couple ϕ_0 , ℓ , on pourra déduire l'amplitude des différents harmoniques donnée par les expressions (2.27), (2.29), (2.36) et (2.37), ceci en respectant bien les déphasages comme indiqué figure (2.4). Les déphasages déterminés sur calculateur sont représentés figure (3.2).

3.2 - Courants statorique et rotorique

3-2-1 - Courant statorique

Pour le fondamental et à la pulsation nominale ω_{on} de fonctionnement du moteur, le courant statorique efficace a pour expression

$$(3.7) \quad I_{1sn} = \frac{V_{on}}{\sqrt{2} Z_{1n}} = \frac{V_{on}}{\sqrt{2} x_m} \frac{\sqrt{(\alpha v_1 Q)^2 + (v_2 Q^2 g)^2}}{\sqrt{[\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) Q^2 g]^2 + (v_1 v_2 Q g + \alpha v_1^2 Q)^2}}$$

Lorsque l'on change la fréquence d'alimentation du moteur le fondamental du courant statorique est

$$(3.8) \quad I_{1s} = \frac{V_o}{\sqrt{2} Z_1} = \frac{\ell V_{on}}{\sqrt{2} \ell x_m} \frac{\sqrt{(\alpha v_1 \ell Q)^2 + (v_2 \ell^2 Q^2 g)^2}}{\sqrt{[\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 Q^2 g]^2 + (v_1 v_2 \ell Q g + \alpha v_1^2 \ell Q)^2}}$$

Le cycloconvertisseur délivrant, pour cette pulsation $\omega_o = \ell \omega_{on}$ des harmoniques de pulsation $h \omega_o = h \ell \omega_{on}$, de valeur efficace $\frac{V_{oh}}{\sqrt{2}}$. Pour chacun des différents harmoniques existants le courant statorique aura comme expression :

$$(3.9) \quad I_{sh} = \frac{V_{oh}}{\sqrt{2} Z_h} = \frac{V_{oh}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{\sqrt{(\alpha v_1 \ell h Q)^2 + (v_2 \ell^2 h^2 Q^2 g_h)^2}}{\sqrt{[\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_h]^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_h + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

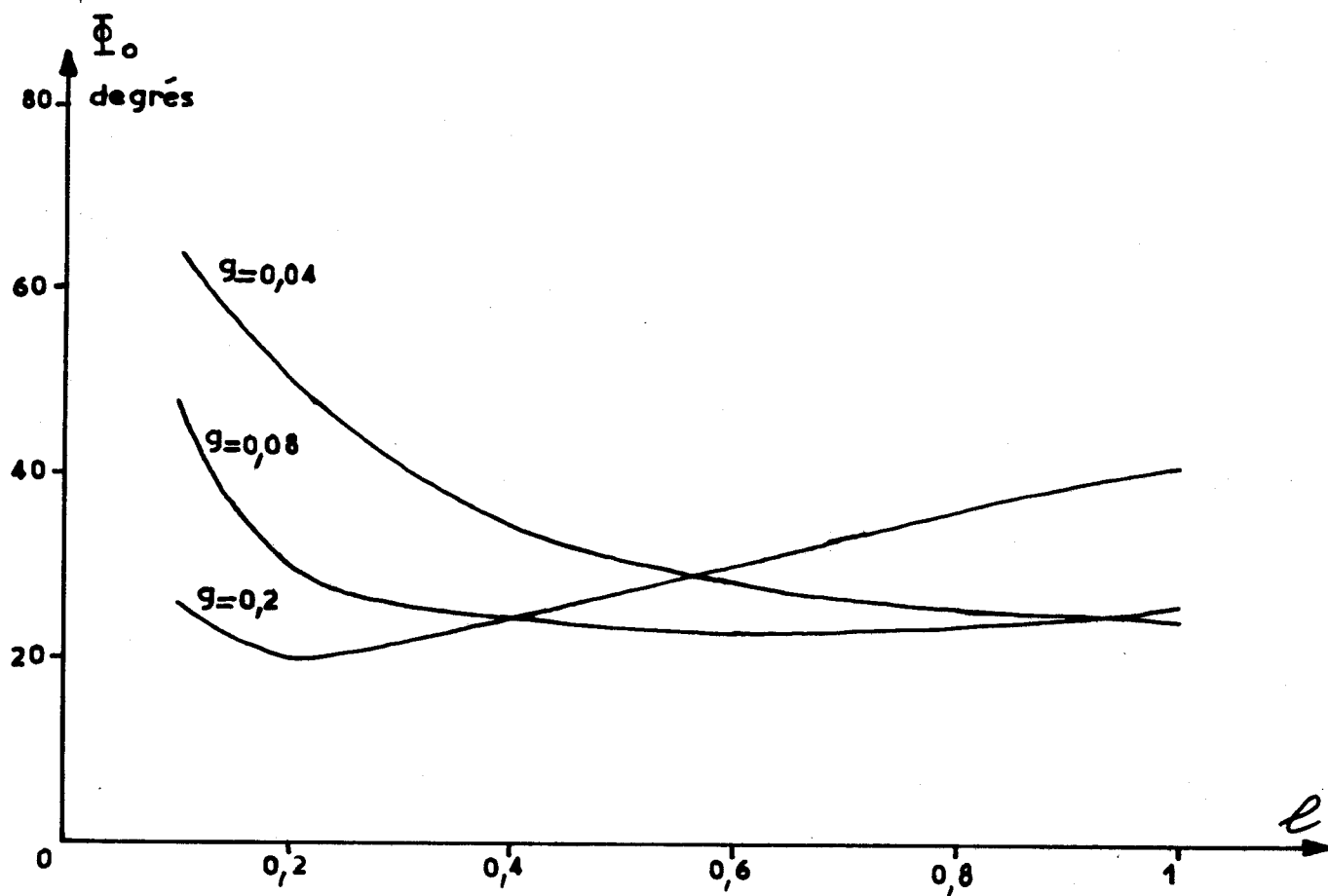


Figure 3.2 - Déphasage du fondamental du courant sur le fondamental de la tension d'alimentation



Dans cette égalité Z_h est l'impédance d'une phase du moteur pour l'harmonique considéré et g_h le glissement. Il faudra donc différencier les harmoniques produisant un champ tournant en sens direct de ceux qui le produiront en sens inverse ; comme les harmoniques produits par le cycloconvertisseur sont tels que h n'est pas un entier on aura à décomposer chacun des systèmes triphasés de pulsation $h \omega_0$ en un système direct, un système inverse et un système homopolaire, ceci à l'aide des composantes symétriques.

Soit Ω_h la vitesse de rotation du champ tournant correspondant à la pulsation $h \omega_0$ et Ω_0 la vitesse pour la pulsation ω_0 :

$$\Omega_h = h \times \Omega_0 \quad \text{pour le système direct}$$

$$\Omega_h = -h \Omega_0 \quad \text{pour le système inverse}$$

donc, le glissement s'exprimant par :

$$g_h = \frac{\Omega_h - \Omega_0 (1-g)}{\Omega_h}$$

Pour les systèmes différents on a donc

$$g_{hd} = 1 - \frac{1-g}{h} \text{ en séquence directe}$$

$$g_{hi} = 1 + \frac{1-g}{h} \text{ en séquence inverse}$$

Pour l'harmonique de pulsation $h \ell \omega_{on}$ on a des valeurs efficaces différentes pour les tensions du système direct et du système inverse, soit

$\frac{V_{oh d}}{\sqrt{2}}$ pour le système direct et $\frac{V_{oh i}}{\sqrt{2}}$ pour le système inverse ; avec les

valeurs différentes du glissement, on déduit la valeur efficace du courant statorique pour cet harmonique respectivement pour le système de séquence directe et pour le système de séquence inverse, soit I_{shd} et I_{shi} , qui ont pour expressions :

$$(3.10) \quad I_{shd} = \frac{V_{ohd}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{\sqrt{(\alpha v_1 \ell h Q)^2 + (v_2 \ell^2 h^2 Q^2 g_{hd})^2}}{\sqrt{[\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hd}]^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_{hd} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

$$(3.11) \quad I_{shi} = \frac{V_{ohi}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{\sqrt{(\alpha v_1 \ell h Q)^2 + (v_2 \ell^2 h^2 Q^2 g_{hi})^2}}{\sqrt{[\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hi}]^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_{hi} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

Nous venons d'examiner l'effet des systèmes de séquence directe et inverse ; il nous faut maintenant voir comment intervient le système homopolaire et pour cela différencier les cas en fonction du couplage des phases statoriques du moteur :

a/ Couplage en étoile avec conducteur neutre

Les courants homopolaires circulent dans les fils de phase et se referment par le conducteur neutre. Circulant en phase dans des bobinages décalés de $2\pi/3$ ils créent un flux résultant nul, et l'impédance magnétisante est nulle, donc l'impédance d'entrée d'une phase devient, pour ce système :

$$Z_{1hh} = r_1 + j h \ell x_1$$

soit, avec $r_1 = \frac{v_1 x_m}{Q}$ et $x_1 = (v_1 - 1) x_m$

$$(3.12) \quad Z_{1hh} = h \ell x_m \frac{\sqrt{v_1^2 + h^2 \ell^2 Q^2 (v_1 - 1)^2}}{h \ell Q}$$

Cette impédance est indépendante de g . Soit V_{ohh} l'amplitude du système homopolaire de pulsation $h \omega_0$

Le courant efficace statorique correspondant est

$$(3.13) \quad I_{shh} = \frac{V_{ohh}}{\sqrt{2} \times Z_{1hh}} = \frac{V_{ohh}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{h \ell Q}{\sqrt{v_1^2 + h^2 \ell^2 Q^2 (v_1 - 1)^2}}$$

il ne crée ni couple ni courant rotorique et n'entraîne donc que des pertes Joule.

b/ Couplage en triangle avec les phases d'alimentation insérées dans le triangle

Les courants homopolaires circulent dans le triangle et l'on a une impédance identique à la précédente.

c/ Couplage en étoile sans conducteur neutre

Pas de circulation possible des courants homopolaires. Leur somme étant forcément nulle ils sont tous nuls.

d/ Couplage en triangle

Même effet que précédemment : les courants homopolaires sont nuls dans le stator.

Finalement la valeur efficace du courant statorique est

$$(3.14) I_s = \sqrt{I_{1s}^2 + \sum_{h=0}^{\infty} I_{shd}^2 + \sum_{h=0}^{\infty} I_{shi}^2 + \sum_{h=0}^{\infty} I_{shh}^2}$$

Le terme I_{shh} pouvant être nul comme on vient de le voir.

D'autre part, V_{on} étant l'amplitude de la tension d'alimentation nominale du moteur, dans le cas général on a :

$$(3.14.1) V_{oM} = \frac{V_{on}}{r_o}$$

Du point de vue du moteur, si V_o est l'amplitude du fondamental de l'onde de sortie du cycloconvertisseur, on a, pour un fonctionnement quelconque :

$$(3.14.2) V_o = \ell \times V_{on} = r \times V_{oM} = \frac{r \times V_{on}}{r_o} \quad \text{donc}$$

$$(3.14.3) r = r_o \times \ell$$

On pourra d'autre part noter

$$(3.14.4) V_{ohd} = k_{hd} \times V_{oM} = k_{hd} \times \ell_o \times V_{on} \\ = \frac{k_{hd} \times V_{on}}{r_o}$$

et

$$(3.14.5) V_{ohi} = k_{hi} \times V_{oM} \quad \text{alors}$$

$$(3.15.0) I_s^2 = \frac{V_{on}^2}{2 \times x_m^2} \left[A + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hi} + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hh} \right]$$

avec

$$(3.15.1) A = \frac{(\alpha v_1 \ell Q)^2 + (v_2 \ell^2 Q^2 g)^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 Q^2 g)^2 + (v_1 v_2 \ell Q g + \alpha v_1^2 \ell Q)^2}$$

$$(3.15.2) A_{hd} = \frac{k_{hd}^2}{r_o^2 h^2 \ell^2} \times \frac{(\alpha v_1 \ell h Q)^2 + (v_2 \ell^2 h^2 Q^2 g_{hd})^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hd})^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_{hd} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}$$

$$(3.15.3) A_{hi} = \frac{k_{hi}^2}{r_o^2 h^2 \ell^2} \times \frac{(\alpha v_1 \ell h Q)^2 + (v_2 \ell^2 h^2 Q^2 g_{hi})^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hi})^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_{hi} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}$$

3.2.2 - Courant rotorique

Pour une pulsation $\omega_{oh} = h \ell \omega_{on}$ le schéma équivalent d'une phase du moteur devient

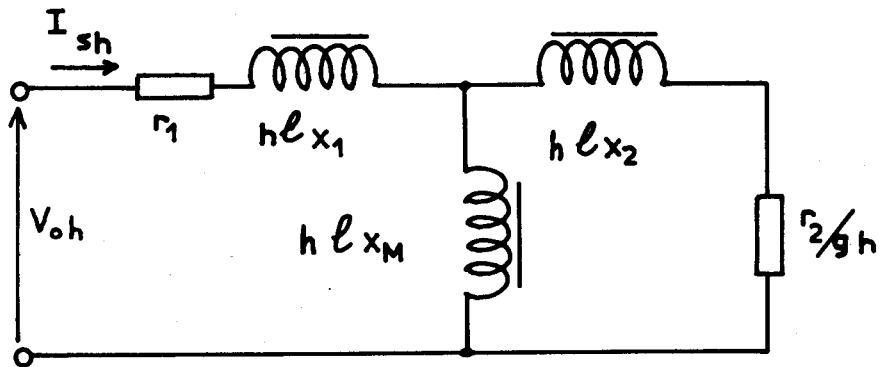


Figure 3.3 - Schéma équivalent pour la pulsation $h \ell \omega_{on}$

D'après le schéma équivalent de la figure (3.3) on déduit l'expression du courant rotorique de celle du courant statorique

$$I_{Rh} = I_{sh} \times \frac{j h x_m \ell}{\frac{r_2}{g_h} + j h \ell (x_m + x_2)}$$

sa valeur efficace est :

$$I_{Rh} = \frac{V_{oh}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{h^2 \ell^2 Q^2 g_h}{\sqrt{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_h)^2 + (v_1 v_2 \ell h Q g_h + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

De nouveau la tension de pulsation $h \ell \omega_{on}$ donne un champ tournant en séquence directe, un en séquence inverse, et un homopolaire, auxquels correspondent des glissements différents. Pour la pulsation $\omega_o = \ell \omega_{on}$ on aura un courant rotorique I_{1R} correspondant à I_{1s} . Son expression sera :

$$(3.16) \quad I_{1R} = \frac{V_{on}}{x_m \sqrt{2}} \times \frac{\ell^2 Q^2 g}{\sqrt{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 Q^2 g)^2 + (v_1 v_2 \ell Q g + \alpha v_1^2 \ell Q)^2}}$$

Les harmoniques de courant rotorique seront :

$$(3.17) \quad I_{Rhd} = \frac{V_{ohd}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{h^2 \ell^2 Q^2 g_{hd}}{\sqrt{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hd})^2 + (v_1 v_2 h \ell Q g_{hd} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

$$(3.18) \quad I_{Rhi} = \frac{V_{ohi}}{\sqrt{2} h \ell x_m} \times \frac{h^2 \ell^2 Q^2 g_{hi}}{\sqrt{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 h^2 Q^2 g_{hi})^2 + (v_1 v_2 h \ell Q g_{hi} + \alpha v_1^2 \ell h Q)^2}}$$

Pour le système homopolaire appliqué au stator, le flux résultant étant de toute façon nul, il n'y aura jamais de courant rotorique induit correspondant. Donc la valeur efficace du courant rotorique est donnée par :

$$(3.19) \quad I_R = \sqrt{I_{1R}^2 + \sum_{h=0}^{\infty} I_{Rhd}^2 + \sum_{h=0}^{\infty} I_{Rhi}^2}$$

Soit, en notant

$$(3.19.1) \quad B = \frac{(\ell^2 Q^2 g)^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) \ell^2 Q^2 g)^2 + (v_1 v_2 \ell Q g + \alpha v_1^2 \ell Q)^2}$$

$$(3.19.2) \quad B_{hd} = \frac{(h^2 \ell^2 Q^2 g_{hd})^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) h^2 \ell^2 Q^2 g_{hd})^2 + (v_1 v_2 h \ell Q g_{hd} + \alpha v_1^2 h \ell Q)^2} \times \frac{k_{hd}^2}{h^2 \ell^2 r_o^2}$$

$$(3.19.3) \quad B_{hi} = \frac{(h^2 \ell^2 Q^2 g_{hi})^2}{(\alpha v_1^2 - (v_1 v_2 - 1) h^2 \ell^2 Q^2 g_{hi})^2 + (v_1 v_2 h \ell Q g_{hi} + \alpha v_1^2 h \ell Q)^2} \times \frac{k_{hi}^2}{h^2 \ell^2 r_o^2}$$

$$(3.20) \quad I_R^2 = \frac{V_{on}^2}{2 x_m^2} \left[B + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hi} \right]$$

3-3 - Bilan énergétique

3-3-1 - Pertes Joule

Les pertes Joule statoriques sont:

$$(3.21) \quad P_{JS} = 3r_1 I_s^2 = 3 \frac{x_m v_1}{Q} I_s^2 = 3 \frac{V_{on}^2}{2 x_m} \frac{v_1}{Q} \left[A + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hi} \right]$$

dans le cas où l'on adopte un couplage supprimant la circulation de courant homopolaire.

Les pertes Joule rotoriques sont:

$$(3.22) \quad P_{JR} = 3r_2 I_R^2 = 3 \frac{x_m \alpha v_1}{Q} I_R^2 = \frac{3V_{on}^2}{2 x_m} \frac{\alpha v_1}{Q} \left[B + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hi} \right]$$

3-3-2 - Puissance mécanique

La puissance mécanique recueillie a pour expression générale

$$P_m = \frac{1-g}{g} P_{JR}$$

En fonction des différentes valeurs de g pour les systèmes direct et inverse on peut décomposer cette puissance mécanique totale en

$$P_{m1} = \frac{(1-g)}{g} \times \frac{3 V_{on}^2}{2 x_m} \times \frac{\alpha v_1}{Q} \times B$$

$$P_{mhd} = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{1-g}{h+g-1} \times \frac{3 V_{on}^2}{2 x_m} \times \frac{\alpha v_1}{Q} \times B_{hd}$$

$$P_{mhi} = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{g-1}{h+1-g} \times \frac{3 V_{on}^2}{2 x_m} \times \frac{\alpha v_1}{Q} \times B_{hi}$$

Soit

$$(3.23) P_m = \frac{3 V_{on}^2}{2 x_m} \times \frac{\alpha v_1}{Q} \left[\frac{1-g}{g} B + \sum_{h=0}^{\infty} \frac{1-g}{h+g-1} B_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} \frac{g-1}{h+1-g} B_{hi} \right]$$

3-3-3 - Rendement

L'expression du rendement, en ne considérant que les pertes Joule sera alors :

$$(3.24) \quad \eta = \frac{P_m}{P_m + P_{JR} + P_{JS}}$$

3-3-4 - Couple

L'expression générale de ce couple est donnée par la relation

$$C = \frac{P_m}{\Omega_0 (1-g)} = \frac{P_m}{\ell \Omega_{on} (1-g)}$$

De même que pour la puissance mécanique, il faut considérer l'effet de la pulsation fondamentale $\omega_0 = \ell \omega_{on}$ et celui des différents harmoniques de pulsation $h \omega_0$

$$(3.25) \quad C_1 = \frac{P_{m1}}{\ell \Omega_{on} (1-g)} \quad \text{pour la composante } \omega_0$$

$$\left. \begin{aligned} C_{hd} &= \frac{P_{mhd}}{\ell \Omega_{on} (1-g)} \\ C_{hi} &= \frac{P_{mhi}}{\ell \Omega_{on} (1-g)} \end{aligned} \right\} \text{ pour un harmonique } h\omega_0$$

Le couple résultant est donc la somme

$$(3.26) \quad C = C_1 + \sum_{h=0}^{\infty} C_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} C_{hi} \quad \text{pour un régime donné}$$

3-3-5 - Alimentation par tensions sinusoïdales pures d'amplitude et fréquence variables

Le couple du moteur, alimenté par une onde sinusoïdale pure triphasée est, d'après les équations (3.25) et (3.23), de la forme :

$$C = K \times \frac{B}{\ell g}$$

B étant défini par l'équation (3.19.1). La figure (3.4) représente les variations du couple moteur à glissement constant en fonction de la fréquence réduite des tensions d'alimentation : on voit qu'à couple constant le glissement augmente et que le couple maximum diminue, lorsque la fréquence d'alimentation diminue. Dans cette échelle réduite C/K , le couple nominal normal sera de l'ordre de 400.

Les pertes par effet Joule du moteur dans ces conditions d'alimentation peuvent s'écrire, pour $\alpha = 1$

$$(3.27) \quad P_J = K \Omega_{on} [A + B] = K_1 [A + B]$$

d'après les égalités (3.21) et (3.22), A étant défini par l'équation (3.15.1).

La puissance mécanique mise en jeu par le fondamental seul est, d'après l'égalité (3.23) de la forme :

$$(3.28) \quad P_m = K_1 \times \frac{(1-g)}{g} \times B$$

Le glissement est solution de l'équation du second degré

$$(3.29) \quad [(\nu_1 \nu_2 - 1)^2 \ell^4 Q^4 + (\nu_1 \nu_2)^2 \ell^2 Q^2] \frac{C}{K} g^2 + [2C \nu_1 \nu_2 \alpha \nu_1^2 \ell^2 Q^2 - 2C \alpha \nu_1^2 (\nu_1 \nu_2 - 1) \times \ell^2 Q^2 - \ell^3 Q^4] g + \frac{C \alpha \nu_1^4}{K} + \frac{C (\alpha \nu_1)^4 \ell^2 Q^2}{K} = 0$$

Figure 3.4 - Variations du couple en fonction de la fréquence réduite des tensions d'alimentation

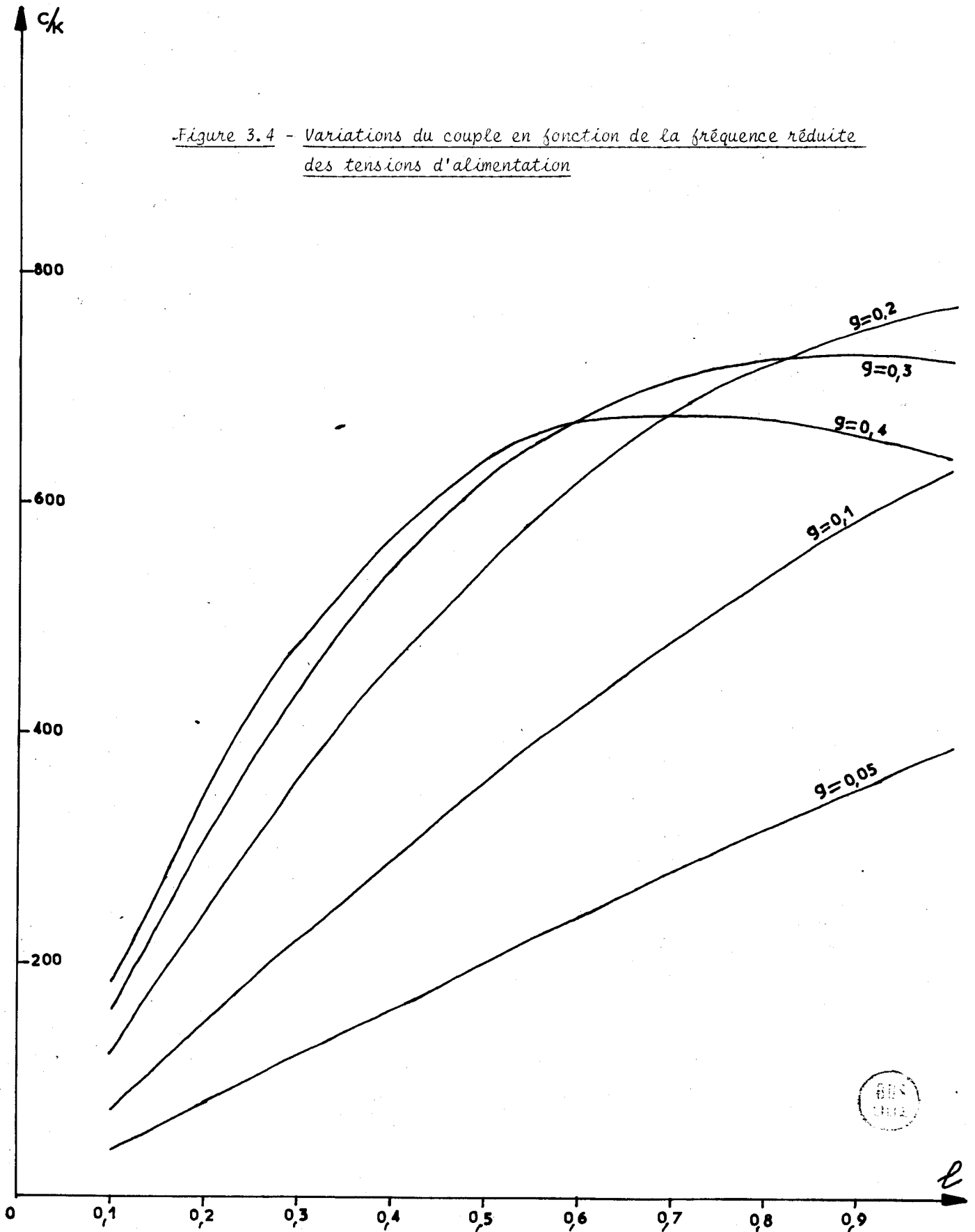


Figure 3.5 - Variations du rendement, des pertes Joule et de la puissance mécanique en fonction de la fréquence réduite des tensions d'alimentation pour $C/K = 200$

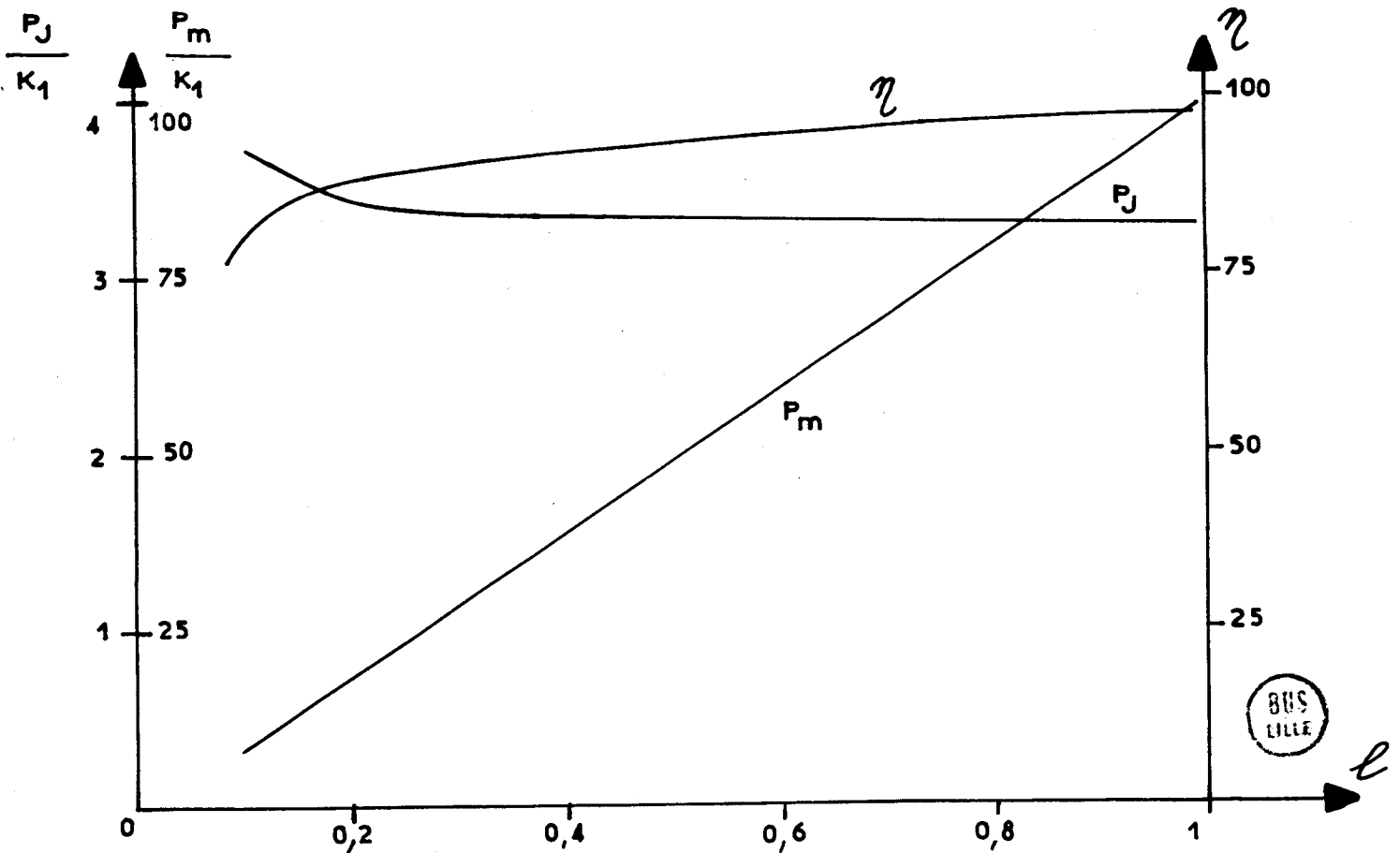
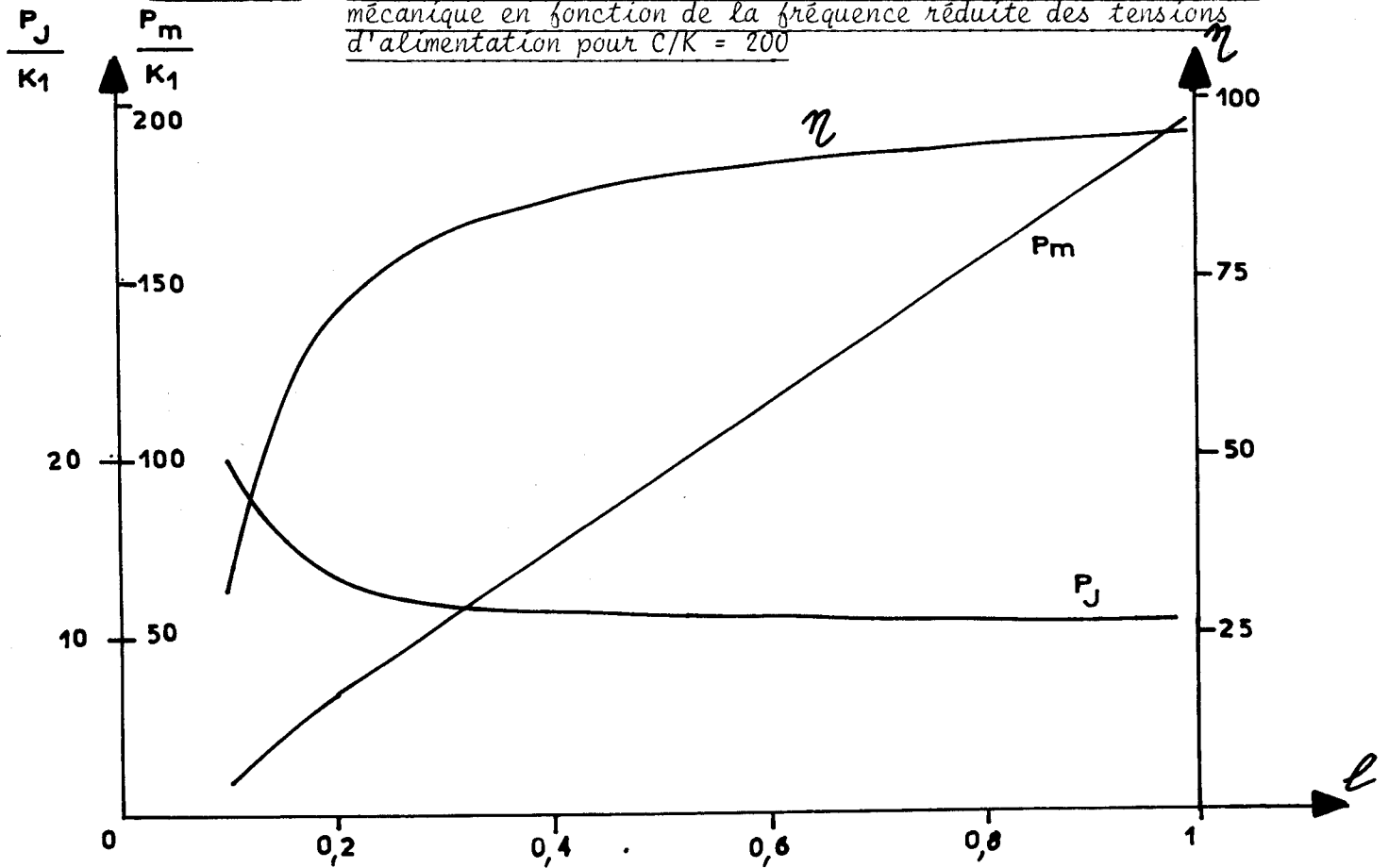


Figure 3.6 - Variations du rendement, des pertes Joule et de la puissance mécanique en fonction de la fréquence réduite des tensions d'alimentation pour $C/K = 100$



donc on peut tracer les variations de P_j , P_m , η en fonction de ℓ à couple constant. La figure (3.5) représente ces variations pour $C/K = 200$, la figure (3.6) les représente pour $C/K = 100$

Dans les deux cas les variations du rendement et des pertes par effet Joule montrent bien le déclassement du moteur fonctionnant à une fréquence basse par rapport à sa fréquence nominale : ce phénomène provient en partie de la mauvaise adaptation de la méthode d'alimentation à

$$\frac{V_0}{\omega_0} = C^{te} \text{ pour les faibles fréquences.}$$

3-3-6 - Conclusion

On peut déduire de cette étude qu'il est possible de faire fonctionner le moteur asynchrone à cage avec un rendement acceptable en l'alimentant par un système de tensions sinusoïdales triphasé, de fréquence comprise entre le quart de sa fréquence nominale et cette fréquence nominale. Si l'on veut étendre le fonctionnement à une plage de vitesses encore plus basse, cette variation supplémentaire est grévée par une diminution importante du rendement et des échauffements pouvant devenir prohibitifs.

C H A P I T R E 4

ALIMENTATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR LE CYCLOCONVERTISSEUR

On a vu jusqu'à présent les caractéristiques essentielles de l'onde de tension fournie par un cycloconvertisseur ; ceci dans des hypothèses assez générales sauf en ce qui concerne la méthode de contrôle, dont on a au paragraphe 2.2.1 justifié le choix. On a déjà pu dégager l'existence des "familles d'harmoniques", mais on a également vu que les amplitudes de ces harmoniques étaient fonction des conditions d'utilisation et de la charge du cycloconvertisseur par les quantités ϕ_0 et r .

D'un autre côté on a prêté attention au fonctionnement du moteur alimenté par des tensions d'amplitude et de fréquence variables. On en a déduit les variations des caractéristiques du moteur pour ces régimes variables, en particulier les variations du déphasage du courant sur la tension à l'entrée du moteur.

Connaissant maintenant la charge qu'alimentera le cycloconvertisseur nous pouvons prévoir les caractéristiques de fonctionnement de l'ensemble, du point de vue du rendement du moteur, des variations de sa puissance mécanique et de ses pertes Joule à différents régimes et pour différents réglages de la tension de sortie du cycloconvertisseur.

4-1 - Amplitude des harmoniques de la tension de sortie du cycloconvertisseur.

4-1-1 - Harmoniques de fréquence $f_h = |3(2p-1) f_i \pm 2_n f_0|$

Considérons d'abord les harmoniques de rang

$h = \left| \frac{3(2p-1) f_i}{f_0} + 2_n \right|$. Des équations (2.27) et (2.42) on déduit la valeur

du terme a :

$$(4.1) \quad a_{pn} = \frac{1}{2} \left[\frac{a [3(2p-1)-1]_{(2n)}}{3(2p-1)-1} + \frac{a [3(2p-1)+1]_{(2n)}}{3(2p-1)+1} \right]$$

Comme on l'a déjà montré sur la figure(2.4), il faut associer à cette amplitude a, l'amplitude c définie par les équations (2.44)et (2.45) soit :

$$(4.2) \quad c_{pnq} = \frac{1}{\pi [(2q+1)-2n]} \left[\frac{a [3(2p-1)-1], (2q+1)}{3(2p-1)-1} + \frac{a [3(2p-1)+1], (2q+1)}{3(2p-1)+1} \right]$$

On peut noter $\varphi_c = [(2q+1) - 2n] \phi_0$. Comme dans l'égalité (2.35) on avait $2m > 0$ on a $2q > 2n$ donc $\varphi_c > 0$ pour le cas qui nous intéresse, c'est à dire un courant dont le fondamental est en retard sur la tension. Reportons-nous à la figure (4.1), nous avons :

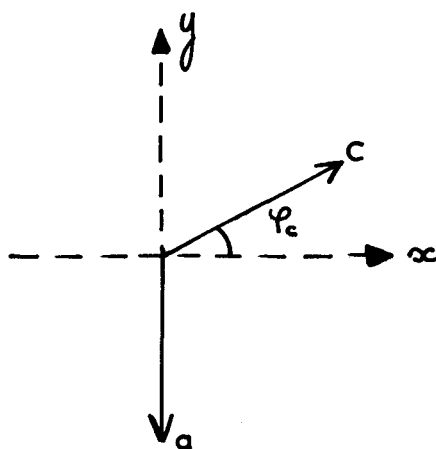


Figure 4.1 - Diagramme de Fresnel des composantes de l'harmonique de rang

$$h = \left| 3(2p-1) \frac{\delta_i}{\delta_0} + 2n \right|$$

$$(4.3) \quad c_{p,n,q,x} = c_{p,n,q} \times \cos \varphi_c = x_{c,p,n,q}$$

$$(4.4) \quad c_{p,n,q,y} = c_{p,n,q} \times \sin \varphi_c \quad \text{donc}$$

$$(4.5) \quad \rightarrow y_{p,n,q} = c_{p,n,q,y} - a_{p,n}$$

Pour un harmonique de rang donné défini par un couple de valeurs p et n il faut donc ajouter au vecteur $\vec{a}_{p,n}$ tous les vecteurs $\vec{c}_{p,n,q}$ soit

$$(4.6) \quad x_{c,p,n} = \sum_{q=n}^{\infty} x_{c,p,n,q} \quad \text{et}$$

$$(4.7) \quad y_{p,n} = \sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q,y} - a_{p,n}$$

Finalement l'amplitude réduite de l'harmonique considéré vaut :

$$(4.8) \quad k_h = \sqrt{x_{c,p,n}^2 + \left(\sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q,y} - a_{p,n} \right)^2}$$

Voyons maintenant le cas des harmoniques de rang $h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} - 2n|$.

Des équations (2.42) et (2.45) on déduit le diagramme de Fresnel correspondant de la figure (4.2)

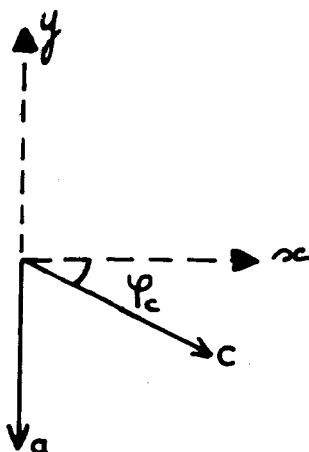


Figure 4.2 - Diagramme de Fresnel des composantes de l'harmonique de rang

$$h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} - 2n|$$

On a de même :

$$x_{c,p,n} = \sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q} \times \cos \varphi_c \quad \text{mais}$$

$$(4.9) \quad y_{p,n} = - \sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q,y} - a_{p,n} \quad \text{donc l'amplitude réduite de cet}$$

harmonique s'exprime :

$$(4.10) \quad k_h = \sqrt{x_{c,p,n}^2 + \left(- \sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q,y} - a_{p,n} \right)^2}$$

dans cette égalité, les termes : $x_{c,p,n}, \sum_{q=n}^{\infty} c_{p,n,q,y}$ et $a_{p,n}$ sont identiques à ceux de l'égalité (4.8).

Cas particulier des harmoniques de rang $h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0}|$:

on a alors le diagramme de Fresnel de la figure (4.3) donc avec

$\varphi_c = (2q+1) \phi_0$, l'amplitude réduite de ces harmoniques est

$$(4.11) \quad k_h = 2 \sqrt{x_{c,p,n}^2 + a_{p,n}^2}$$

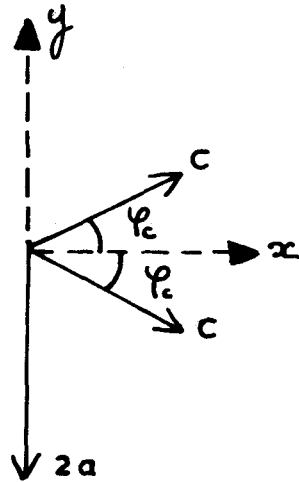


Figure 4.3 - Diagramme de Fresnel des composantes de l'harmonique de rang

$$h = |3(2p-1) \frac{\delta_i}{\delta_0}|$$

4.1.2 - Harmoniques de fréquence $f_h = |6p f_i \pm (2n+1) f_0|$

Il suffit encore de faire la composition vectorielle correspondant aux équations (2.43) et (2.44). Pour les harmoniques de rang

$h = |6p \frac{f_i}{f_0} + (2n+1)|$, le diagramme est celui de la figure (4.4). Par les égalités (2.43) et (2.29) on a :

$$(4.12) \quad b_{p,n} = \frac{1}{2} \left[\frac{a[6p-1], (2n+1)}{6p-1} + \frac{a[6p+1], (2n+1)}{6p+1} \right]$$

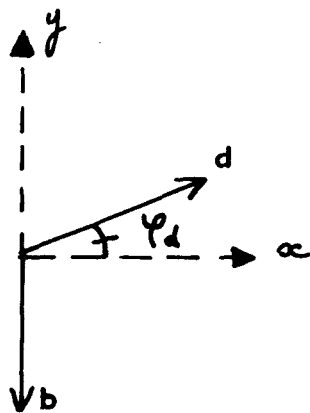


Figure 4.4 - Diagramme de Fresnel des composantes de l'harmonique de rang

$$h = |6p \frac{\delta_i}{\delta_0} + (2n+1)|$$

d'autre part les équations (2.44) et (2.45) montrent que

$$(4.13) \quad d_{p,n,q} = \frac{1}{\pi [2q - (2n+1)]} \left[\frac{a_{[6p-1],(2q)}}{6p-1} + \frac{a_{[6p+1],(2q)}}{6p+1} \right]$$

et l'on peut noter $\varphi_d = [2q - (2n+1)] \phi_0$ avec $2q \geq 2n+2$

Soit $d_{p,n,p,x} = d_{p,n,q} \times \cos \varphi_d = x_{d,p,n,q}$

et $d_{p,n,q,y} = d_{p,n,q} \times \sin \varphi_d$

donc $y_{p,n,q} = d_{p,n,q,y} - b_{p,n}$

Finalement, pour un couple p,n donné on aura :

$$(4.14) \quad x_{d,p,n} = \sum_{q=n+1}^{q=\infty} x_{d,p,n,q} \quad \text{et}$$

$$(4.15) \quad y_{p,n} = \sum_{q=n+1}^{q=\infty} d_{p,n,y} - b_{p,n} \quad \text{donc}$$

$$(4.16) \quad k \left| 6p \frac{f_i}{f_0} + (2n+1) \right| = \sqrt{x_{d,p,n}^2 + y_{p,n}^2}$$

Voyons maintenant l'amplitude des harmoniques de rang $h = \left| 6p \frac{f_i}{f_0} - (2n+1) \right|$ le diagramme de Fresnel, dans ce cas, correspondant aux équations (2.43) et (2.45) est représenté sur la figure (4.5). Le déphasage φ_d est le même que celui qui a été défini pour le calcul de l'amplitude des harmoniques de fréquence $|6p f_i + (2n+1) f_0|$. On a maintenant

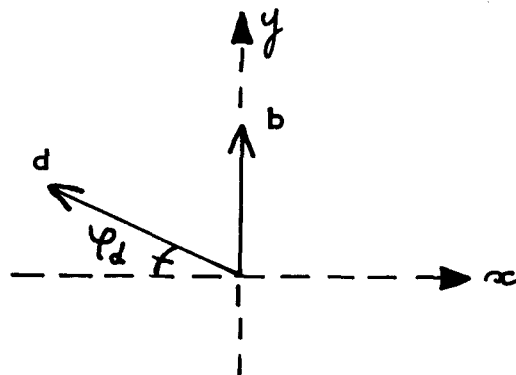


Figure 4.5 - Diagramme de Fresnel pour la détermination de l'amplitude de l'harmonique de rang $h = \left| 6p \frac{f_i}{f_0} - (2n+1) \right|$

$$(4.17) \quad d_{p,n,q,x} = -d_{p,n,q} \cos \varphi_d = x_{d,p,n,q}$$

$$(4.18) \quad d_{p,n,q,y} = d_{p,n,q} \sin \varphi_d \quad \text{d'où}$$

$$(4.19) \quad y_{p,n,q} = d_{p,n,q,y} + b_{p,n} \quad \text{donc}$$

l'amplitude réduite de ces harmoniques sera

$$(4.20) \quad k \left| 6p \frac{f_i}{f_0} - (2n+1) \right| = \sqrt{x_{d,p,n}^2 + y_{p,n}^2}$$

avec

$$(4.21) \quad x_{d,p,n} = \sum_{q=n+1}^{q=\infty} x_{d,p,n,q} \quad \text{et}$$

$$(4.22) \quad y_{p,n} = \sum_{q=n+1}^{q=\infty} d_{p,n,q,y} + b_{p,n}$$

Un premier calcul montre que les termes : $a_{[3(2p-1)-1], (2n)}$, $a_{[3(2p-1)-1], (2q+1)}$, $a_{[6p-1], (2n+1)}$, $a_{[6p-1], (2q)}$ deviennent négligeables quel que soit r pour $2n+1 \geq 9$ ou $2q+1 \geq 9$; on peut donc se limiter à ces valeurs pour les calculs ultérieurs. Le calcul des différentes amplitudes se fait comme on l'a vu, le déphasage ϕ_0 du courant imposé par la charge étant donné par l'équation (3.6) est fonction de ℓ et g .

Le but du travail n'étant pas l'étude du cycloconvertisseur seul nous nous limiterons à la représentation des variations des harmoniques les plus importants dans un cas particulier pour donner une idée de leurs importances respectives. Pour $C/K = 200$, $k_0 = 1$ et $r_0 = 1$ qui correspondent au cas pratique étudié, on déduit $\ell = \frac{f}{k_0}$, $r = r_0 \ell$ et g .

Les amplitudes réduites les plus importantes des harmoniques de fréquences $f_{hr} = \frac{f}{f_i} = |3 \pm 2nf|$ sont représentées figure (4.6) celles des harmoniques de fréquence $f_{hr} = |6 \pm (2n+1)f|$ sont reportées sur la figure (4.7). Les amplitudes des harmoniques de fréquences $f_{hr} = |9 \pm 2nf|$ et $f_{hr} = |12 \pm (2n+1)f|$ sont beaucoup plus faibles.

4-2 - Alimentation du moteur à fréquence et tension variables

4-2-1 - Décomposition d'un système de tensions triphasé en système direct inverse et homopolaire

L'amplitude de l'harmonique de fréquence f_h est :

$$V_{oh} = k_h \times V_{oM} = \frac{k_h}{r_0} \times V_{on}$$

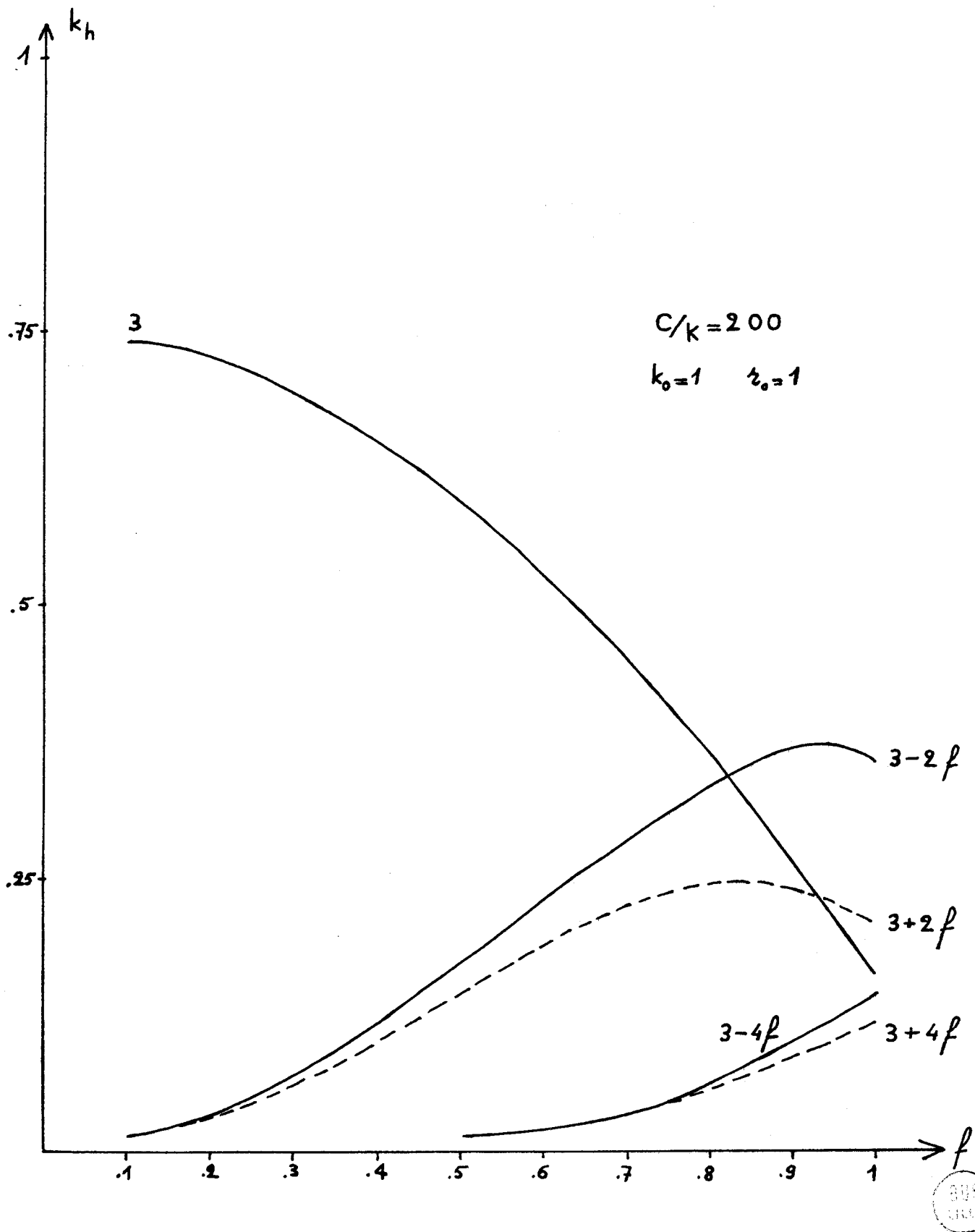
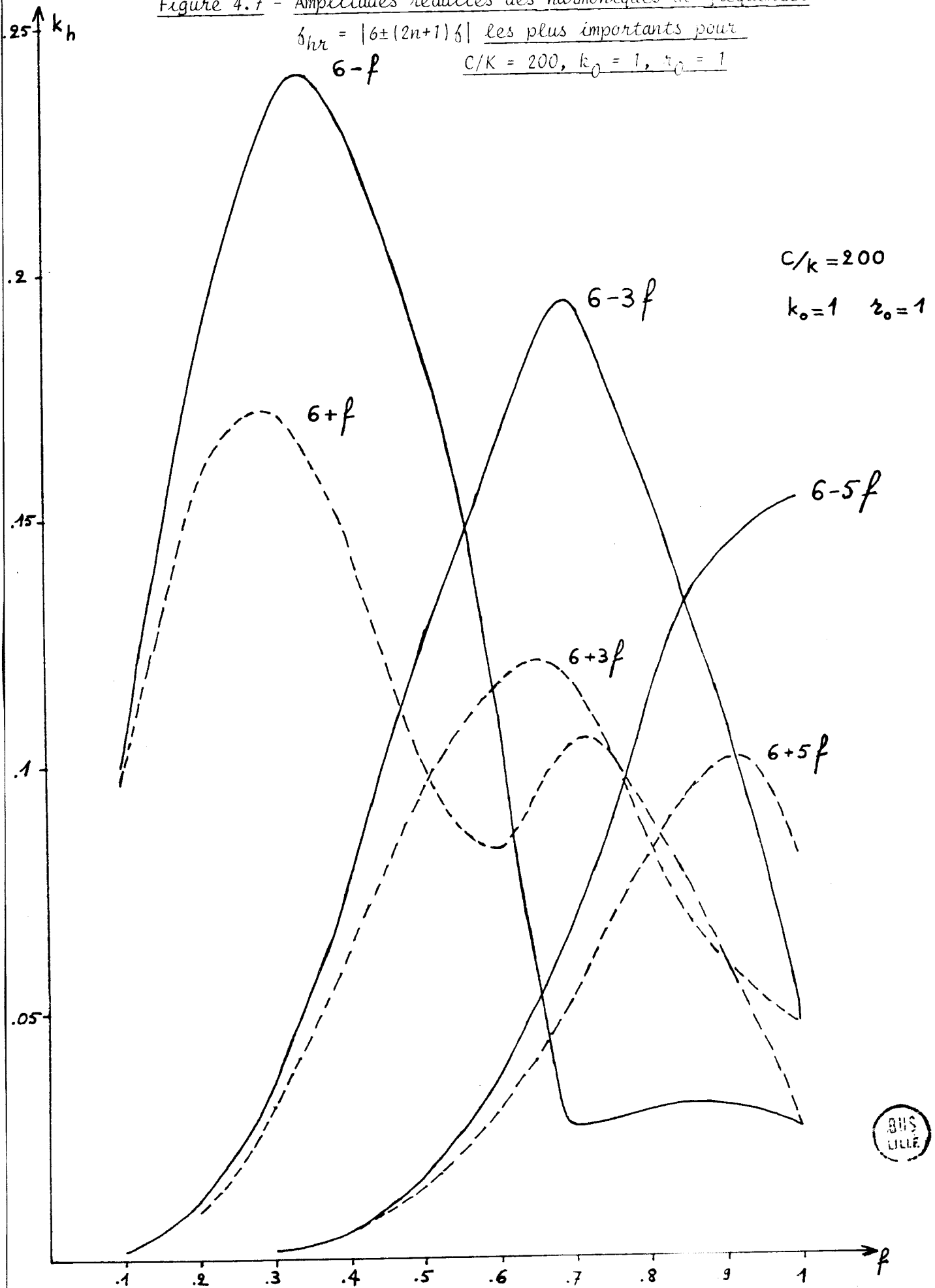


Figure 4.6 - Amplitudes réduites des harmoniques de fréquences $\delta_{hr} = \frac{\delta_{hr}}{f_i}$
= $|3 \pm 2nf|$ les plus importants pour $C/K = 200$,
 $K_0 = 1, \epsilon_0 = 1$

Figure 4.7 - Amplitudes réduites des harmoniques de fréquences

$\delta_{hr} = |6 \pm (2n+1)f|$ les plus importants pour

$C/K = 200, k_0 = 1, z_0 = 1$



En fonction de l'harmonique considéré, les termes k_h sont donnés par les expressions (4.8), (4.10), (4.11), (4.16), (4.20).

Les amplitudes des harmoniques des tensions délivrées par les trois phases du cycloconvertisseur étant identiques, on peut les noter pour chaque phase : V_{o1h} , V_{o2h} et V_{o3h} . Leurs expressions seraient, par exemple,

pour l'harmonique de fréquence $f_h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_o} + 2n| f_o = h f_o$:

$$(4.23) \quad V_{o1|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o} = V_o|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o \times \sin|3(2p-1)\frac{\omega_i}{\omega_o} + 2n|\omega_o t$$

$$(4.24) \quad V_{o2|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o} = V_o|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o \times \sin|3(2p-1)\frac{\omega_i}{\omega_o} + 2n|(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$$

$$(4.25) \quad V_{o3|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o} = V_o|3(2p-1)\frac{f_i}{f_o}+2n|f_o \times \sin|3(2p-1)\frac{\omega_i}{\omega_o} + 2n|(\omega_o t - \frac{4\pi}{3})$$

Expressions dans lesquelles ω_i est la pulsation des tensions d'alimentation du cycloconvertisseur, dans le cas général on peut noter :

$$k_o = \frac{\omega_{on}}{\omega_i} ; \text{ dans ce cas on a } \frac{\omega_i}{\omega_o} = \frac{1}{k_o \ell}$$

Le déphasage de V_{o2h} par rapport à V_{o1h} est

$$\varphi_{21} = - \left| \frac{3(2p-1)}{k_o \ell} + 2n \right| \times \frac{2\pi}{3} ; \text{ celui de } V_{o3h} \text{ par rapport à } V_{o1h} \text{ est}$$

$$\varphi_{31} = - \left| \frac{3(2p-1)}{k_o \ell} + 2n \right| \times \frac{4\pi}{3} .$$

Les amplitudes des systèmes homopolaire, direct et inverse, dont la somme forme le système V_{o1h} , V_{o2h} , V_{o3h} , sont respectivement pour l'homopolaire :

$$(4.26) \quad V_{ohh} = \frac{V_{o1h} + V_{o2h} + V_{o3h}}{3} = \frac{V_{o1h}}{3} \times (1 + e^{+j\varphi_{21}} + e^{+j\varphi_{31}}) = k_{hh} \times \frac{V_{on}}{r_o}$$

pour le système direct :

$$(4.27) \quad V_{ohd} = \frac{V_{o1h} + e^{+j\frac{2\pi}{3}} V_{o2h} + e^{+j\frac{4\pi}{3}} V_{o3h}}{3}$$

$$V_{ohd} = \frac{V_{o1h}}{3} \times (1 + e^{+j(\varphi_{21} + \frac{2\pi}{3})} + e^{+j(\varphi_{31} + \frac{4\pi}{3})}) = \frac{k_{hd} \times V_{on}}{r_o}$$

et pour le système inverse :

$$(4.28) V_{ohi} = \frac{V_{o1h} e^{+j \frac{4\pi}{3}} + V_{o2h} e^{+j \frac{2\pi}{3}} + V_{o3h}}{3}$$

$$V_{ohi} = \frac{V_{o1h}}{3} \times (1 + e^{j(\varphi_{21} + \frac{4\pi}{3})} + e^{j(\varphi_{31} + \frac{2\pi}{3})}) = \frac{k_{hi} \times V_{on}}{r_o} \quad \text{soit}$$

$$(4.29) k_{hh} = \frac{k_H}{3} \times (1 + \cos \varphi_{21} + \cos \varphi_{31})$$

$$(4.30) k_{hd} = \frac{k_H}{3} \times (1 + \cos (\varphi_{21} + \frac{2\pi}{3}) + \cos (\varphi_{31} + \frac{4\pi}{3}))$$

$$(4.31) k_{hi} = \frac{k_H}{3} \times (1 + \cos (\varphi_{21} + \frac{4\pi}{3}) + \cos (\varphi_{31} + \frac{2\pi}{3}))$$

4-2-2 - Influence des harmoniques principaux de la tension de sortie du cycloconvertisseur

On voit que le rang h d'un harmonique évolue lorsque f varie, et, en regardant les expressions des déphasages φ_{21} et φ_{31} , on s'aperçoit qu'il peut se présenter trois cas particuliers :

$$\begin{aligned} 1/ \quad h = 3K \quad & f_h = 3Kf_0 \quad & \varphi_{21} = -2K\pi \\ & (K \text{ entier positif}) \quad & \varphi_{31} = -4K\pi \end{aligned}$$

donc $k_{hh} = k_h$; $k_{hd} = 0$; $k_{hi} = 0$. L'harmonique considéré ne forme qu'un système homopolaire.

$$2/ \quad h = 3K-1 \quad \varphi_{21} = -(3K-1) \times \frac{2\pi}{3} = -2K\pi + \frac{2\pi}{3}$$

$$\varphi_{31} = -(3K-1) \times \frac{4\pi}{3} = -4K\pi - \frac{2\pi}{3}$$

donc $k_{hh} = 0$; $k_{hd} = 0$; $k_{hi} = k_h$. Cet harmonique ne forme qu'un système inverse.

$$3/ \quad h = 3K+1 \quad \varphi_{21} = -(3K+1) \times \frac{2\pi}{3} = -2K\pi - \frac{2\pi}{3}$$

$$\varphi_{31} = -(3K+1) \times \frac{4\pi}{3} = -4K\pi + \frac{2\pi}{3}$$

d'où $k_{hh} = 0$; $k_{hd} = k_h$; $k_{hi} = 0$

Il n'y a qu'un système direct dans cet harmonique.

Regardons maintenant quel sera l'effet d'un harmonique donné sur le moteur, par exemple de l'harmonique $f_h = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} - 2n| f_0$, lorsque f_0 varie. Pour cela, reportons-nous à la figure (2.3) : on peut maintenant la compléter en traçant les droites représentant les harmoniques $f_h = (3K - 1) f_0$ et $f_h = (3K + 1) f_0$, ce qui donne la figure (4.8) ; sur cette figure il est ainsi possible de savoir immédiatement si un harmonique donné créera un couple moteur ou un couple antagoniste. On a d'autre part vu au paragraphe 3.2.1 qu'il était possible de coupler le moteur de façon à éviter la circulation de courant homopolaire.

Il est bien visible sur la figure (4.8) qu'il existe deux zones distinctes pour un harmonique donné, la limite des deux étant la fréquence f_0 : pour des harmoniques supérieurs à f_0 , on vient de voir que l'on avait successivement des alternances de couples moteur et antagoniste, lorsque f_0 varie ; pour des harmoniques inférieurs à f_0 il faudra considérer le problème de façon un peu différente.

L'harmonique de fréquence $f_H = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} - 2n| f_0$ créera un couple antagoniste pour :

$$(4.32) \quad f = \frac{f_0}{f_i} = \frac{3(2p-1)}{3K-1+2n}$$

mais, à fréquence d'alimentation f_i constante, pour la même fréquence f_0 , on aura un couple moteur dû à l'harmonique $f_H = |3(2p-1) \frac{f_i}{f_0} - 2n'| f_0$ tel que :

$$(4.33) \quad f = \frac{f_0}{f_i} = \frac{3(2p-1)}{3K+1+2n'} \quad \text{donc pour}$$

$$(4.34) \quad n = n'+1$$

On en déduit que dans une même famille, les harmoniques successifs créent des couples moteurs ou antagonistes alternativement, en fonction de leur rang, et ceci pour une même fréquence fondamentale f_0 de l'onde de sortie. On a donc, avec ce mode de commande, une compensation relative des effets des différents harmoniques sur le couple du moteur.

Voyons maintenant l'effet des sous-harmoniques ; pour cela reportons-nous à l'équation (3.23) : les termes B_{hd} et B_{hi} sont forcément positifs, pour un harmonique de rang h inférieur à l'unité on a :

$$\frac{1-g}{h+g-1} < 0 \quad \text{si} \quad h < 1-g$$

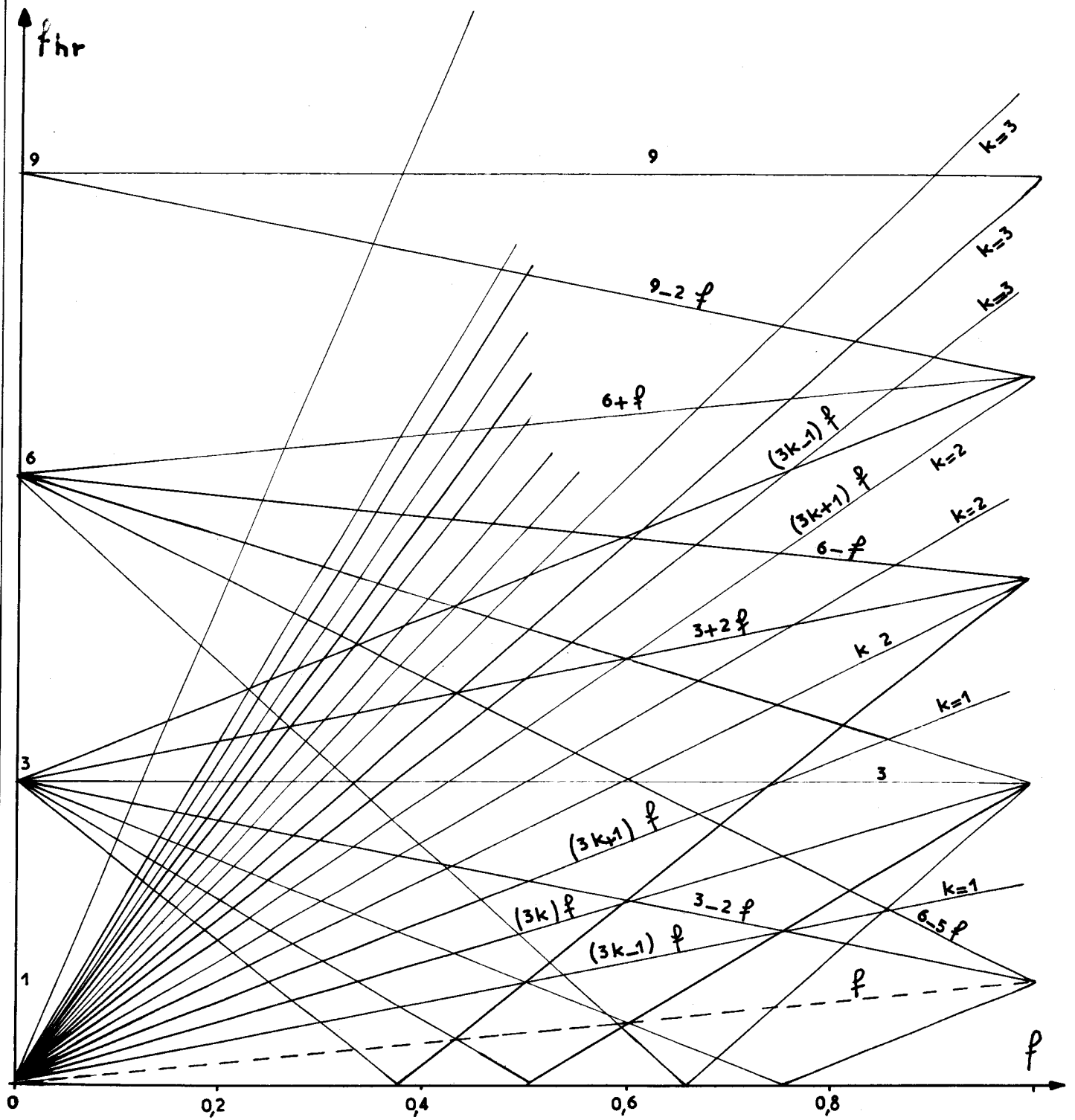


Figure 4. 8 - Harmoniques formant un système purement direct ou purement inverse



le champ tournant dans le même sens que le rotor à une vitesse inférieure à celui-ci crée un couple de freinage ; d'autre part on a toujours

$$\frac{g-1}{h+1-g} < 0$$

donc les variations de puissance mécanique apportées par les sous-harmoniques sont toujours négatives, elles ne sont nulles que lorsque $h = 1-g$: le champ tourne alors à la même vitesse que le rotor.

En ce qui concerne les pertes par effet Joule, on peut toujours supposer que l'on a couplé le moteur de sorte que l'on n'a pas de circulation de courant homopolaire : donc on n'aura pas de pertes Joule lorsque $f_h = 3 K f_o$.

D'après l'équation (3.23) la variation de puissance mécanique apportée par les harmoniques contenus dans l'onde de sortie du cycloconvertisseur est de la forme

$$(4.37) \quad \Delta P_m = K_1 \times \left[\sum_{h=0}^{\infty} \frac{1-g}{h+g-1} \times B_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} \frac{g-1}{h+1-g} \times B_{hi} \right]$$

Dans cette expression, étant donné les amplitudes des harmoniques, il suffit de considérer $h = \left| \frac{3}{f} \pm 2n \right|$ et $h = \left| \frac{6}{f} \pm (2n+1) \right|$ avec $2n \leq 8$. Les variations de $\frac{\Delta P_m}{P_m}$ pour deux valeurs de couple constant $C/K = 200$ et $C/K = 100$ sont représentées figure (4.9) en fonction de ℓ , pour $r_o = 1$ et $k_o = 1$

De façon identique la variation des pertes Joule due aux harmoniques créés par le cycloconvertisseur peut, d'après les équations (3.21) et (3.22) se mettre sous la forme :

$$(4.38) \quad \Delta P_J = K_1 \times \left[\sum_{h=0}^{\infty} A_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} A_{hi} + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hd} + \sum_{h=0}^{\infty} B_{hi} \right]$$

Les variations de $\frac{\Delta P_J}{P_J}$ pour les mêmes couples que précédemment sont représentées figure (4.10) en fonction de ℓ

Pour le calcul de $\frac{\Delta P_m}{P_m}$ et $\frac{\Delta P_J}{P_J}$ nous avons pris $r_o = 1$ et $k_o = 1$ qui est le cas que nous pourrions étudier expérimentalement.

Les variations du rendement pour $C/K = 100$ sont représentées figure(4.11) et pour $C/K = 200$ figure (4.12).

Si l'on compare d'abord les variations de $\frac{\Delta P_m}{P_m}$ et de $\frac{\Delta P_J}{P_J}$

on voit que les maxima des pertes Joule correspondent aux maxima de variation de la puissance mécanique : pour ces fréquences de fonctionnement on a un minimum de rendement. Pour $f < 0,6$ ces fréquences sont telles que

$$(4.39) \quad 3 = (3K + 1) f$$

l'harmonique $f_{hr} = 3$ étant prépondérant dans le système à alimentation triphasée à trois pulsations.

On peut remarquer l'augmentation positive de $\Delta P_m / P_m$ pour $f = 0,6$: elle correspond à l'harmonique de fréquence $f_{hr} = 3 - 4 f$ dont la fréquence devient égale à celle du fondamental.

On a introduit au chapitre 3 le paramètre $r_o = \frac{V_{on}}{V_{OM}}$ qui caractérise la plage d'utilisation en tension du cycloconvertisseur si $r_o < 1$, et celle d'utilisation du moteur si $r_o > 1$. Si l'on fait varier ce paramètre seul à $f = c^{te}$ et $k_o = c^{te}$ cela signifie que l'on considère un moteur travaillant à une fréquence f_o telle que $\ell = \frac{f_o}{f} = \text{constante}$ et $\ell = f$ pour $k_o = 1$.

Mais on a $r \leq 1$ et $r_o = \frac{f_{on}}{\ell}$, donc $r_o \leq \frac{1}{\ell}$, soit $r_o \leq \frac{1}{f}$. Si l'on représente les variations du rendement du moteur pour une fréquence f donnée, en fonction de r_o , (figure 4.13), on voit que ce rendement augmente avec r_o . Cette variation de rendement tend à montrer, pour la fréquence choisie $f = 0,272$, que l'on a intérêt à fonctionner près de la tension maximale que peut délivrer le cycloconvertisseur. Dans cet exemple on a en effet $r = 0,272$ pour $r_o = 1$ et $r = 1$ pour $r_o = 3,4$.

On a également représenté sur les figures (4.12) et (4.11) les variations de η en fonction de ℓ pour $k_o = 1$ et $r_o = 2$. On voit que l'on retrouve les mêmes fréquences privilégiées, mais que le rendement est amélioré à tous les régimes.

On vient de voir dans un cas particulier l'influence du rapport des tensions de fonctionnement du moteur et du cycloconvertisseur. On peut maintenant regarder quel est l'influence du rapport des fréquences de fonctionnement par la variation de $k_o = \frac{f_{on}}{f_i}$ encore dans un cas particulier $f = \frac{f_o}{f_i} = 0,272$ et $r_o = 1$.

Figure 4.9 - Variations de $\frac{\Delta P_m}{P_m}$ en fonction de l pour $r_0 = 1$ et $k_0 = 1$.

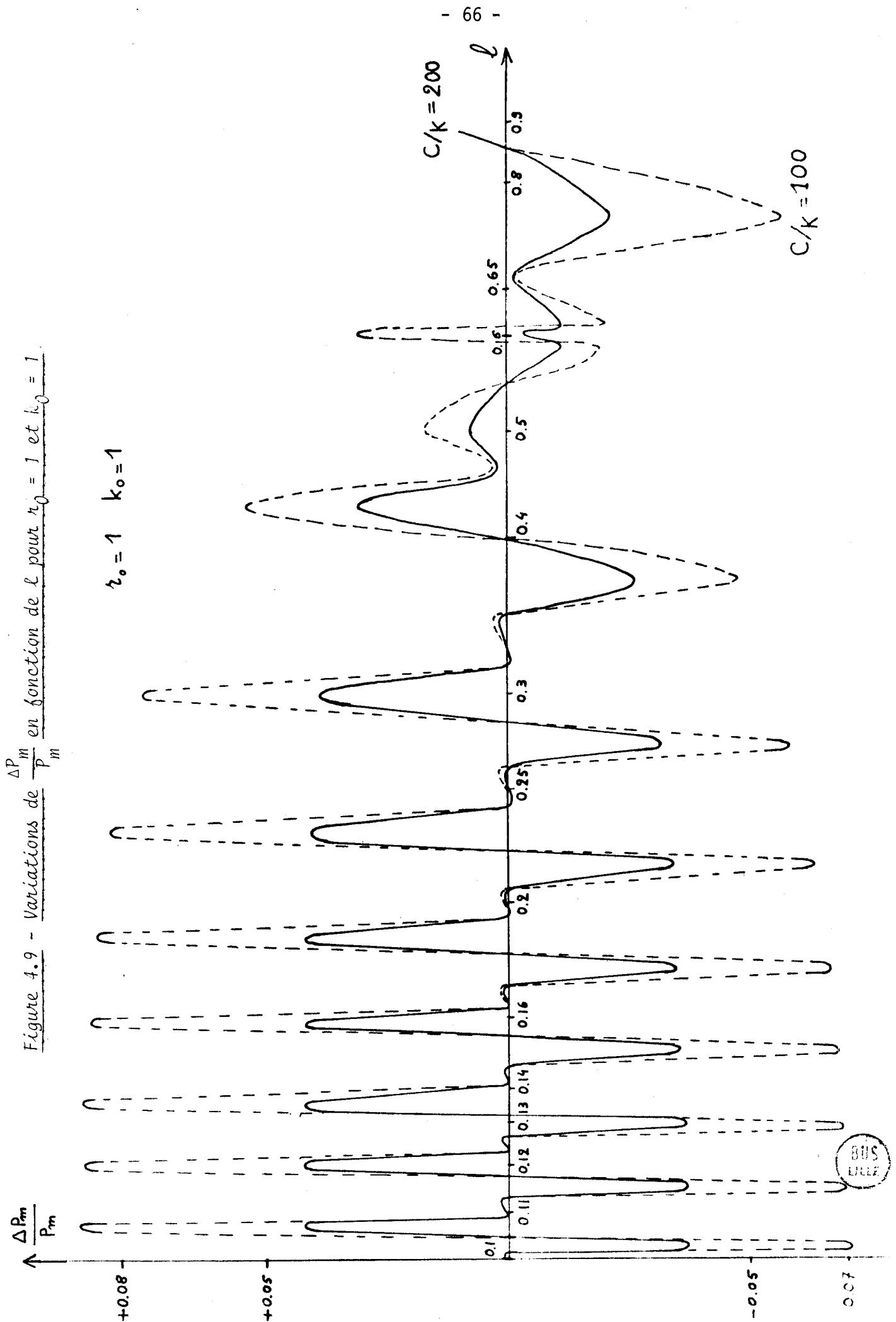
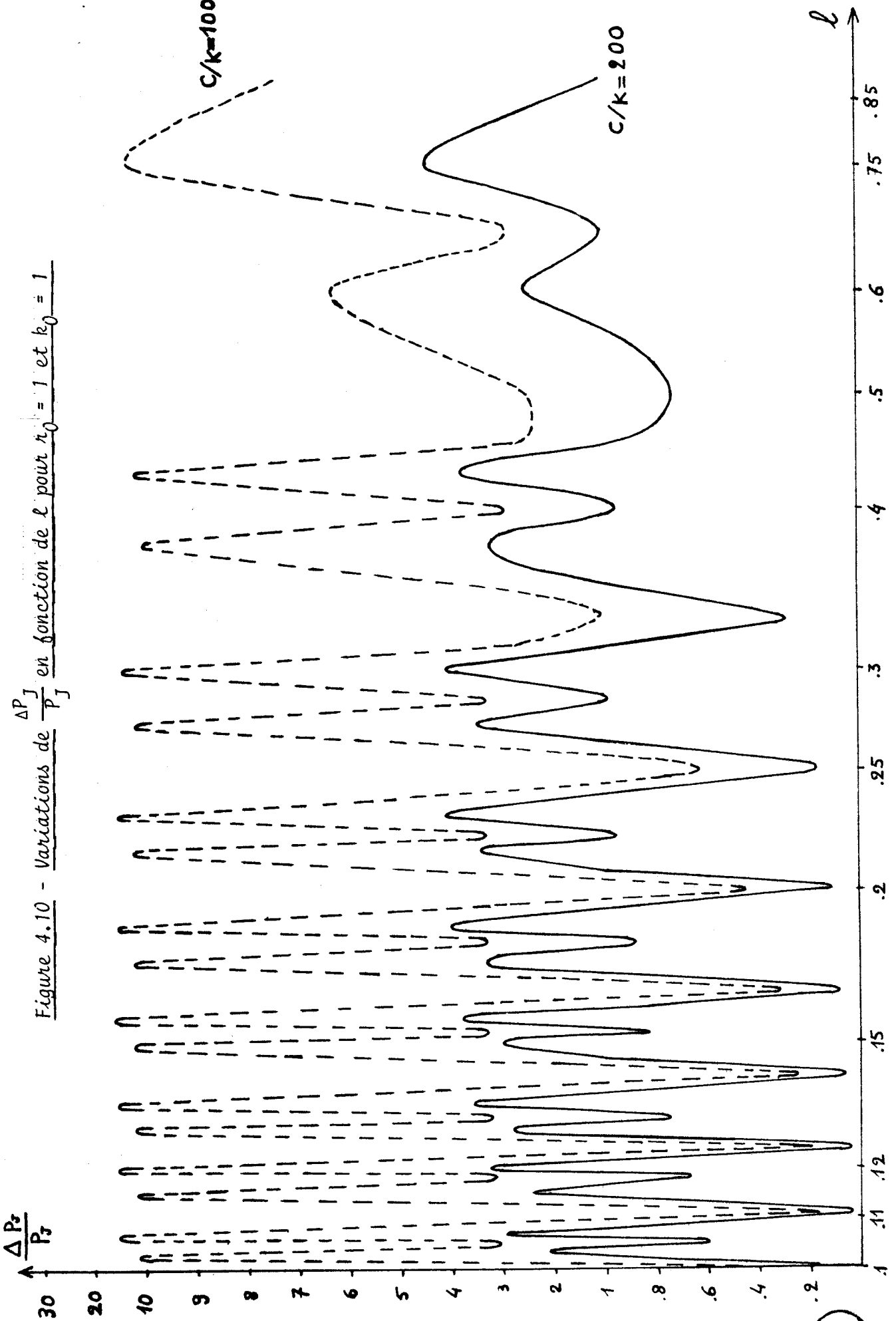


Figure 4.10 - Variations de $\frac{\Delta P_J}{P_J}$ en fonction de l pour $k_0 = 1$ et $k_0 = 1$



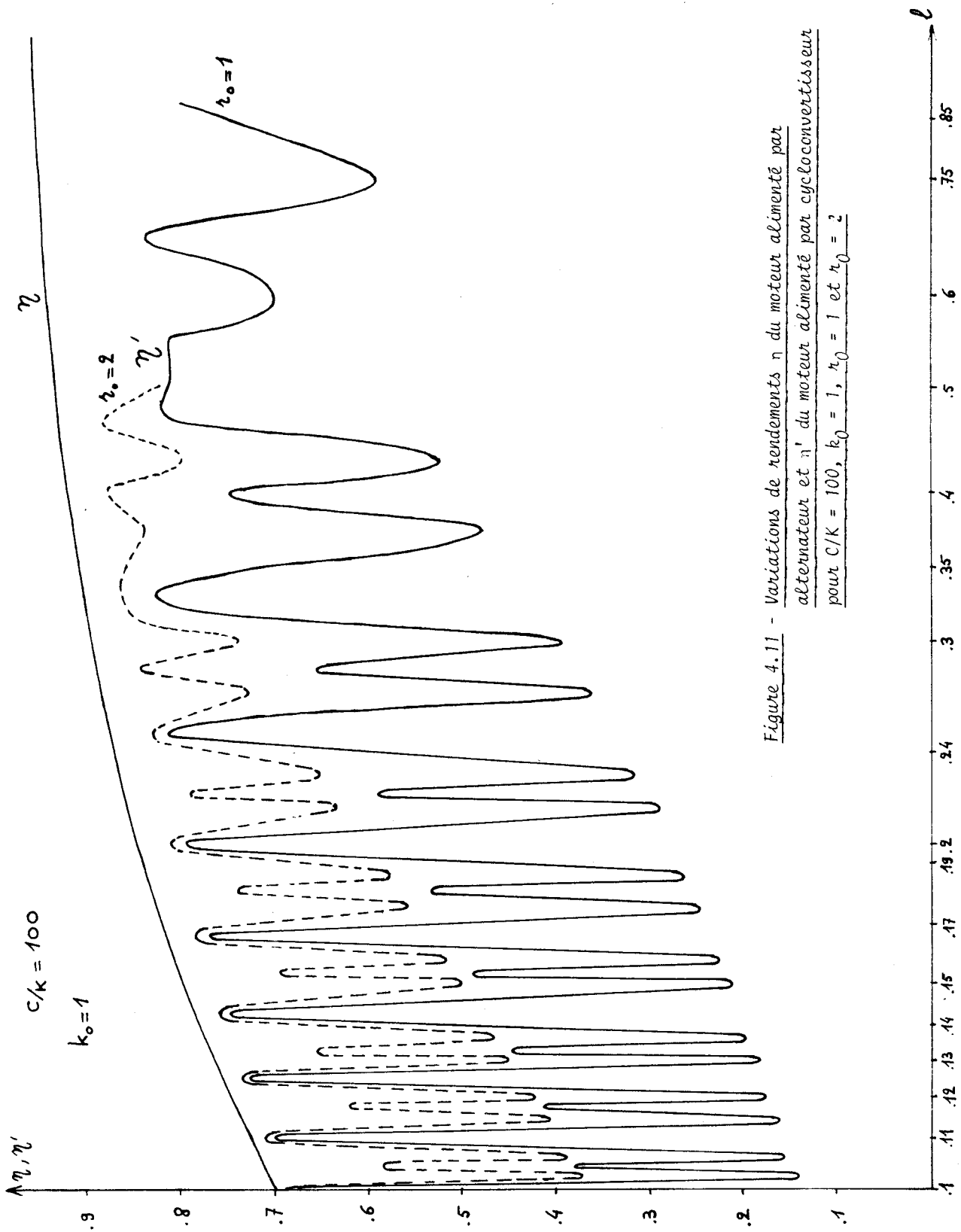


Figure 4.11 - Variations de rendements η du moteur alimenté par alternateur et η' du moteur alimenté par cycloconvertisseur pour $C/K = 100, k_0 = 1, \tau_0 = 1$ et $\tau_0 = 2$



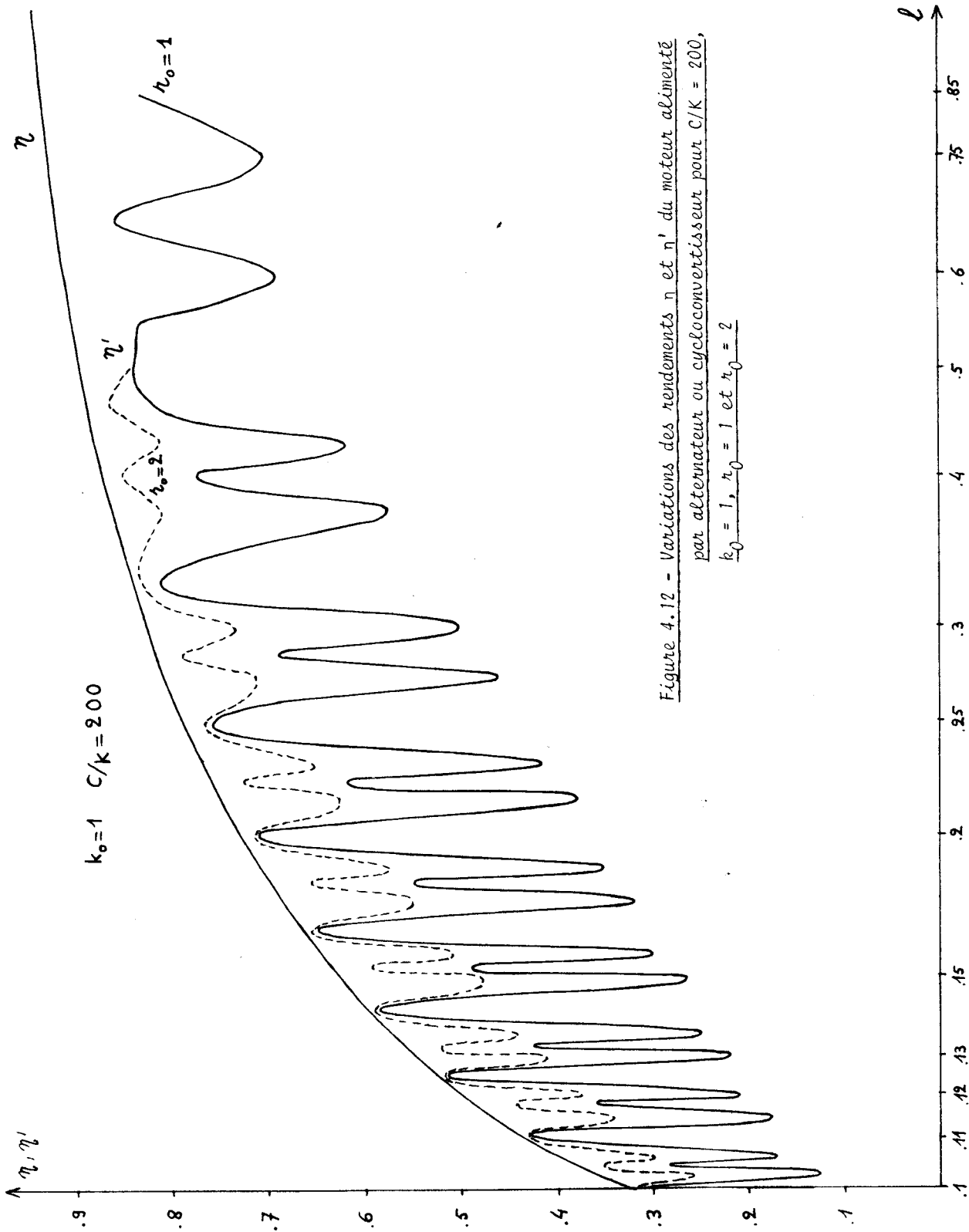


Figure 4.12 - Variations des rendements η et η' du moteur alimenté par alternateur ou cycloconvertisseur pour $C/K = 200$, $k_0 = 1$, $h_0 = 1$ et $h_0 = 2$



Figure 4.13 - Variations du rendement η' du moteur en fonction de r_0
pour $f = 0,272$, $k_0 = 1$, $C/K = 100$ et $C/K = 200$

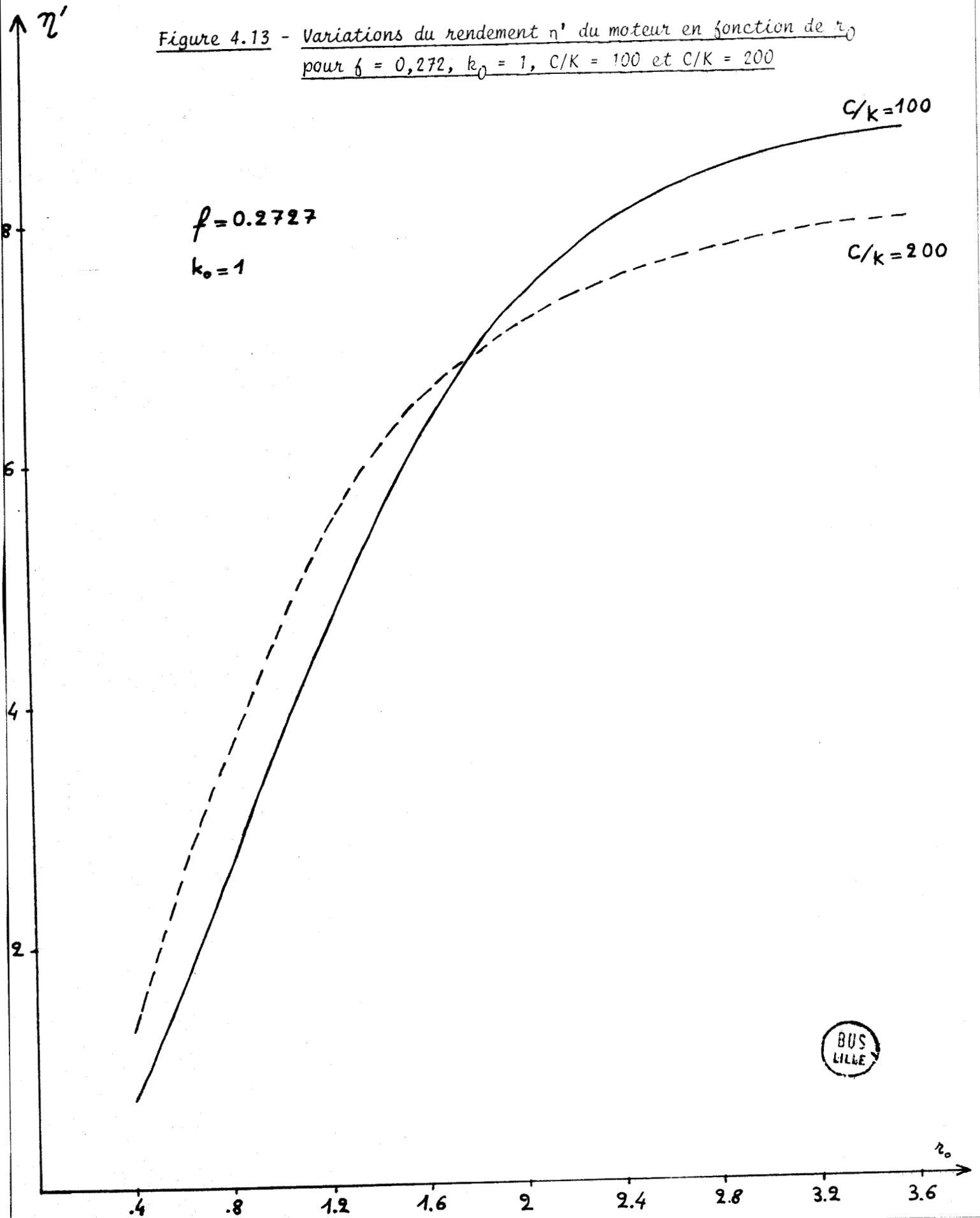
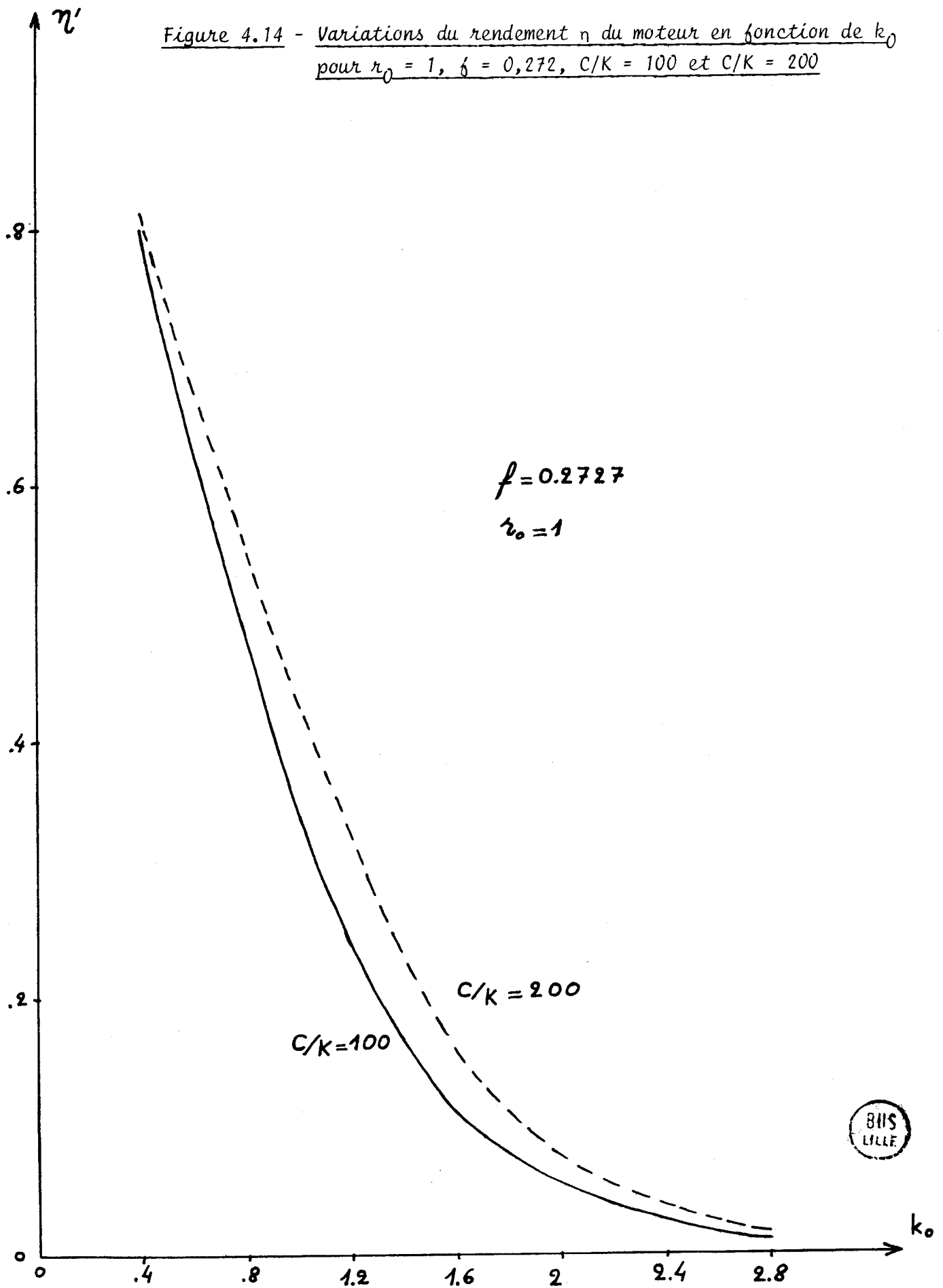


Figure 4.14 - Variations du rendement η du moteur en fonction de k_0
 pour $r_0 = 1$, $f = 0,272$, $C/K = 100$ et $C/K = 200$



Dans ce cas $r = \ell = \frac{f}{k_0}$ et $k_0 = \frac{f}{\ell}$ avec $\ell \leq 1$ donc $k_0 \geq f$. La figure (4.14) montre que dans ce cas particulier on a intérêt, pour améliorer le rendement du moteur, à fonctionner à faible valeur de k_0 soit à faire fonctionner le moteur plus près de sa fréquence nominale en l'alimentant avec un cycloconvertisseur travaillant lui-même à faible fréquence.

Pour trouver de façon rigoureuse les conditions d'amélioration du rendement il faudrait faire varier simultanément les paramètres r_0 , k_0 et f . La vérification pratique des conclusions nécessiterait des moteurs de tensions et fréquences spéciales très coûteux à l'unité. Nous n'approfondirons donc pas cette question dans le cadre de ce travail.

4-3 - Conclusion

L'application numérique pour les valeurs usuelles des coefficients du moteur définies au paragraphe (3.1.2) montre que, dans le cas d'un cycloconvertisseur à trois pulsations alimenté en triphasé et commandé par comparaison d'une tension de référence avec des ondes de commutation, l'amplitude de l'harmonique de rang $h = 3 \frac{f_i}{f_0}$ est prépondérante à tous les régimes.

Dans le cas qui sera expérimentalement étudié, c'est à dire pour $r_0 = 1$ et $k_0 = 1$, les figures (4.9) à (4.12) montrent clairement l'existence de fréquences de fonctionnement privilégiées par le fait que les pertes Joule dues aux harmoniques sont relativement peu importantes (de l'ordre de 10 à 20 pour cent). Pour ces mêmes fréquences de fonctionnement, on a simultanément une variation pratiquement nulle de la puissance mécanique due aux harmoniques, et un maximum de rendement.

Les fréquences de fonctionnement défavorables du point de vue des pertes Joule et du rendement du moteur, peuvent être aisément prévues par la construction graphique de la figure (4.8) à l'aide de laquelle on peut résoudre les équations telles que (4.39).

Industriellement r_0 est voisin de l'unité et k_0 est très faible. Avec une structure de cycloconvertisseur à six pulsations, il ne subsiste dans l'onde de sortie que les harmoniques de fréquences $|6 p f_i \pm (2n+1) f_0|$. Dans ces conditions le taux d'harmoniques est faible et le rendement calculé du moteur alimenté par cycloconvertisseur est voisin à quelques millièmes près du résultat obtenu avec une source sinusoïdale.

C H A P I T R E 5

VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Une partie des résultats théoriques auxquels nous avons abouti peut être vérifiée expérimentalement en laboratoire sur un moteur asynchrone standard.

Cette vérification demande des mesures sur les caractéristiques propres du moteur d'une part, sur son rendement et sa puissance mécanique lorsqu'il est alimenté par un cycloconvertisseur d'autre part.

Les cycloconvertisseurs étant en général construits par les industriels pour de fortes puissances, cette vérification a nécessité la mise au point et la construction d'un cycloconvertisseur mieux adapté à l'expérimentation.

5-1 - Caractéristiques propres du moteur

5-1-1 - Groupe d'expérimentation

Le moteur asynchrone, fabriqué par les établissements LEROY-SOMER, est du type LS90S1 à rotor en cage d'écureuil, les indications portées sur la plaque sont :

$P = 1,1 \text{ KW}$ $\cos \varphi = 0,79$ $U = 50/87 \text{ V}$ $F = 50 \text{ HZ}$
rendement = 0,74 $N = 1420 \text{ tr/mn}$ $I = 21,9/12,7 \text{ A}$.

Le moteur asynchrone entraîne une génératrice à courant continu MINERTIA de type 100 SR. Les faibles pertes mécanique et fer de cette génératrice sont un avantage pour l'expérimentation prévue. Cette génératrice est chargée par un rhéostat et la vitesse du groupe est mesurée par une dynamo tachymétrique préalablement étalonnée.

Il faut d'abord déterminer les pertes de la génératrice : la résistance d'induit est connue, elle vaut $R_a = 0,2 \Omega$. On garde l'excitation maximale tout au long de l'expérimentation : les pertes mécanique et fer sont mesurées par un essai en moteur à vide pour des vitesses de 150 tr/mn à 1500 tr/mn.

5-1-2 - Moteur alimenté par des tensions sinusoïdales

En gardant le rapport tension-fréquence constant, il faut ensuite déterminer les caractéristiques principales du moteur asynchrone alimenté par une tension sinusoïdale de fréquence variable ; cette tension est fournie par un alternateur. On mesure le facteur de puissance pour des glissements maintenus constants : le déphasage ϕ_0 du courant sur la tension

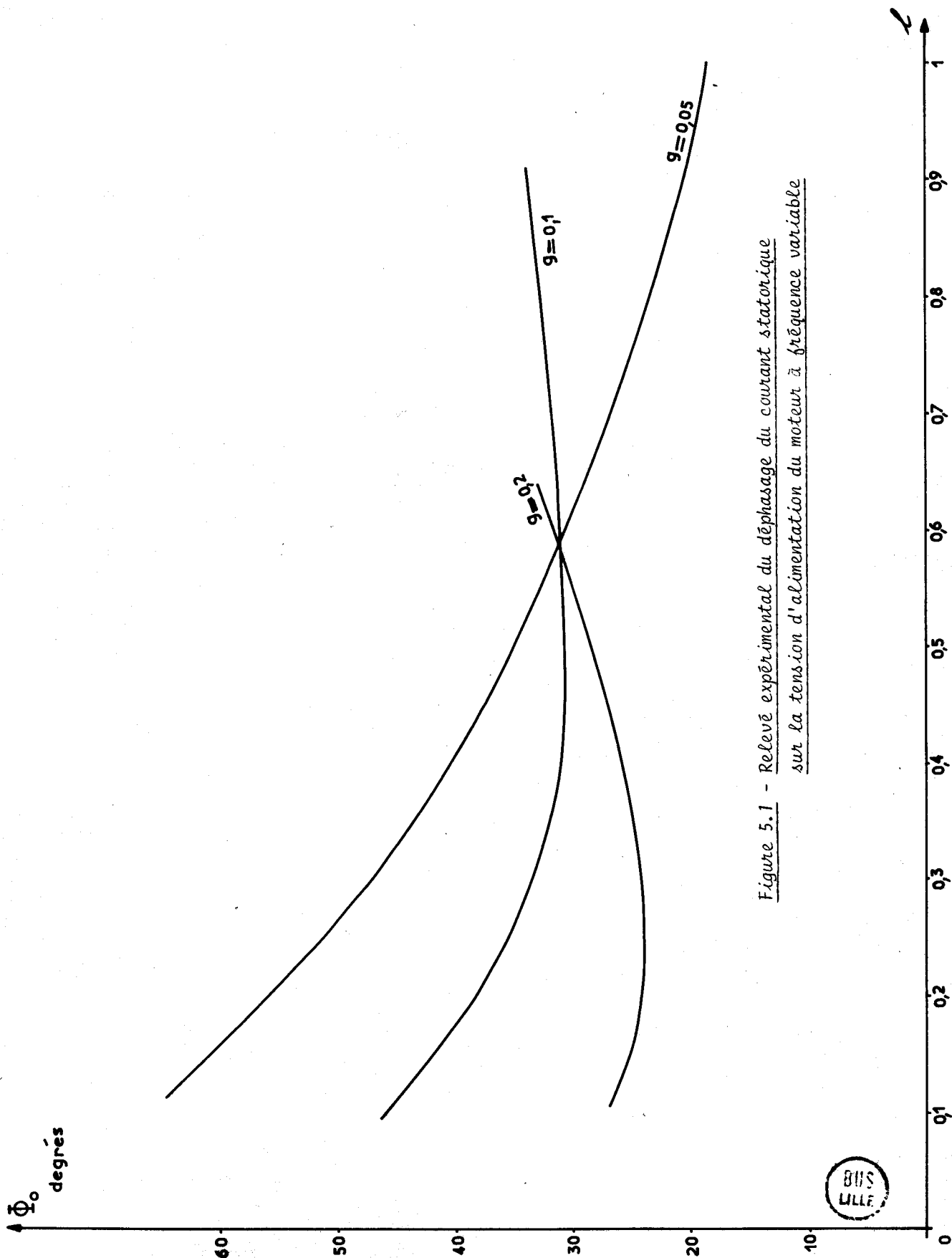


Figure 5.1 - Relevé expérimental du déphasage du courant statorique sur la tension d'alimentation du moteur à fréquence variable



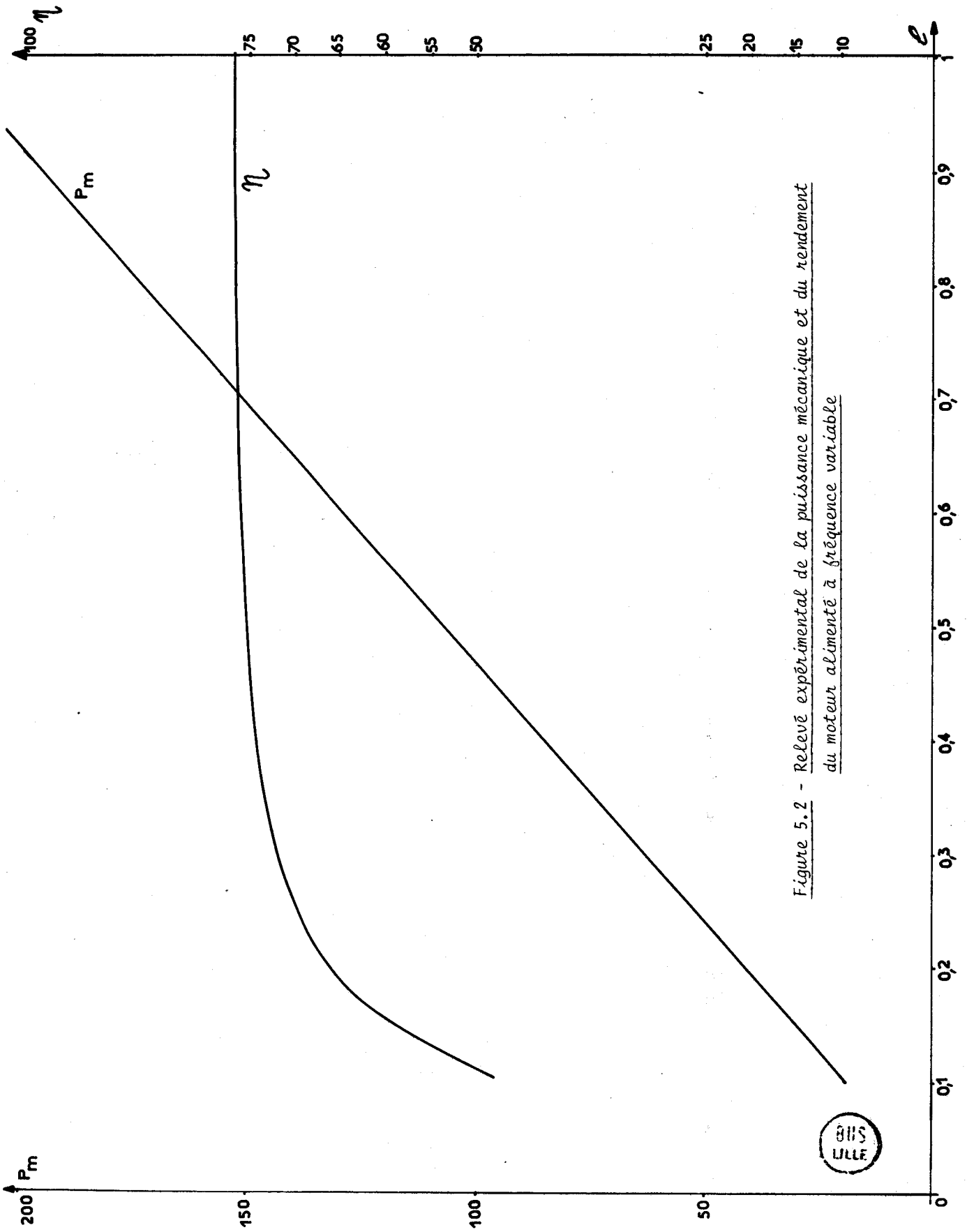


Figure 5.2 - Relevé expérimental de la puissance mécanique et du rendement du moteur alimenté à fréquence variable



est représenté figure (5.1), il varie bien de façon semblable à ce que l'on avait calculé.

Le régime nominal de ce moteur asynchrone est obtenu pour un glissement de l'ordre 5 % et le couple nominal est d'environ $7 \text{ m} \times \text{N}$. Nous avons relevé la puissance mécanique fournie par le moteur en faisant varier la fréquence des tensions d'alimentation et en maintenant le couple constant : on mesure la vitesse de rotation et on joue sur la charge de la génératrice pour obtenir le couple désiré. Les réglages sont longs mais cette méthode permet des mesures aux faibles vitesses de rotation que le frein de Foucault ne permet pas. La figure (5.2) représente les variations de la puissance mécanique P_m et du rendement η pour un couple constant de $3,5 \text{ m} \times \text{N}$.

5-2 - Description du cycloconvertisseur

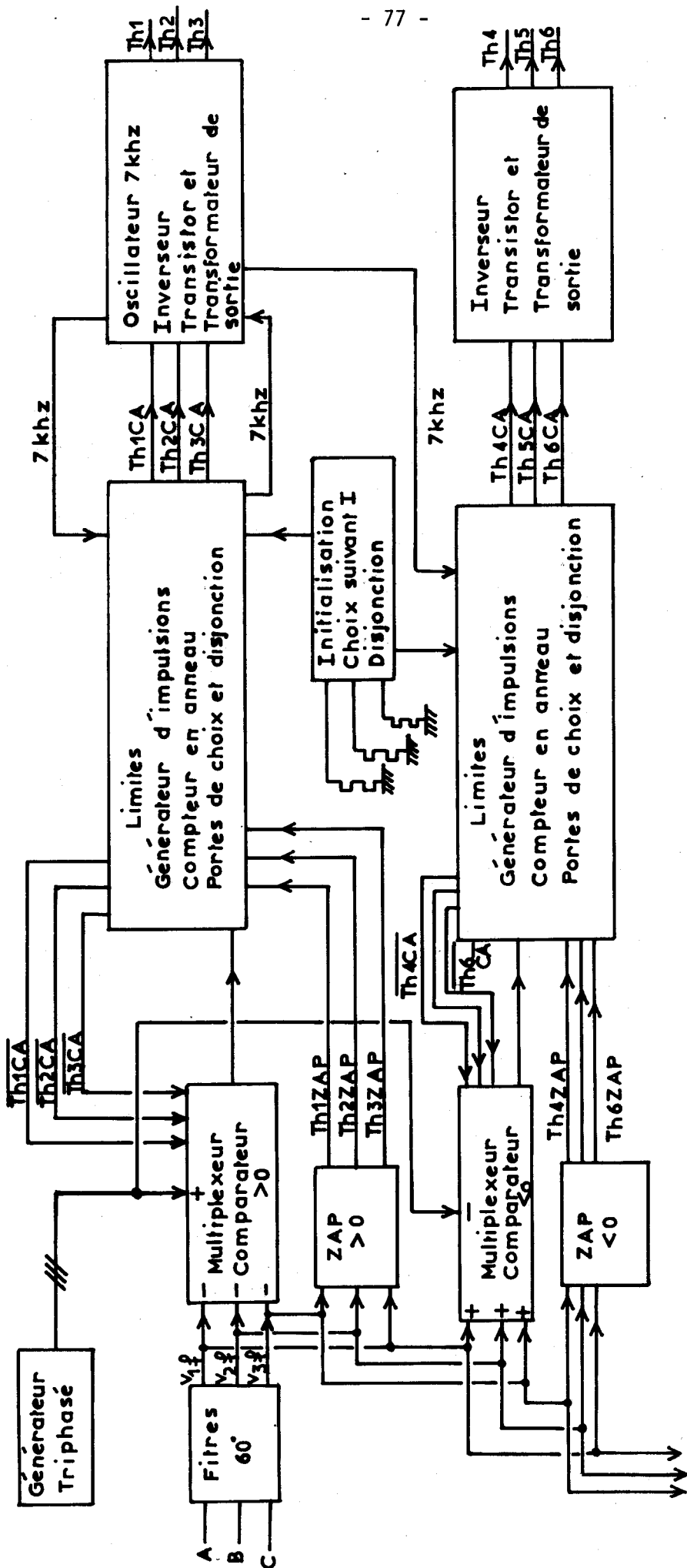
5-2-1 - Organisation des circuits

Le cycloconvertisseur réalisé est représenté figure (1.7). Il comporte 18 thyristors et le transformateur d'alimentation est couplé en triangle étoile. La connexion du neutre du transformateur au neutre de la charge n'a pas été effectuée.

Le mode de contrôle choisi est celui qui correspond aux calculs, par comparaison d'ondes de commutation avec une onde de référence : cette dernière est fournie par un générateur triphasé à fréquence variable.

Le schéma synoptique d'une phase est représenté figure (5.3), Les ondes de commutation sont obtenues à partir des tensions du secteur convenablement déphasées et filtrées ; on sélectionne celle qui nous intéresse par un multiplexeur et on la compare à l'onde de référence du générateur. Pour une phase la commande est pratiquement double, une partie déclenchant les thyristors du "groupe positif" et l'autre les thyristors du "groupe négatif", ce n'est qu'au bout de la chaîne que l'on choisit le groupe auquel on fournira les impulsions d'amorçage. Cette méthode évite les imprécisions transitoires lors du changement de groupe de conduction quand le courant passe par zéro.

Le montage "Z.A.P." détermine la "zone d'amorçage possible" de chaque thyristor en fonction de l'angle d'empiètement maximum possible et du temps de recouvrement des thyristors. Les signaux issus de ce circuit sont dirigés, en même temps que celui qui provient du comparateur, vers une logique qui tendra à prendre la relève du comparateur si celui-ci n'a pas fonctionné correctement (par exemple dans le cas où l'onde de référence aurait une amplitude supérieure aux ondes de commutation).



Vers les éléments
identiques des phases
B' et C'

Figure 5.3 - Schéma synoptique d'une phase du cycloconvertisseur



La logique déclenche un générateur d'impulsions qui commande à son tour un compteur en anneau ; celui-ci attaque des portes NON-ET qui sont simultanément commandées par le circuit de choix du groupe redresseur et disjoncteur, ainsi que par une horloge à 7 khz ; le signal ainsi généré est dirigé vers les circuits de commande des gâchettes des thyristors.

5-2-2 - Production des ondes de commutation

On a défini ces ondes de commutation au paragraphe (1.3.1) : l'onde de commutation v_{cn} prise en compte pour la commande du thyristor Th_n ou $Th_{(n+3)}$ est en avance de 60 degrés sur la tension de la phase d'alimentation n . La masse des circuits étant reliée au neutre N'' du secondaire du transformateur de puissance, les tensions du secteur de référence sont prises par l'intermédiaire de petits transformateurs 220V/6,3V 2VA. Le rôle du filtre est double : c'est un passe-bas de sorte que les surtensions transitoires dues aux thyristors en fonctionnement sont éliminées au mieux, d'autre part sa tension de sortie est en avance de 120° sur sa tension d'entrée. La figure (5.4) représente les tensions aux bornes des bobinages du transformateur de puissance et les diagrammes vectoriels correspondants.

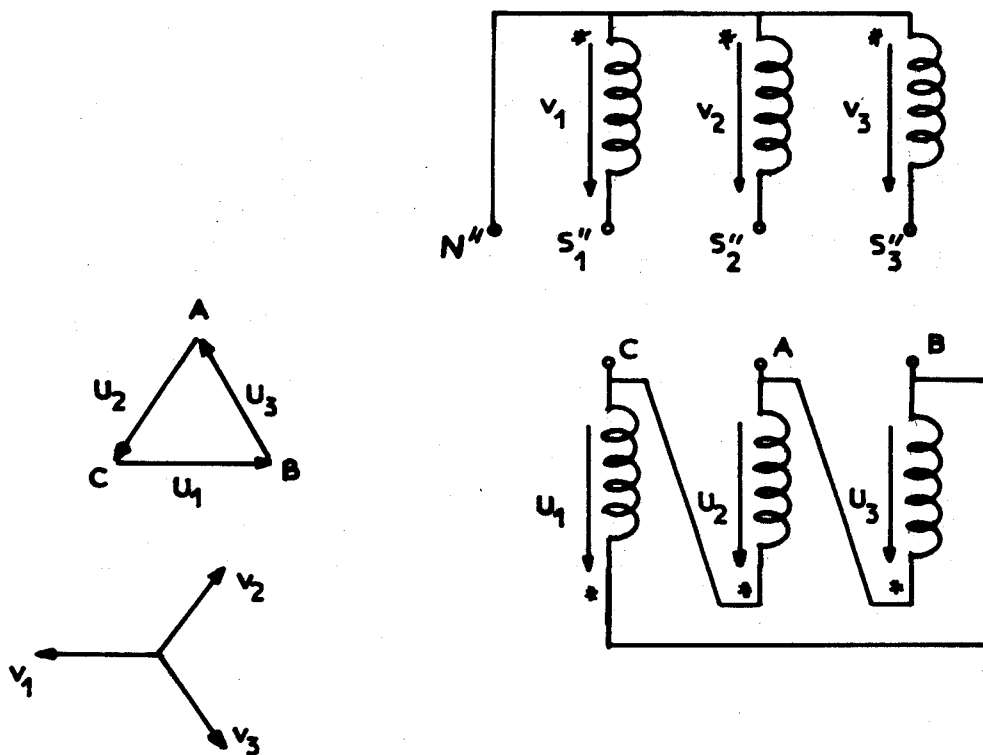


Figure 5.4 - Bobinages du transformateur de puissance et diagrammes vectoriels des tensions en jeu.

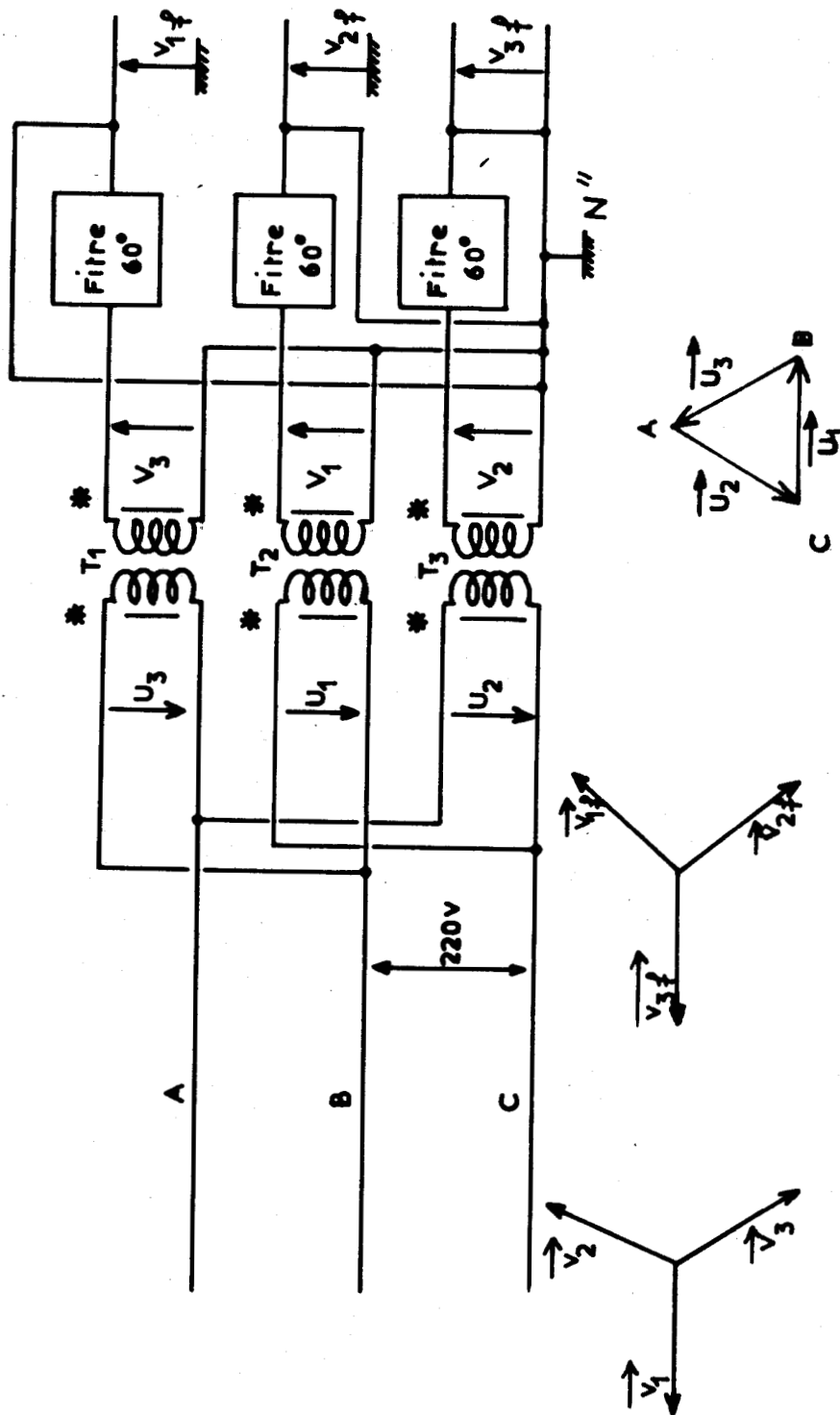


Figure 5.5 - Tensions mises en jeu pour générer les ondes de commutation



La figure (5.5) représente les tensions aux bornes des transformateurs d'isolement et en sortie de filtre, ainsi que les diagrammes vectoriels correspondants. La structure du filtre est donnée par la figure (5.6) ; nous avons réalisé un filtre de Butterworth du troisième ordre ayant une fréquence de coupure $F_0 = 172$ Hz n'entraînant pas de déphasage à 50 Hz, ce filtre est précédé par un circuit RC dont la tension de sortie à 50 hertz est en retard de 60 degrés sur la tension d'entrée. Les valeurs choisies pour le filtre sont :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 22 \text{ k}\Omega$$
$$R_5 = \frac{3R}{4} = 15 \text{ k}\Omega \text{ pour la stabilité de l'amplificateur, et il faut}$$
$$\omega_0 = 2 \pi F_0 = \frac{1,26}{R \sqrt{C_1 C_2 C_3}}$$

avec $C_2 = 1,09 C_1$ et $C_3 = 0,135 C_1$. En partant de $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ et en triant les éléments il faut $C_2 = 0,109 \mu\text{F}$ et $C_3 = 13,2 \text{ nF}$ par association de capacités.

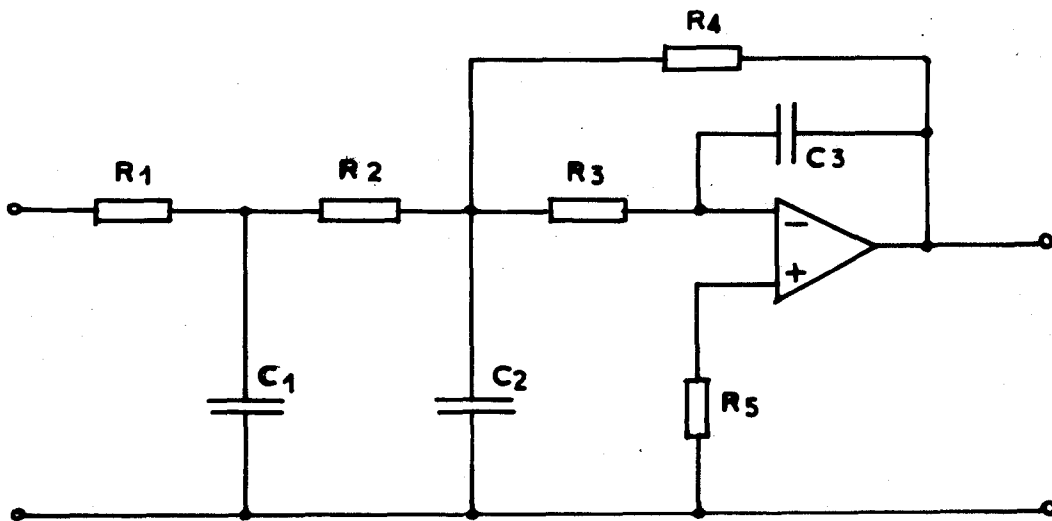


Figure 5.6 - Structure du filtre de Butterworth du troisième ordre

La figure (5.7) représente le filtre entier utilisé.

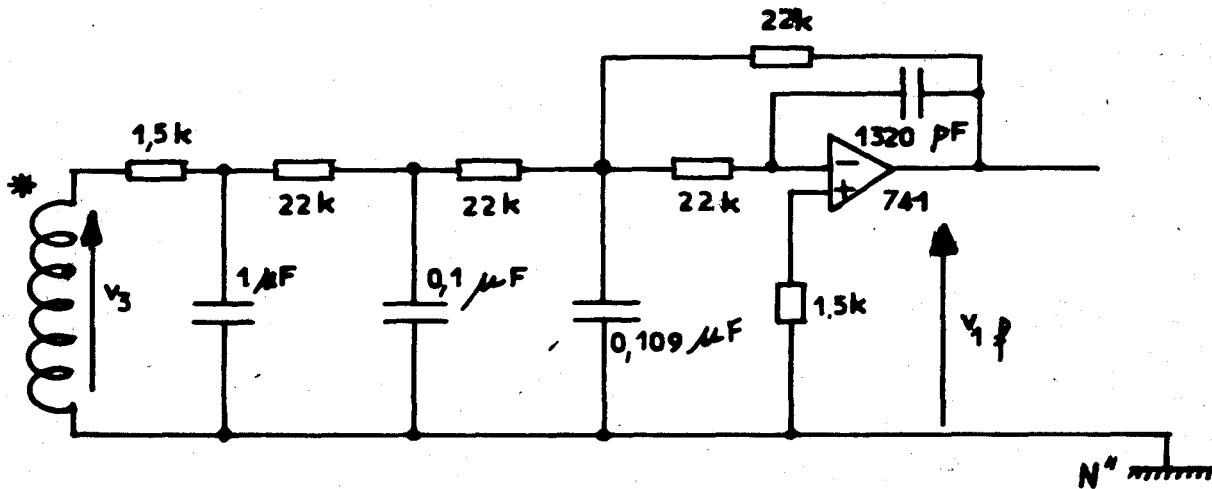


Figure 5.7 - Filtre réalisé

5-2-3 - Multiplexeur - Comparateur

Il n'est nécessaire de comparer à l'onde de référence qu'une seule onde de commutation correspondant au thyristor que l'on va amorcer. Par exemple, lorsque Th3 est conducteur et que l'on va amorcer ensuite Th1 il suffit de comparer v_{c1} et v_r . Le multiplexeur va donc sélectionner la tension v_c en fonction des états du compteur en anneau qui distribue les impulsions aux thyristors successifs. Le commutateur analogique utilisé est un IH 5014 d'Intersil, commandé directement par le signal T.T.L. du compteur : une porte est passante lorsque la tension de commande est inférieure ou égale à 0,5 volt, elle est non passante pour une tension de commande de 4,5 volts. Les créneaux issus du compteur en anneau, commandant les amorçages des thyristors Th1, Th2, Th3, sont respectivement Th1CA, Th2CA, Th3CA. Il faut donc commander la porte analogique qui transmettra v_{c1} par Th3CA. Le circuit permettant de sélectionner un signal analogique d'amplitude de 10 volts au maximum est représenté figure (5.8), les diagrammes de Fresnel correspondant aux différentes tensions y sont également représentés. On compare ensuite l'onde de commutation sélectionnée avec l'onde de référence fournie par un générateur extérieur à l'aide d'un amplificateur : le montage est représenté figure (5.9).

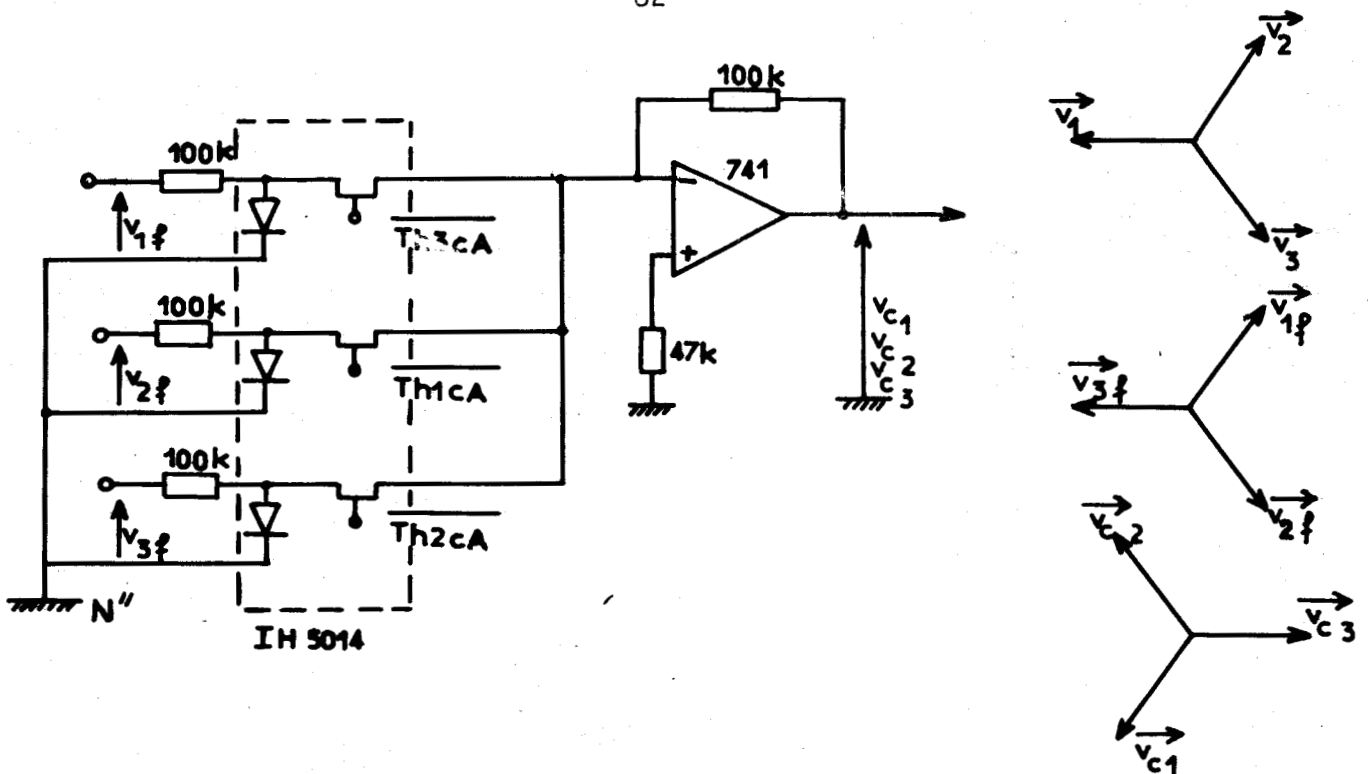


Figure 5-8 - Multiplexeur sélectionnant l'onde de commutation utilisée.
Diagrammes de Fresnel des tensions

La sortie de ce comparateur est chargée par un circuit comprenant une diode Zener de 5,1 volts permettant d'attaquer la logique. Lorsque le comparateur fonctionne normalement la logique n'a aucune action sur le signal et le créneau positif aux bornes de la diode ZÉNER correspond à l'allumage d'un des thyristors du "groupe positif" Th1, Th2 ou Th3 ; cette tension v_{z1} commande le compteur en anneau qui fournit Th1CA, Th2CA, Th3CA. La figure (5.10) représente l'évolution des tensions d'alimentation, des tensions de comparaison, de la tension de référence v_r et des tensions v_{z1} , Th1CA et Th2CA.

L'amorçage des thyristors du "groupe négatif" peut avoir lieu à l'angle θ_i tel que $\pi + \frac{\pi}{6} \leq \theta_i \leq 2\pi + \frac{\pi}{6}$ donc lorsque la dérivée de l'onde de commutation correspondante est positive ou nulle. On obtiendra en sortie du comparateur une tension convenable si l'on applique v_c sur l'entrée positive et v_r sur l'entrée négative de l'amplificateur. La figure(5.11) représente l'évolution des différentes tensions concernant ce groupe.

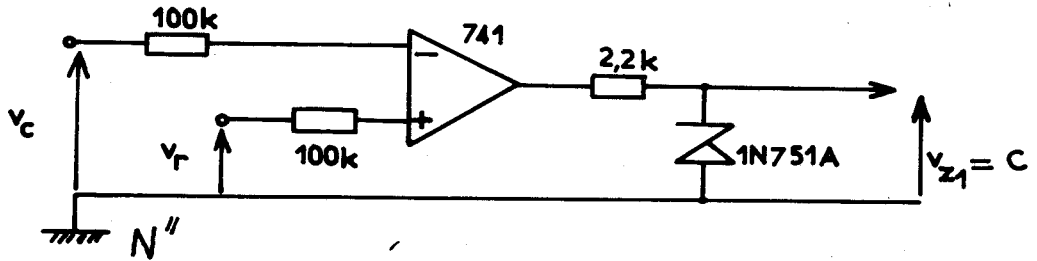


Figure 5.9 - Comparteur des ondes de commutation et de la tension de référence pour les thyristors Th1, Th2, Th3.

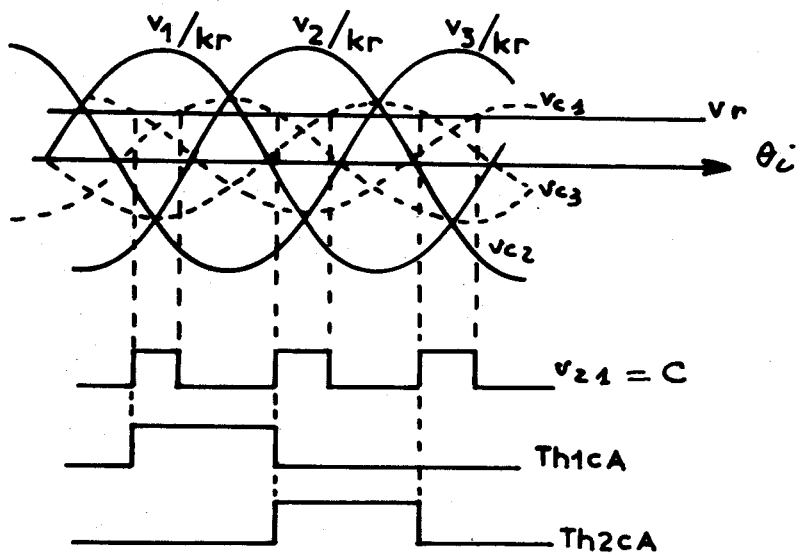


Figure 5.10 - Evolution des tensions de comparaison et de référence, tension de sortie du comparateur v_{z1} et signaux Th1cA et Th2cA du compteur en anneau

5-2-4 - Détermination des zones d'amorçage possibles

Etant donné les caractéristiques du moteur alimenté le courant maximum débité par un groupe redresseur ne sera pas supérieur à $I_0 = 30$ A. Un essai en court-circuit du transformateur d'alimentation a permis de déterminer l'inductance secondaire totale par phase entraînant des empiètements des thyristors : $\ell_2 \omega = 0,1 \Omega$.

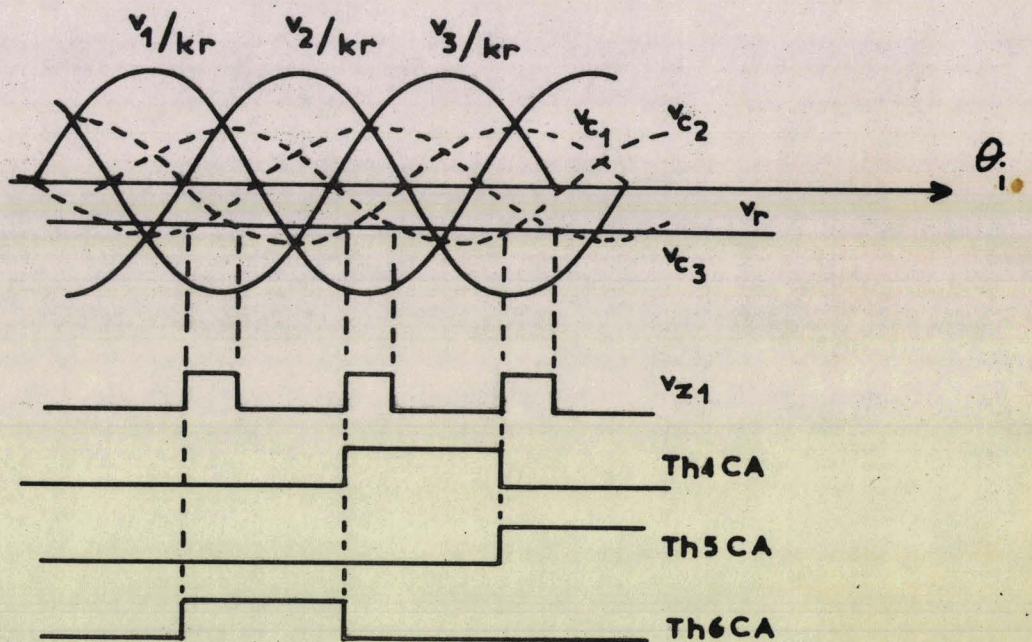


Figure 5.11 - Evolution des tensions v_c , v_r , v_{z1} , Th4CA, Th5CA, Th6CA

L'angle d'empiètement maximum possible est donc

$$\beta = \text{Arc cos} \left[1 - \frac{\ell_2 \omega I_0}{V \sin \frac{\pi}{3}} \right] = 10^\circ \text{ avec } V = 68 \sqrt{2} = 96 \text{ volts.}$$

Si le groupe redresseur fonctionne en onduleur, pour assurer l'extinction d'un thyristor après avoir amorcé le suivant, il faut que la valeur maximale du retard à l'amorçage ne dépasse pas $180^\circ - \beta - \theta_r = \psi_{\text{Max}}$, relation dans laquelle θ_r est l'angle de recouvrement du thyristor à éteindre. Dans le cas présent $\beta \gg \theta_r$ quels que soient les thyristors. Lors des essais on sera amené à régler la tension primaire du transformateur triphasé, ce qui ajoutera encore une inductance variable en ligne, pour

tenir compte de ce facteur supplémentaire et pour éviter tout incident de fonctionnement on peut prendre $\beta = 20^\circ$ quitte à apporter une légère distorsion supplémentaire par rapport au calcul théorique. La figure (5.12a) représente la tension de sortie du cycloconvertisseur lorsque le groupe positif travaille en onduleur près de la tension négative maximale ; on voit en particulier sur cette figure qu'il est possible d'amorcer Th2 tant que $(v_2 - v_1)$ est positive, mais en évitant les amorçages pour

$11 \frac{\pi}{6} - \beta \leq \theta_i$. Les figures (5.12b) et (5.12c) montrent qu'en comparant une tension proportionnelle à $(v_2 - v_1) = -u_3$ avec un créneau d'amplitude convenable v_- on obtient en sortie du comparateur un signal positif tant qu'il est possible d'amorcer Th2 pour obtenir un fonctionnement correct.

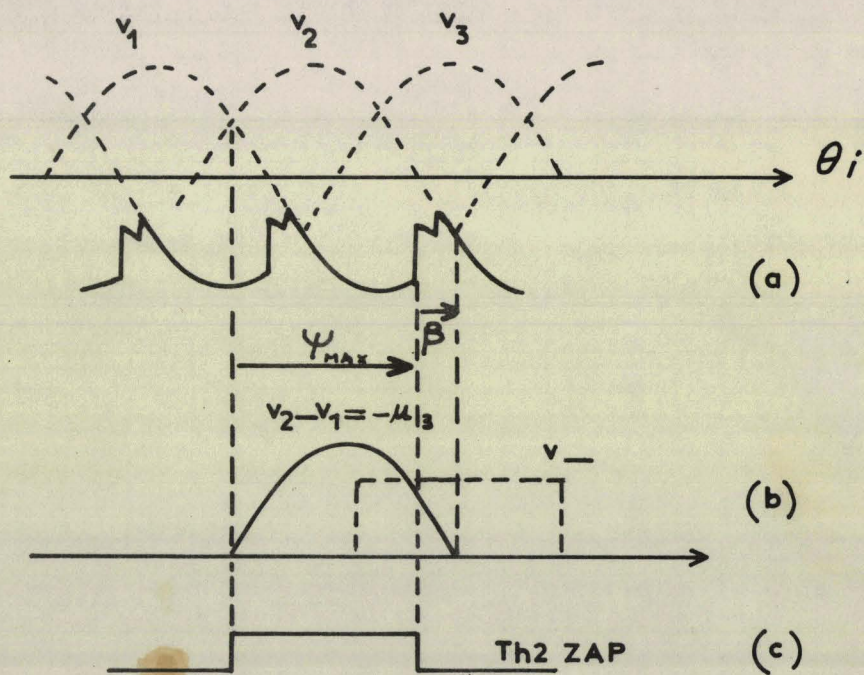


Figure 5.12 - Tension de sortie du groupe positif travaillant en onduleur. Tensions mises en jeu pour la détermination de la zone d'amorçage possible du thyristor Th2

De même, les tensions à comparer avec un créneau positif sont respectivement $v_1 - v_3 = -u_2$ et $v_3 - v_2 = -u_1$ pour les thyristors Th1 et Th3. Or on obtient également les tensions $-u_3$, $-u_2$, et $-u_1$ en faisant convenablement les différences des tensions v_{1f} , v_{2f} , v_{3f} comme on peut le voir sur les diagrammes vectoriels des figures (5.4) et (5.5) ; cette méthode permet d'obtenir des tensions d'amplitudes plus constantes et moins entachées d'harmoniques que si on utilisait v_1 , v_2 , v_3 directement. En ce qui concerne les créneaux positifs à comparer avec les tensions $-u_1$, $-u_2$, $-u_3$, on peut utiliser les sorties Th1ZAP, Th2ZAP et Th3ZAP en adaptant les amplitudes pour obtenir $\beta = 20^\circ$. L'amplitude des tensions v_{1f} , v_{2f} et v_{3f} est 3,8 volts, donc les tensions $-u_1$, $-u_2$, $-u_3$ auront une amplitude d'environ 6,57 volts ; pour déterminer une marge $\beta = 20^\circ$ les créneaux à fournir aux entrées négatives des comparateurs devront avoir une amplitude $6,57 \sin 20^\circ = 2,23$ volts.

Les tensions représentées figure (5.13a) sont appliquées aux entrées du comparateur c_1 , de telle sorte que sa sortie soit Th1ZAP représentée figure (5.13b) ; cette tension de sortie devant être appliquée ultérieurement à des circuits logiques, elle est écrêtée à +5,1 volts par une diode Zéner. Les figures (5.13c) et (5.13e) représentent respectivement les tensions appliquées aux entrées des comparateurs c_2 et c_3 , leurs sorties correspondent aux figures (5.13d) et (5.13f). Le montage complet correspondant au groupe positif est donné figure (5.14). Le circuit correspondant au groupe négatif se déduit facilement du précédent en notant Th4ZAP la sortie du comparateur c_4 et, respectivement, Th5ZAP et Th6ZAP les sorties des comparateurs c_5 et c_6 . Dans ces conditions le comparateur c_4 doit être attaqué sur son entrée positive par $v_{2f} - v_{3f} = u_2$ et sur son entrée négative par Th5ZAP ; le comparateur c_5 voit sur son entrée positive $v_{3f} - v_{1f} = u_3$ et Th6ZAP sur son entrée négative ; enfin le comparateur c_6 donne le résultat de la comparaison de u_1 avec Th4ZAP.

5-2-5 - Commande des impulsions

Les figures (5.10) et (5.11) ont montré que le comparateur attaqué par les tensions de commutation et la tension de référence produit une sortie à l'état logique "1" dès que l'on peut amorcer un thyristor. Ce signal est acheminé à travers le circuit logique que nous allons décrire, vers un générateur fournissant une impulsion positive de durée calibrée dès que son entrée passe à l'état 1. Cette impulsion est dirigée ensuite vers un compteur en anneau amorçant successivement les thyristors Th1, Th2, Th3.

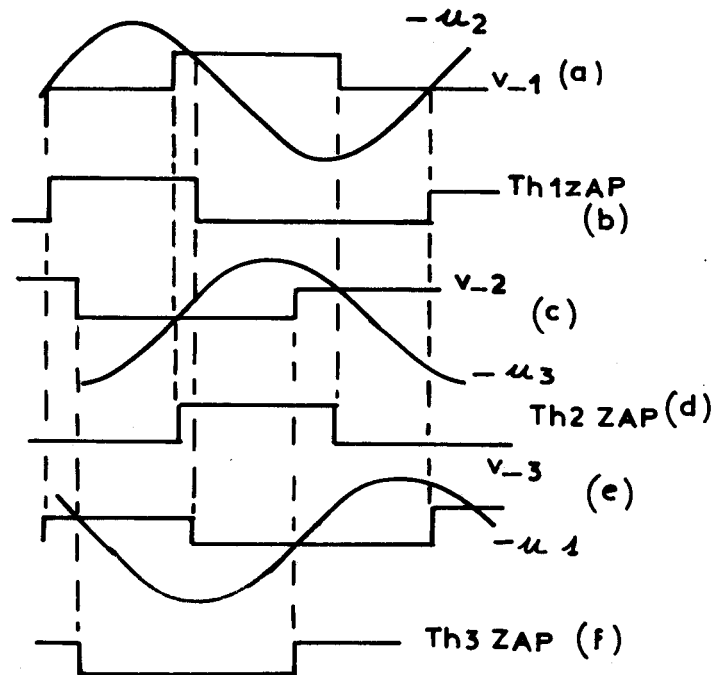


Figure 5.13 - Forme d'onde des tensions mises en jeu pour la détermination des zones d'amorçage possible des thyristors Th1, Th2, Th3

Le circuit est identique pour le groupe redresseur négatif Th4, Th5 et Th6, seule une permutation des indices est à effectuer.

Le rôle de la logique intercalée entre le comparateur et le générateur d'impulsion dont on vient de parler est double : ce circuit assure l'existence d'un amorçage dans la zone d'amorçage possible du thyristor correspondant et génère cet amorçage s'il fait défaut en sortie du comparateur ; d'autre part il ne transmet pas les commandes d'amorçage qui seraient en dehors de la zone d'amorçage possible. C'est donc une sécurité de la commande, qui n'intervient pas sur un créneau positif délivré normalement par le comparateur dans la zone d'amorçage possible.

La figure (5.15) représente l'évolution des tensions de sortie c du comparateur Th1ZAP du circuit déterminant la zone d'amorçage possible du thyristor 1, et du compteur en anneau délivrant Th1CA, Th2CA, Th3CA. Le compteur en anneau est commandé par l'impulsion \bar{I} également représentée.

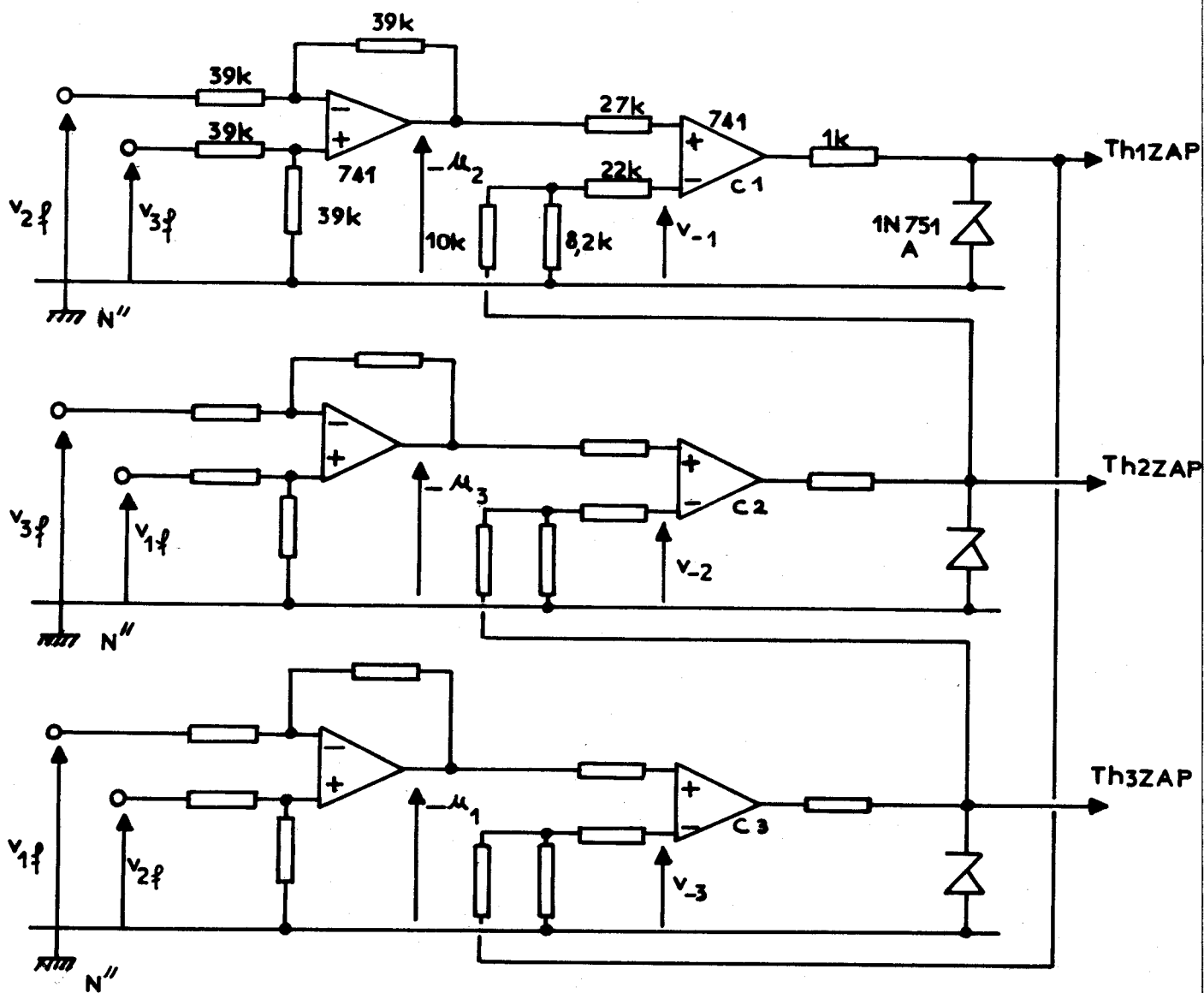


Figure 5.14 - Circuit déterminant les zones d'amorçage possible des thyristors du groupe redresseur positif

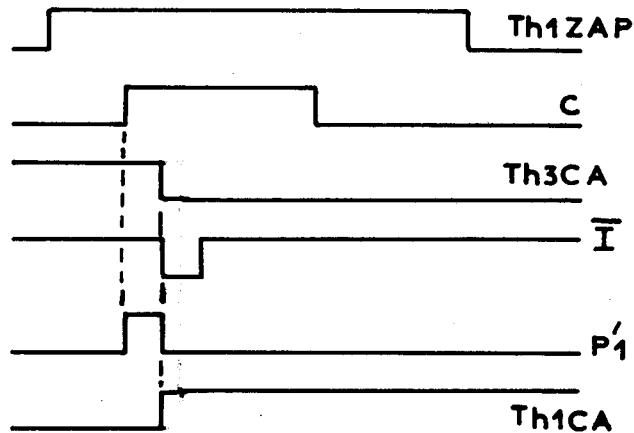


Figure 5.15 - Signaux présents dans la commande des impulsions dans le cas où celle-ci n'intervient pas

Le signal P'_1 est obtenu par la logique et commande le générateur d'impulsion. Supposons que Th3 soit conducteur et que l'on veuille amorcer Th1 lorsque le comparateur donne $c = 1$. Comme Th3 conduit, $Th3CA = 1$; si $c = 1$ quand $Th1ZAP = 1$ on peut effectivement amorcer Th1 donc le produit logique $c \times Th1ZAP \times Th3CA = P'_1$ peut être fourni au générateur d'impulsion. Si on fait le produit logique :

$$c \times Th1ZAP \times Th3CA \times \bar{I} = P'_1$$

on est sûr de n'avoir en P'_1 qu'une seule impulsion, même si, pendant le temps où $\bar{I} = 0$, le signal c passe plusieurs fois par 1 et 0, ce qui peut en particulier se produire si $v_r = v_{c1} = v_{c2}$ à $\theta_i = \frac{\pi}{2}$. On peut également avoir un fonctionnement incorrect de la commande, si $v_r = v_{c1}$ à $\theta_i = \frac{\pi}{6}$ lorsque $Th1ZAP$ devient égal à 1, dans le cas où l'on ne se sert pas de \bar{I} . La figure(5.16)montre que l'on a forcément $c = 0$ lorsque $Th1ZAP$ ou $Th2ZAP$ ou $Th3ZAP$ passe à 1 lors du fonctionnement normal. En revenant au cas de la figure (5.15) on voit que si, pour une raison quelconque (distorsion d'une onde de comparaison, ou erreur due au comparateur, ou v_r plus grand que v_c) on avait $c = 1$ avant que $Th1ZAP = 1$, on amorcerait Th1 dès que cela serait possible lorsque $Th1ZAP = 1$.

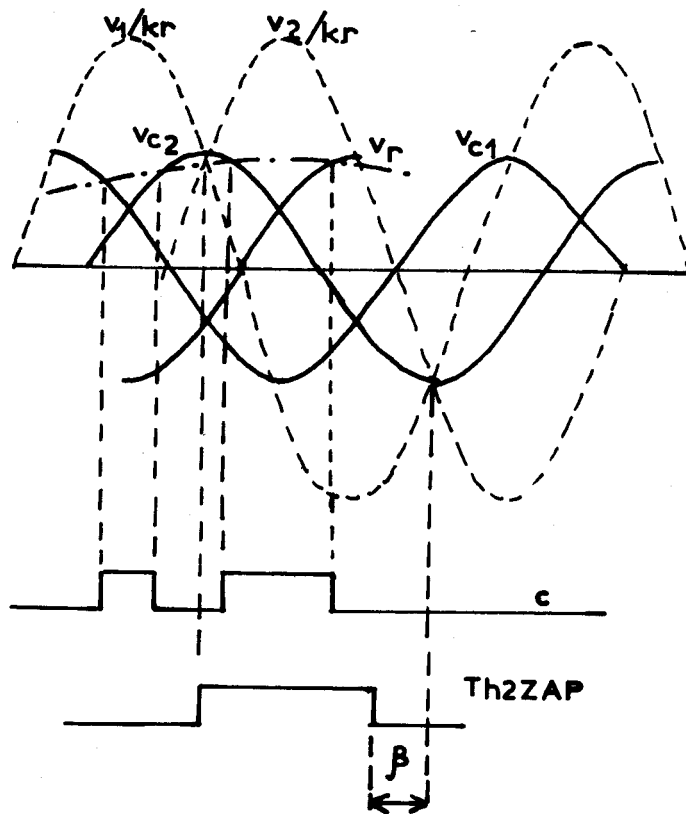


Figure 5.16 - Tensions de comparaison et de référence, sortie c du comparateur et zone d'amorçage possible du thyristor Th2.

Supposons maintenant que la tension de sortie du comparateur ne soit pas encore passée à 1 alors que l'on arrive à la fin de la zone d'amorçage possible de Th1 (figure 5.17) : le circuit logique devra prendre la relève du comparateur lorsque Th1ZAP devient égal à 1.

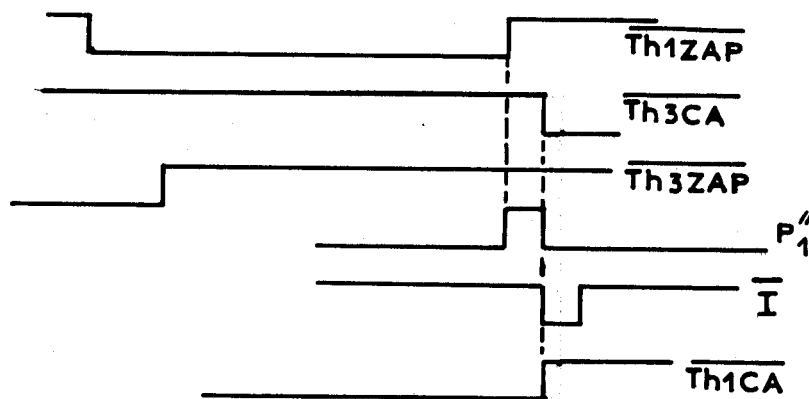


Figure 5.17 - Signaux présents dans la commande des impulsions dans le cas où celle-ci prend la relève du comparateur

Si l'on n'a pas encore amorcé Th1 c'est que Th3CA = 1 et la figure (5.13) montre que lorsque $\overline{\text{Th1ZAP}}$ prend la valeur 1 on a $\overline{\text{Th3ZAP}} = 1$. Le produit logique: $\overline{\text{Th1ZAP}} \times \overline{\text{Th3ZAP}} \times \overline{\text{Th3CA}} = P''_1$ prend la valeur 1 en même temps que $\overline{\text{Th1ZAP}}$. P''_1 peut déclencher le générateur d'impulsion fournissant \bar{I} au compteur en anneau qui à son tour amorce Th1. Simultanément Th3CA devient nul et tout créneau positif ultérieur provenant du comparateur est inefficace sur Th1CA.

D'autre part, pour assurer un fonctionnement correct de la logique il est préférable d'effectuer le produit :

$$\overline{\text{Th1ZAP}} \times \overline{\text{Th3ZAP}} \times \overline{\text{Th3CA}} \times \bar{I} = P''_1$$

Le schéma complet de la logique est représenté figure (5.18) il correspond à la somme logique $P'_1 + P''_1 = S_1$ pour le thyristor Th1, $P'_2 + P''_2 = S_2$ pour Th2 et $P'_3 + P''_3 = S_3$ pour Th3.

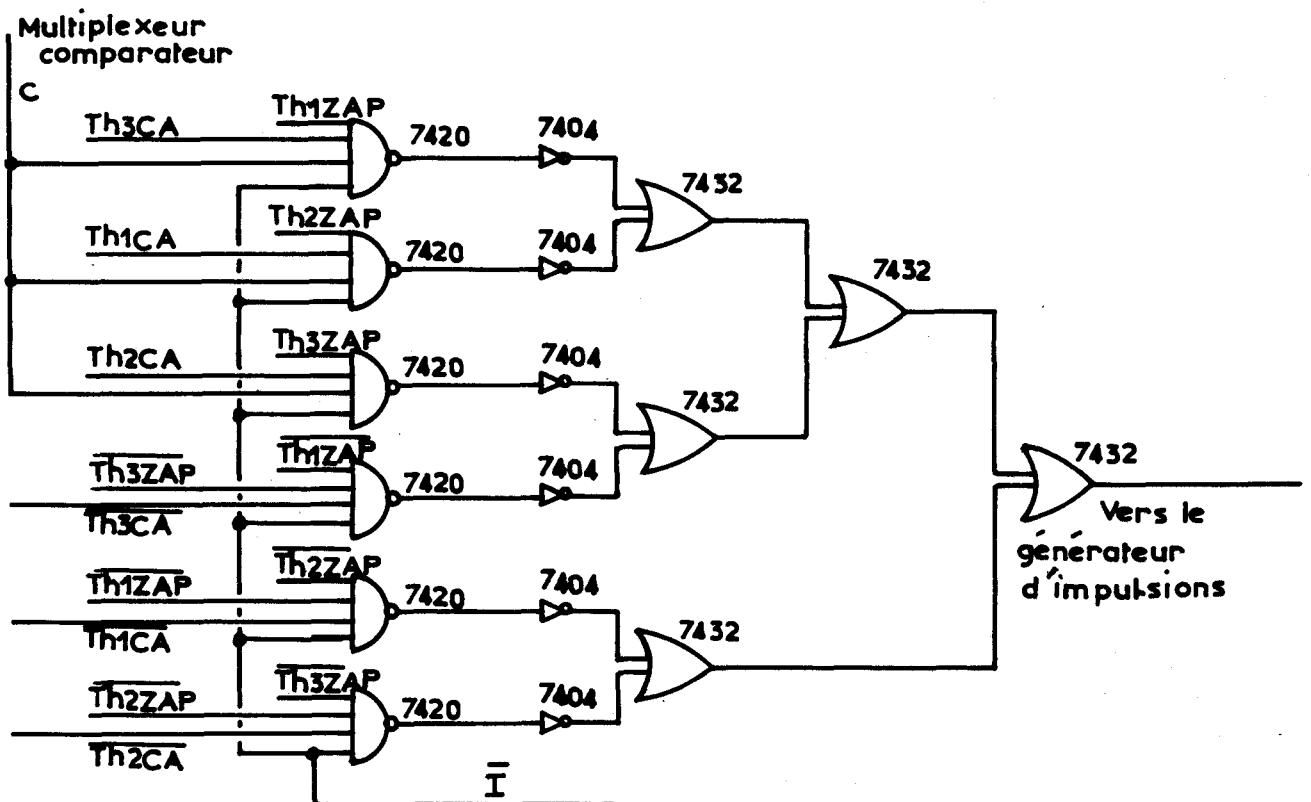


Figure 5.18 - Schéma complet de la logique de commande des impulsions pour le groupe positif de la phase A'.

5-2-6 - Mise en forme des impulsions - Compteur en anneau

Portes de choix et disjonction

L'impulsion I fournie par le monostable SN74122 a une longueur de $2 \mu\text{s}$ pour un fonctionnement satisfaisant. Les sorties du compteur en anneau Th1CA, Th2CA, Th3CA commandent des portes NON-ET à quatre entrées. Les trois autres entrées correspondent à :

- Une horloge à environ 7kHz pour attaquer les gâchettes des thyristors par des trains d'impulsions.

- Les signaux $B_{A1}, \overline{B}_{A1}$ provenant du circuit de choix du groupe redresseur

- Un signal d_{A1} provenant du détecteur de surintensité (disjonction)

La figure (5.19) représente les circuits retenus pour cette partie.

5-2-7 - Choix du groupe conducteur - Initialisation

Disjonction par surintensité

Pour amorcer un groupe conducteur on transmet les signaux élaborés par le comparateur et la logique par l'intermédiaire des NON-ET à quatre entrées que l'on vient de voir au paragraphe précédent ; il faut alors fournir sur l'une des trois autres entrées un signal correspondant au choix du groupe et commutant en même temps que le courant dans la phase de la charge considérée. Il faut donc détecter les passages par zéro du courant et faire basculer un circuit J - K.

On place un shunt S en série avec chaque bobinage du moteur. La charge triphasée entière est couplée en étoile sans liaison au neutre du transformateur. Pour faciliter l'alimentation des premiers circuits amplifiant le signal aux bornes de S, les trois shunts ont un point commun qui est le neutre N' de la charge. Les shunts utilisés sont des 2A/0,1 V, de sorte que la tension à leurs bornes soit de plusieurs centaines de millivolts.

La figure (5.20) représente un circuit utilisable dans le cas où le cycloconvertisseur est en régime établi (pas au démarrage) et où les passages par zéro du courant réel ne sont pas éloignés du passage par zéro du fondamental du courant de plus de $\frac{\pi}{3}$. La tension e_{A1} présente aux bornes du shunt est amplifiée linéairement par l'amplificateur A_1 représenté sur la figure (5.24) et dont la sortie est S_{A1} ; on a monté sur A_1 le réglage d'offset pour ajuster le zéro. L'amplificateur A_2 de la figure (5.20) met ce signal en forme de créneaux dont les fronts de montée et de descente correspondent au passage par zéro du courant. Le coupleur optoélectronique P.T.1 du type TIL 111 isole les potentiels entre neutre de la charge N' et

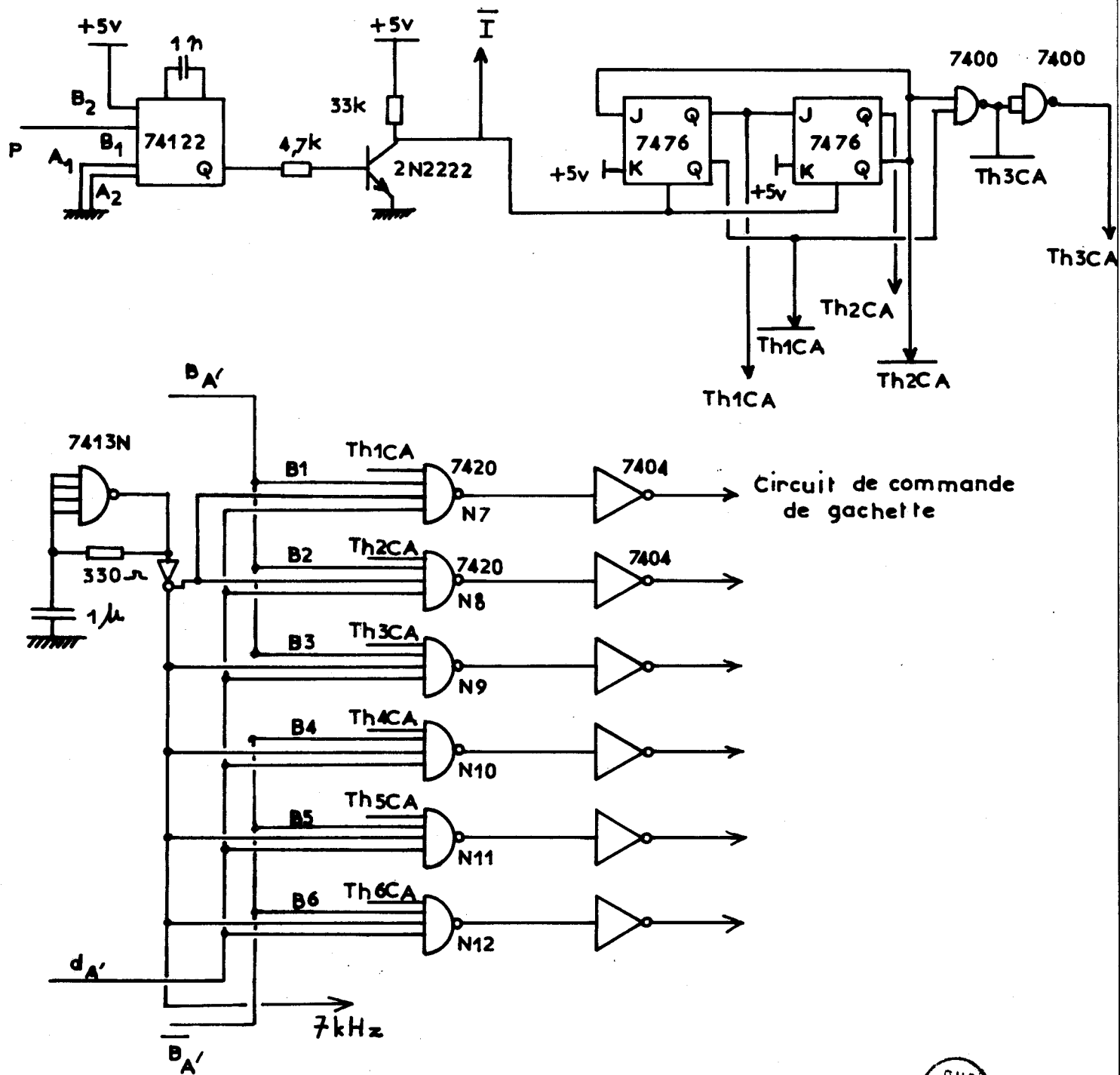


Figure 5.19 - Schéma du générateur d'impulsion, du compteur en anneau, de l'horloge à 7 kHz et des portes de choix et disjonction



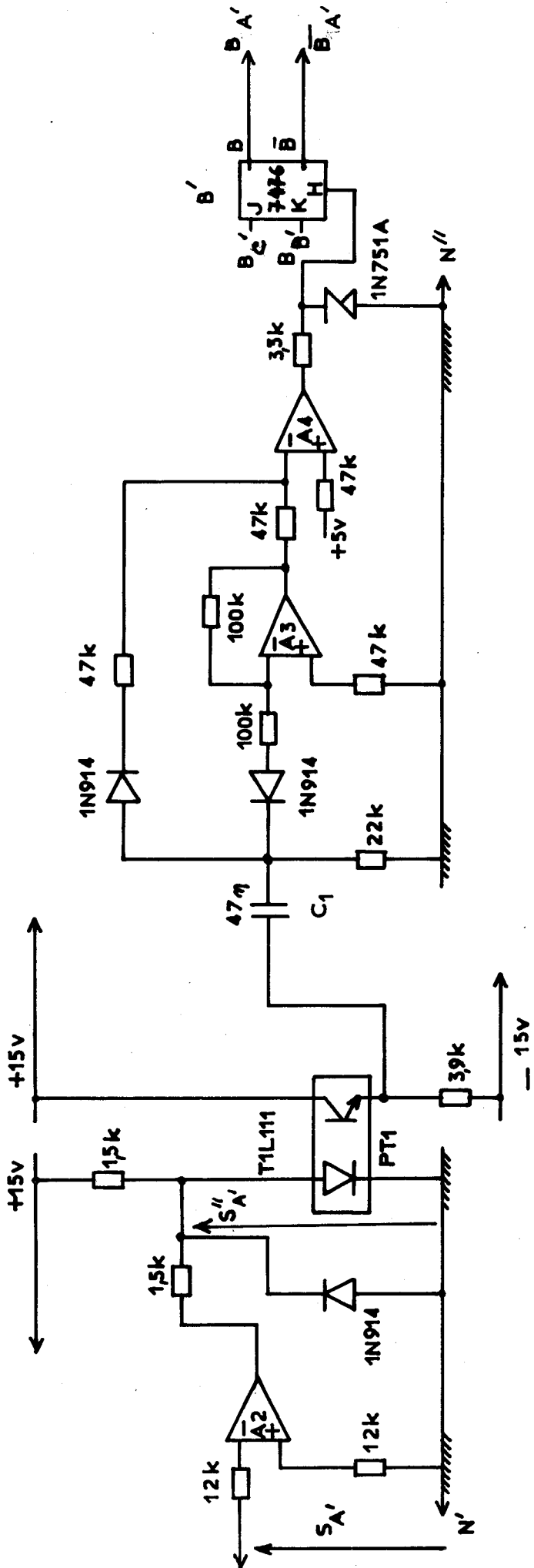


Figure 5.20 - Circuit de détection du sens du courant, pour un courant sinusoïdal



neutre N" de l'alimentation ; cet élément fonctionnant en régime bloqué-saturé, sa dérive n'a qu'une faible importance. La diode 1 N 914 au "primaire" de PT 1 le protège contre les tensions inverses qu'il ne peut supporter. Le condensateur C_1 forme avec les impédances d'entrée suivantes un circuit dérivateur : les impulsions négatives sont transmises par l'amplificateur A_3 qui les inverse, les impulsions positives attaquent directement A_4 qui remet les impulsions en forme ; ces impulsions adaptées au niveau T.T.L. attaquent l'entrée H de la bascule B' qui distribue les trains d'impulsions aux thyristors du groupe positif de la phase A' lorsque $B_{A'} = 1$ et à ceux du groupe négatif lorsque $\overline{B_{A'}} = 1$. Les montages correspondant aux phases B' et C' de sortie sont identiques. La figure (5.21) représente les formes d'onde des fondamentaux des courants i_1, i_2, i_3 circulant dans chaque bobinage du moteur, le signal $H_{A'}$ appliqué sur l'entrée "horloge" de la bascule B', et les sorties $B_{A'}, B_{B'},$ et $B_{C'}$ des bascules B', B'' et B''' commandant respectivement les sorties A', B' et C'. Pour obtenir ces signaux, les entrées J' et K' de la bascule B' doivent donc être $J' = B_{C'}$ et $K' = B_{B'}$; on doit également avoir

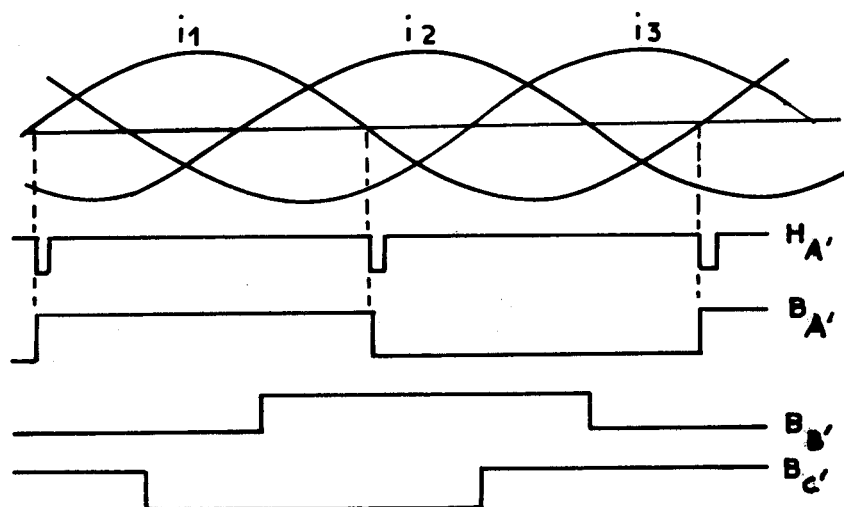


Figure 5.21 - Formes d'onde des trois courants sinusoïdaux débités par les phases A', B', C', signal d'horloge $H_{A'}$ de la bascule B' et sorties $B_{A'}$, $B_{B'}$, $B_{C'}$ des bascules B', B'', B'''

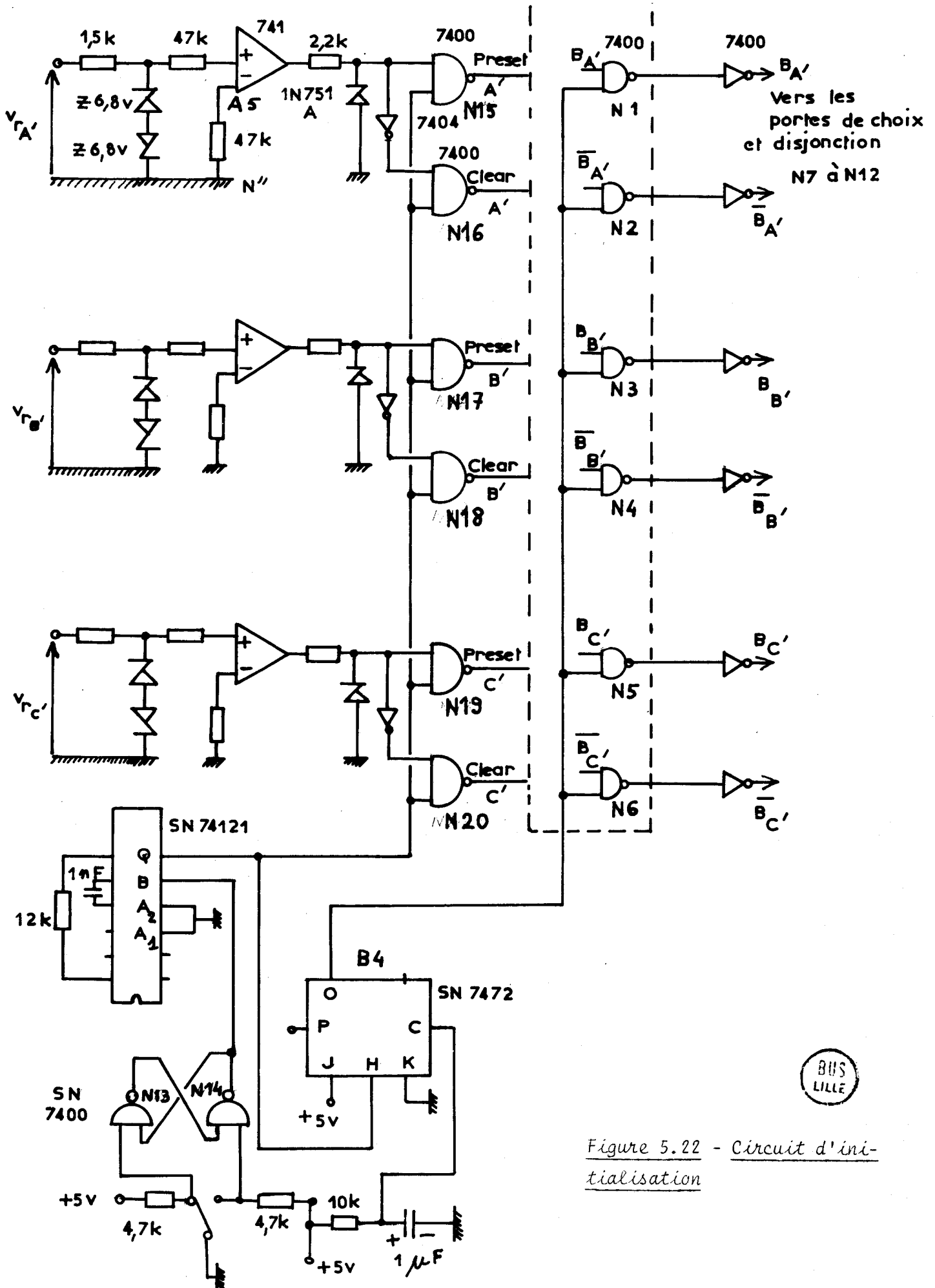
$J'' = B_{A'}$, et $K'' = B_{C'}$, pour la bascule B'' , et en fin $J''' = B_{B'}$, et $K''' = B_{A'}$, pour la bascule B''' .

Les amplificateurs A_1, A_2, A_3, A_4 des figures (5.20) et (5.24) sont du même type 72-741.

Cette première approche ne permet pas de faire démarer le cycloconvertisseur et ne fonctionne pas convenablement si le courant passe de nombreuses fois par de très faibles valeurs au cours d'une demi-période, comme cela peut être le cas lorsque l'on alimente un moteur asynchrone.

Voyons maintenant la procédure de mise en marche du cycloconvertisseur. Dès la mise sous tension l'état des bascules B', B'', B''' étant indéterminé, il faut remplacer les sorties $B_{A'}, B_{B'}, B_{C'}, \overline{B_{A'}}, \overline{B_{B'}}, \overline{B_{C'}}$ par des tensions nulles bloquant toute commande des gâchettes. La figure (5.22) représente le circuit adopté. La bascule B_4 et les portes NON-ET N_1 à N_6 effectuent la fonction que l'on vient de décrire. Dans un deuxième temps il faut remplacer le signal provenant du courant et qui est inexistant ou faible par un signal existant et d'amplitude non négligeable. La tension de référence $v_{rA'}$ de la phase A' peut ainsi remplacer le courant i_1 , de même $v_{rB'}$ remplace i_2 et $v_{rC'}$ remplace i_3 . Cette substitution ayant duré quelques millisecondes, les courants ont pris des valeurs non nulles et le circuit de la figure (5.20) fonctionne. Un commutateur manuel fournit, par l'intermédiaire de la bascule $N13, N14$, un signal de départ au monostable SN 74121 qui produit une impulsion calibrée de durée 3 millisecondes. Pour la phase alimentée A' , l'amplificateur $A5$ met $v_{rA'}$ en forme et sa tension de sortie agit sur les entrées "Preset" et "Clear" de B' par l'intermédiaire des portes $N15$ et $N16$.

Pendant une demi période le courant repassant par des valeurs très faibles dans certains cas de fonctionnement du moteur, il faut distinguer ces faibles valeurs du changement de sens du courant, la figure (5.23) représente un tel courant. Pour résoudre cette difficulté, on peut remplacer la partie de circuit comprenant les amplificateurs A_1 et A_2 de la figure (5.20) par le montage de la figure (5.24). Dans ce montage on sélectionne les alternances avec les diodes 1N63 à jonction au germanium provoquant peu de chute de tension dans le sens passant. Le condensateur de $0,22 \mu F$ forme avec les résistances suivantes un circuit intégrateur, dont le rôle est d'augmenter la valeur du seuil inférieur de la tension fournie par A_1 . Les tensions de référence des comparateurs A_2 et A'_2 ne sont pas nulles pour déterminer



BUS LILLE

Figure 5.22 - Circuit d'initialisation

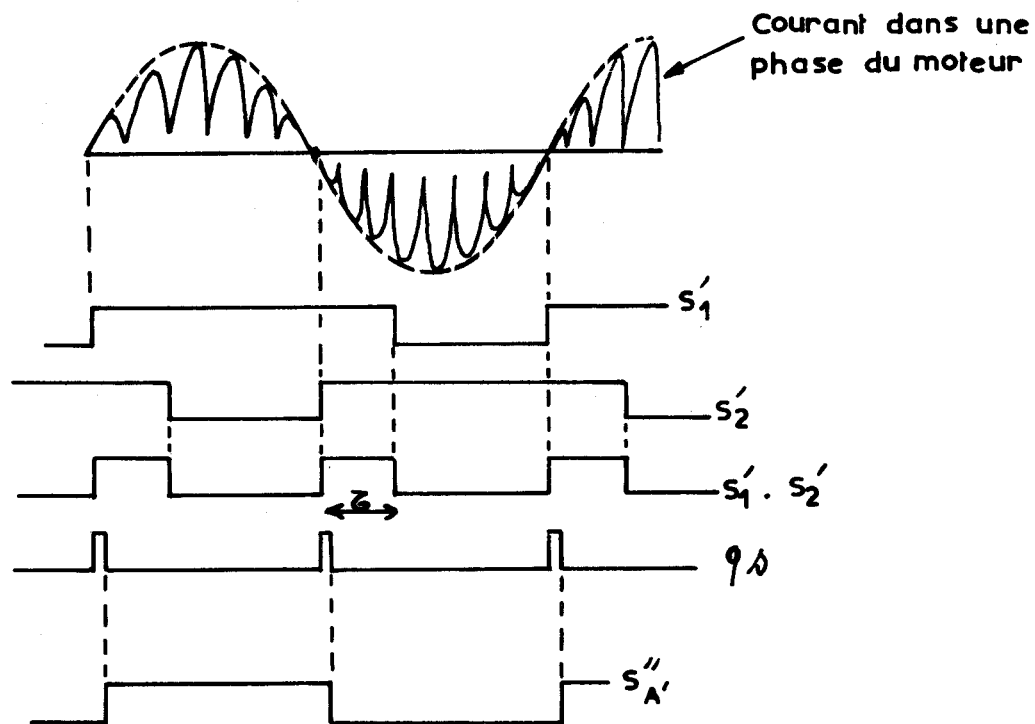


Figure 5.23 - Courant dans une phase du moteur et signaux S'_1 , S'_2 , $S'_1 \cdot S'_2$, S''_A

avec certitude si le courant a bien changé de sens. Les sorties S'_1 et S'_2 sont représentées figure (5.23) : étant donné le circuit intégrateur, S'_1 devient égale à + 5,1 V (niveau logique 1) dès que le courant circule positivement dans le shunt, mais elle ne revient au niveau 0 qu'avec un retard τ ; inversement S'_2 prend le niveau 1 dès que le courant circule négativement mais ne retrouve le niveau zéro qu'avec un retard τ après que le courant soit de nouveau devenu positif. Le produit logique $S'_1 \cdot S'_2$ donne des impulsions de largeur τ dont le front de montée correspond au changement de sens du courant. Ces impulsions commandent un monostable fournissant des impulsions très courtes par rapport à la période du courant ($500 \mu s$) et dont les fronts de descente attaquent une bascule JK qui donnera en S''_A l'image mise en forme du fondamental du courant. B5 attaque par S''_A le coupleur P.T.1 derrière lequel on reprend le circuit de la figure (5.20) avec A_3 , A_4 et B' .

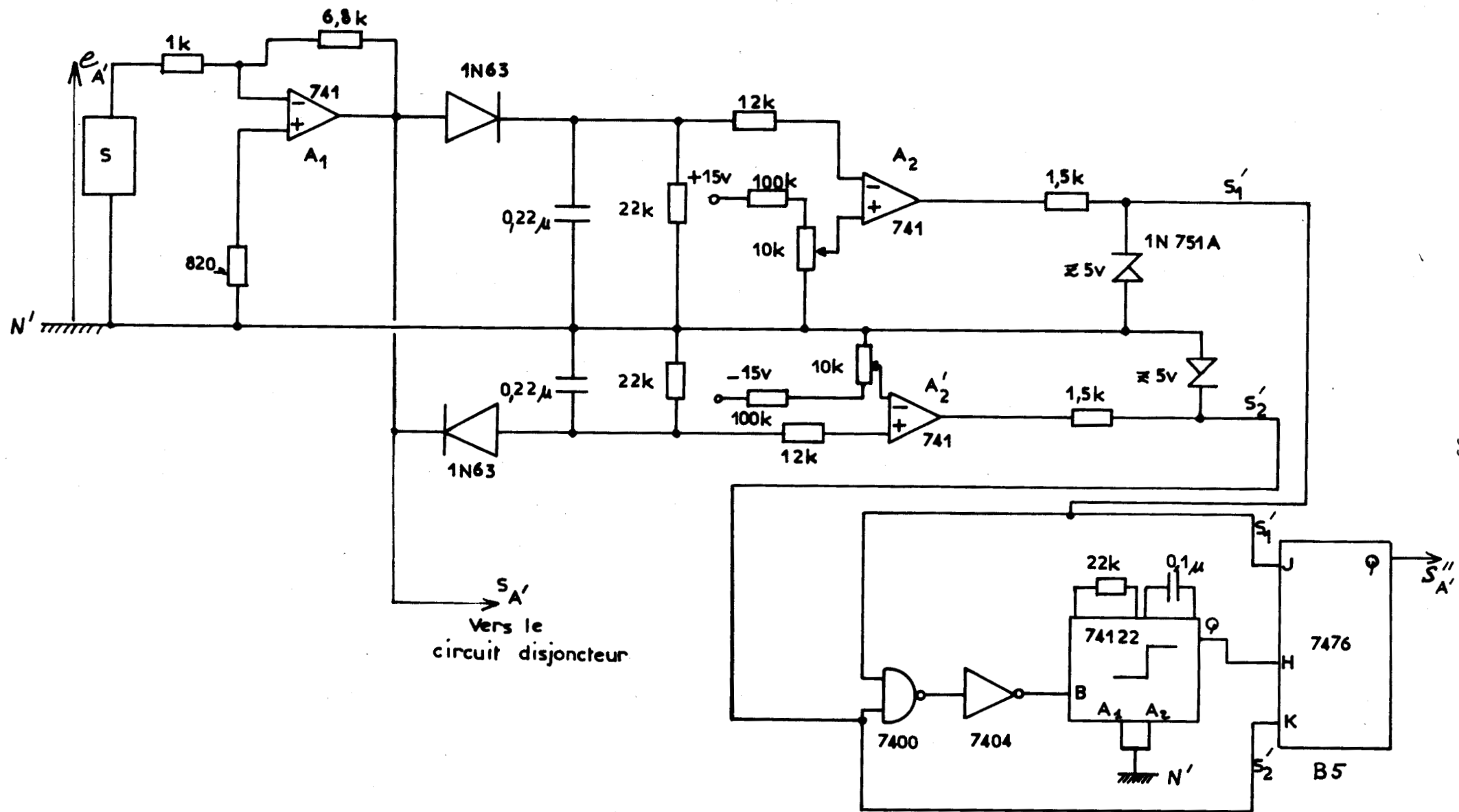


Figure 5.24 - Circuit de détermination des alternances de courant



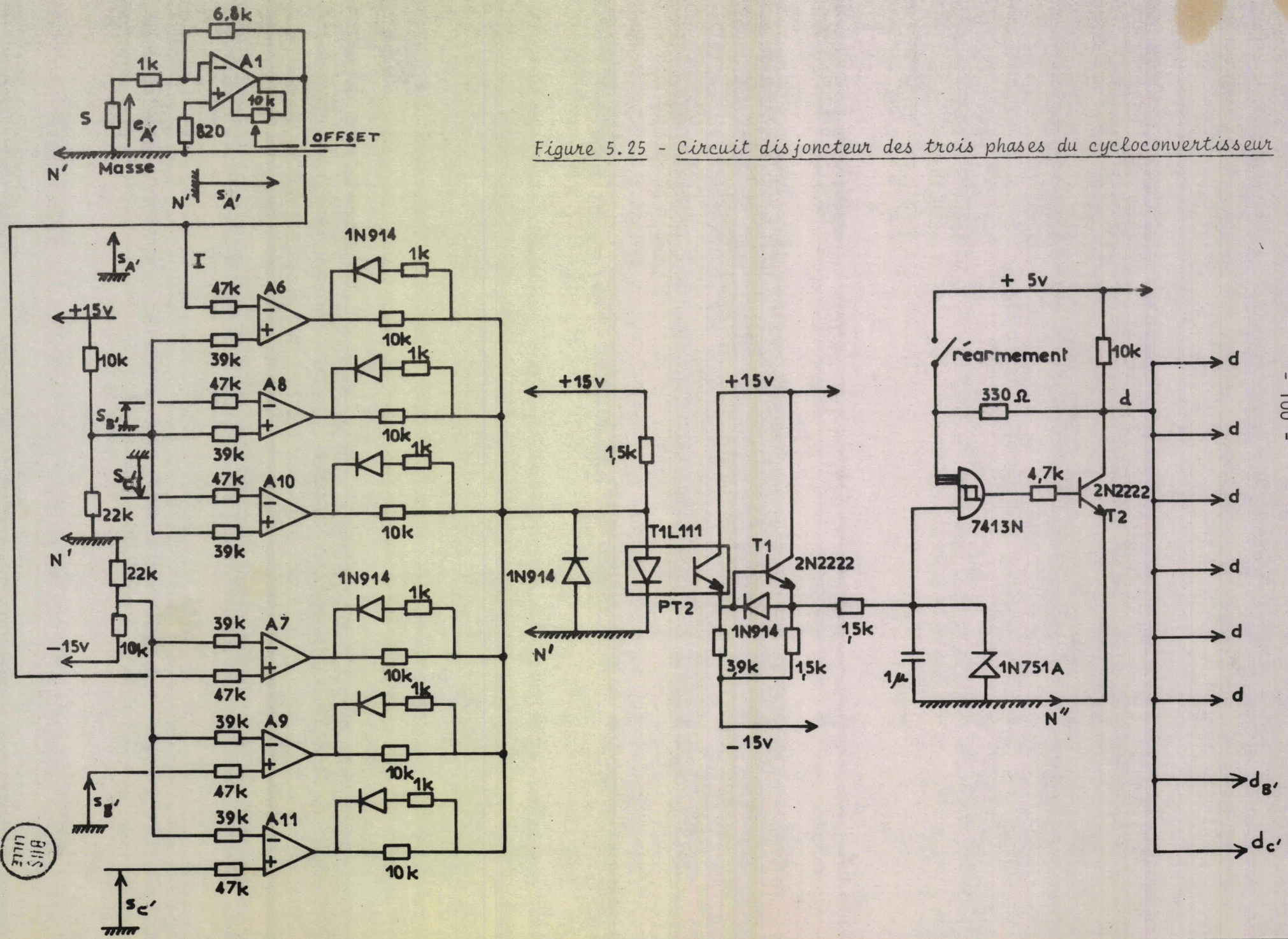


Figure 5.25 - Circuit disjoncteur des trois phases du cycloconvertisseur

BHS
LITE

Le circuit disjoncteur est représenté figure (5.25) son rôle est d'empêcher l'amorçage de tous les thyristors dans le cas où le courant maximum dans une phase de la charge dépasse 30 ampères. Les amplificateurs détectant la surintensité pour la phase alimentée A' sont notés A6 et A7, ce sont des 72741 ; A6 détecte une surintensité dans le sens positif et A7 dans le sens négatif. A la sortie de A1 on atteint un niveau de 10 V pour 30 A. dans le shunt : A6 compare cette tension à une tension fixe de + 10 V. Dans le cas où $S_{A1} > 10$ V, la sortie de A6 devient sensiblement égale à - 15 volts, et son impédance de charge est 1 K Ω , cet amplificateur absorbe alors les courants fournis par les autres amplificateurs A7 à A11 dont au maximum cinq tensions de sortie valent + 15 volts. L'amplificateur A7 fonctionne identiquement pour une surintensité du courant de la phase 1 dans le sens négatif. Dans chaque cas de surintensité, la sortie du coupleur P.T.2 devient égale à environ - 15 volts. La diode en parallèle sur la jonction base émetteur du transistor T1 2N2222 évite de polariser celle-ci en inverse lors d'une surintensité. T1 commande un double trigger de Schmitt 7413, le condensateur de 1 μ F évite les déclenchements intempestifs de celui-ci et un commutateur manuel permet de réarmer le système dès que l'on a supprimé la cause de surintensité. Ce circuit disjoncteur attaque simultanément toutes les portes NON-ET de la figure (5.19) N7 à N12.

5-2-8 - Circuit d'amorçage des thyristors et organisation de la partie puissance

Pour commander les gâchettes des thyristors par des trains d'impulsions, il suffit d'appliquer sur la quatrième entrée des portes NON-ET N7 et N12 les impulsions de fréquence environ 7 kHz obtenues par un double trigger de Schmitt 7413 bouclé convenablement par 330 Ω et 1 μ F ; l'amplificateur qui suit ce 7413 est destiné à "muscler" le signal de façon à attaquer simultanément les six portes N7 à N12. Il faut également un amplificateur avant chaque groupe de six portes des phases B' et C'.

Le circuit de commande de la gâchette de Th1 est détaillé sur la figure (5.26), il est réalisé selon un schéma classique. Un circuit de protection est prévu entre anode et cathode du thyristor, il est commun à deux thyristors tête-bêche.

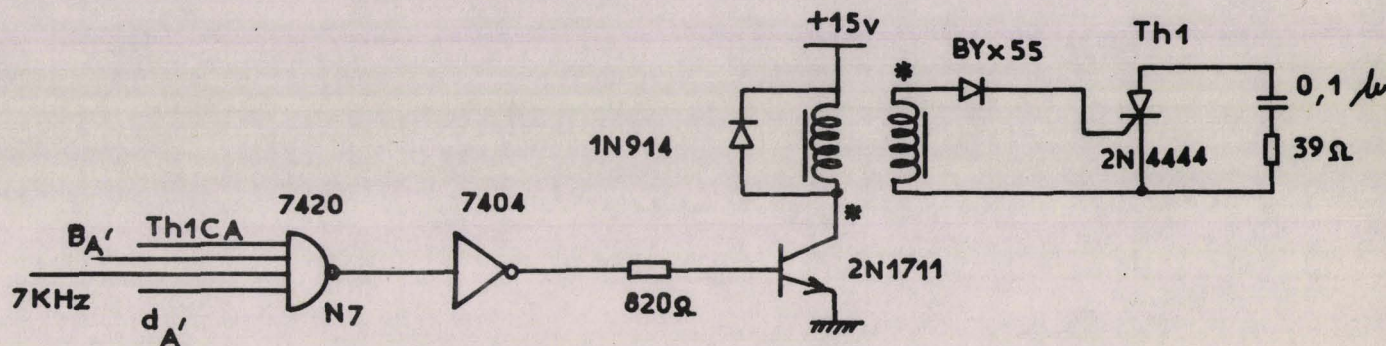


Figure 5.26 - Circuit de commande de gâchette

Le circuit de puissance de la phase A' de la charge est représenté figure (5.27) : il comprend les thyristors Th1 à Th6 qui sont du type 2N4444. Les tensions simples v_1, v_2, v_3 fournies par le secondaire du transformateur triphasé de puissance ont une amplitude de 96 volts si on alimente sous une tension composée efficace de 220 volts le primaire couplé en triangle. Pour effectuer les essais en faisant varier r_0 , le primaire est alimenté par un autotransformateur variable ; le schéma des couplages des transformateurs est représenté figure (5.28).

5-3 - Moteur alimenté par le cycloconvertisseur

5-3-1 - Influence de f

Le moteur alimenté de fréquence d'alimentation nominale $f_{0n} = 50$ Hz est tel que $k_0 = 1$ puisqu'on alimente le cycloconvertisseur avec les tensions du secteur de fréquence $f_i = 50$ Hz. Dans ce cas $\ell = \frac{f}{k_0} = f$. On règle la tension d'alimentation du cycloconvertisseur par l'autotransformateur au primaire du transformateur de puissance pour avoir $r_0 = 1$. On fait varier simultanément la tension et la fréquence de v_r par le générateur triphasé. On mesure la puissance débitée par la génératrice dans le rhéostat de charge, on ajoute les pertes de celle-ci pour la vitesse déterminée par la génératrice tachymétrique. On obtient le couple désiré en jouant sur le rhéostat de charge. Lors des réglages il faut veiller à maintenir constante la tension délivrée par le transformateur triphasé de puissance. L'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie sont mesurées à l'aide d'un analyseur de spectre.

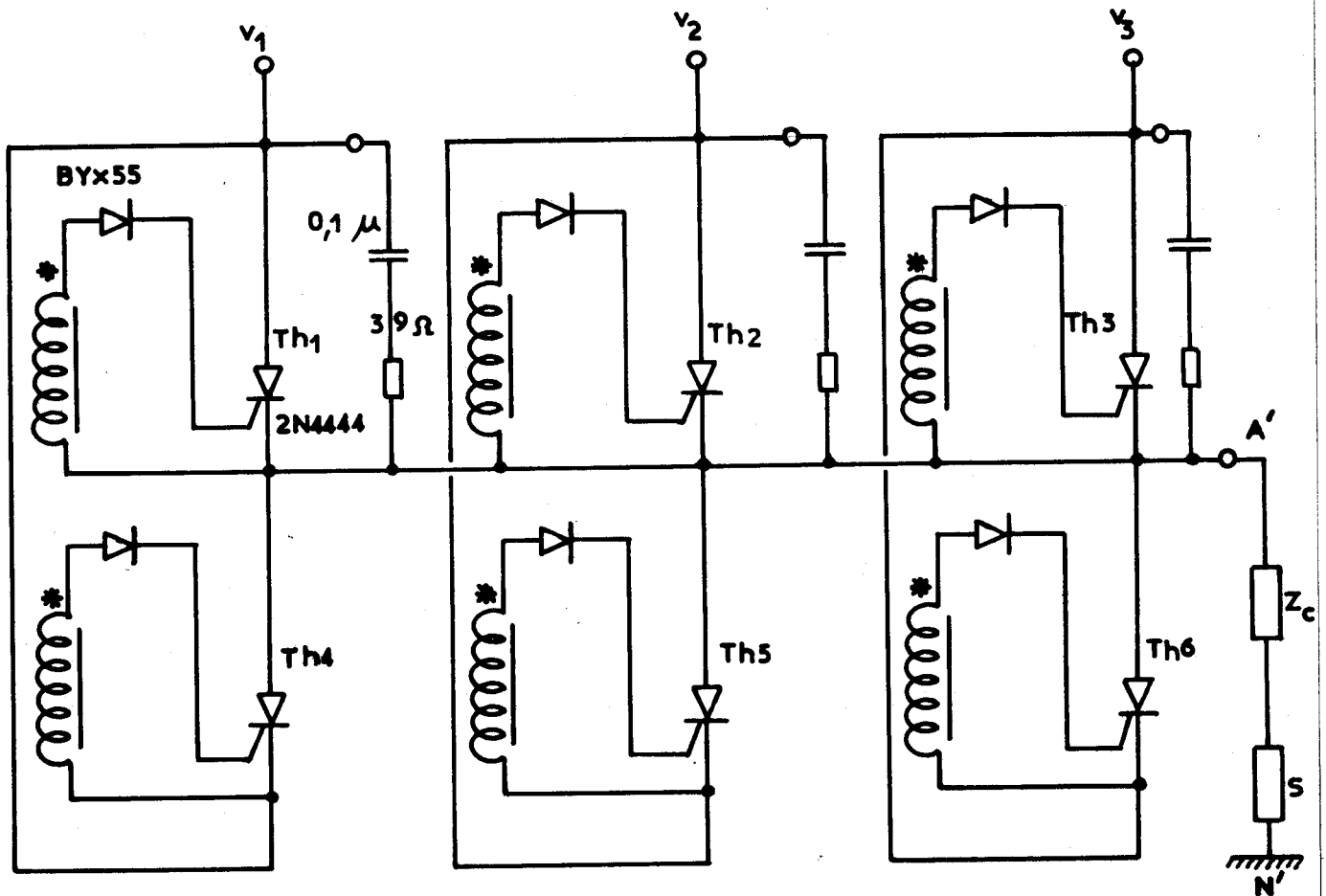


Figure 5.27 - Circuit de puissance de la phase A'

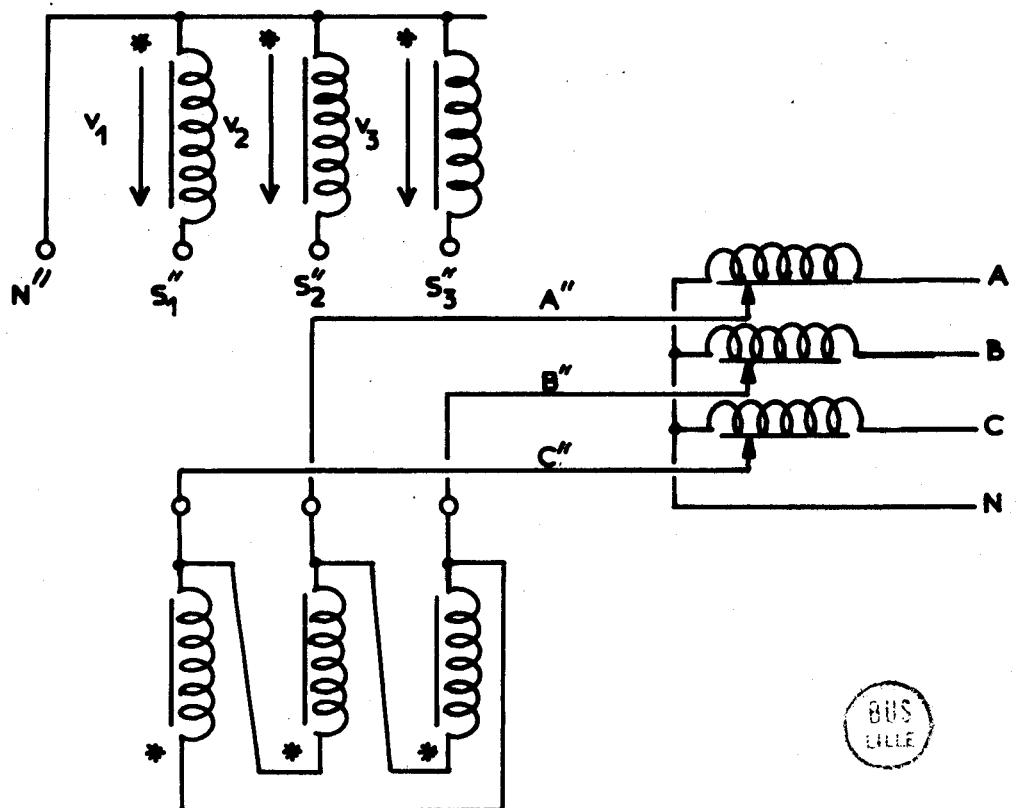


Figure 5.28 - Couplage de l'autotransformateur variable et du transformateur d'alimentation de puissance

On retrouve expérimentalement les maxima et minima de rendement aux fréquences prévues, avec cependant une certaine imprécision due aux difficultés de réglage de f pour les "pics" étroits

($f = 0,154$; $f = 0,182$; $f = 0,22$; $f = 0,288$; $f = 0,4$)

Pour des fréquences et des tensions d'alimentation trop faibles pour le moteur utilisé, celui-ci ne fournit plus qu'une puissance légèrement supérieure aux pertes de la génératrice : les mesures deviennent trop imprécises. Pour la moitié du couple nominal ($3,5 \text{ mxN}$) le courant mis en jeu dans l'alimentation du moteur atteint des valeurs supérieures au courant de pointe admissible par les thyristors et le circuit de disjonction : nous avons donc fait les mesures pour un couple inférieur de l'ordre de $C_{n/5}$ soit $1,4 \text{ mxN}$.

La figure (5.29) représente les variations du rendement η' du moteur alimenté par le cycloconvertisseur décrit en fonction de ℓ , et les variations η de ce rendement lorsqu'il est alimenté par des tensions sinusoïdales pures obtenues par un alternateur.

5-3-2 - Influence de r_0

Sur la figure (5.29) est également représentée la variation du rendement du moteur alimenté par le cycloconvertisseur, mais pour $r_0 = 2$ (tension maximale du cycloconvertisseur égale à la moitié de la tension nominale du moteur). Le rendement est amélioré dans tous les cas et l'influence de ℓ est moins importante.

La variation du rendement en fonction de r_0 à une fréquence constante est représentée figure (5.30) pour $f = 0,272$ soit $f_0 = 13,6 \text{ Hz}$. L'amplitude nominale réduite de tension d'alimentation du moteur augmentant, on fait fonctionner le cycloconvertisseur de plus en plus près de sa tension maximale possible : le rendement est alors amélioré.

Les figures (5.31) à (5.33) représentent les formes d'onde des tensions et courants dans les bobinages statoriques du moteur, pour une même fréquence $f_0 = 8,33 \text{ Hz}$ et à tension maximale du cycloconvertisseur. L'oscillogramme de la figure (5.34) donne les courants dans les trois phases statoriques toujours pour la même fréquence mais pour une tension efficace de sortie égale au tiers de sa tension maximale, on a donc pour cette fréquence $r_0 = 2$. En comparant cet oscillogramme à celui de la figure (5.32)

on voit clairement que l'augmentation de r_0 diminue beaucoup les harmoniques de courant. Les oscillogrammes des figures (5.35) et (5.36) montrent les tensions et courants statoriques dans deux cas de fréquence très différents, respectivement $f_0 = 5$ Hz et $f_0 = 20$ Hz.

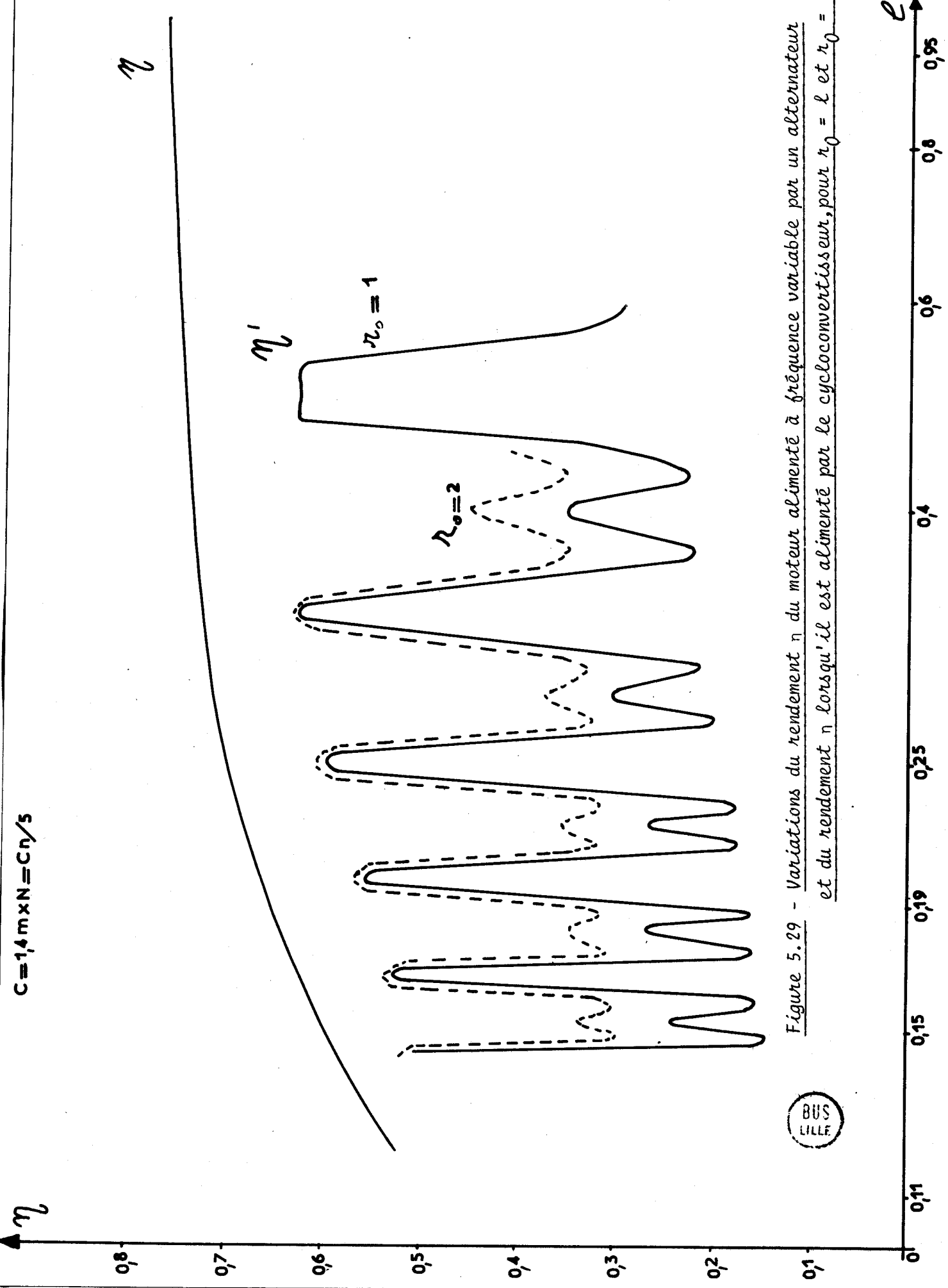


Figure 5.29 - Variations du rendement η du moteur alimenté à fréquence variable par un alternateur et du rendement η' lorsqu'il est alimenté par le cycloconvertisseur, pour $r_0 = 1$ et $r_0 = 2$



$C = 1,4 m \times N = C n / 5$

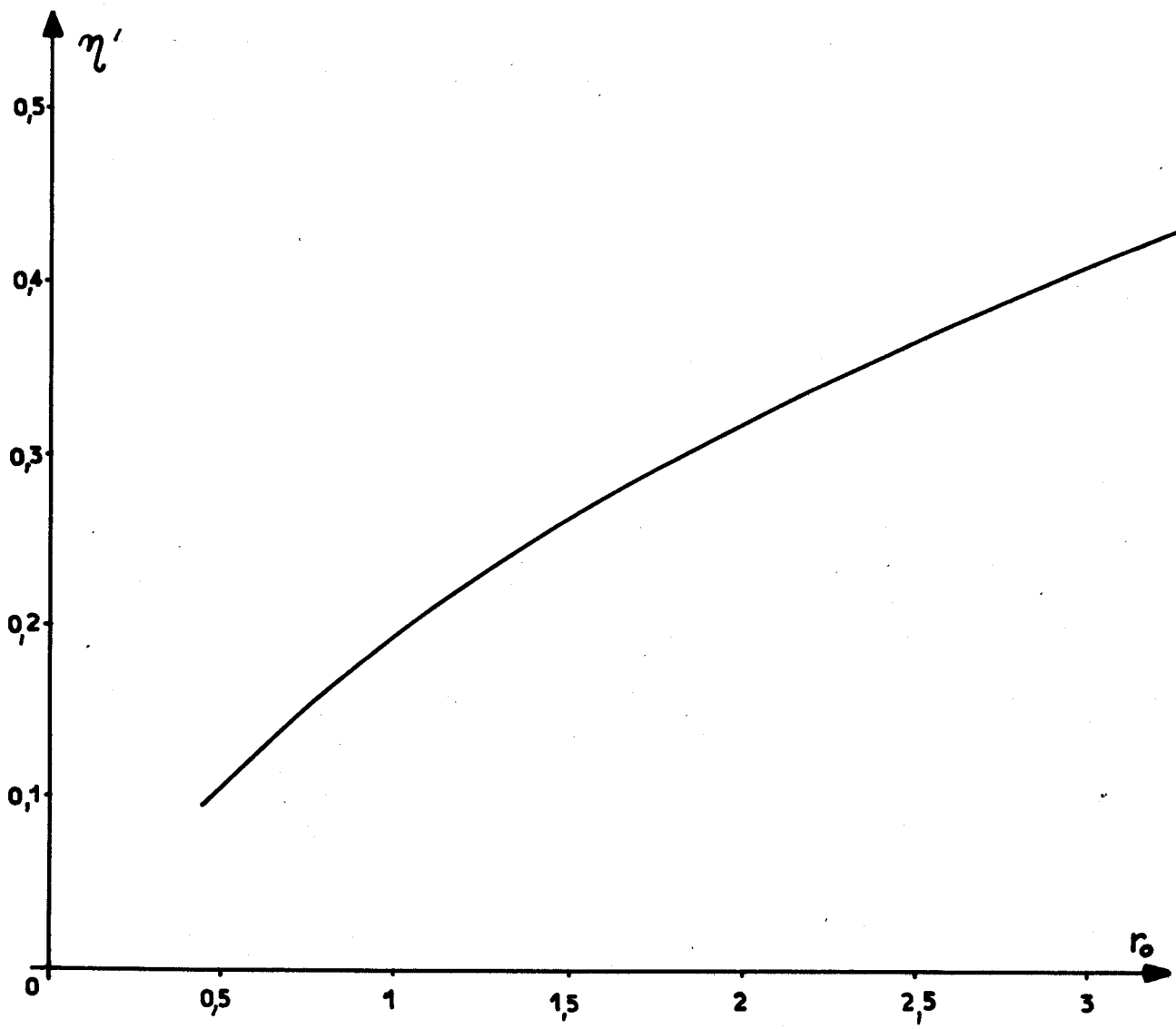


Figure 5.30 - Variations du rendement η pour un couple de 1,4 m x N, $k_0 = 1$ et $f = 0,272$ en fonction de r_0 .

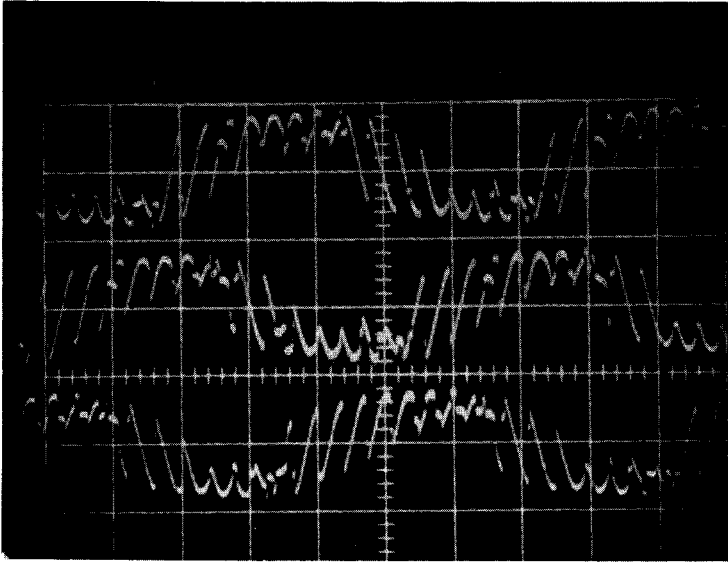


Figure 5.31 - Tensions triphasées d'alimentation du moteur

$$f_0 = 8,33 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 6 ; r = 1$$

$$l = 0,166$$

échelles : V : 20 V/div.

t : 20 ms/div.

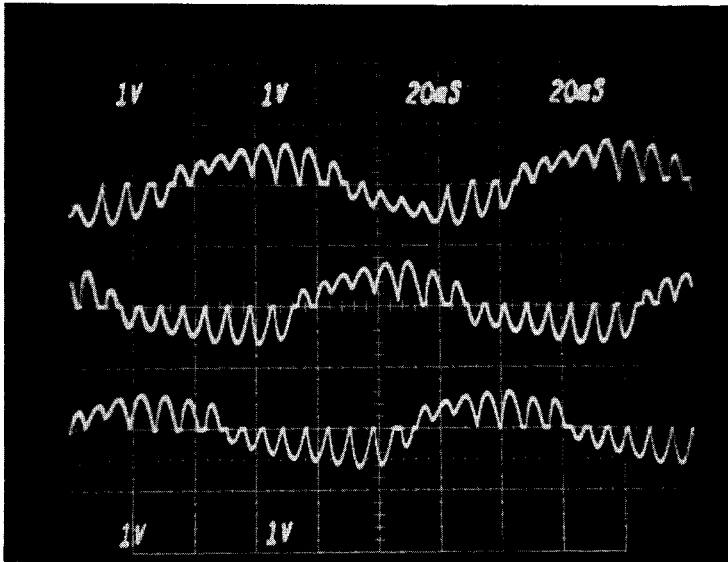


Figure 5.32 - Courants triphasés statoriques :

$$f_0 = 8,33 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 6 ; r = 1$$

$$l = 0,166$$

échelles : I : 20 A/div.

t : 20 ms/div.

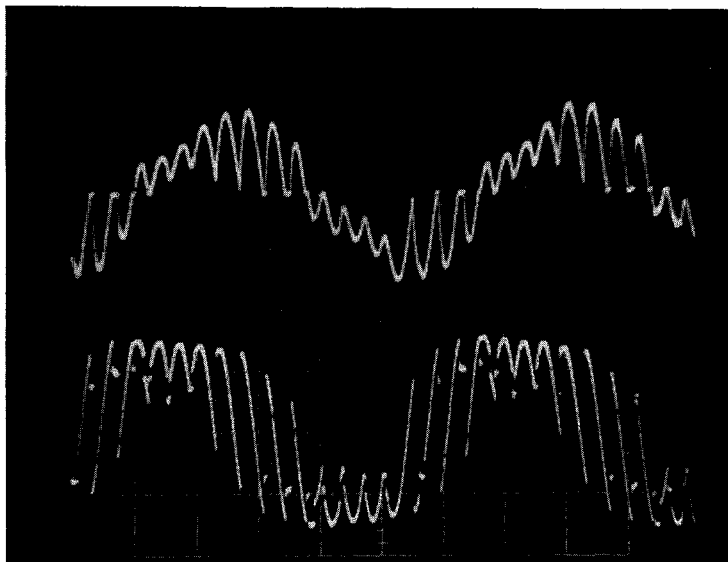


Figure 5.33 - Courant (trace supérieure) et tension pour une phase statorique :

$$f_0 = 8,33 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 6 ; r = 1$$

$$l = 0,166$$

échelles : I : 10 A/div.

V : 10 V/div.

t : 20 ms/div.



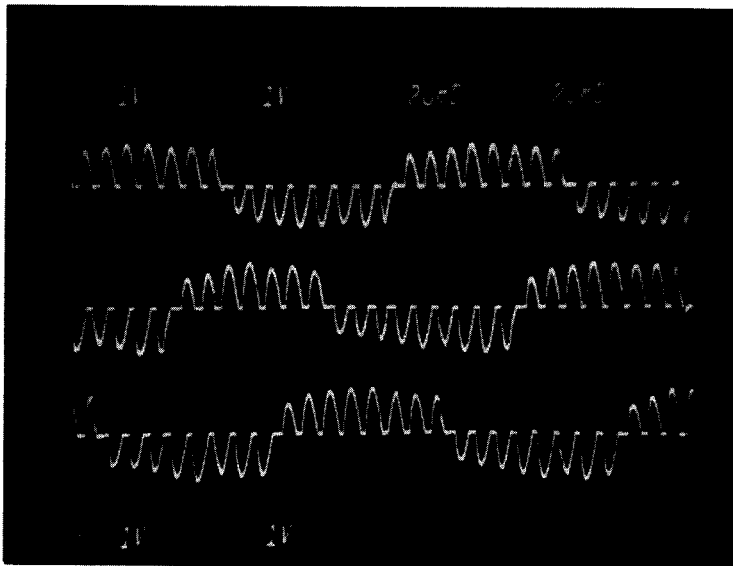


Figure 5.34 - Courants triphasés statoriques

$$f_0 = 8,33 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 2 ; r = 0,333$$

$$l = 0,166$$

échelles : I : 20 A/div.

t : 20 ms/div.

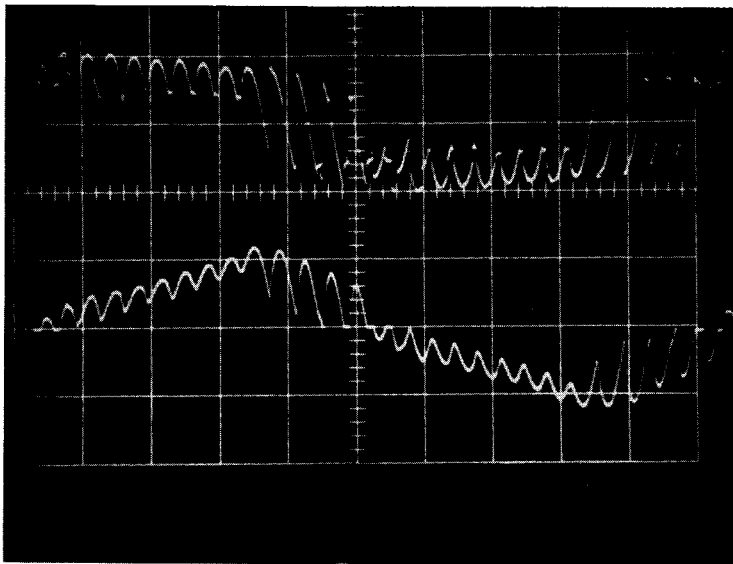


Figure 5.35 - Tension (trace supérieure) et courant (trace inférieure) pour une phase statorique

$$f_0 = 5 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 10 ; r = 1$$

$$l = 0,1$$

échelles : I : 10 A/div.

V : 10 V/div.

t : 20 ms/div.

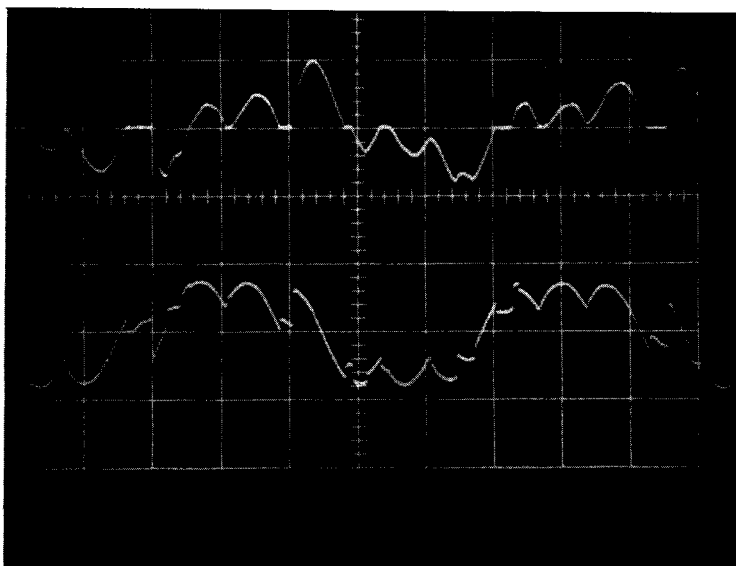


Figure 5.36 - Courant (trace supérieure) et tension pour une phase statorique

$$f_0 = 20 \text{ Hz}$$

$$r_0 = 2,5 ; r = 1$$

$$l = 0,4$$

échelles : I : 20 A/div.

V : 30 V/div.

t : 10 ms/div.



C O N C L U S I O N

L'étude de l'influence du moteur sur l'amplitude des différents harmoniques de la tension de sortie nous a permis de préciser d'une façon générale les fréquences privilégiées pour le moteur.

Nous nous sommes attachés ensuite à introduire dans les calculs généraux les paramètres liés à une structure donnée (rapport de la fréquence des tensions d'alimentation du cycloconvertisseur à la fréquence nominale d'alimentation du moteur, rapport de la tension maximale de sortie du cycloconvertisseur à la tension nominale du moteur) de façon à déterminer les plages de fonctionnement optimales d'un système complet. Cette étude théorique montre successivement l'influence de chacun des paramètres choisis, ce qui nous semble particulièrement intéressant du point de vue d'un utilisateur éventuel. La voie est maintenant ouverte vers la recherche d'un optimum global pour le système complet en envisageant une variation simultanée de tous les paramètres.

ANNEXE 1

NOTATIONS

$\psi (\theta_0)$	Loi de variation du retard à l'amorçage du groupe redresseur positif
$\psi = \pi/2 - \psi (\theta_0)$	Retard à l'amorçage
θ_i	Phase des tensions d'alimentation du cycloconvertisseur
$V \sin \theta_i = v_1$	Tension de la phase d'alimentation 1 du cycloconvertisseur
θ_0	Phase de la tension de sortie du cycloconvertisseur
$V_r \sin \theta_0 = v_r$	Tension de référence de la phase A de sortie du cycloconvertisseur
$V_c \sin (\theta_i + \frac{\pi}{3}) = v_{c1}$	Onde de commutation du thyristor 1
$V_0 \sin \theta_0$	Fondamental de la tension de sortie A du cycloconvertisseur
V_{OM}	Amplitude maximale du fondamental de la tension de sortie du cycloconvertisseur
v_0	Tension instantanée de la tension de sortie du cycloconvertisseur
$r = \frac{V_r}{V_c} = \frac{V_0}{V_{OM}}$	Amplitude relative du fondamental de la tension de sortie du cycloconvertisseur
$k_r = \frac{V_0}{V_r} = \frac{V_{OM}}{V_c}$	Coefficient de proportionnalité entre la tension de référence et le fondamental de la tension de sortie du cycloconvertisseur
$F_1 (\theta_i - \psi)$	Fonction de commutation du thyristor 1
v_p	Tension instantanée fournie par le groupe redresseur positif quand il conduit
v_n	Tension instantanée fournie par le groupe redresseur négatif quand il conduit
f_0	Fréquence du fondamental de l'onde de sortie
$\omega_0 = 2 \pi f_0$	Pulsation du fondamental de l'onde de sortie du cycloconvertisseur
ϕ_0	Retard du fondamental du courant sur la tension de sortie du cycloconvertisseur

$F_p(\theta_0)$	Fonction de commutation du redresseur positif
$F_n(\theta_0)$	Fonction de commutation du redresseur négatif
h	Rang d'un harmonique de la tension de sortie du cycloconvertisseur
f_h	Fréquence d'un harmonique de la tension de sortie du cycloconvertisseur
f_i	Fréquence des tensions d'alimentation du cycloconvertisseur
$f_{hr} = \frac{f_h}{f_i}$	Fréquence réduite d'un harmonique de la tension de sortie du cycloconvertisseur
$f = \frac{f_0}{f_i}$	Fréquence réduite du fondamental de la tension de sortie du cycloconvertisseur
ω_{0n}	Pulsation nominale d'alimentation du moteur
V_{0n}	Amplitude de tension nominale d'alimentation du moteur
$\ell = \frac{\omega_0}{\omega_{0n}}$	Pulsation réduite d'alimentation du moteur
V_{0h}	Amplitude de l'harmonique de pulsation $h \omega_0$
V_{0hd}	Amplitude du système direct de fréquence f_h
V_{0hi}	Amplitude du système inverse de fréquence f_h
V_{0hh}	Amplitude du système homopolaire de fréquence f_h
$r_0 = \frac{V_{0n}}{V_{0M}}$	Amplitude nominale réduite de la tension d'alimentation du moteur
ω_i	Pulsation des tensions d'alimentation du cycloconvertisseur
$k_0 = \frac{\omega_{0n}}{\omega_i}$	Pulsation nominale réduite de la tension d'alimentation du moteur
$k_h = \frac{V_{0h}}{V_{0M}}$	Amplitude réduite de l'harmonique de fréquence f_h

A N N E X E II

I - Tension de sortie du cycloconvertisseur pour une alimentation hexaphasée (circuit à six pulsations).

On peut considérer les six phases d'alimentation comme deux groupes de trois phases déphasés de π . L'onde obtenue peut donc également être considérée comme la somme des harmoniques obtenus avec deux montages triphasés déphasés d'une demi période de la tension d'alimentation, augmentée du fondamental de la tension de sortie voulue. La première série d'harmoniques contient les termes en θ_i et la deuxième contient donc des termes en $(\theta_i + \pi)$

La somme $[A(\theta_i) + A(\theta_i + \pi)]$ est nulle. Pour un cycloconvertisseur alimenté en hexaphasé et monté avec point milieu la tension de sortie v_o d'une phase devient :

$$v_o = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ r \sin \theta_0 + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{\infty} \left[\sum_{n=0}^{2n+1=\infty} \left(\frac{a(6p-1), (2n+1)}{6p-1} + \frac{a(6p+1), (2n+1)}{6p+1} \right) \times [\sin(6p\theta_i + [2n+1]\theta_0) - \sin(6p\theta_i - [2n+1]\theta_0)] \right] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left[\frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{1}{2m+1} \times \left[\frac{a(6p-1), 2n}{6p-1} + \frac{a(6p+1), 2n}{6p+1} \right] \times \right. \right. \\ \left. \left[\cos(6p\theta_i + [2n - (2m+1)]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos(6p\theta_i - [2n - (2m+1)]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) \right. \right. \\ \left. \left. + \cos(6p\theta_i - [2n + 2m+1]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos(6p\theta_i + [2n + 2m+1]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) \right] \right] \left. \right\}$$

II - Tension de sortie pour une alimentation dodécaphasée

On peut de nouveau considérer que le réseau d'alimentation dodécaphasé est la somme de deux réseaux hexaphasés dont les tensions sont déphasées de $\frac{\pi}{6}$, en conséquence les harmoniques présents dans la tension de sortie du cycloconvertisseur alimenté en dodécaphasé résultent de la somme des harmoniques obtenus pour deux réseaux d'alimentation hexaphasés, les deux groupes d'harmoniques correspondants étant identiques mais déphasés

de $\frac{\pi}{6}$. Les harmoniques correspondant à p impair s'annulent, seuls subsistent, en phase, les harmoniques correspondant à p pair soit à 2 p, leur amplitude relative est la même que pour l'alimentation hexaphasée. La tension de sortie est donc de la forme:

$$v_o = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ r \sin \theta_0 + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n+1=\infty} \left[\frac{a(12p-1), (2n+1)}{12p-1} + \frac{a(12p+1), (2n+1)}{12p+1} \right] \times [\sin(12p\theta_i + (2n+1)\theta_0) - \sin(12p\theta_i - (2n+1)\theta_0)] \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left[\frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{1}{(2m+1)} \left[\frac{a(12p-1), 2n}{12p-1} + \frac{a(12p+1), 2n}{12p+1} \right] \times \right. \right. \\ \left. \left[\cos(12p\theta_i + [2n - (2m+1)]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos(12p\theta_i - [2n - (2m+1)]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) \right] \right. \\ \left. + \cos(12p\theta_i - [2n + 2m + 1]\theta_0 + (2m+1)\phi_0) - \cos(12p\theta_i + [2n + 2m + 1]\theta_0 - (2m+1)\phi_0) \right] \left. \right\}$$

B I B L I O G R A P H I E

- |1| - J.P. CORDIER - "Variation de vitesse des moteurs à courant alternatif de moyenne et grande puissance par variateurs statiques de fréquence" ACEC REVUE N° 1-2 - 1974
- |2| - R. FISCHER et H. GEISSING - "Semiconductor rectifiers in circulating current-free anti-parallel connection for reversing drives" SIEMENS REVUE, August, 1964
- |3| R.A. HAMILTON et G.R. LEZAN - "Thyristor adjustable frequency power supplies for hot strip mill run-out tables" IEEE trans. IGA 3 N° 2 1967
- |4| J. LANGER - "Alimentation par convertisseurs statiques de fréquence des moteurs synchrones pour tubes broyeurs de cimenterie" Revue BROWN - BOVERI N° 3 - 1970
- |5| L.J. LAWSON "The practical cycloconverter" IEEE Trans. IGA 4, n° 2 - 1968
- |6| W.M. MURRAY "The theory and design of cycloconverters". The MIT Press
- |7| B.R. PELLY "Thyristor Phase-Controlled converters and cycloconverters" Wiley - Interscience
- |8| J.P. SIX - " Etude du moteur asynchrone en vue de son utilisation dans les équipements à vitesse variable". Thèse de Docteur - Ingénieur - LILLE - 1974.

