50376
1974
97

Numéro d'Ordre: 158

50376
1974
97

THESE

présentée

à l'Université des Sciences et Techniques de Lille 1

pour obtenir

le Titre de Docteur-Ingénieur

par

Jean-Paul SIX

Ingénieur H.E.I.

Etude du moteur asynchrone en vue de son utilisation dans les équipements à vitesse variable

BIBLIOTHÈQUE UNIVERSITAIRE
Section de SCIENCES
LILLE

Soutenue le 21 Juin 1974 devant la Commission d'Examen

MM.	R. GABILLARD	Président
	J. COULON	Examinateur
	G. SEGUIER	Rapporteur
	A. WIART	Invité

A MES PARENTS

A MA FEMME

ETUDE DU MOTEUR ASYNCHRONE
EN VUE DE SON UTILISATION
DANS LES EQUIPEMENTS A VITESSE VARIABLE

Le moteur électrique s'est révélé le moyen le plus commode pour fournir la puissance mécanique nécessaire aux divers points des ensembles industriels. Le nombre de moteurs installés ne cesse de croître et les puissances unitaires réalisables sont de plus en plus élevées.

Parallèlement au besoin quantitatif d'énergie électrique transformée en énergie mécanique, se développe le besoin qualitatif d'obtention de cette énergie mécanique à vitesse variable. Ceci est dû en partie au souci d'adapter la vitesse au dispositif entraîné pour que celui-ci donne les performances maximales dans chacune des étapes d'un processus. Mais ce sont surtout les progrès de l'automatisation qui entraînent la nécessité de pouvoir asservir la vitesse de chacun des moteurs agissant aux divers points d'un même ensemble.

Etant d'ordinaire alimentés par le réseau triphasé industriel à fréquence et tension constantes, les moteurs électriques simples ont une vitesse de rotation directement liée à la fréquence du réseau.

Pour faire varier la vitesse on a eu recours à des variateurs mécaniques ou à des moteurs plus complexes, moteurs alternatifs à collecteur par exemple. Ces deux voies sont de plus en plus rarement utilisées.

Il a semblé préférable de passer par l'intermédiaire d'une tension continue et d'utiliser le moteur à collecteur à courant continu. La conversion triphasé à fréquence et tension fixes - continu à tension variable fut longtemps réalisée avec des machines tournantes : le système Ward-Léonard équipe la majorité des installations actuellement en service. Les progrès des montages redresseurs, surtout depuis la mise au point de diodes et de thyristors au silicium, ont permis d'assurer de façon statique l'alimentation en continu variable du moteur à collecteur. Depuis quelques années la solution montage redresseur à thyristors - moteur à courant continu est adoptée pour la quasi-totalité des équipements à vitesse variable, quelle que soit la puissance.

Mais tous les constructeurs se penchent actuellement sur les variateurs de vitesse avec moteur asynchrone à rotor bobiné ou, de préférence, à rotor à cage.

Les solutions proposées sont nombreuses mais la plupart en sont au stade de la recherche et du développement. Peu d'équipements de forte puissance sont actuellement en service.

Les études actuellement en cours portent surtout sur le convertisseur à placer entre le réseau industriel et le moteur asynchrone. Mais il y en a peu sur l'adaptation de cette machine à son alimentation par convertisseur. Or il apparaît de plus en plus nettement que cette adaptation est indispensable et que certains échecs ou déceptions viennent plus du moteur que du dispositif qui l'alimente.

C'est à l'étude du moteur asynchrone en vue de son utilisation dans un équipement à vitesse variable que nous avons consacré les recherches dont ce mémoire rend compte. Nous ne saurions prétendre éclaircir tous les aspects de cette question dont la formulation même est parfois imprécise.

Nous pensons que c'est conjointement, dans chacune des voies que l'avenir retiendra, que la connaissance du convertisseur et celle du comportement du moteur qu'il alimente arriveront à leur maturité.

Nous avons simplement tenu à clarifier quelques aspects d'un problème qui est loin d'être résolu.

. Lorsqu'on alimente par un montage statique à semi-conducteurs un moteur asynchrone triphasé, les courants et tensions que lui fournissent ce montage ne sont pas sinusoïdaux. Si on veut se rapprocher de la fourniture d'ondes sinusoïdales, il faut compliquer donc alourdir le coût des équipements. Il importe donc d'examiner d'abord l'influence des harmoniques sur les caractéristiques du moteur asynchrone. Cette première étude montre que l'examen des effets des harmoniques doit être opéré d'une façon très différente suivant que la machine fonctionne avec une valeur réduite du glissement ou avec des glissements élevés.

. Les variateurs de vitesse les plus élaborés permettent l'alimentation à tension et fréquence variables du moteur. Nous consacrerons la seconde partie de ce mémoire à ce mode d'alimentation et montrerons comment varient les performances de la machine quand la valeur et la fréquence des tensions varient simultanément, comment il convient de lier l'évolution de la valeur des tensions à celle de leurs fréquences. Pour la marche à faibles glissements correspondant à ce type de variateurs, nous examinerons l'influence des harmoniques et l'importance qu'il convient de prêter à la recherche de leur réduction.

. Devant le coût des équipements à tension et fréquence variables, on a recours lorsque la caractéristique mécanique de la charge entraînée le permet à l'alimentation à fréquence fixe et à tension variable. On règle alors la vitesse par action sur le glissement auquel on fait donc prendre des valeurs élevées. Nous verrons, dans la troisième partie, comment les performances se dégradent quand on diminue la vitesse et quelles doivent être les caractéristiques du moteur pour qu'il se prête correctement à ce type d'alimentation.

Nous remercions vivement Monsieur SEGUIER, Directeur de l'I.U.T. de Béthune, responsable du Laboratoire de recherches sur "Les applications des redresseurs de puissance" à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, de nous avoir confié cette étude. Il nous a guidé avec attention et bienveillance tout au long de son déroulement.

Ayant eu la chance de travailler au sein d'une équipe où les fonctions de base de l'électronique de puissance et leurs applications à la réalisation de variateurs de vitesse font l'objet de nombreuses études, nous avons pu ainsi mieux percevoir les problèmes liés au moteur. Nous tenons à remercier tous les membres de cette équipe.

Nous exprimons également notre gratitude à la Direction Technique de la Société Jeumont-Schneider qui nous a permis de travailler sur les plate-formes de l'usine de Champagne-sur-Seine, de prendre connaissance des comptes-rendus des essais sur les équipements prototypes réalisés par ses ingénieurs.

INTRODUCTION

L'importance des entraînements par moteur électrique à vitesse variable ne cesse de croître dans les équipements industriels. Actuellement on utilise le plus souvent des moteurs à courant continu alimentés sous tension variable par des montages redresseurs à thyristors.

Ce type de variateurs est bien au point. Mais le prix des machines à collecteur est important car leur réalisation nécessite beaucoup de main d'œuvre ; de plus le collecteur exige un entretien régulier et entraîne la production d'étincelles qui peuvent se révéler dangereuses dans certaines atmosphères.

Au contraire le moteur à courant alternatif, surtout le moteur asynchrone à cage est d'un prix beaucoup plus réduit, son entretien est négligeable et la production d'étincelles est supprimée.

Aussi voit-on se multiplier les études sur les variateurs de vitesse pour moteur à courant alternatif, la réalisation d'équipements prototypes et apparaître les premières réalisations industrielles.

Le passage des variateurs à moteur à courant continu à ceux utilisant un moteur à courant alternatif est beaucoup plus lent qu'on ne le prévoyait il y a quelques années. Cela tient au fait que pour faire varier la vitesse des moteurs à courant alternatif, il faut un montage électronique plus compliqué et plus onéreux, ce qui rend d'ordinaire plus élevé le coût global de l'équipement.

Il n'est pas en effet facile de passer de la source habituelle d'énergie électrique, le réseau triphasé à tension et fréquence fixes, aux signaux de tension et fréquence variables nécessaires pour obtenir avec le moteur asynchrone à cage des performances comparables à celles obtenues avec le moteur à courant continu. Le montage convertisseur à thyristors est d'ailleurs d'autant plus onéreux que l'on veut que les tensions appliquées à la machine asynchrone soient de forme d'onde voisine de la sinusoïde.

Aussi, alors que beaucoup d'études sont consacrées aux convertisseurs placés entre le réseau et le moteur, nous a-t-il semblé intéressant de voir comment se comporte ce dernier lorsqu'on l'alimente par ces convertisseurs. Cela permet de voir l'importance qu'il convient de porter aux harmoniques des tensions d'alimentation et de réduire éventuellement les qualités qu'on impose au montage convertisseur. Notre étude est en outre menée de façon telle qu'elle permette de montrer si certaines caractéristiques du moteur ne faciliteraient pas son emploi dans des équipements à vitesse variable.

Après avoir rappelé rapidement les divers procédés proposés pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, nous montrerons les résultats obtenus par ceux qui ont déjà travaillé sur le problème de ces machines alimentées par des tensions non sinusoïdales. Cela nous permettra de mieux situer le plan et les particularités de notre travail.

0.1 LES PROCEDES DE VARIATION DE VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La variation de vitesse du moteur asynchrone constitue, par la diversité des solutions proposées pour l'obtenir, un des domaines privilégiés d'application de l'électronique de puissance.

Aussi les ouvrages traitant de l'ensemble de cette technique consacrent-t-ils une partie importante à l'examen de ces diverses solutions. J. LECORGUILLIER {1} (1) dresse un inventaire très complet des procédés possibles. Dans son ouvrage plus récent {2} G. SEGUIER se limite aux solutions dont l'expérience déjà acquise en ce domaine a permis de montrer l'intérêt.

Pour présenter les procédés de variation de vitesse possibles nous emprunterons à ce dernier la classification qu'il propose pour les fonctions de base de l'électronique de puissance.

0.1.1 Les fonctions de base de l'électronique de puissance

Les montages à redresseurs au silicium, diodes ou thyristors, permettent de transformer la présentation de l'énergie électrique. G. SEGUIER a donc proposé de classer les montages d'après la transformation qu'ils assurent. Il distingue :

a) les montages redresseurs à diodes qui à partir d'un ensemble de tensions alternatives délivrent une tension continue. Ces montages ne permettent pas de régler le rapport de transformation alternatif-continu. De plus ils ne permettent le transfert d'énergie que du côté alternatif vers le côté continu.

b) les montages redresseurs à thyristors qui utilisent les mêmes schémas que les précédents. Mais par action sur le retard à l'entrée en conduction des redresseurs on peut faire varier de façon continue le rapport de la tension continue aux tensions alternatives d'entrée. Lorsque ce rapport est inversé le montage fonctionne en onduleur non autonome ou en onduleur piloté par le réseau alternatif ; il permet alors d'injecter dans celui-ci de la puissance fournie par la source placée du côté continu.

c) les gradateurs permettent de faire varier de façon continue le courant alternatif qu'une source alternative donnée débite dans un récepteur donné.

Ces trois premières fonctions sont les plus faciles à réaliser à cause de leur liaison à un réseau de tension et de fréquence bien déterminées. Ce réseau impose les instants des commutations, c'est-à-dire des passages de la conduction d'un redresseur à un autre. Si ces commutations sont forcées, autrement dit si on doit interrompre la phase de conduction d'un redresseur alors que le courant qui le traverse n'est pas nul, c'est encore le réseau qui fournit la tension de renversement nécessaire.

d) les hacheurs permettent de faire varier la valeur du courant qu'une source de tension continue donnée débite dans un récepteur donné.

e) les onduleurs autonomes sont les montages qui, à partir d'une source de tension continue fournissent une ou plusieurs tensions alternatives quand du côté alternatif il n'y a que des récepteurs. C'est le dispositif de commande des thyristors qui impose la fréquence des tensions alternatives. Certains montages plus compliqués permettent de régler, en même temps que leur fréquence, la valeur de ces tensions.

(1) Les chiffres entre crochets se rapportent à la bibliographie annexée à ce mémoire.

Les hacheurs et onduleurs autonomes étant alimentés en continu fonctionnent en commutation forcée car la source tend à maintenir la conduction des redresseurs quand ils ont été rendus passants. Pour provoquer les blocages il faut adjoindre des auxiliaires de commutation formés de condensateurs, d'inductances et de redresseurs supplémentaires.

Divers auteurs ont examiné les diverses possibilités offertes par ces montages pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone.

A. AUTRUFFE {3} les situe par rapport à l'ensemble des équipements à vitesse variable, distinguant les montages à moteur à courant continu, les moteurs à collecteur à courant alternatif, les montages pour moteurs asynchrones à bagues et les montages pour moteurs à cage.

D'autres auteurs, notamment F. BRICHANT {4}, G. SEGUIER {5}, J. FORNASIERI et G. GIRARDIN {6}, ont dressé la liste des procédés de variation de vitesse de la machine asynchrone, en précisant les particularités de chacun d'eux et le domaine d'applications où il se révèle le plus intéressant.

Des études plus spécialisées sont consacrées à chacun des procédés possibles.

0.1.2. Variation de la tension d'alimentation

Le procédé le plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone à cage est d'agir sur son glissement. Celui-ci est d'autant plus fort que la tension aux bornes de la machine est plus réduite.

Pour cela on place entre le réseau à fréquence et tensions fixes, un gradateur triphasé (fig 1). J. LECORGUILLIER {7} a étudié le gradateur monophasé, C. ROMBAUT et G. SEGUIER {8} ont déterminé les caractéristiques des gradateurs triphasés. TAKEUCHI {9} a montré comment effectuer l'étude globale de l'ensemble gradateur moteur asynchrone monophasé ou triphasé.

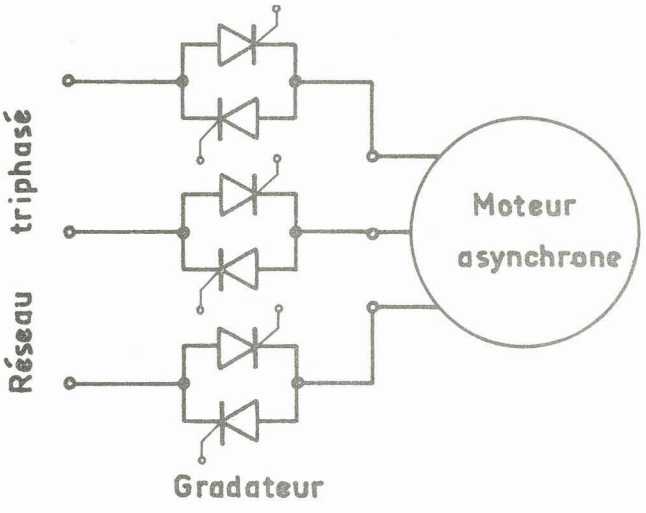


Fig 1 - Schéma de l'alimentation d'un moteur à travers un gradateur.

Ce type d'équipement à vitesse variable est simple mais il ne peut être que d'un emploi réduit :

- il n'est applicable que lorsque le moteur entraîne des charges, pompes ou ventilateurs par exemple, dont le couple varie très rapidement en fonction de la vitesse.
- la marche à fort glissement entraîne des pertes Joule rotoriques élevées.

Le glissement donne la fraction de la puissance traversant l'entrefer ainsi dépensée en pertes dans les enroulements secondaires. Le moteur a un faible rendement aux vitesses réduites.
- cette détérioration est accrue par le fait que la tension fournie à la machine par le gradateur est très riche en harmoniques, certains créant des couples antagonistes
- le courant pris au réseau comprend lui aussi des harmoniques importants, le moteur se comporte comme un générateur de courants harmoniques.

Pour ces diverses raisons ce procédé ne peut être utilisé que pour certains équipements de faible ou moyenne puissance. Pour les faibles puissances, il peut être d'ailleurs préférable d'alimenter le moteur par intermittence comme l'ont montré ALONSO, LAJOIE-MAZENC, SURCHAM et TRANNOY {10}.

0.1.3. Récupération de la puissance de glissement

La variation de vitesse du moteur asynchrone à bagues par prélèvement de puissance à la sortie du secondaire est un procédé très ancien. Cette puissance apparaissant sous forme de signaux de fréquence gf , en désignant par g le glissement et f la fréquence des tensions d'alimentation du primaire, il est difficile de la réinjecter sur le réseau. Autrefois on réalisait le passage de la fréquence gf à la fréquence f par des machines tournantes à collecteur. D'où des groupements de machines connus sous le nom de montages Scherbius ou Kramer.

Y. SURCHAMP {11} a montré comment on pouvait remplacer tout ou partie du dispositif de récupération par des groupements de redresseurs.

J.L. DARJEOU {12} a effectué l'étude complète du montage, appelé cascade hyposynchrone, où la récupération ne met en jeu que des éléments statiques (fig 2).

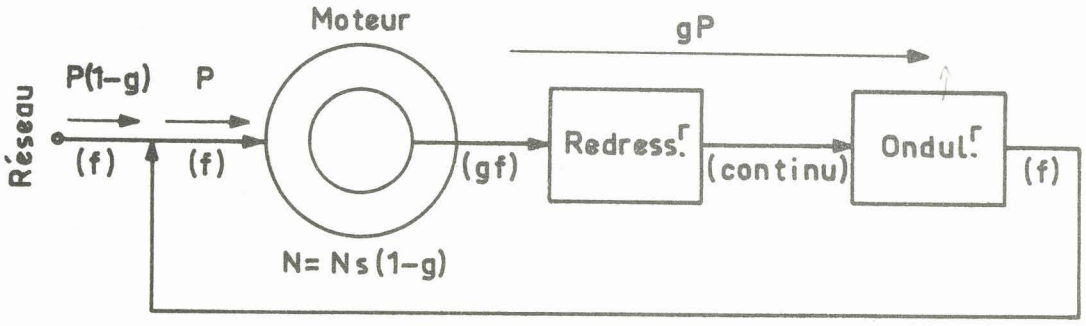


Fig 2 - Schéma de principe de la cascade hyposynchrone.

Si N_S est la vitesse synchrone, g le glissement, lorsque le moteur tourne à la vitesse $N_S(1-g)$, si la puissance fournie au stator est P et si on néglige les pertes, la puissance recueillie aux bagues est gP .

Cette puissance est portée par des tensions de fréquence gf , on redresse celles-ci. La tension continue est ensuite transformée en tensions de fréquence f par un onduleur non autonome. On peut renvoyer la puissance récupérée sur le réseau qui ne fournit que P(1-g).

On règle le glissement par le rapport de transformation du montage onduleur. Plus le retard à l'amorçage des thyristors qui le composent est grand, plus g est élevé.

Ce procédé est actuellement bien au point et a donné lieu à quelques réalisations en moyenne et forte puissance.

La puissance de dimensionnement du montage redresseur et de l'onduleur est proportionnelle au glissement maximum à assurer donc à la variation de vitesse qu'on veut obtenir. Plus la plage des vitesses à assurer est étroite, moins le montage est coûteux.

Cette méthode n'est utilisable que pour les moteurs à bagues moins coûteux et d'un entretien plus réduit que les moteurs à collecteur mais moins intéressants à ces deux points de vue que les moteurs à cage.

La remarque sur le dimensionnement a conduit la Société Jeumont-Schneider {13} à essayer de doubler la plage de vitesse obtenue avec un ensemble redresseur-onduleur donné. Cet ensemble est utilisé comme précédemment pour la marche en hyposynchrone. On l'utilise à l'envers pour injecter de la puissance au rotor et marcher en hypersynchrone (fig 3).

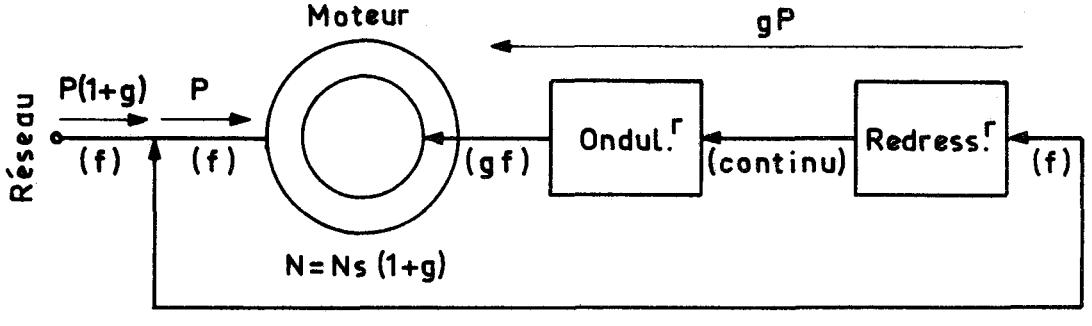


Fig 3 - Schéma de principe de la cascade hypersynchrone

Alors l'onduleur devient redresseur, le redresseur devient un onduleur non autonome car ses tensions de sortie lui sont imposées par le rotor donc, indirectement, par le réseau vu à travers le moteur.

Cette technique soulève deux types de difficultés :

- l'onduleur non autonome fonctionne d'autant mieux que les signaux à sa sortie sont plus voisins de la sinusoïde et qu'ils sont délivrés par une source d'impédance plus faible. Or ce n'est pas le cas des tensions rotoriques et de l'impédance du réseau vue à travers le moteur.
- l'obtention des vitesses voisines du synchronisme est difficile car les tensions rotoriques sont alors de valeur et de fréquence négligeables ; il est nécessaire d'injecter du continu au rotor grâce à un montage redresseur auxiliaire.

Ces difficultés conduisent à un coût de la partie électronique du montage réduisant fortement l'intérêt de cette variante du procédé de réglage de la vitesse par la puissance de glissement.

0.1.4. Les cycloconvertisseurs

Il existe de nombreux moyens d'obtenir à partir des tensions du réseau industriel, une ou plusieurs tensions de fréquence différente de celle de ce réseau. J. LESENNE {14}, au début de sa thèse, a dressé l'inventaire des divers types de changeurs de fréquence.

Parmi les procédés ne mettant en œuvre que des redresseurs et ne passant pas par l'intermédiaire du courant continu, le plus intéressant pour faire varier la vitesse des moteurs à courant alternatif par action sur leur fréquence d'alimentation est celui connu sous le nom de cycloconvertisseur.

Dans ce cas, on utilise directement les tensions v_A, v_B, v_C du réseau à tension et fréquence constantes (fig 4). Les trois tensions v_1, v_2 et v_3 appliquées à la machine sont formées de portions convenablement choisies des sinusoïdes fournies par le réseau.

Deux thyristors montés tête-bêche sont nécessaires dans chaque liaison borne de la source-borne du moteur pour permettre le passage du courant dans le sens convenable. En triphasé, il faut donc au minimum 3 x 3 x 2 soit 18 thyristors.

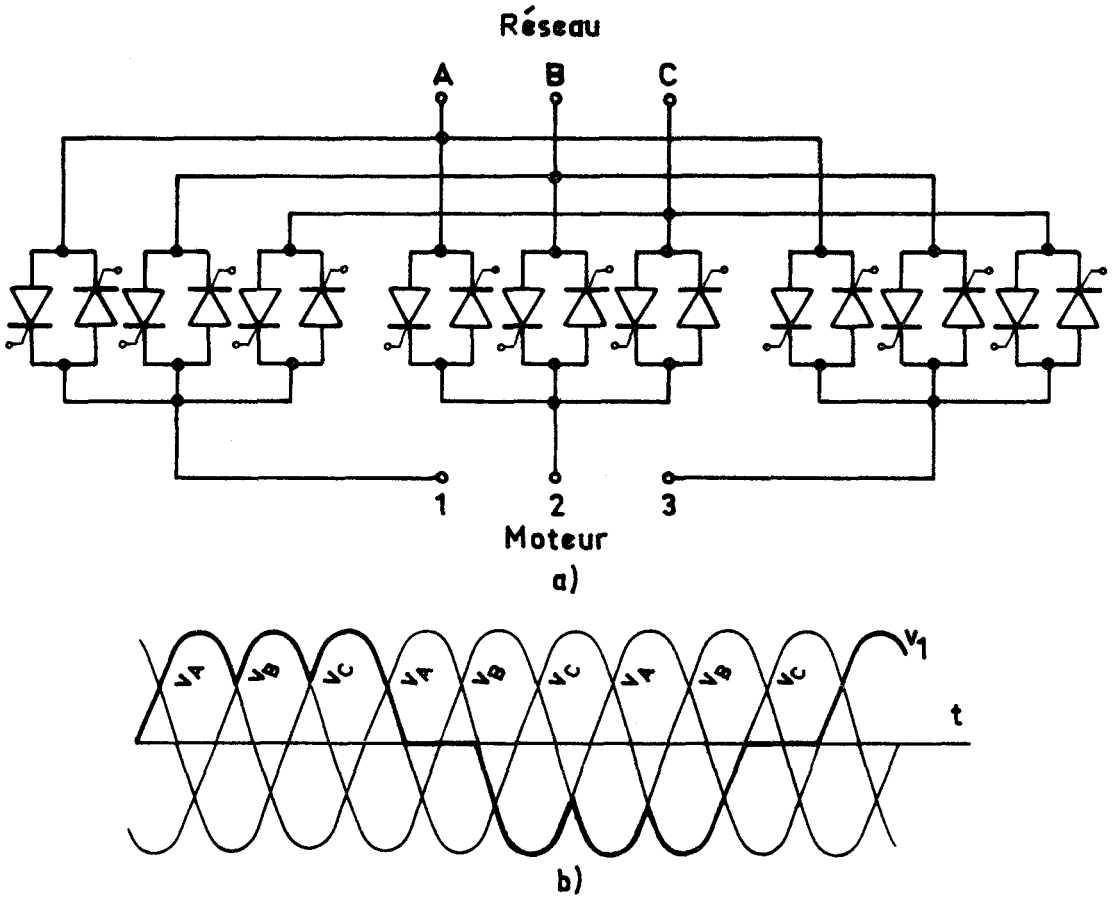


Fig 4 - Cycloconvertisseur :
a) schéma de principe
b) exemple simple de changement de fréquence (passage de f à f/3)

Ce procédé nécessite beaucoup de redresseurs. De plus comme il faut réduire la valeur des tensions de sortie en même temps que leur fréquence, la commande électronique des thyristors est assez complexe.

Mais le principal inconvénient de ce procédé réside dans le fait que la fréquence de sortie du cycloconvertisseur est limitée ; en pratique on ne doit pas dépasser le tiers de la fréquence d'entrée.

Ces deux remarques expliquent que le domaine d'emploi des cycloconvertisseurs se soit limité à l'alimentation de moteurs lents de très forte puissance.

W. SLABIAK et L.J. LAWSON {15} ont montré les résultats obtenus lors de l'alimentation par cycloconvertisseur de moteurs asynchrones. En Europe, la Société Brown-Boveri {16} et la compagnie Electro-Mécanique {17} ont utilisé ce procédé pour faire varier la vitesse de machines synchrones.

0.1.5. Variation de la fréquence et de la tension d'alimentation

Le rendement du moteur asynchrone à cage n'étant bon que s'il tourne au voisinage de sa vitesse synchrone, pour faire varier sa vitesse, sans dégrader ses performances, il faut l'alimenter sous fréquence variable.

En même temps que la fréquence il faut faire varier dans le même sens sa tension d'alimentation.

Le schéma le plus logique convenant à la quasi-totalité des bons variateurs de vitesse pour moteurs à cage est celui représenté sur la figure 5. On redresse les tensions de fréquence f du réseau industriel ; à par-

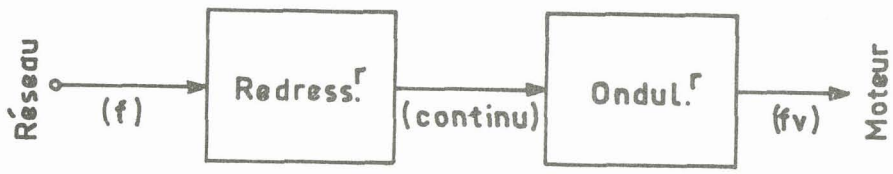


Fig 5 - Schéma de principe de l'alimentation d'un moteur à fréquence et tension variables

tir de la tension continue ainsi obtenue, grâce à un onduleur autonome triphasé, on fournit au moteur les tensions de fréquence f_v et de valeur variables.

C'est sur cette voie que portent la plupart des recherches et des constructions d'équipements prototypes actuellement en cours. C. MIJON et G. DROUIN {18} ont situé par rapport aux autres les variateurs utilisant ce procédé. R. CHAUPRADE et G. CAUSSIN {19} ont examiné les divers types d'onduleurs autonomes possibles et leurs conditions d'application à la réalisation de variateurs de vitesse.

Le problème se complique, en effet, du fait du grand nombre de schémas utilisables pour la construction de l'onduleur {1}, {2}. Plus celui-ci est compliqué et onéreux, plus on peut en attendre des tensions de sortie voisines, quelque que soit la fréquence, de la forme d'onde optimale, celle de la sinusoïde.

On peut, très schématiquement, classer les techniques de mise en œuvre de ce procédé en deux groupes suivant les tâches qu'on assigne à l'onduleur autonome.

0.1.5.1. Tension continue intermédiaire variable

Si le montage redresseur est à thyristors, par l'angle de retard à l'amorçage de ces derniers, on peut réduire la tension continue intermédiaire pour qu'elle diminue en même temps que, par la fréquence des signaux de commande de l'onduleur, on réduit la fréquence fv .

Il est alors nécessaire de dimensionner largement l'inductance de lissage du courant continu, ce qui a de plus pour inconvénient d'accroître le temps de réponse de l'ensemble. Mais on peut alors se contenter d'un onduleur de construction plus simple à deux thyristors principaux par phase {20}.

0.1.5.2. Tension continue intermédiaire constante

Il est possible d'accroître les tâches confiées à l'onduleur. Si celui-ci comporte quatre thyristors principaux par phase {21}, on peut, grâce à la commande décalée des bras de ponts, faire que l'onduleur assure simultanément les variations de valeur et de fréquence des tensions appliquées au moteur.

Si on utilise des thyristors à faible temps de recouvrement on peut même, grâce à la technique de modulation d'impulsions clairement exposée par B.D. BEDFORD et R.G. HOFT {22} dans leur ouvrage sur les onduleurs, faire qu'en plus les tensions d'alimentation du moteur aient un taux d'harmoniques très réduit.

Ce rapide rappel des principales solutions proposées pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone montre que, si l'on écarte celles propres aux moteurs à bagues et aux moteurs lents de forte puissance, on aura le plus souvent recours à l'un ou l'autre des deux principes suivants.
- *action sur le glissement* en alimentant le moteur par un gradateur. Il s'agit du procédé le plus "rustique" et le moins onéreux. Il faut simplement veiller à ce que l'inévitable dégradation des performances ne soit pas prohibitive.
- *alimentation par un onduleur autonome* de la machine travaillant toujours à glissement réduit. Plus le montage est "sophistiqué" et coûteux, plus on peut réduire l'effet des harmoniques. Il convient de voir l'importance qu'il faut attacher à cette réduction.

Le fait que les glissements envisagés dans l'un ou l'autre procédé soient nettement différents nous conduira à envisager séparément l'alimentation du moteur à tension et fréquence variables, de celle où seule la valeur de la tension varie.

0.2 LE MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR DES TENSIONS NON SINUSOIDALES

L'étude des gradateurs et des onduleurs autonomes, même lorsqu'ils débitent sur un récepteur linéaire, est souvent délicate. Or le moteur asynchrone ne saurait être assimilé, même à glissement donné, à une impédance linéaire. Aussi l'examen du fonctionnement de l'ensemble moteur asynchrone-variateur de vitesse à thyristors qui l'alimente a donné lieu à de nombreux travaux. On peut schématiquement les grouper en trois séries suivant la façon dont ils abordent le problème :
- performances qu'on peut attendre de l'ensemble
- influence des harmoniques sur le moteur
- étude globale approchée d'un ensemble donné.

0.2.1. Performances du moteur asynchrone alimenté par un variateur de vitesse

Lors de l'étude des variateurs pour moteurs asynchrones, on s'est dans les premiers temps surtout intéressé aux possibilités des équipements au point de vue gamme de vitesses possibles et stabilité de réglage.

C'est ainsi que P.J. LAWRENSON et J.M. STEPHENSON {23}, après une revue des travaux antérieurs, comparent les divers procédés utilisables au point de vue stabilité et rapidité des variations possibles.

C. GERVAIS {24} souligne l'intérêt du démarrage sous fréquence réduite et les possibilités offertes par l'alimentation à des fréquences supérieures à celle du réseau industriel.

On trouve des remarques comparables dans les études générales citées au début de la bibliographie.

Il faut noter que la plupart des auteurs ayant étudié l'un des procédés possibles de variation de vitesse, reproduisent des formes d'ondes de la tension et du courant primaire du moteur. Lorsqu'ils relèvent les caractéristiques de celui-ci, ils notent des dégradations des performances par rapport à l'alimentation par des signaux sinusoïdaux.

0.2.2. Influence des harmoniques

Mais rapidement on s'est aperçu que ces dégradations pouvaient atteindre des proportions importantes et qu'il était nécessaire d'étudier les effets des harmoniques. Presque tous les auteurs partent du développement en série de Fourier des tensions d'alimentation et calculent les termes correspondants du courant primaire, du courant secondaire et du couple. Leurs études diffèrent surtout par le choix des paramètres adoptés pour caractériser la machine.

G.C. JAIN {25} utilise les constantes de temps du rotor en court-circuit et du rotor ouvert. Il donne les expressions générales permettant le calcul des courants et du couple. Mais son choix des paramètres lui permet mal de voir l'influence des caractéristiques de construction sur l'effet des harmoniques impairs de rang différant de trois ou multiple de trois.

Alors que les autres courants harmoniques créent des flux tournants directs ou inverses et des couples, les harmoniques de rang 3K (K entier égal ou supérieur à 1) ne créent que des pertes dans le stator. Ces pertes peuvent être d'une importance relative élevée comme le montrent H. ECKHARDT et F. HOLZMANN {26}. Ils confirment la nécessité, bien connue, d'éviter la circulation des courants harmoniques de rang 3K par une alimentation à trois fils du moteur.

J. BENDL {27} a examiné l'influence sur les pertes supplémentaires dues aux harmoniques de rang $6K \pm 1$ du glissement. Ces pertes ont une importance relative réduite pour les glissements faibles qui correspondent à la marche normale du moteur. BYSTRON {28} a effectué une étude analogue et comparé les résultats obtenus par les calculs à ceux mesurés ; la concordance est assez bonne vu les difficultés liées à toute mesure de pertes supplémentaires.

Il faut noter aussi la possibilité soulignée par WARD, KAZI et FARKAS {29} d'étudier l'effet des harmoniques du moteur asynchrone en assimilant cette machine à un moteur synchrone grâce à une adaptation de la théorie des deux axes.

Certains auteurs, grâce à des schémas équivalents simplifiés, ont essayé d'examiner l'influence sur l'effet des harmoniques de la saturation plus ou moins forte du circuit magnétique due au fondamental. Mc LEAN, NIX et ALWASH {30} montrent que les pertes supplémentaires dans le fer dues à une alimentation non sinusoïdale sont d'autant plus fortes que le circuit magnétique est plus saturé.

E.A. KLINGSHIRN, H.E. JORDAN {31} soulignent que les pertes dues aux harmoniques sont pratiquement indépendantes de la charge et que c'est surtout dans les barres du rotor que leur importance peut être élevée.

Nous n'avons trouvé qu'une étude, celle de E. SABBAGH et W.SHEWAN {32} sur l'examen direct des courants et du couple d'un moteur alimenté en non sinusoïdal. Sans recourir au développement en série, ils déterminent les caractéristiques, à partir des équations générales de la machine et à l'aide du calcul opérationnel, les expressions instantanées des courants et du couple. Il est vrai qu'ils supposent l'alimentation par des signaux rectangulaires bien déterminés.

0.2.3. Etude globale de l'ensemble variateur-moteur

Le moteur asynchrone étant un récepteur non linéaire, il influe directement sur le fonctionnement du montage à redresseurs qui l'alimente.

L'étude globale de l'ensemble n'a pu être menée à bien que dans le cas où c'est un gradateur qui est placé entre le réseau et la machine. TAKEUCHI {9} a effectué ce travail dans le cas des moteurs asynchrones monophasés et triphasés en supposant dans les deux cas le rotor lui-même triphasé. BEDFORD et NENE {33} ont repris cette étude pour les machines triphasées.

Lors de l'alimentation par onduleur autonome l'examen de l'ensemble variateur-moteur est plus délicat car si les gradateurs fonctionnent en commutation naturelle, les onduleurs autonomes travaillant en commutation forcée nécessitent déjà par eux-mêmes une étude plus difficile. Les onduleurs à deux thyristors principaux par phase ont leur marche très conditionnée par la charge. Mais les onduleurs utilisant quatre thyristors en pont par phase imposent la tension au moteur quelle que soit l'allure des courants pris par celui-ci. Aussi certains des membres de notre équipe de recherche examinent-ils en ce moment le fonctionnement global de l'ensemble moteur-alimentation par des onduleurs en pont.

0.3 BUT ET PLAN DE NOTRE ETUDE

Ces quelques rappels bibliographiques sur les procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone et sur les performances de la machine alimentée par des montages à thyristors ont permis

- de montrer que le comportement du moteur devrait être considéré dans deux domaines de glissement très différents : glissements forts lorsqu'on n'agit que sur la valeur des tensions d'alimentation, glissements faibles lorsqu'on agit sur la valeur et la fréquence de ces tensions,
- de souligner qu'on ne pouvait espérer un fonctionnement acceptable de la machine en lui fournissant n'importe quels signaux alternatifs triphasés. Certains harmoniques des tensions d'alimentation risquent de provoquer des détériorations prohibitives des caractéristiques.

Notre étude s'efforce de préciser ce qu'on doit exiger du variateur alimentant le moteur en séparant bien les deux domaines de glissements envisagés.

D'autre part, partant de l'idée que n'importe quel moteur asynchrone ne peut être utilisé dans les équipements à vitesse variable, elle tient à mettre en évidence *l'influence des caractéristiques de construction du moteur* sur son aptitude à donner des performances correctes lorsqu'il est employé dans un tel équipement. Cela nous a conduit à adopter pour caractériser la machine des paramètres directement liés à ses particularités de construction : coefficient de dispersion du bobinage primaire, coefficient de dispersion du bobinage rotorique, importance relative de la résistance du rotor.

Dans la première partie nous examinerons l'influence des harmoniques sur les caractéristiques du moteur asynchrone en distinguant les marches à glissement faible de celles à glissement élevé.

Dans la seconde, nous étudierons le comportement de la machine alimentée à tension et fréquence variables précisant la loi qui doit lier les variations de la valeur à celle de la fréquence des tensions. Nous montrerons quelle importance il faut attacher à la réduction des harmoniques.

Dans la troisième partie consacrée à l'alimentation du moteur à fréquence fixe et tension seule variable, nous montrerons quel type de machine peut être utilisée et combien il importe de bien adapter le moteur à la charge entraînée.

I. INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LES CARACTERISTIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

Si les tensions appliquées à un moteur triphasé ne sont pas sinusoïdales mais sont identiques et décalées entre elles d'un tiers de période, on peut décomposer ces tensions en série de Fourier et grouper les termes de même pulsation. On peut alors considérer le moteur comme alimenté par la superposition d'une série de systèmes triphasés équilibrés de tensions sinusoïdales. Le premier, direct, correspond au fondamental des tensions. Les autres, directs, inverses ou homopolaires, correspondent aux harmoniques successifs de celles-ci.

Si on néglige la saturation, on pourra déduire le régime réel du moteur alimenté en non sinusoïdal en superposant les effets du système fondamental et des systèmes harmoniques.

Adoptant ces deux hypothèses, nous allons calculer successivement pour le fondamental, puis pour l'harmonique de rang n, les principales caractéristiques d'impédance, des courants, de couple et de puissance. Nous verrons ensuite les résultats obtenus quand on superpose l'ensemble des systèmes.

I.1.1. Schéma adopté

L'étude du moteur alimenté par le système équilibré fondamental de pulsation ω est effectuée à l'aide du schéma monophasé équivalent de la fig. 6.

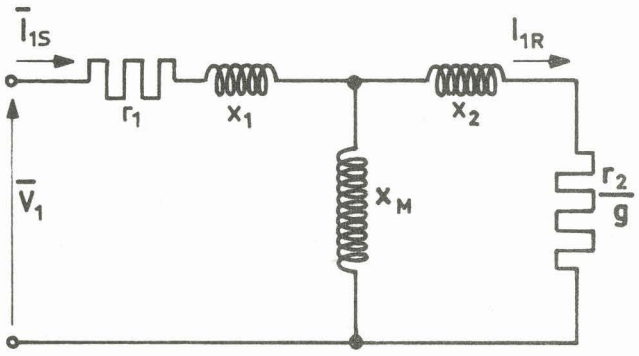


Fig 6 - Schéma utilisé pour l'étude du fondamental

On désigne par

r_1 la résistance par phase statorique
r_2 la résistance par phase rotorique ramenée au stator
x_1 la réactance cyclique de fuites par phase du stator
x_2 la réactance cyclique de fuites par phase du rotor ramenée au stator
x_M la réactance cyclique magnétisante
V_1 la valeur efficace de la tension simple d'alimentation
I_{1S} le courant efficace statorique
I_{1R} le courant efficace rotorique ramené au stator
g le glissement par rapport à la vitesse angulaire synchrone $\Omega = \omega/p$, avec p nombre de paires de pôles.

L'adoption de ce schéma revient à négliger les pertes dans le fer. De plus supposer l'indépendance de x_M, x_1, x_2 et r_2 vis-à-vis de la tension V_1 et des courants revient à négliger l'influence de la saturation du trajet du flux magnétisant, celle des trajets des flux de fuites, la variation de la résistance secondaire équivalente due aux pertes supplémentaires.

Lors de l'étude de l'harmonique de rang n , nous conserverons le même schéma en multipliant simplement par n les diverses réactances.

Tant pour le fondamental que pour les harmoniques, nous examinerons les simplifications des résultats obtenus en négligeant la résistance r_1.

I.1.2. Paramètres utilisés

Pour pouvoir juger de l'influence des caractéristiques de construction du moteur sur ses performances lorsqu'il n'est pas alimenté en sinusoïdal et voir ainsi comment minimiser les effets défavorables des harmoniques, nous avons adopté des paramètres directement liés à la conception de la machine.

Il s'agit

- du coefficient d'Hopkinson du primaire $\nu_1 = \dfrac{x_1 + x_M}{x_M}$
- du coefficient d'Hopkinson du secondaire $\nu_2 = \dfrac{x_2 + x_M}{x_M}$
- du "coefficient de qualité" du primaire à la pulsation fondamentale $Q = \dfrac{x_1 + x_M}{r_1}$
- du rapport des résistances secondaire et primaire $\alpha = \dfrac{r_2}{r_1}$

(1)

Ces paramètres permettent d'exprimer toutes les résistances et réactances du schéma de la figure 6 en fonction de la réactance magnétisante x_M.

$$\left.\begin{array}{ll} r_1 = \dfrac{\nu_1 x_M}{Q} & r_2 = \dfrac{\alpha \nu_1 x_M}{Q} \\ x_1 = (\nu_1 - 1) x_M & x_2 = (\nu_2 - 1) x_M \end{array}\right\} \qquad (2)$$

Pour un moteur à cage ordinaire (cœfficient de dispersion de l'ordre de 0,10 ; à glissement négligeable, pertes Joule au stator voisines du centième de la puissance réactive magnétisante ; cage résistante pour accroître le couple de démarrage) les quatre paramètres utilisés ont comme ordre de grandeur

$$\nu_1 \simeq \nu_2 \simeq 1{,}05$$

$$Q \simeq 100 \qquad \alpha \simeq 2$$

I.2 ETUDE DU FONDAMENTAL

I.2.1. Impédance d'entrée du moteur

Du schéma équivalent on déduit directement

$$\overline{Z}_1 = r_1 + j x_1 + \frac{\left(\frac{r_2}{g} + j x_2\right) j x_M}{j(x_2 + x_M) + \frac{r_2}{g}}$$

ou, en mettant en évidence x_M

$$\overline{Z}_1 = x_M \left\{ \frac{\nu_1}{Q} + j(\nu_1 - 1) + \frac{j\left(\frac{\alpha \nu_1}{Qg} + j(\nu_2 - 1)\right)}{j \nu_2 + \frac{\alpha \nu_1}{Qg}} \right\}$$

L'impédance d'entrée du moteur a pour module *(1)*

(1) On affecte le même numéro aux relations donnant la même grandeur pour le fondamental et pour l'harmonique n, mais on adjoint l'indice 1 dans le premier cas, l'indice n dans le second.

Le signe prime est adopté pour les relations simplifiées obtenues en négligeant r_1.

$$Z_1 = x_M \frac{\sqrt{\left(\alpha \nu_1^2 - (\nu_1 \nu_2 - 1) Q^2 g\right)^2 + \left(\nu_1 \nu_2 Q g + \alpha \nu_1^2 Q\right)^2}}{\sqrt{(\alpha \nu_1 Q)^2 + (\nu_2 Q^2 g)^2}} \qquad (3._1)$$

On écrira

$$Z_1 = x_M \frac{A_1}{\sqrt{(\alpha \nu_1 Q)^2 + (\nu_2 Q^2 g)^2}}$$

en désignant par A_1 la quantité

$$A_1 = \sqrt{\left(\alpha \nu_1^2 - (\nu_1 \nu_2 - 1) Q^2 g\right)^2 + \left(\nu_1 \nu_2 Q g + \alpha \nu_1^2 Q\right)^2} \qquad (4._1)$$

qui interviendra souvent dans les calculs ultérieurs.

Quand le glissement g tend vers les valeurs limites, g nul ou g infini, Z tend vers

$$Z_{1O} = \nu_1 x_M \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}} \qquad Z_{1\infty} = x_M \sqrt{\frac{(\nu_1 \nu_2 - 1)^2 Q^2 + \nu_1^2 \nu_2^2}{\nu_2^2 Q^2}} \qquad (5._1)$$

Si on néglige r_1, ce qui revient à supposer Q infini, Z_O et Z_∞ deviennent

$$Z_{1O} = \nu_1 x_M \qquad Z_{1\infty} = \nu_1 x_M \left(1 - \frac{1}{\nu_1 \nu_2}\right) \qquad (5!_1)$$

I.2.2. Valeur des courants

- La valeur I_{1S} du courant primaire se déduit directement de celles de la tension V_1 et de l'impédance Z_1

$$I_{1S} = \frac{V_1}{Z_1} = \frac{V_1}{x_M} \frac{\sqrt{(\alpha \nu_1 Q)^2 + (\nu_2 Q^2 g)^2}}{A_1} \qquad (6._1)$$

- Le courant rotorique $\bar{I}_{1R}$ est la fraction du courant $\bar{I}_{1S}$ passant dans $\frac{r_2}{g} + j x_2$ shunté par $j x_M$

$$\bar{I}_{1R} = \bar{I}_{1S} \frac{j x_M}{\frac{r_2}{g} + j(x_M + x_2)}$$

ou en remplaçant r_2 et x_2

$$\bar{I}_{1R} = \bar{I}_{1S} \frac{j Q g}{\alpha \nu_1 + j \nu_2 Q g}$$

Le courant secondaire a pour valeur efficace

$$I_{1R} = \frac{V_1}{x_M} \frac{Q^2 g}{A_1} \qquad (7._1)$$

- Si le glissement tend vers zéro ou vers l'infini, les courants tendent vers

$$\left.\begin{array}{ll} I_{1SO} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{Q}{\nu_1 \sqrt{1+Q^2}} & ; \; I_{1S\infty} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{\nu_2 Q^2}{\sqrt{(\nu_1 \nu_2 - 1)^2 Q^2 + \nu_1^2 \nu_2^2}} \\ I_{1RO} = 0 & ; \; I_{1R\infty} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{Q^2}{\sqrt{(\nu_1 \nu_2 - 1)^2 Q^2 + \nu_1^2 \nu_2^2}} \end{array}\right\} \qquad (8._1)$$

Ces valeurs limites deviennent lorsqu'on néglige r_1

$$\left.\begin{array}{ll} I_{1SO} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{1}{\nu_1} & I_{1S\infty} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{\nu_2}{\nu_1 \nu_2 - 1} \\ I_{1RO} = 0 & I_{1R\infty} = \dfrac{V_1}{x_M} \dfrac{1}{\nu_1 \nu_2 - 1} \end{array}\right\} \qquad (8!_1)$$

I.2.3. <u>Puissances couple et rendement</u>

Les pertes Joule rotoriques correspondant à I_{1R} sont

$$p_{1JR} = 3\, r_2 I_{1R}^2 = \frac{3 V_1^2}{x_M} \frac{\alpha \nu_1 Q^3 g^2}{A_1^2}$$

On passe à la puissance mécanique par

$$P_{1\ méc} = \frac{1-g}{g} p_{1jR} \quad ,$$

ce qui donne

$$P_{1\ méc} = \frac{3 V_1^2}{x_M} \frac{\alpha V_1 Q^3 g(1-g)}{A_1^2} \qquad (9._1)$$

D'où le couple électromagnétique

$$C_1 = \frac{P_{1\ méc}}{\Omega(1-g)} = \frac{p}{\omega} \frac{3 V_1^2}{x_M} \frac{\alpha \nu_1 Q^3}{A_1^2} \cdot g \qquad (10._1)$$

Remarque

Si le fondamental existait seul, en ne tenant compte que des pertes Joule, le rendement serait donné par

$$\eta = \frac{P_{1\ méc}}{P_{1\ méc} + P_{1JR} + P_{1JS}}$$

Toutes ces puissances pouvant être rapportées à $\frac{3\ V_1^2}{x_M}$ il viendrait

$$\eta = \frac{\alpha\ \nu_1\ \Omega^3\ g(1-g)}{\alpha\ \nu_1\ \Omega^3\ g(1-g) + \alpha^2\ \nu_1^3\ \Omega + \nu_1\ \nu_2^2\ \Omega^3\ g^2 + \alpha\ \nu_1\ \Omega^3\ g^2}$$

$$\eta = \frac{1-g}{1 + \frac{\alpha\ \nu_1^2}{\Omega^2\ g} + \frac{\nu_2^2}{\alpha}\ g.} \qquad (11._1)$$

I.3 ETUDE DES HARMONIQUES

I.3.1. Classification des harmoniques

On suppose que les trois phases sont alimentées par des tensions non sinusoïdales mais identiques au décalage d'un tiers de période près.

$$\begin{cases} v_a = f(\omega t) \\ v_b = f(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = f(\omega t - 4\pi/3) \end{cases}$$

La décomposition en série de Fourier donne, dans le cas usuel où les tensions ont une valeur moyenne nulle,

$$\begin{cases} v_a = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n\,m}\ \sin(n\,\omega t + \psi_n) \\ v_b = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n\,m}\ \sin\left(n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \psi_n\right) \\ v_c = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n\,m}\ \sin\left(n(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \psi_n\right) \end{cases}$$

En regroupant les termes de même pulsation des trois tensions on fait apparaître trois types d'harmoniques :

I.3.1.1. Les harmoniques de rang $n = 3K + 1$

(K nombre entier positif)

Ils donnent, comme le fondamental, des systèmes équilibrés directs

$$\begin{cases} V_{n\,m} \sin\left((3K+1)\omega t + \psi_n\right) \\ V_{n\,m} \sin\left((3K+1)(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \sin\left((3K+1)\omega t - \frac{2\pi}{3} + \psi_n\right) \\ V_{n\,m} \sin\left((3K+1)(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \sin\left((3K+1)\omega t - \frac{4\pi}{3} + \psi_n\right) \end{cases}$$

Le système triphasé de pulsation $(3K+1)\omega$ appliqué aux bobines des trois phases du stator crée un flux tournant de vitesse

$$\Omega_{3K+1} = (3K+1)\frac{\omega}{p} = (3K+1)\Omega,$$

Ω étant la vitesse synchrone du fondamental.

Le rotor tournant à la vitesse $\Omega(1-g)$, pour le système de pulsation $(3K+1)\omega$, le glissement est

$$g_{3K+1} = \frac{\Omega(3K+1) - \Omega(1-g)}{\Omega(3K+1)}$$

$$g_{3K+1} = 1 - \frac{1-g}{3K+1} \qquad (12)$$

Tant que g est compris entre O et 1, g_{3K+1} est compris entre $\frac{3K}{3K+1}$ et 1, donc positif.

Ces harmoniques créent un flux tournant direct et donc un couple venant renforcer celui dû au fondamental.

I.3.1.2. Les harmoniques de rang $n = 3K-1$

Ils donnent des systèmes équilibrés inverses de la forme

$$\begin{cases} V_{n\,m} \sin\left((3K-1)\omega t + \psi_n\right) \\ V_{n\,m} \sin\left((3K-1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \sin\left((3K-1)\omega t + \frac{2\pi}{3} + \psi_n\right) \\ V_{n\,m} \sin\left((3K-1)(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \sin\left((3K-1)\omega t + \frac{4\pi}{3} + \psi_n\right) \end{cases}$$

Un tel système appliqué aux bobines du stator crée un flux tournant de vitesse négative, car il tourne en sens inverse de celui dû au fondamental.

$$\Omega_{3K-1} = -(3K-1)\Omega.$$

D'où le glissement

$$g_{3K-1} = \frac{-(3K-1)\Omega - \Omega(1-g)}{-(3K-1)\Omega}$$

$$g_{3K-1} = 1 + \frac{1-g}{3K-1} \qquad (13)$$

Lorsque g croît de 0 à 1, le glissement g_{3K-1} diminue de $\frac{3K}{3K-1}$ à 1.

Ces harmoniques de rang n égal à $3K-1$ créant des flux tournants inverses créent des couples s'opposant au couple fondamental.

Remarque

Les relations (12) et (13) montrent que plus le rang d'un harmonique est élevé, plus le glissement qui lui correspond varie peu quand g passe de zéro à 1. L'influence de la vitesse de rotation est moins importante pour eux que pour le fondamental.

I.3.1.3. Les harmoniques de rang 3K

Ces harmoniques donnent des systèmes homopolaires. Ils sont en effet donnés par des groupements de termes de la forme

$$\begin{cases} V_{n\,m} \quad \sin(3K\omega t + \psi_n) \\ V_{n\,m} \quad \sin\left(3K(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \quad \sin(3K\omega t + \psi_n) \\ V_{n\,m} \quad \sin\left(3K(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \psi_n\right) = V_{n\,m} \quad \sin(3K\omega t + \psi_n) \end{cases}$$

Suivant le couplage des bobines primaires, un système homopolaire de tensions crée ou ne crée pas un système correspondant de courants.

Si ces courants existent parcourant les bobines statoriques décalées entre elles de $2\pi/3p$, ils donnent un flux résultant dans l'entrefer nul.

L'effet des harmoniques de rang 3K est donc très différent de celui des harmoniques de rang 3K+1 ou 3K-1 et doit être examiné séparément.

I.3.2. Etude des effets de l'harmonique de rang 3K±1

On peut établir des relations applicables à tous les harmoniques créant des flux tournants, donc de rang n égal à 3K±1.

Si l'on néglige la saturation, on peut admettre que toutes les réactances sont proportionnelles aux pulsations et utiliser le schéma équivalent de la figure 7.

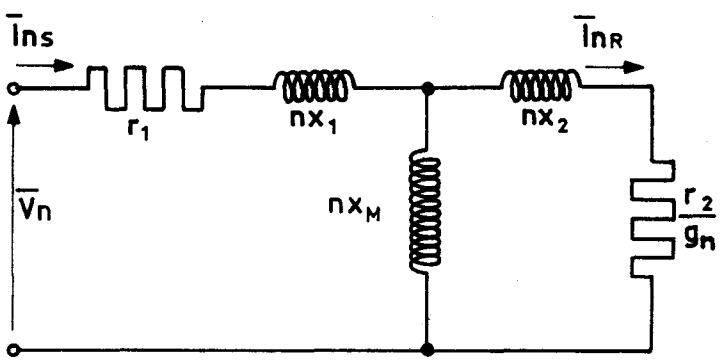


Fig 7 - Schéma utilisé pour l'étude de l'harmonique n = 3K±1

Les paramètres $\nu_1 = \frac{x_1+x_M}{x_M}$ et $\nu_2 = \frac{x_2+x_M}{x_M}$ gardent la même valeur ; il en est de même de $\alpha = \frac{r_2}{r_1}$. Seul le coefficient Q devient égal à nQ.

I.3.2.1. Impédance d'entrée du moteur

Le schéma équivalent donne

$$\overline{Z}_n = r_1 + j\,n\,x_1 + \frac{\left(\frac{r_2}{g_n} + j\,n\,x_2\right) j\,n\,x_M}{j\,(n\,x_2 + n\,x_M) + \frac{r_2}{g_n}}$$

D'où, après introduction des paramètres, la valeur de Z_n

$$\left.\begin{aligned} Z_n &= n\,x_M \frac{A_n}{\sqrt{(\alpha\,\nu_1\,n\,Q)^2 + (\nu_2\,Q^2\,n^2\,g_n)^2}} \\ &\text{avec} \\ A_n &= \sqrt{\left(\alpha\,\nu_1^2 - (\nu_1\,\nu_2 - 1)\,Q^2\,n^2\,g_n\right)^2 + \left(\nu_1\,\nu_2\,n\,Q\,g_n + \alpha\,\nu_1^2\,n\,Q\right)^2} \end{aligned}\right\} (4._n)$$

Le glissement g_n donné par la relation (12) ou (13) suivant que n égale 3K+1 ou 3K-1 diffère peu de 1 quand g varie de O à 1.

Pour $g_n = 1$, Z_n devient

$$Z_{n,1} = n\,x_M \frac{\sqrt{\left(\alpha\,\nu_1^2 - (\nu_1\,\nu_2 - 1)Q^2\,n^2\right)^2 + \left(\nu_1\,\nu_2\,n\,Q + \alpha\,\nu_1^2\,n\,Q\right)^2}}{\sqrt{(\alpha\,\nu_1\,n\,Q)^2 + (\nu_2\,Q^2\,n^2)^2}}$$

ou, si on néglige les résistances devant les réactances,

$$Z_{n,1} \simeq n\,\nu_1\,x_M\left(1 - \frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right) = n\,Z_{1\infty} \qquad (4'_n)$$

I.3.2.2. Valeur des courants

- Le courant primaire a pour valeur efficace

$$I_{nS} = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{n\,x_M}\,\frac{\sqrt{(\alpha\,\nu_1\,n\,Q)^2 + (\nu_2\,Q^2\,n^2\,g_n)^2}}{A_n} \qquad (6._n)$$

- Le courant secondaire se déduit de $\overline{I}_{nS}$ par

$$\overline{I}_{nR} = \overline{I}_{nS}\,\frac{j\,n\,x_M}{\dfrac{r_2}{g_n} + j\,n\,(x_M + x_2)}$$

ce qui donne

$$I_{nR} = \frac{V_n}{n\,x_M}\,\frac{n^2\,Q^2 g_n}{A_n} \qquad (7._n)$$

Pour un glissement g_n de 1 et en négligeant les résistances devant les réactances, il vient

$$I_{nS1} \simeq \frac{V_n}{n\,x_M}\,\frac{\nu_2}{\nu_1\,\nu_2 - 1} \qquad I_{nR1} \simeq \frac{V_n}{n\,x_M}\,\frac{1}{\nu_1\,\nu_2 - 1} \qquad (8'_n)$$

I.3.2.3. Puissances. Couple et pertes

Les pertes Joule rotoriques correspondant à I_{nR} sont

$$p_{nJR} = 3\,r_2\,I_{nR}^2 = \frac{3\,V_n^2}{x_M}\,\frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3\,n^2 g_n^2}{A_n^2}$$

d'où la puissance mécanique

$$P_{n\ méc} = \frac{1 - g_n}{g_n} P_{nJR}$$

$$= \frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3\,n^2\,g_n(1-g_n)}{A_n^2} \qquad (9._n)$$

et le couple électromagnétique

$$C_n = \frac{P_{n\ méc}}{\Omega_n(1-g_n)} = \frac{1}{\Omega_n} \frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3\,n^2\,g_n}{A_n^2} \qquad (10._n)$$

- Lorsque $n = 3K+1$, $\Omega_n = +(3K+1)\Omega$

$$g_n = \frac{3K+g}{3K+1}$$

les relations $(9._n)$ et $(10._n)$ deviennent

$$P_{n\ méc} = \frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3}{A_n^2} (3K+g)(1-g) \qquad (9._{3K+1})$$

$$C_n = \frac{p}{\omega} \frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3}{A_n^2} (3K+g) \qquad (10._{3K+1})$$

Pour g compris entre 0 et 1, $P_{n\ méc}$ et C_n sont positifs : le moteur se comporte comme un récepteur et développe un couple s'ajoutant à celui dû au fondamental.

- Lorsque $n = 3K-1$, $\Omega_n = -(3K-1)\Omega$

$$g_n = \frac{3K-g}{3K-1}$$

ce qui donne

$$P_{n\ méc} = -\frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3}{A_n^2} (3K-g)(1-g) \qquad (9._{3K-1})$$

$$C_n = -\frac{p}{\omega} \frac{3\,V_n^2}{x_M} \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3}{A_n^2} (3K-g) \qquad (10._{3K-1})$$

Vis-à-vis de tels harmoniques, pour g compris entre zéro et 1, la machine se comporte comme un générateur renvoyant de la puissance vers la source. Le couple développé s'oppose au couple fondamental.

I.3.3. Etude des effets de l'harmonique de rang 3K

Les tensions de pulsation $3K\omega$ formant un système homopolaire l'existence des courants correspondants dépend du couplage des phases primaires et de leurs conditions d'alimentation :

- Si le primaire est en étoile sans conducteur neutre, il ne peut y avoir de courant homopolaire dans les enroulements, puisque leur somme ne peut trouver de circuit de retour.

L'impédance offerte par le moteur à un système de tensions harmoniques de rang 3K est infinie

$$Z_{3K} = \infty \qquad (11)_{3K}$$

- Si le primaire est en étoile avec conducteur neutre, les courants de fréquence $3Kf$ passent dans les enroulements primaires et se referment par la liaison du neutre du moteur au neutre de la source.

Ces courants créant un flux résultant dans l'entrefer nul, l'impédance magnétisante est nulle.

$$\bar{Z}_n = r_1 + j\,n\,x_1$$

$$Z_n = \sqrt{r_1^2 + n^2\,x_1^2}$$

ou puisque $r_1 = \dfrac{\nu_1\,x_M}{Q}$ et $x_1 = (\nu_1 - 1)x_M$

$$Z_n = n\,x_M\sqrt{\frac{\nu_1^2}{n^2\,Q^2} + (\nu_1 - 1)^2} \qquad (12)_{3K}$$

ou, si on néglige la résistance statorique,

$$Z_n = n(\nu_1 - 1)x_M \qquad (12')_{3K}$$

L'impédance est indépendante de la vitesse du rotor. Si on suppose ν_1 et ν_2 du même ordre de grandeur, la comparaison avec la relation $(4!_n)$ montre que Z_n est égale à la moitié environ de l'impédance rencontrée par un harmonique de même fréquence qui créerait un flux tournant.

Le courant statorique a pour valeur

$$I_{nS} = \frac{V_n}{n\,x_M} \frac{n\,Q}{\sqrt{\nu_1^2 + n^2\,Q^2(\nu_1 - 1)^2}} \simeq \frac{V_n}{n\,x_M\,(\nu_1 - 1)} \qquad (13)_{3K}$$

Les systèmes homopolaires ne produisent que des pertes Joule au stator, ils ne donnent ni courant secondaire, ni couple.

- Si le primaire est mis directement en triangle, la ligne qui le relie à sa source d'alimentation étant à trois fils, il ne peut y circuler de courant homopolaire.

$$Z_{3K} = \infty \qquad (11)_{3K}$$

- Si les trois phases de la source créant les trois tensions d'alimentation du stator sont insérées dans le triangle (cas du gradateur triphasé formé de trois ensembles gradateur monophasé - phases groupées en triangle), un courant homopolaire peut circuler dans le stator. On retrouve le second cas

$$Z_n = n\,x_M \frac{\sqrt{\nu_1^2 + n^2\,Q^2\,(\nu_1 - 1)^2}}{n\,Q} \qquad (12)_{3K}$$

On a représenté sur la figure 8 ces quatre éventualités et montré pour chacune le schéma équivalent.

I.4 SUPERPOSITION DES EFFETS

A l'aide des relations précédentes, on peut à partir des seuls paramètres ν_1, ν_2, Q et α et du glissement g, calculer le fonctionnement réel du moteur par superposition des effets des divers termes du développement en série des tensions d'alimentation.

Après avoir donné les relations générales, nous montrerons les résultats auxquels elles conduisent avec les valeurs usuelles des paramètres et donnerons un exemple de calcul des effets globaux.

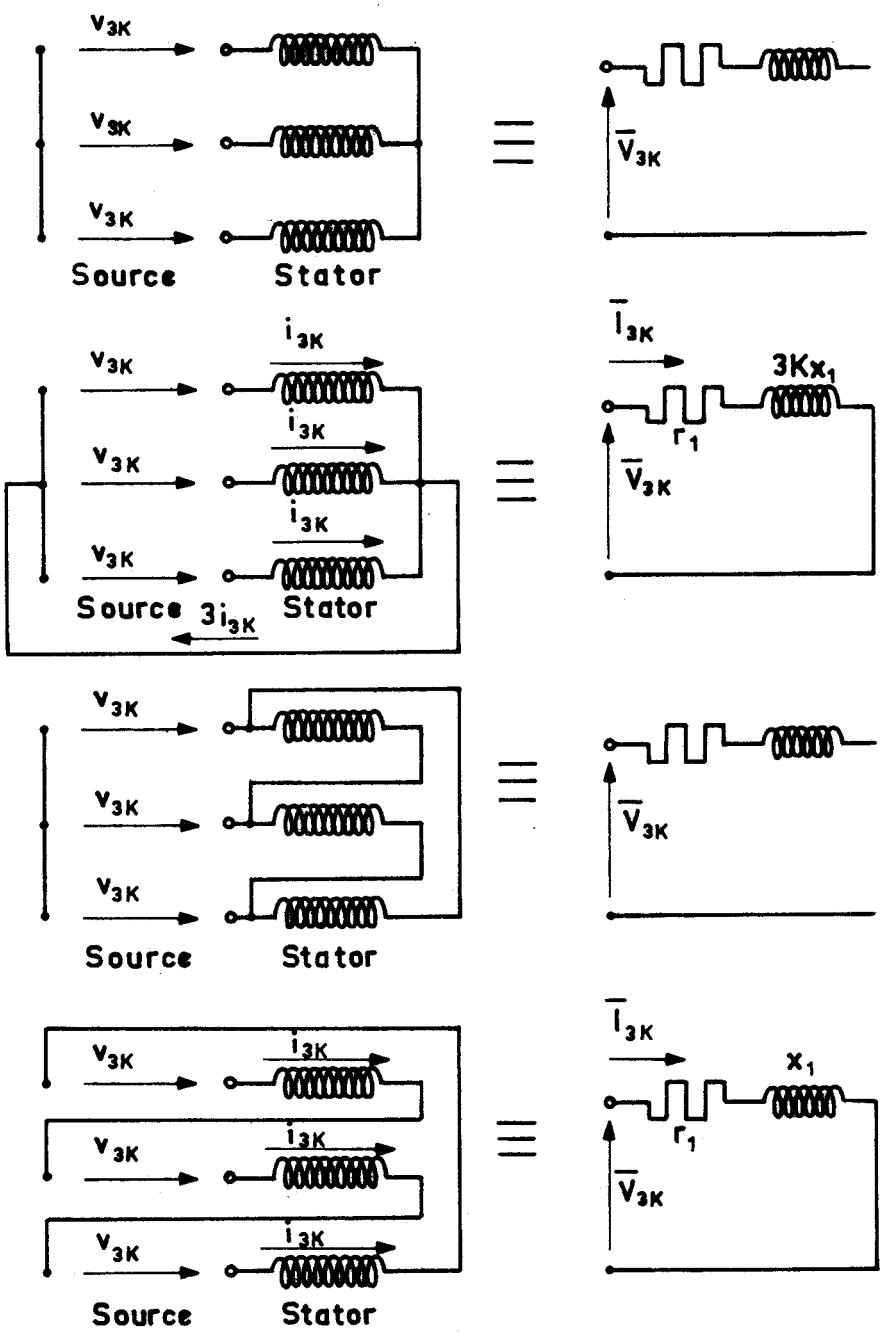


Fig 8 - Schémas monophasés équivalents pour un système de rang 3K correspondants aux divers modes de couplage et d'alimentation.

BUS LILLE

I.4.1. Formules générales

I.4.1.1. Courants et pertes Joule

Les courants sont donnés par la racine carrée de la somme des carrés des valeurs efficaces des divers termes du développement en série.

Pour le stator

$$I_S = \sqrt{I_{1S}^2 + \sum_{K=1}^{\infty} I_{3K+1,S}^2 + \sum_{K=1}^{\infty} I_{3K-1,S}^2 + \sum_{K=1}^{\infty} I_{3K,S}^2} \qquad (14)$$

les courants du type $I_{3K,S}$ étant éventuellement nuls.

Pour le rotor

$$I_R = \sqrt{I_{1R}^2 + \sum_{K=1}^{\infty} I_{3K+1,R}^2 + \sum_{K=1}^{\infty} I_{3K-1,R}^2} \qquad (15)$$

D'où les pertes Joule au stator

$$p_{JS} = 3\, r_1\, I_S^2$$

et au rotor

$$p_{JR} = 3\, r_2\, I_R^2$$

I.4.1.2. Puissances. Couple et pertes

Le couple électromagnétique est la somme algébrique des couples

$$C = C_1 + \sum_{K=1}^{\infty} C_{3K+1} + \sum_{K=1}^{\infty} C_{3K-1} \qquad (16)$$

Du couple on peut passer à la puissance mécanique

$$P_{méc} = C\, \Omega (1 - g) \qquad (17)$$

puis, si on néglige les pertes autres que celles dues à l'effet Joule, au rendement

$$\eta = \frac{P_{méc}}{P_{méc} + p_{JS} + p_{JR}}$$

et au facteur de puissance primaire

$$f_p = \frac{P_{méc} + p_{JS} + p_{JR}}{3\, V\, I_S}$$

Les diverses relations donnant I_{1S}, $I_{3K+1,S}$, $I_{3K-1,S}$, $I_{3K,S}$, I_{1R}, $I_{3K+1,R}$, $I_{3K-1,R}$, C_1, C_{3K+1}, C_{3K-1} ont été données précédemment.

I.4.2. Exemples d'effets des harmoniques

Pour les valeurs usuelles des paramètres d'un moteur à cage,

soit $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$

$Q = 100$

$\alpha = 2$

nous avons tracé, en fonction du glissement g, un certain nombre de caractéristiques montrant le comportement de la machine vis-à-vis du fondamental de la tension et de ses premiers harmoniques.

Deux échelles sont adoptées pour le glissement :

- l'une couvre la zone $0 < g < 0,1$ qui correspond à l'alimentation par variateur avec onduleur autonome
- l'autre amène g de 0,1 à 1 et correspond aux variateurs à gradateurs.

- Impédance d'entrée

Les courbes de la figure 9 montrent pour les premières valeurs de n, les variations du rapport Z_n/x_M en fonction de g.

Pour le fondamental, l'impédance d'entrée décroît d'abord rapidement à partir de $\nu_1 x_M$. Pour les fortes valeurs de g elle varie peu et reste voisine de $Z_{1\infty}$.

Au contraire pour les harmoniques de rang $n = 3K \pm 1$, l'impédance varie peu dans toute la zone des valeurs de g ; elle est approximativement donnée par $nZ_{1\infty}$.

Lorsqu'elle n'est pas infinie, l'impédance pour les harmoniques de rang 3K est indépendante de g, elle a une valeur relativement réduite compte tenu de la pulsation des courants correspondants.

- Courants

Les courants tant au stator qu'au rotor sont rapportés à V_n/x_M (fig 10).

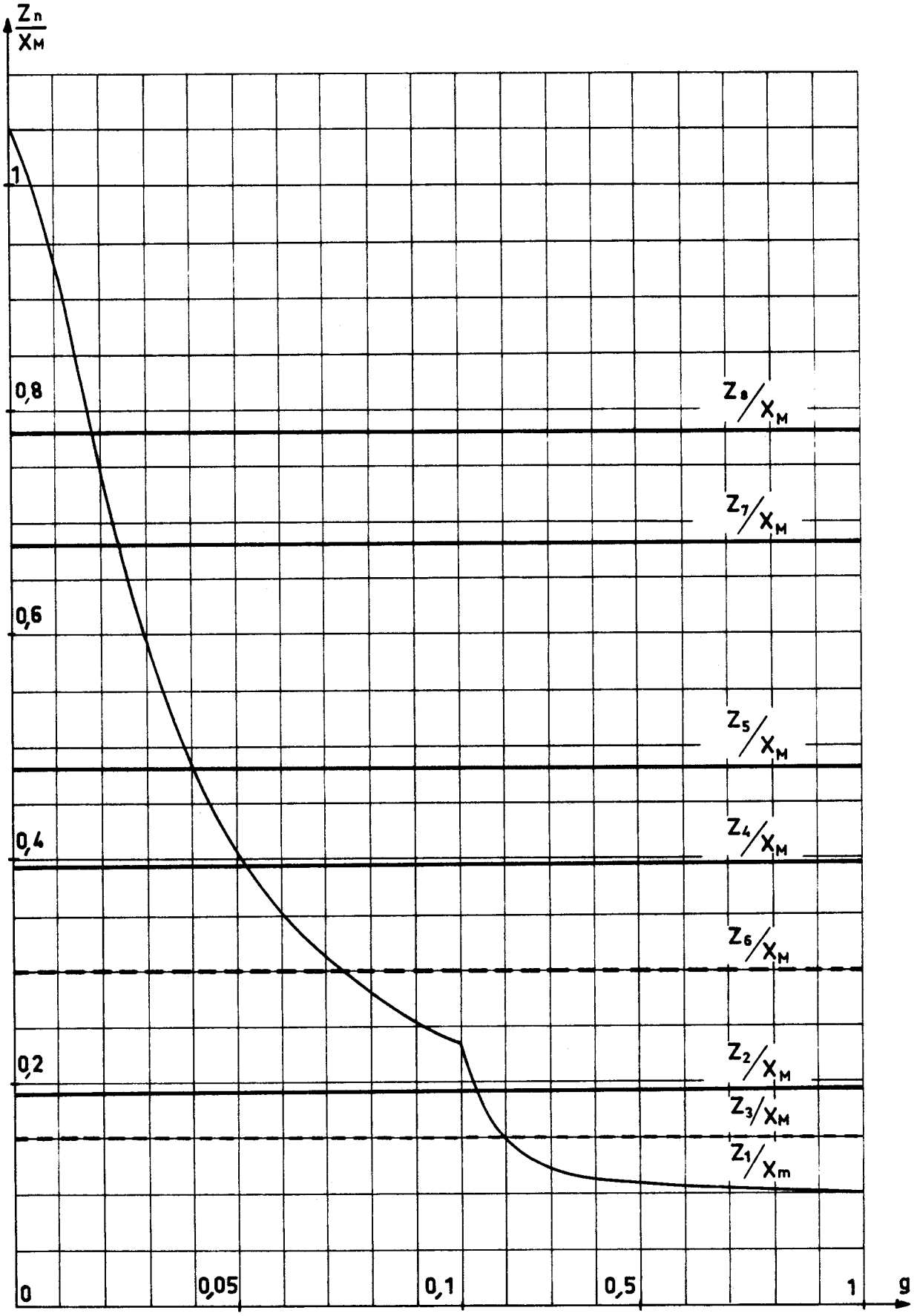


Fig 9 - Variation des impédances d'entrée Z_n
pour $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$
$Q = 100$; $\alpha = 2$

BUS UCLE

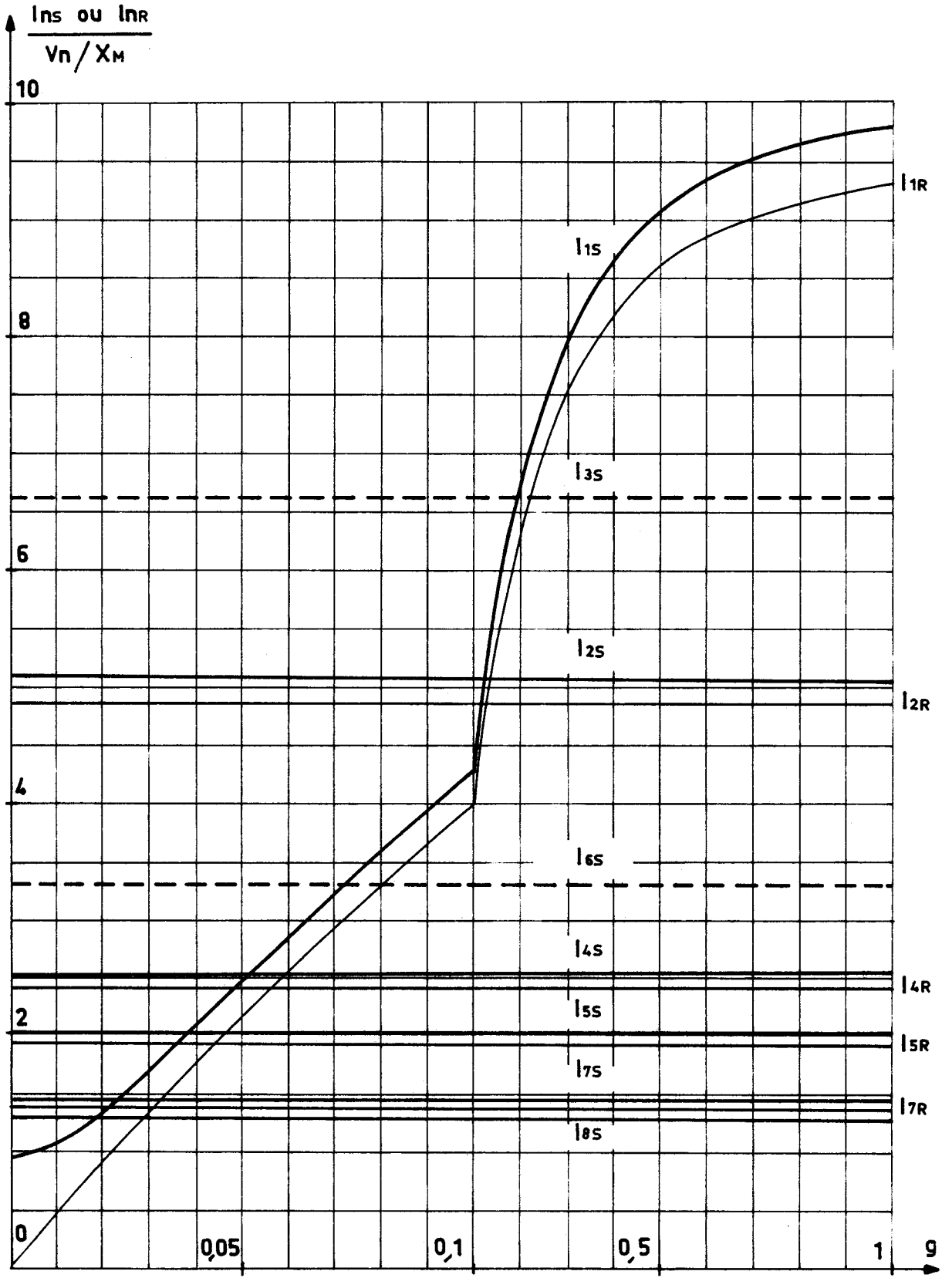


Fig 10 - Variation avec le glissement des harmoniques des courants
- au stator (traits forts)
- au rotor (traits légers)
pour $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$
$Q = 100$; $\alpha = 2$

BDS LILLE

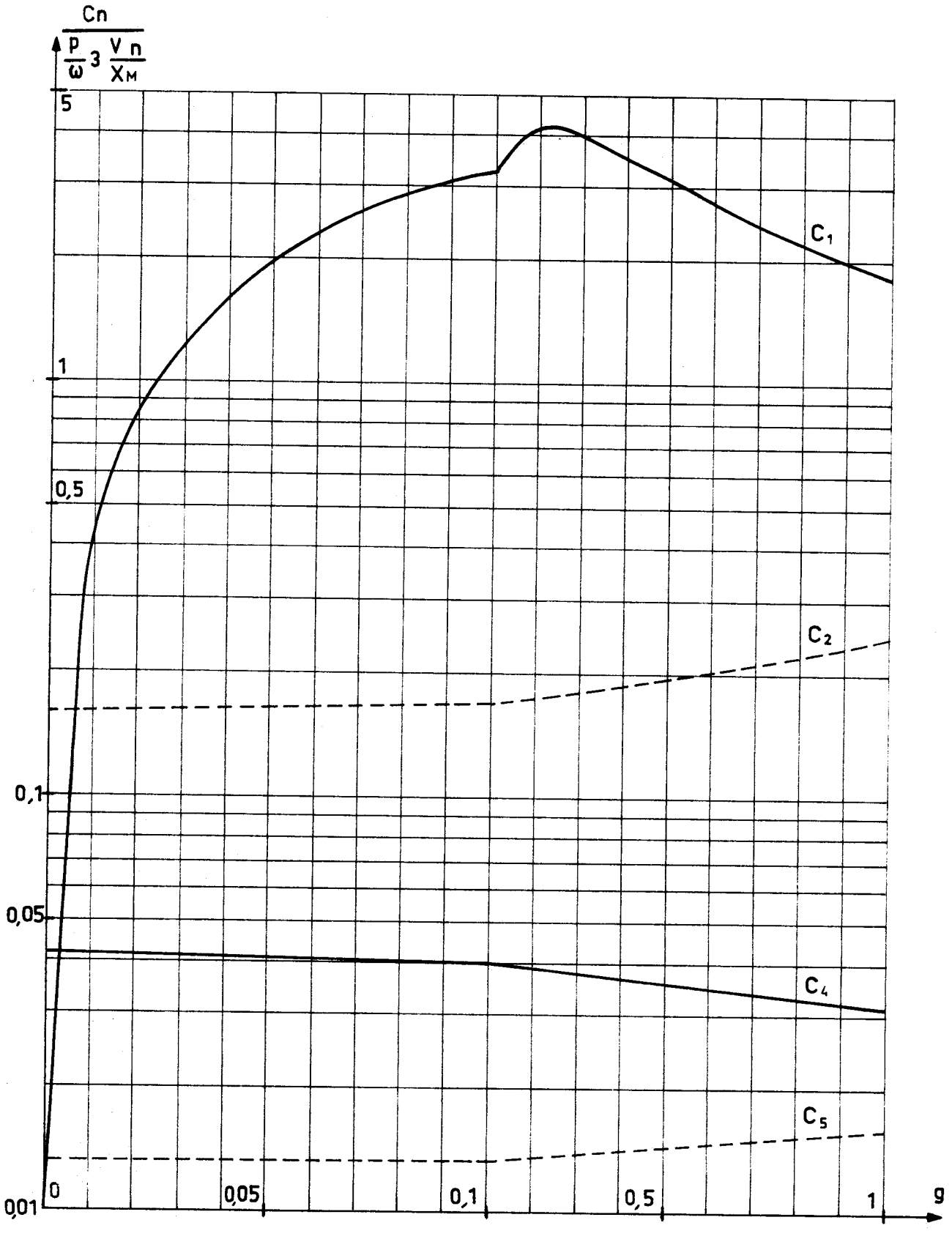


Fig 11 - Variation du couple dû aux divers harmoniques en fonction du glissement
pour $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$
$Q = 100$; $\alpha = 2$
(En traits interrompus, les couples négatifs)

BUS LILLE

Pour les harmoniques du courant statorique, on retrouve les conséquences des remarques précédentes : I_{S1}/V_1 croît d'abord rapidement puis tend lentement vers $1/Z_{1\infty}$; les courants harmoniques varient très peu avec g.

Au rotor, les harmoniques de rang 3K ont disparu. La valeur relative des autres diffère peu de celle qu'ils ont au stator.

- Couples

Les courbes de la figure 11 donnent les couples dus aux divers harmoniques rapportés à $\frac{p}{\omega}\ 3\ \frac{V_n^2}{x_M}$.

Le couple dû au fondamental varie suivant la courbe classique, le couple dû à l'harmonique 2 est négatif et croît quand g augmente. Ceux dus aux harmoniques de rang plus élevé ont une importance relative d'autant plus réduite que n est plus grand, ce qui nous a conduit à adopter une échelle logarithmique. En outre, plus n est élevé, moins le couple correspondant varie avec g.

I.4.3. Conséquences

L'allure des courbes obtenues pour des valeurs particulières de ν_1, ν_2, α et Q dépend certes de celles-ci mais elle est surtout liée au fait que plus le rang n d'un harmonique est élevé plus le glissement g_n correspondant est peu affecté par les variations du glissement g évalué pour le fondamental.

Aussi il est possible de dégager quelques approximations générales permettant de faciliter les discussions ultérieures.

1° Pour les harmoniques, les effets dépendent peu de g

Pour les rapports $\frac{Z_n}{X_n}$, $\frac{I_{nS}}{V_n}$, $\frac{I_{nR}}{V_n}$ et $\frac{C_n}{\frac{p}{\omega}\ 3\ \frac{V_n^2}{x_M}}$ on peut adopter la valeur qu'ils présentent pour g égal à l'unité. Ce qui donne, en première approximation :

$$\left.\begin{aligned}
Z_n &\simeq n\,\nu_1\,x_M\left(1-\frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right)\\
I_{nS} &\simeq \frac{V_n}{n\,\nu_1\,x_M\left(1-\frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right)}\\
I_{nR} &\simeq \frac{V_n}{n\,x_M\left(1-\frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right)}\\
C_n &\simeq \pm\frac{1}{n^3}\,\frac{3V_n^3}{x_M}\,\frac{p}{\omega}\,\frac{\alpha}{\Omega}\,\frac{\nu_1}{\left(1-\frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right)^2}
\end{aligned}\right\}\quad \text{pour } n = 3K \pm 1$$

$$\left.\begin{aligned}
Z_n &= 0 \quad \text{ou} \quad \simeq n\,x_M(\nu_1-1)\\
I_{nS} &= 0 \quad \text{ou} \quad \simeq \frac{V_n}{n\,x_M(\nu_1-1)}\\
I_{nR} &= 0 \qquad C_n = 0
\end{aligned}\right\}\quad \text{pour } n = 3K, \text{ suivant le couplage.}$$

2° Pour les fortes valeurs de g, l'impédance opposée au fondamental diffère peu de $Z_{1\infty}$ qui est sensiblement égal à $\nu_1\,x_M\left(1-\frac{1}{\nu_1\,\nu_2}\right)$. On peut du moins si les harmoniques de rang 3K peuvent exister, dans les courants ou s'ils n'existent pas dans les tensions appliquées aux trois phases, *considérer, en première approximation, le moteur comme une impédance linéaire.* Imaginant la machine comme une impédance de résistance $r_1 + r_2$, d'inductance $\frac{x_1+x_2}{\omega}$, on pourra déduire de la forme d'onde de la tension d'alimentation celle du courant sans passer par le développement en série de la première.

3° Pour les faibles valeurs de g, l'impédance Z_1 et les divers rapports qui lui sont liés varient trop avec le glissement pour que l'approximation précédente puisse être envisagée. Il est nécessaire d'évaluer séparément les effets du fondamental et de recourir au principe de superposition même pour la détermination des courants.

I.4.4. Exemple d'application

Pour juger, sur un exemple, la réduction de performances que peuvent entraîner les harmoniques nous avons envisagé, toujours avec $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $Q = 100$ et $\alpha = 2$, le cas d'une tension d'alimentation alternative formée de créneaux rectangulaires (fig 12)

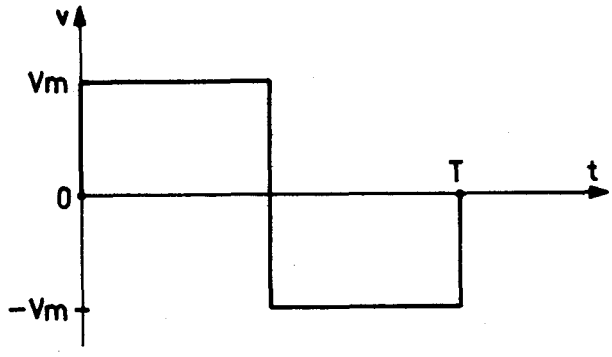


Fig 12 - Exemple de tension alternative non sinusoïdale

Cette tension qui a pour valeur efficace V_m, comprend, outre le fondamental de valeur

$$V_1 = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_m = 0{,}90\ V_m$$

tous les harmoniques impairs ; leur importance est inversement proportionnelle à leur rang

$$V_3 = \frac{V_1}{3} \qquad V_5 = \frac{V_1}{5} \qquad V_7 = \frac{V_1}{7} \qquad V_9 = \frac{V_1}{9} \quad \ldots$$

Si le courant harmonique 3 peut se développer le courant I_S est notablement supérieur à celui correspondant au seul fondamental (fig 13). L'accroissement est beaucoup plus réduit si le couplage du stator ne permet pas l'existence des courants homopolaires. De toutes façons l'écart relatif est d'autant plus important que le glissement est plus réduit.

Les caractéristiques de rendement η et de facteur de puissance f_p montrent elles aussi que la détérioration des performances n'est notable que si le couplage permet la présence des harmoniques de rang 3K et que si le glissement g est faible.

Cet exemple relatif à une tension non sinusoïdale à taux d'harmoniques assez faible montre qu'il n'y a pas lieu de sous-estimer l'effet de ces derniers, que les précautions à prendre pour limiter la dégradation des performances diffèrent suivant la zone des glissements envisagée.

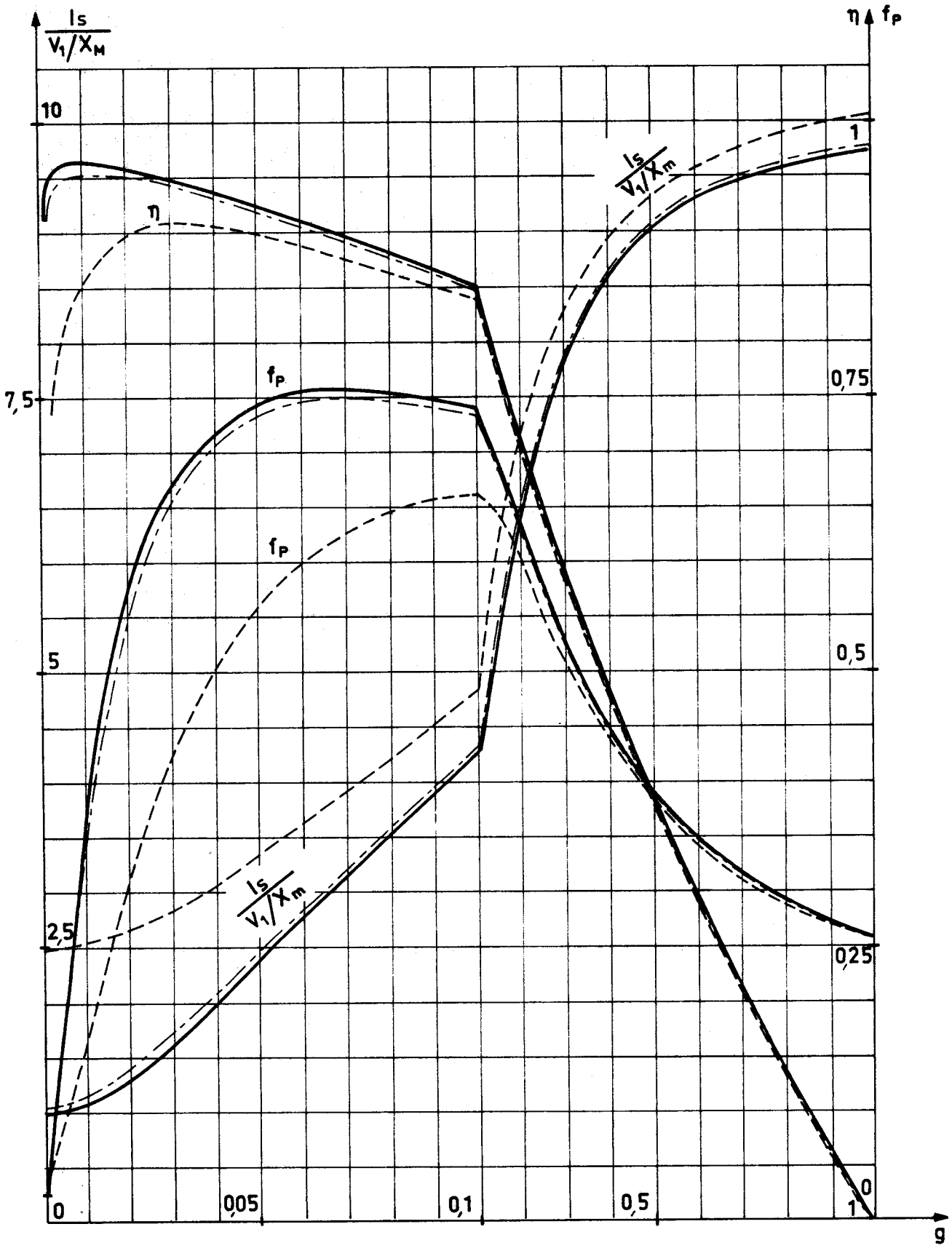


Fig 13 - Caractéristiques de courant absorbé, de facteur de puissance et de rendement

——— *avec le seul fondamental*

------ *avec tous les harmoniques*

—·—·— *avec les harmoniques sauf ceux de rang 3k*

BUS LILLE

Si l'influence des harmoniques semble faible pour les glissements élevés, il ne faut pas oublier que les dispositifs imposant une marche permanente à glissement fort imposent d'ordinaire au moteur des tensions à taux d'harmoniques très élevés.

I.4.5. Vérifications expérimentales à fréquence fixe

Pour vérifier les conséquences tirées de cette étude de l'effet des harmoniques, nos essais ont porté sur un moteur asynchrone triphasé à cage,

Moteur Normacem type, MEUB 132 S4 à cage

50 Hz ; 7,5 CV ; 1430 T/mn ; 220 V/380 V ; 20,8 A/12 A

Nous l'avons alimenté d'abord en sinusoïdal sous diverses tensions pour avoir les caractéristiques de référence, puis par l'intermédiaire d'un gradateur tout thyristors donnant des tensions riches en harmoniques, enfin par un gradateur mixte donnant un taux d'harmoniques anormalement élevé.

Dans les trois cas le montage utilisé est celui schématisé sur la figure 14 où les appareils de mesure n'ont pas été représentés.

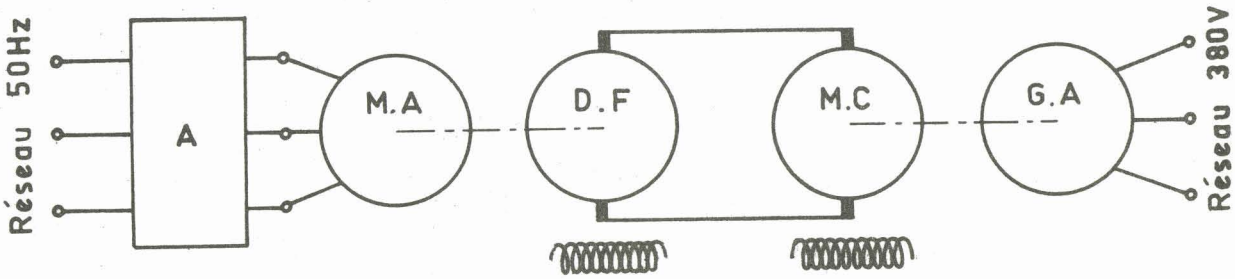


Fig 14 - Schéma de principe du montage d'essais

A désigne l'autotransformateur à curseurs permettant d'imposer la tension d'entrée du moteur, ou, pour les essais suivants, le gradateur interposé entre la source et la machine,

M.A. est le moteur essayé,

D.F. la dynamo-frein qu'il entraîne,

M.C. le moteur à courant continu sur lequel la dynamo-frein débite,

G.A. la génératrice asynchrone entraînée par M.C. débitant sur le réseau.

Cet ensemble permet, par action sur les excitations des deux machines à courant continu, d'imposer au groupe M.A.-D.F. la vitesse souhaitée entre la vitesse synchrone et une vitesse négligeable. Il permet même, en faisant circuler la puissance en sens inverse du sens prévu, de faire tourner M.A. quand son couple est insuffisant ou négatif.

A l'entrée du moteur essayé on fait les mesures de tension, de courant et de puissance absorbée. On en déduit le facteur de puissance. On procède également à cet endroit à l'analyse harmonique des tensions et des courants.

La mesure de la vitesse du groupe M.A.-D.F. donne le glissement. La connaissance du couple utile grâce à la dynamo-frein permet de calculer le rendement du moteur.

I.4.5.1. Alimentation par des tensions sinusoïdales

Nous avons relevé, afin de préparer les comparaisons ultérieures, les caractéristiques du moteur alimenté en sinusoïdal pour diverses valeurs de la tension. Pour chacune de celles-ci, nous avons noté, ou calculé, en fonction du glissement g,

le courant absorbé I_S
le couple utile Cu
le facteur de puissance cos ϕ
le rendement η.

D'autre part, de la mesure

de la résistance des phases statoriques
du courant absorbé à la vitesse synchrone
du courant absorbé à rotor calé

et du calcul des pertes Joule au rotor lors de ce dernier fonctionnement on déduit

$\nu_1 \simeq 1{,}038$ $\nu_2 \simeq 1{,}042$ $Q \simeq 110$ $\alpha \simeq 1{,}85$

I.4.5.2. Alimentation par un gradateur tout thyristors

Le moteur étant couplé en triangle, on maintient, grâce à l'autotransformateur une tension de 220 V à l'entrée du gradateur (fig 15). Ce dernier est commandé avec un angle pratique de retard α {8} constant et voisin de 50°, pour obtenir une caractéristique couple-vitesse intéressante pour l'utilisation de ce moteur en variateur de vitesse lors de

l'entraînement de certains types de charges.

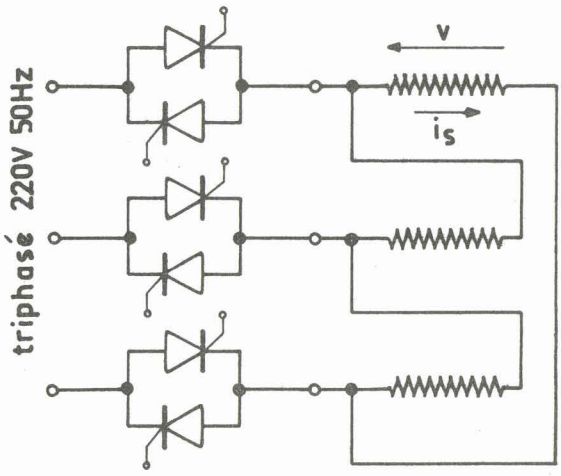


Fig 15 - Alimentation du moteur essayé par gradateur tout thyristors.

On a relevé, pour chaque point de fonctionnement, outre le couple et la vitesse, la valeur efficace V de la tension v et celle I_S du courant i_S d'une phase, la valeur efficace du fondamental V_1, I_{1S} et des premiers harmoniques V_5, I_{5S}, V_7, I_{7S} de ce courant et de cette tension (fig 16).

- La caractéristique mécanique Cu (g) correspond à la possibilité d'obtenir un fonctionnement correct à glissement élevé sans absorption d'un courant statorique anormal.

Il est vrai que des trois montages gradateurs possibles, le gradateur tout thyristors est, comme l'ont récemment montré C. ROMBAUT et G. SEGUIER {34}, le seul qui convienne à la variation de vitesse du moteur asynchrone.

L'importance du fondamental de la tension et de ses harmoniques varie avec le glissement. C'est un résultat normal car à angle de retard donné, la réduction de tension et le taux d'harmoniques obtenus par un gradateur dépendent de l'argument du récepteur.

Mais les caractéristiques donnant Z_1, Z_5 et Z_7 par les quotients V_1/I_{1S} , V_5/I_{5S} , V_7/I_{7S} varient bien comme prévu par le calcul (comparer aux courbes de la figure 9). En particulier si Z_1 diminue fortement quand g commence à croître, Z_5 et Z_7 restent pratiquement indépendants du glissement.

- Bien qu'il soit le moins mauvais, le gradateur tout thyristors réduit les performances du moteur.

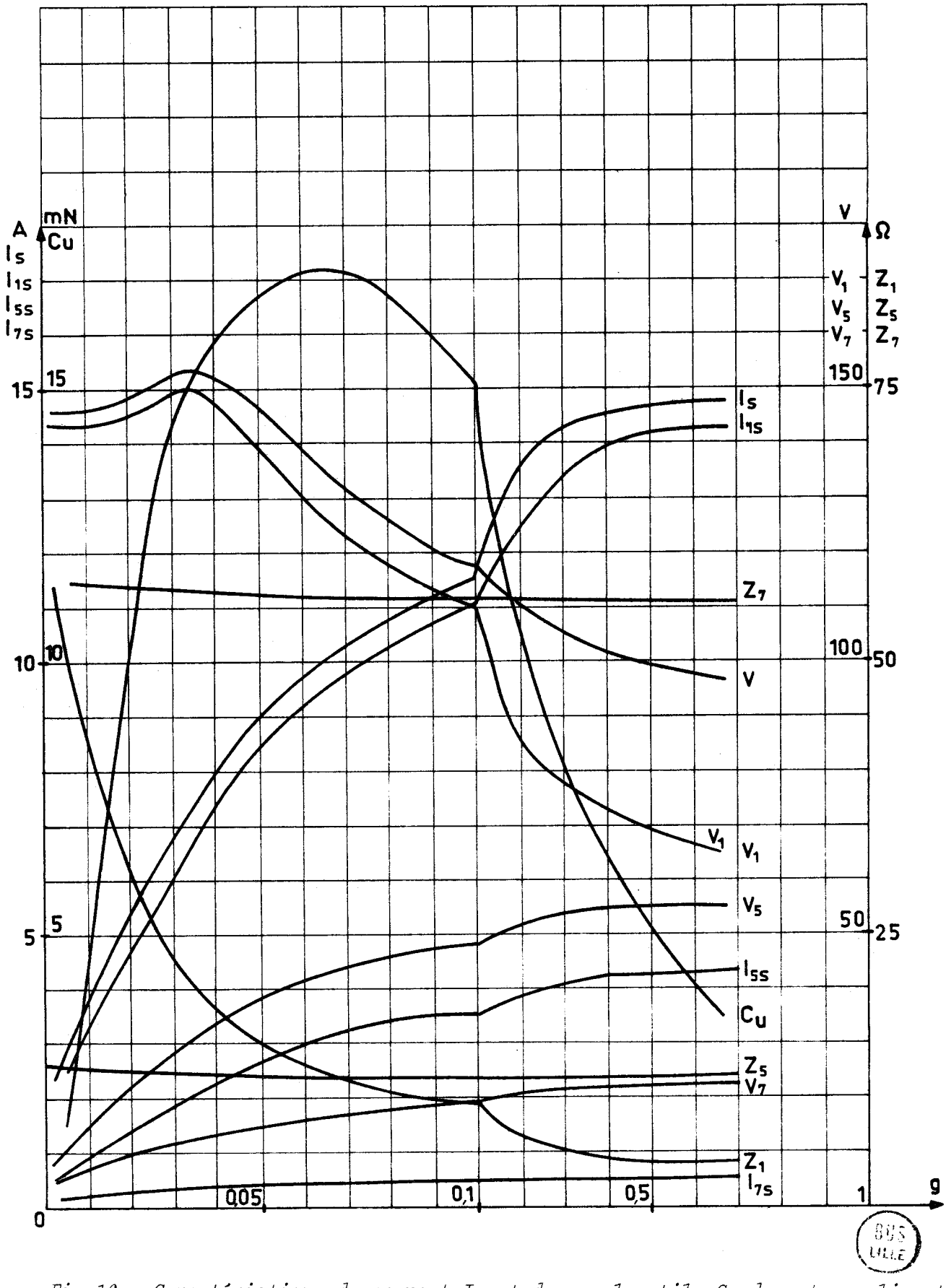


Fig 16 - Caractéristique de courant I_S et de couple utile C_u du moteur alimenté par un gradateur tout thyristors

Evolution du fondamental et des premiers harmoniques de la tension et du courant. Variation de l'impédance correspondante.

BUS LILLE

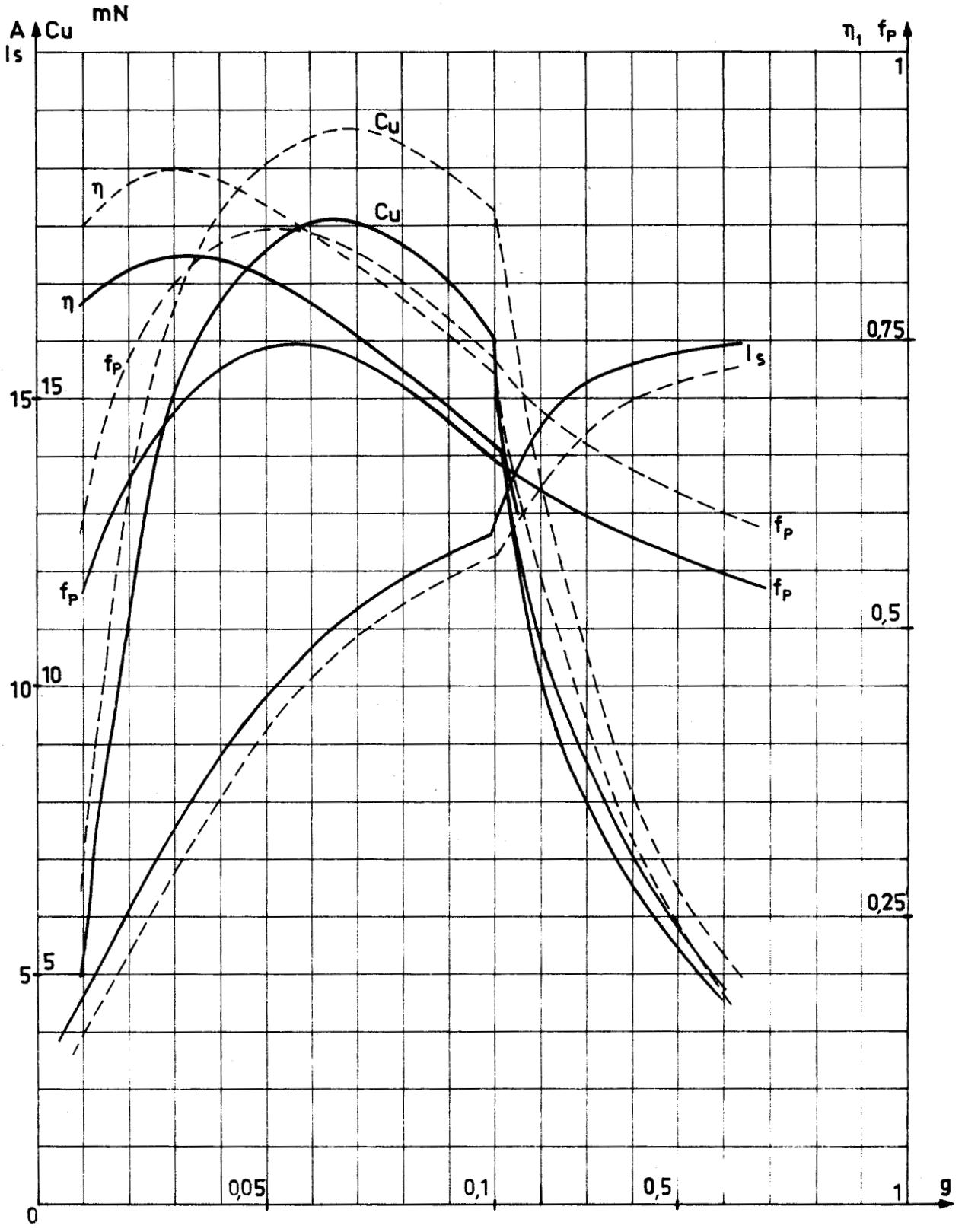


Fig 17 - Comparaison des caractéristiques obtenues en alimentant un moteur
——— avec un gradateur tout thyristors
----- avec des tensions sinusoïdales

BUS LILLE

Pour le montrer, nous avons comparé les valeurs du courant absorbé I_S, du couple utile Cu, du facteur de puissance f_p et du rendement obtenues avec celles que donnerait l'alimentation en sinusoïdal (fig 17). Pour chaque valeur de g, nous avons donné à la valeur efficace de la tension sinusoïdale une valeur égale à celle du fondamental lors de l'alimentation par gradateur.

La comparaison des caractéristiques montre bien la réduction du couple utile et l'augmentation du courant donc la détérioration du facteur de puissance et du rendement dues aux harmoniques. Cette diminution est plus forte que celle due à des signaux rectangulaires (fig 13) car les rapports V_5/V_1 et V_7/V_1 sont plus élevées surtout pour les forts glissements. De plus les harmoniques produisent des pertes dans le fer du stator et du rotor.

I.4.5.3. Alimentation par un gradateur mixte

Pour montrer que le moteur asynchrone ne peut s'accommoder de n'importe quelles tensions d'alimentation, nous avons pu grâce au montage de la figure 14 relever les caractéristiques du moteur alimenté à travers un gradateur mixte, montage normalement impropre à une telle utilisation.

Le stator est alors couplé en étoile, le montage à trois thyristors et trois diodes (fig 18) est placé à la formation du point neutre.

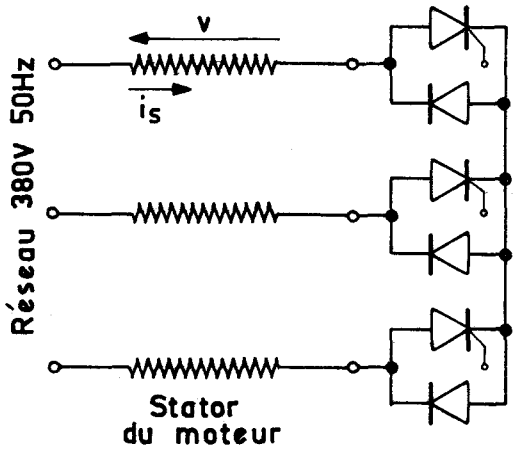


Fig 18 - Alimentation du moteur par un gradateur mixte.

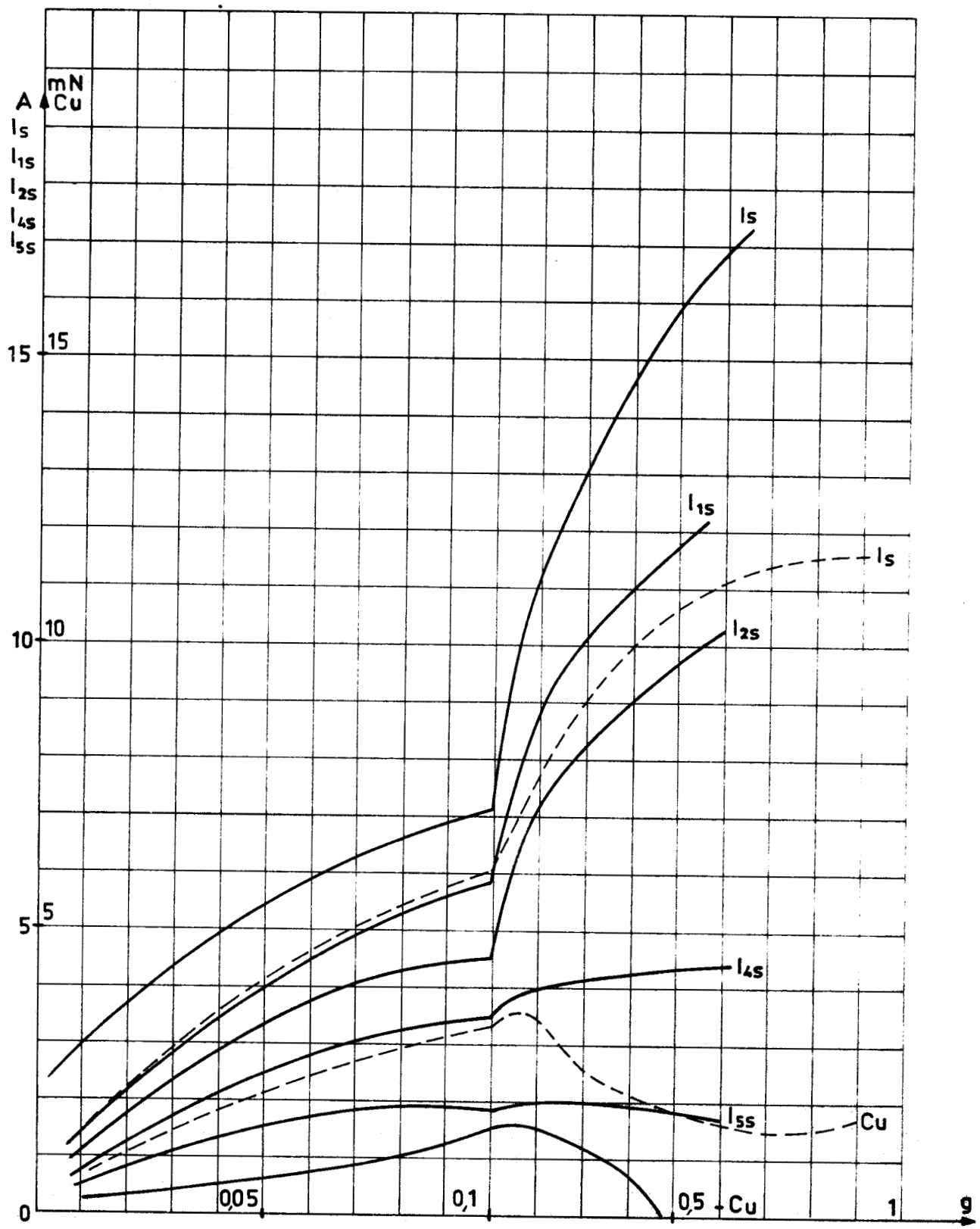


Fig 19 - Caractéristiques de courant statorique et du couple utile du moteur alimenté par un gradateur mixte.
(En traits interrompus, valeurs de I_S et de C_u obtenues avec une tension d'alimentation sinusoïdale)

BIBLIOTHÈQUE LILLE

Pour juger de l'effet néfaste des harmoniques on a comparé les caractéristiques obtenues en faisant varier g de zéro à 1 à celles obtenues en alimentant le moteur sous une tension sinusoïdale très réduite.

A cet effet on a réglé le retard à l'amorçage des thyristors, au fur et à mesure que g varie pour maintenir le fondamental de la tension simple v au quart de la tension simple nominale.

Dans ces conditions on a relevé (fig 19) les caractéristiques donnant le couple utile Cu, le courant efficace I_S et la valeur I_{1S}, I_{2S}, I_{4S} I_{5S} des premiers termes du développement en série du courant statorique. On a tracé les courbes donnant I_S et Cu quand le moteur est alimenté en sinusoïdal sous le quart de sa tension nominale.

La comparaison montre que le courant absorbé est beaucoup plus fort, le couple utile beaucoup plus faible. Ce dernier s'annule d'ailleurs pour les glissements élevés, puis s'inverse, c'est alors la dynamo-frein qui doit entraîner la machine asynchrone.

Cette inacceptable réduction des performances est due à l'importance des harmoniques, notamment celui de rang 2 qui crée un couple inverse important.

Ces essais illustrent bien les conclusions de l'étude théorique et mettent, comme elle, en évidence les caractéristiques à imposer à tout dispositif d'alimentation du moteur asynchrone :

- supprimer les harmoniques pairs, en alimentant la machine par des tensions dont les alternances sont identiques au signe près.

- supprimer les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 par un couplage convenable des phases du moteur ou du montage qui l'alimente.

- il ne reste qu'à réduire l'importance et les effets des autres harmoniques, ceux de rang 5, 7, 11, 13 ...

II. ALIMENTATION DU MOTEUR A TENSION ET FREQUENCE VARIABLES

Pour juger des conditions à imposer au montage qui alimente le moteur asynchrone afin d'en faire varier la vitesse et des caractéristiques à donner à la machine pour minimiser l'effet des harmoniques, il faut, comme nous venons de le préciser, tenir nettement compte du procédé mis en œuvre par le variateur.

Les variateurs de vitesse les plus performants, mais aussi les plus coûteux, alimentent le moteur par des tensions de fréquence variable. Il faut évidemment faire varier en même temps la valeur de ces tensions.

La machine fonctionne alors dans la zone stable à faible glissement, zone où le rendement est élevé.

Nous nous en tiendrons, dans cette deuxième partie, à ce cas. Mais, avant même de voir comment minimiser l'effet des harmoniques, il faut étudier comment varient les performances dues au fondamental quand on agit simultanément sur sa valeur et sa fréquence.

II.1 ETUDE DU FONDAMENTAL

Si ω et f désignent la pulsation et la fréquence nominales, V_1 la tension fondamentale appliquée au moteur pour cette fréquence, I_{1S} et I_{1R}, les valeurs des courants pour un glissement g donné, on caractérise par les deux rapports ℓ et m les réductions de fréquence et de valeur des tensions d'alimentation.

$$\boxed{\ell = \frac{f'}{f} \qquad\qquad m = \frac{V_1'}{V_1}}$$

f'étant la fréquence d'alimentation variable,

V_1' la valeur de la tension à la fréquence f'.

Les courants, puissance, couple et rendement, à égalité de glissement, dans les nouvelles conditions d'alimentation, seront également affectées du signe prime.

Dans le schéma équivalent de la figure 6, x_1, x_2 et x_M deviennent ℓx_1, ℓx_2, ℓx_M ; r_1 et r_2 étant supposés inchangés, les paramètres ν_1, ν_2, ϱ et α deviennent ν_1, ν_2, $\ell\varrho$ et α.

Vu la remarque relative au mode de fonctionnement envisagé nous limiterons notre étude à la zone comprise entre la vitesse synchrone et la marche à couple maximum.

Nous examinerons d'abord si l'idée - communément admise - de faire varier proportionnellement ℓ et m pour obtenir le même couple maximal à toutes les fréquences conduit à des performances acceptables. Puis nous examinerons comment améliorer celles-ci.

II.1.1. Fonctionnement à couple maximal constant

Pour la tension et la fréquence normales, le couple est donné par la relation $(10._1)$

$$C = \frac{p}{\omega} \frac{3V_1^2}{x_M} \frac{\alpha \nu_1 \varrho^3 g}{\left(\alpha \nu_1^2 - (\nu_1\nu_2 - 1)\varrho^2 g\right)^2 + (\nu_1\nu_2\varrho g + \alpha \nu_1^2 \varrho)^2}$$

On peut, à partir de cette expression, calculer la dérivée de C par rapport à g et déterminer le glissement donnant le maximum de couple

$$(g)_{C_{max}} = \alpha \nu_1^2 \sqrt{\frac{1+\varrho^2}{\varrho^2} \times \frac{1}{\left(\nu_1^2 \nu_2^2 + \varrho^2 (\nu_1 \nu_2 - 1)^2\right)}} \qquad (18)$$

En reportant dans l'expression du couple, après simplifications, il vient

$$C_{max} = \frac{p}{\omega} \frac{3V_1^2}{x_M} \frac{\varrho^2}{2\nu_1} \frac{\sqrt{(1+\varrho^2) \frac{1}{\nu_1^2 \nu_2^2 + \varrho^2 (\nu_1 \nu_2 - 1)^2}}}{1 + \varrho^2 + \varrho \sqrt{(1+\varrho^2) \frac{1}{\nu_1^2 \nu_2^2 + \varrho^2 (\nu_1 \nu_2 - 1)^2}}} \qquad (19)$$

que nous mettons sous la forme

$$C_{max} = \frac{p}{\omega} \frac{3V_1}{x_M} \frac{Q^2}{2\nu_1} \times K'$$

II.1.1.1. Variation à donner au rapport V_1'/f'

Si l'on travaille à une fréquence f' différente avec des tensions V_1' différentes, dans les relations précédentes, il faut remplacer

V_1 par $V_1' = m\,V_1$

ω par $\omega' = \ell\omega$.

Le glissement donnant le couple maximum devient

$$^{(g')}C'_{max} = \alpha\ \nu_1^2 \sqrt{\frac{1+\ell^2Q^2}{\ell^2Q^2} \times \frac{1}{\left[\nu_1^2\,\nu_2^2 + \ell^2Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2\right]}} \qquad (18')$$

et le couple maximum,

$$C'_{max} = \frac{p}{\ell\omega} \frac{3m^2V_1^2}{\ell\,x_M} \frac{\ell^2Q^2}{2\nu_1} \frac{\sqrt{(1+\ell^2Q^2)\dfrac{1}{\nu_1^2\,\nu_2^2 + \ell^2Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2}}}{1+\ell^2Q^2+\ell Q\sqrt{(1+\ell^2Q^2)\dfrac{1}{\nu_1^2\,\nu_2^2+\ell^2Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2}}}$$

ou

$$C'_{max} = \frac{p}{\omega} \frac{3V_1^2}{x_M} \frac{Q^2}{2\nu_1} \frac{m^2\sqrt{(1+\ell^2Q^2)\dfrac{1}{\nu_1^2\,\nu_2^2 + \ell^2Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2}}}{1+\ell^2Q^2+\ell Q\sqrt{(1+\ell^2Q^2)\dfrac{1}{\nu_1^2\,\nu_2^2+\ell^2Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2}}} \qquad (19')$$

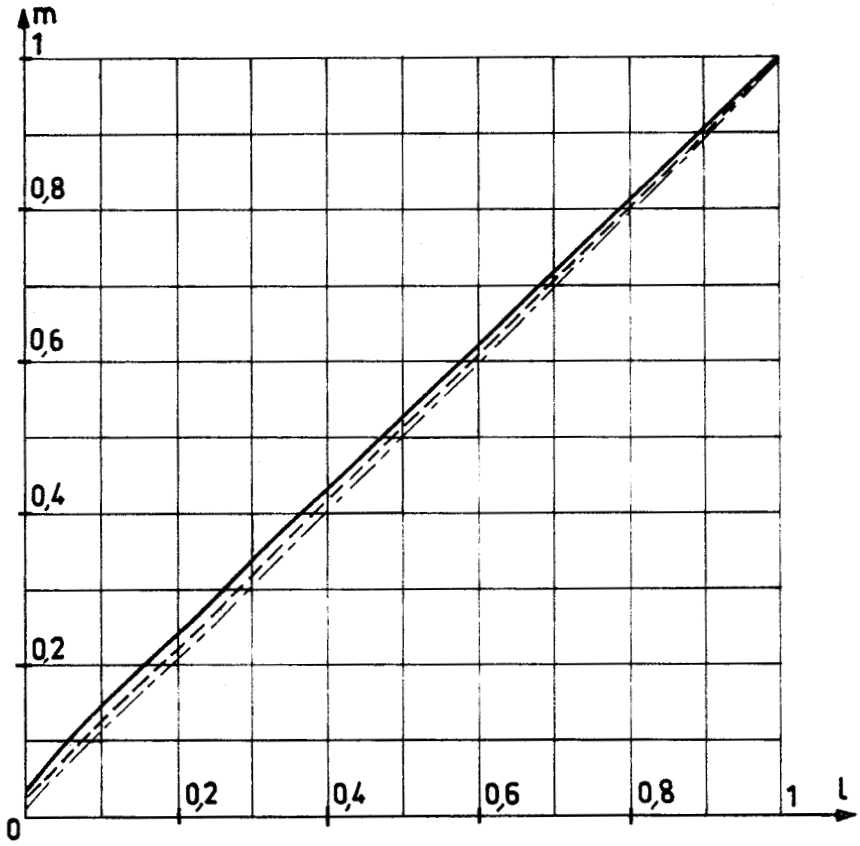
de la forme

$$C'_{max} = \frac{p}{\omega} \frac{3V_1^2}{x_M} \frac{Q^2}{2\nu_1} \times K$$

Pour que C'_{max} égale C_{max}, il faut que K = K', on en déduit la relation devant lier m et ℓ. Après simplifications et classement des termes elle s'écrit

$$m = \sqrt{K'}\left\{\sqrt{\sqrt{\ell^4\left[Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)\right]^2 + \ell^2\left[Q^2\nu_1^2\,\nu_2^2 + Q^2(\nu_1\,\nu_2-1)^2\right] + \nu_1^2\,\nu_2^2} + \ell Q}\right\}$$

On remarque que dans cette relation α n'intervient pas, que ν_1 et ν_2 jouent un rôle identique.



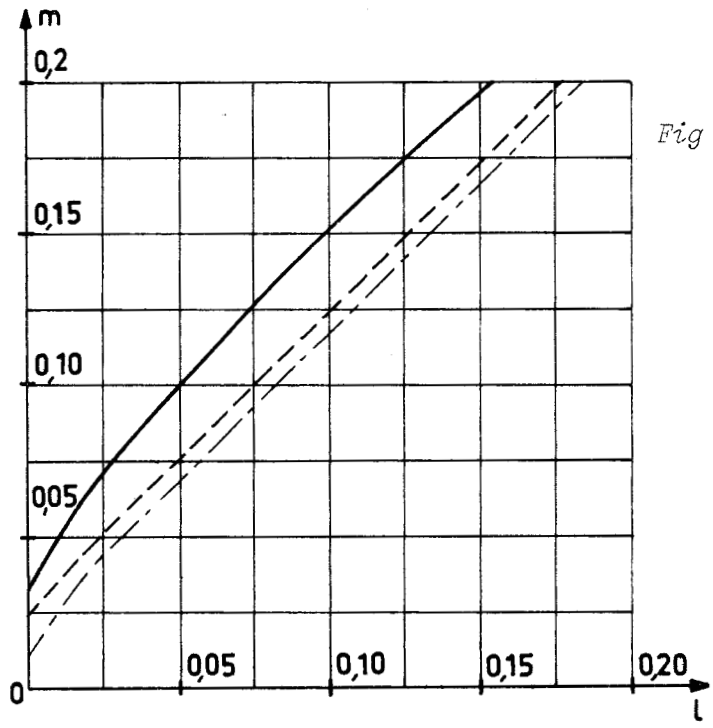


Fig 20 - Caractéristiques m(ℓ) à couple maximum constant
—— $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $Q = 100$
---- $\nu_1 = \nu_2 = 1,10$; $Q = 100$
—·—· $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $Q = 300$

(En bas, tracé dilaté de la partie des courbes à ℓ faible, la seule où m/ℓ diffère notablement de 1).

BUS LILLE

Sur la figure 20 nous avons montré comment doit varier $\frac{V_1'}{V_1} = m$ en fonction du rapport $\ell = \frac{f'}{f}$ pour assurer la constance du couple maximal

- d'abord pour les valeurs jusqu'ici utilisées de ν_1, ν_2 et Q
- puis en faisant subir des variations notables successivement à ν_1, ν_2 puis à Q.

On voit que les caractéristiques $m(\ell)$ à C_{max} constant s'écartent peu, malgré de larges variations des paramètres de construction, de la droite joignant les points $(m = 0, \ell = 0)$, $(m = 1, \ell = 1)$. Ce n'est qu'au voisinage de la fréquence nulle qu'il faut accroître V_1'/V_1 par rapport à f'/f si l'on veut, malgré l'influence croissante des résistances par rapport aux réactances, maintenir la valeur du couple.

Avec une bonne approximation, pour ℓ supérieur à 0, 2, on peut admettre que <u>la constance du couple maximum entraîne l'égalité des rapports ℓ et m</u>.

Mais nous allons voir que le réglage de V_1' en fonction de f' pour maintenir C_{max} constant conduit, à couple donné, à un accroissement relatif des pertes et à des difficultés en matière d'échauffement.

II.1.1.2. <u>Caractéristiques mécaniques</u>

Repartons de l'expression $10._1$ du couple et classons les termes en fonction de g.

Pour l'alimentation à tension et fréquence normales,

$$\frac{C}{\frac{p}{\omega}\,\frac{3V_1^2}{x_M}} = \frac{\alpha\,\nu_1\,Q^3\,g}{\left(\alpha\,\nu_1^2 - (\nu_1\,\nu_2 - 1)Q^2 g\right)^2 + (\nu_1\,\nu_2\,Qg + \alpha\nu_1^2 Q)^2}$$

s'écrit alors

$$\frac{C}{\frac{p}{\omega}\,\frac{3V_1^2}{x_M}} = \alpha\,\nu_1\,Q^3\,\frac{g}{g^2\left((\nu_1\,\nu_2 - 1)^2 Q^4 + \nu_1^2\,\nu_2^2\,Q^2\right) + g(2\,\alpha\,\nu_1^2\,Q^2) + \alpha^2\nu_1^4(1+Q^2)}$$

qu'on met sous la forme

$$C_r = H\,\frac{g}{Ag^2 + Bg + D}\,, \qquad (20)$$

avec $C_r = \dfrac{C}{\dfrac{p}{\omega}\,\dfrac{3V_1^2}{x_M}}$, $H = \alpha\,\nu_1\,Q^3$, $A = (\nu_1\,\nu_2 - 1)^2 Q^4 + \nu_1^2\,\nu_2^2\,Q^2$

$B = 2\,\alpha\,\nu_1^2\,Q^2$, $D = \alpha^2\,\nu_1^4\,(1+Q^2)$

Le glissement est alors donné en fonction du couple rapporté à $\dfrac{p}{\omega}\,\dfrac{3V_1^2}{x_M}$ par l'équation

$$g^2\,A\,C_r + g(B\,C_r - H) + D\,C_r = 0.$$

On en déduit $g = \dfrac{-(BC_r - H) - \sqrt{(BC_r - H)^2 - 4ADC_r^2}}{2AC_r}$; (21)

ce qui permet de tracer la courbe $g(C_r)$. On vérifie qu'elle passe bien par son maximum pour le glissement donné par la relation (18).

Lorsque la tension et la fréquence diminuent

V_1 devient $m\,V_1$; ω, $\ell\,\omega$; Q, $\ell\,Q$ et x_M, $\ell\,x_M$

$$\frac{C}{\dfrac{p}{\omega}\,\dfrac{3V_1^2}{x_M}\,\dfrac{m^2}{\ell^2}} = \alpha\,\nu_1\,\ell^3\,Q^3\,\frac{g}{A'g^2 + B'g + D'} ,$$

ou, en mettant en évidence le couple réduit C_r,

$$C_r = H'\,\frac{g}{A'g^2 + B'g + D'} , \qquad (20')$$

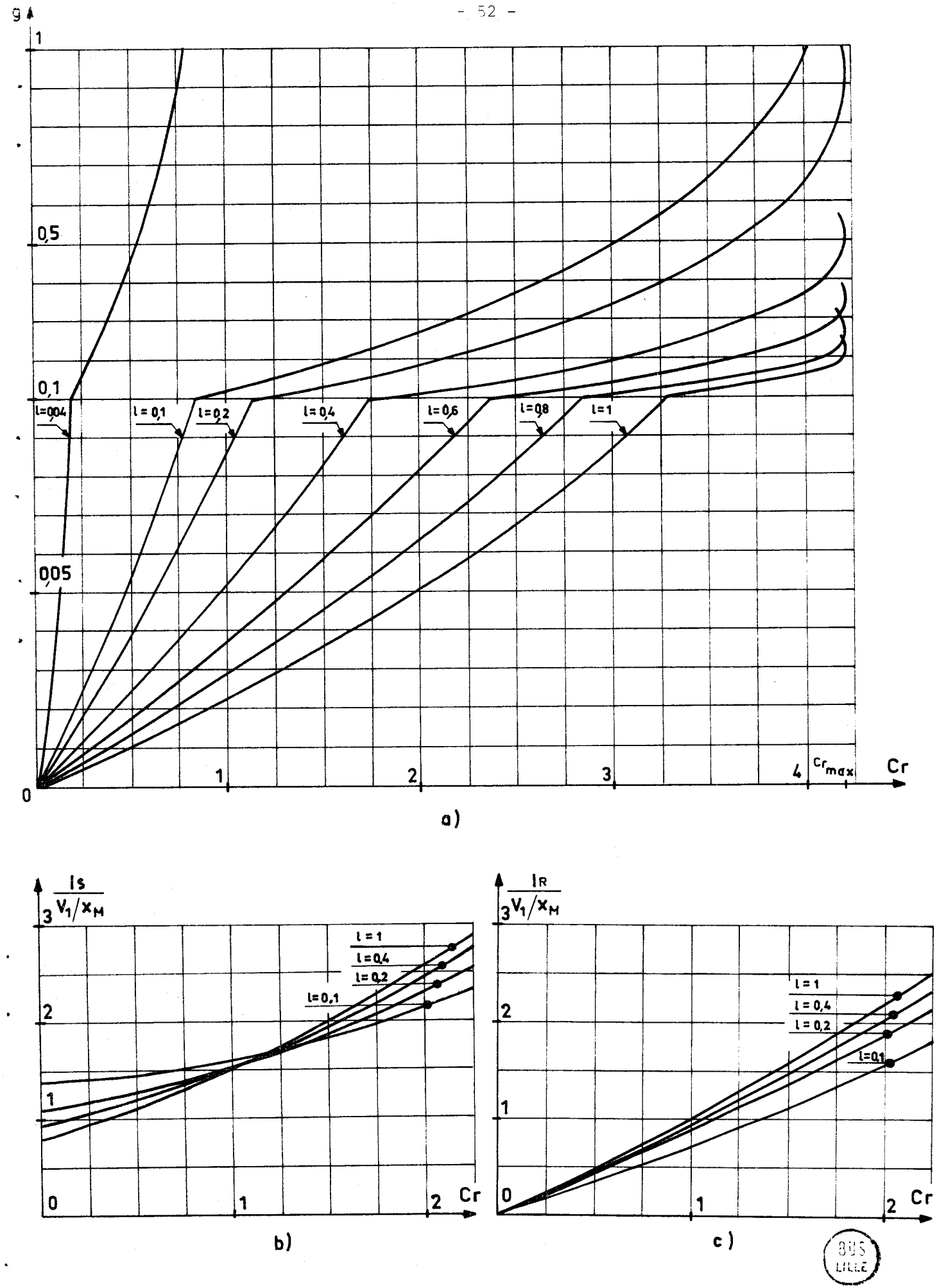
avec $H' = m^2\,\ell\,H = m^2\,\ell\,\alpha\,\nu_1\,Q^3$; $A' = (\nu_1\,\nu_2 - 1)^2\ell^4 Q^4 + \nu_1^2\,\nu_2^2\,\ell^2 Q^2$

$B' = 2\,\alpha\,\nu_1^2\,\ell^2\,Q^2$ $\qquad D' = \alpha^2\,\nu_1^4\,(1+\ell^2 Q^2)$

D'où le glissement g correspondant à un couple réduit donné

$$g = \frac{-(B'C_r - H') - \sqrt{(B'C_r - H')^2 - 4\,A'D'C_r^2}}{2\,A'\,C_r} \qquad (21')$$

On a tracé pour diverses valeurs de ℓ, la caractéristique $g(C_r)$ pour $\alpha = 2$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $Q = 100$ (fig 21a).



BUS LILLE

Fig 21 - Caractéristiques, lors du fonctionnement à C_{max} constant, donnant, en fonction du couple
a) le glissement b) le courant statorique c) le courant rotorique
($\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $Q = 100$; $\alpha = 2$)

Ces courbes montrent la première conséquences de la réduction de la fréquence : *à couple donné, plus la fréquence est faible et plus le glissement est important.*

Cet inconvénient risque de conduire à des échauffements anormaux aux vitesses réduites.

II.1.1.3. Courants statorique et rotorique

Les relations $(6._1)$, $(7._1)$, $(9._1)$ entre les pertes Joule rotoriques, la puissance, le couple et les courants permettent d'exprimer ces derniers en fonction du couple réduit.

Pour l'alimentation sous la tension V_1 de fréquence f,

$$P_{méc} = \frac{C\omega}{p}(1-g)$$

$$P_{JR} = g\,\frac{C\omega}{p} = \frac{g}{1-g}\,P_{méc}$$

D'où les courants

au rotor, $I_R = \sqrt{\dfrac{P_{JR}}{3r_2}} = \sqrt{\dfrac{gC\omega}{3pr_2}}$

et au stator, $I_S = \sqrt{\dfrac{gC\omega}{3pr_2}} \cdot \sqrt{\dfrac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}{Q\,g}}$

ou, en remplaçant r_2 par $\alpha\,\nu_1\,x_M / Q$,

$$I_R = \sqrt{\frac{C\,\omega}{3\,p\,x_M}\;\frac{g\,Q}{\alpha\,\nu_1}} \quad ; \quad I_S = \sqrt{\frac{C\,\omega}{3\,p\,x_M}\;\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}{\alpha\,\nu_1\,Q\,g}}$$

soit, en fonction du couple réduit

$$I_R = \frac{V_1}{x_M}\sqrt{C_r\,\frac{g\,Q}{\alpha\nu_1}} \tag{22}$$

$$I_S = \frac{V_1}{x_M}\sqrt{C_r\,\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}{\alpha\,\nu_1\,Q\,g}} \tag{23}$$

g étant lui-même donné, en fonction de C_r, par la relation (21).

Pour l'alimentation sous une tension V_1' égale à $m\,V_1$ de pulsation $\omega' = \ell\,\omega$, les expressions des courants deviennent :

$$I_R = \sqrt{\frac{C\,\ell\,\omega}{3\,p\,\ell\,x_M}\;\frac{g\,\ell\,Q}{\alpha\,\nu_1}} \qquad I_S = \sqrt{\frac{C\,\ell\,\omega}{3\,p\,\ell\,x_M}\;\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,\ell^2\,Q^2\,g^2}{\alpha\,\nu_1\,\ell\,Q\,g}}$$

ou

$$I_R = \frac{V_1}{x_M}\sqrt{C_r\,\frac{g\,\ell\,Q}{\alpha\,\nu_1}} \qquad (22')$$

$$I_S = \frac{V_1}{x_M}\sqrt{C_r\,\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,\ell^2\,Q^2\,g^2}{\alpha\,\nu_1\,\ell\,Q\,g}} \qquad (23')$$

g étant maintenant donné, en fonction de C_r, par la relation (21').

Les courbes des figures 21 b et c tracées pour divers ℓ montrent comment varient I_R et I_S en fonction de C_r dans la zone pratique de fonctionnement (couple compris entre 0 et la moitié, par exemple, de sa valeur maximale).

II.1.1.4. Critique de ce mode de réglage

. Le réglage simultané de la fréquence et de la tension pour maintenir le couple maximum constant à toutes les fréquences est *intéressant* au point de vue mécanique de par son principe même. On peut obtenir une marche stable pour toutes les valeurs de C comprises entre zéro et C_{max} à toutes les vitesses comprises entre zéro et la partie stable de la caractéristique à tension et fréquence nominales (fig 21 a).

. Mais au point de vue courants, donc échauffement, les performances sont *moins bonnes*. La figure 21 c montre que, à couple donné, I_R diminue peu avec ℓ ; cette réduction ne devenant sensible que pour les très faibles valeurs de ce rapport. Quant au courant statorique (fig 21 b) ce n'est que pour les fortes valeurs de C que sa valeur diminue avec ℓ donc avec la vitesse ; pour les couples faibles le courant augmente quand la vitesse diminue

Cette non réduction ou cette réduction faible des courants et des pertes Joule correspondantes quand la fréquence et donc la vitesse diminuent conduit à une dégradation du rendement et surtout à des échauffements excessifs si on n'y prend garde.

Si le moteur assure lui-même sa propre ventilation, celle-ci sera d'autant moins efficace que la vitesse sera plus réduite. A cause de l'échauffement des bobinages, le couple que peut développer en régime permanent le moteur diminue au fur et à mesure qu'il tourne plus lentement.

Cet inconvénient n'est pas propre aux variateurs pour moteurs asynchrones, comme nous le montrerons ultérieurement (§ II.1.2.1). Il est

moins fort que pour les montages utilisant des moteurs à courant continu ; nous montrerons même qu'il est possible avec les machines asynchrones de l'atténuer.

. Le schéma équivalent sur lequel nous travaillons ne permet pas d'évaluer les autres pertes, pertes mécaniques et pertes dans le fer.

Les pertes mécaniques par frottement et par ventilation diminuent avec la vitesse.

Les pertes dans le fer du stator diminuent elles aussi avec la vitesse ou la fréquence. Le réglage à couple maximum constant correspond sensiblement à une marche à flux constant. Quand la fréquence diminue, ce flux balaye moins vite le fer statorique d'où réduction des pertes par hystérésis et courants de Foucault.

Les pertes dans le fer du rotor, d'ailleurs peu importantes, diminuent aussi. Quand la fréquence f' est élevée le glissement g est faible ; quand f' est faible, g est plus important. Or la fréquence rotorique est égale à g f'. L'examen des courbes de la figure 21 a montré que, à couple donné, g f' qui est proportionnel à g diminue avec f'. Quand on réduit la fréquence, les pertes dans le fer rotorique diminuent.

Cette *réduction des pertes autres que les pertes Joule* quand la vitesse diminue ne peut être que bénéfique pour résoudre le problème du refroidissement aux vitesses réduites.

II.1.1.5. Amélioration des caractéristiques

La valeur relative élevée d'ordinaire donnée à la résistance rotorique des moteurs à cage a pour but d'accroître le couple de démarrage. Mais elle accentue le glissement en régime normal, augmente les pertes Joule rotoriques et diminue le rendement.

Lors de l'alimentation par un variateur de vitesse à fréquence et tensions variables, le problème du couple de démarrage ne se pose pas puisque nous avons vu qu'on pouvait obtenir le même couple maximum à toutes les vitesses et en particulier à l'arrêt.

On a donc intérêt à *construire le moteur avec un secondaire peu résistant.*

Le même moteur, ayant le même circuit magnétique, le même encochage, le même bobinage primaire, mais une cage en métal moins résistant

- peut à pleine tension et à pleine fréquence développer, à échauffement donné, un couple nominal plus fort
- à couple donné, lorsqu'on réduit la vitesse, verra son échauffement diminuer.

A noter que la modification de r_2 donc de α n'affecte ni la valeur du couple maximum, ni la relation à établir entre m et ℓ pour que le couple maximum soit le même à toutes les fréquences.

Pour illustrer cette possibilité d'amélioration des performances, on a tracé (fig 22 a) les courbes $g(C_r)$ pour diverses valeurs de ℓ, pour α égal à 1 et non plus à 2 ; les autres rapports ν_1, ν_2 et Q conservant les mêmes valeurs que lors de la détermination des caractéristiques de la figure 21.

La comparaison des courbes $g(C_r)$ des figures 21 a et 22 a montre bien que la réduction de α ne pose pas de problème au démarrage. Pour avoir le même couple il suffit de partir d'une fréquence plus faible.

Les figures 22 b et 22 c montrent, dans la zone utile de fonctionnement, l'évolution des pertes Joule dans les enroulements en fonction du couple. La comparaison avec celles obtenues lorsque α égalait 2 montre que si les pertes dans le stator ne sont pratiquement pas modifiées, il en est tout autrement de celles produites dans le bobinage rotorique.

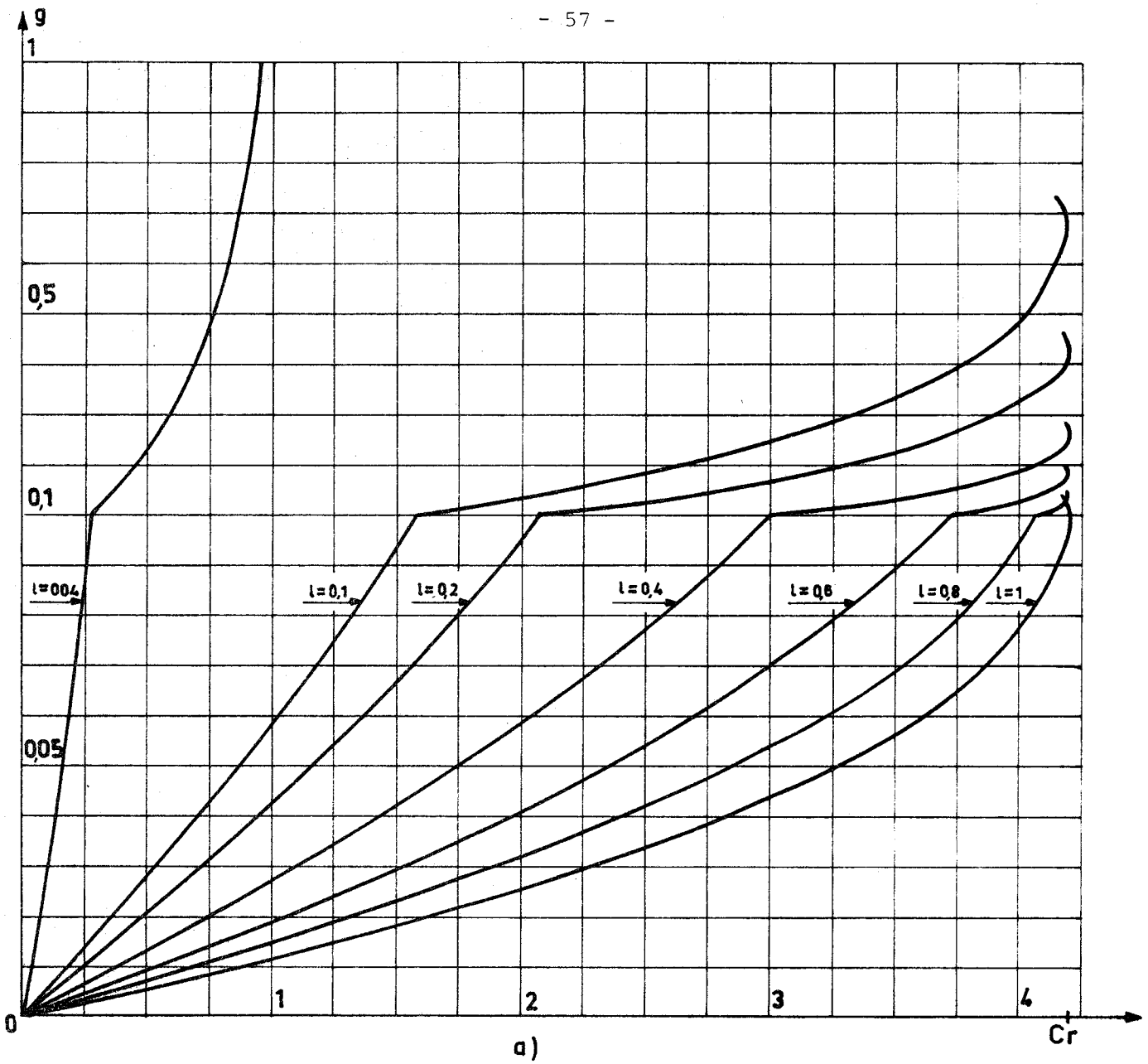
La réduction de α diminue, à couple donné, le glissement et les pertes au rotor, améliorant bien les performances du moteur. (1)

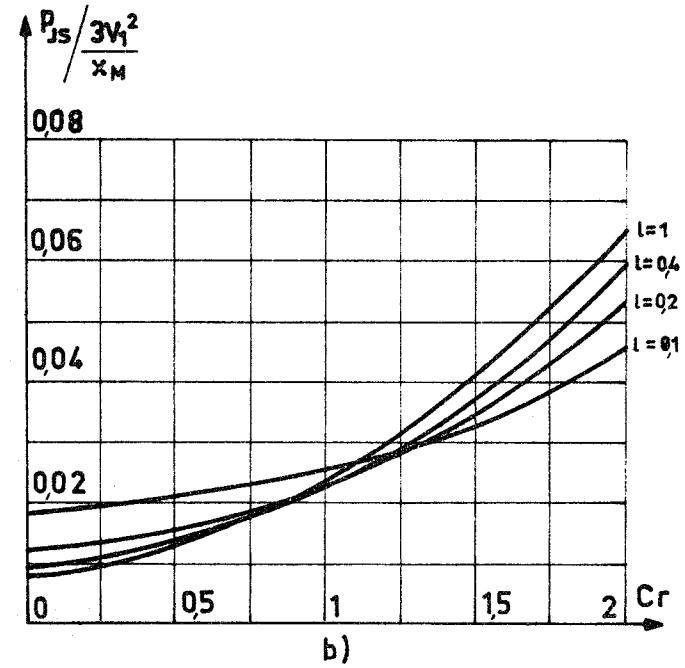
II.1.1.6. Remarque sur l'écart entre la commande à couple maximum constant et la commande à m égal à ℓ

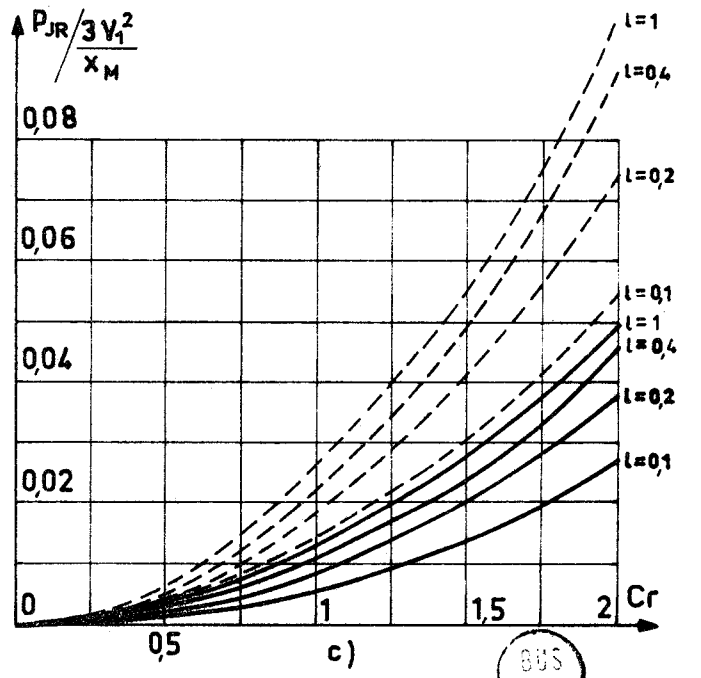
Pour maintenir le couple maximum constant à toutes les fréquences, on a vu que le rapport m, soit V_1'/V_1, devait être légèrement supérieur à celui ℓ de f' sur f (fig 20). Pour les faibles valeurs de ℓ, m/ℓ devait être très supérieur à l'unité.

Afin d'évaluer les effets de ce "survoltage relatif" nous avons regardé ce qu'on obtiendrait si m était égal à ℓ.

(1) *L'étude de l'influence sur les pertes dans les enroulements à couple donné montre si l'on veut travailler à C_{max} constant l'action sur les autres paramètres (ν_1 , ν_2 et Q) ne produit guère d'effets appréciables.*

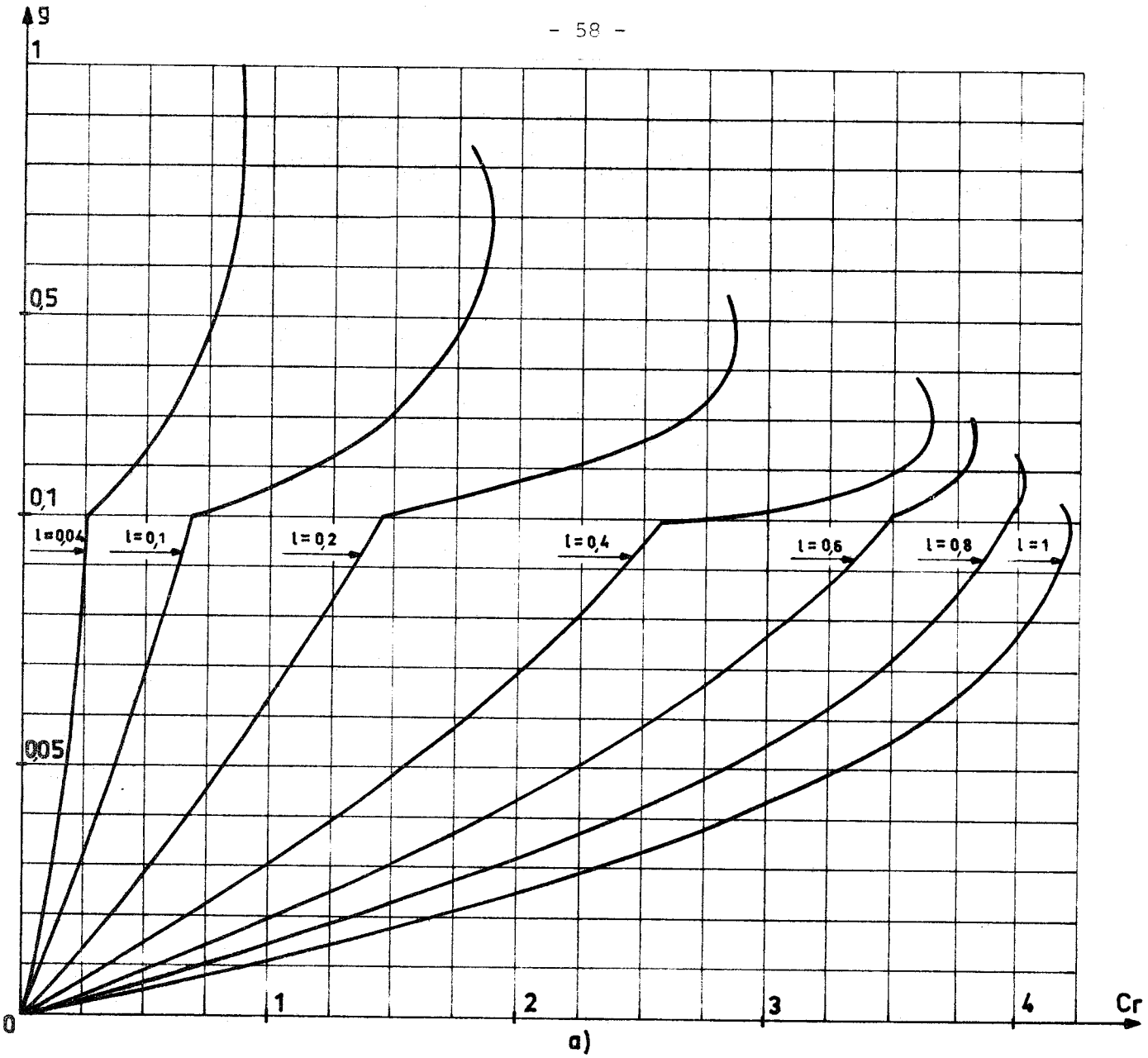


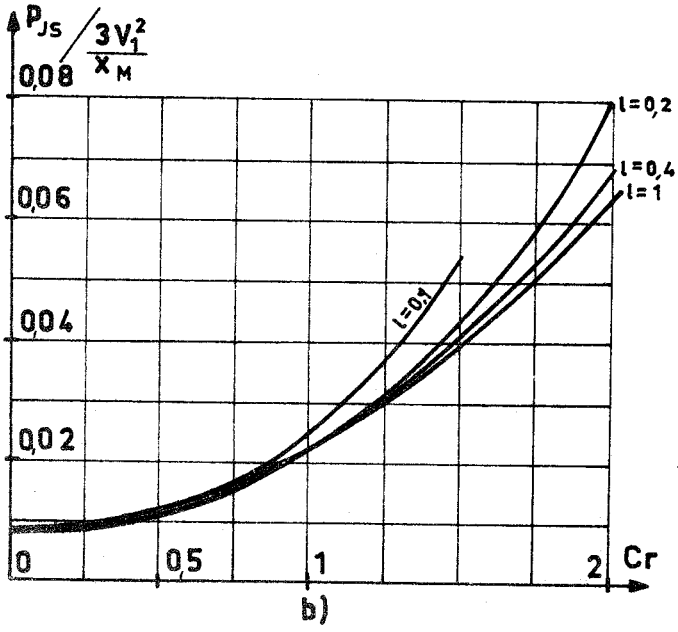


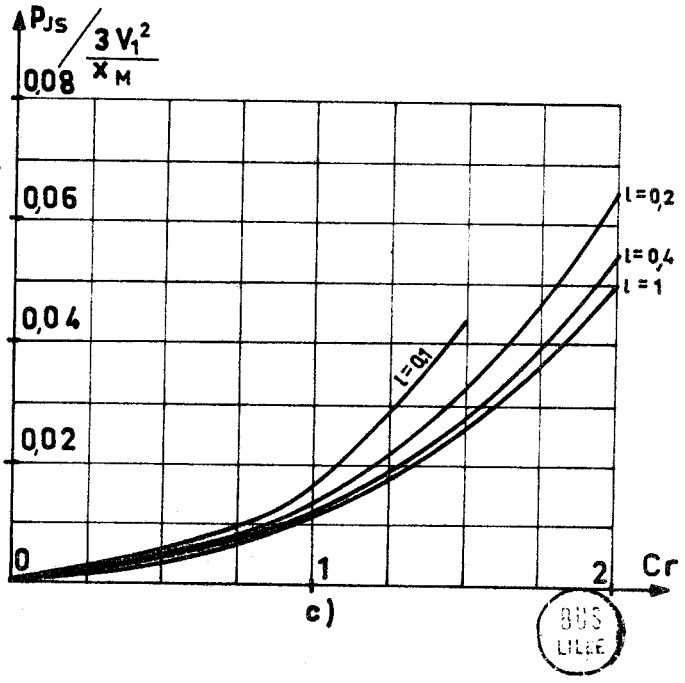


BUS LILLE

Fig 22 - Caractéristiques, lors du fonctionnement à C_{max} constant, donnant en fonction du couple
a) le glissement b) les pertes Joule au stator c) les pertes Joule au rotor
($\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $Q = 100$; $\alpha = 1$)
(En traits interrompus, pertes Joule pour α égal à 2 au lieu de 1)







BUS LILLE

Fig 23 - Caractéristiques pour le fonctionnement à m égal à ℓ donnant en fonction du couple
a) le glissement b) les pertes Joule au stator c) les pertes Joule au rotor
($\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $Q = 100$; $\alpha = 1$)

Si m égale ℓ, quelles que soient les valeurs des paramètres α, ν_1, ν_2 et Q,

- le couple maximum diminue avec la fréquence f' ;
- à couple donné le glissement croît quand on réduit f' ;
- les pertes Joule au rotor et au stator, à couple donné, augmentent quand f' diminue.

Les caractéristiques de la figure 23 par exemple ont été tracées pour les mêmes valeurs de α, ν_1, ν_2 et Q que celles de la figure 22, mais en faisant m égal à ℓ.

Si pour les faibles couples, le courant statorique est réduit à cause du courant magnétisant, on voit que lorsque la charge augmente il devient plus fort et cela d'autant plus que ℓ est plus réduit. Les pertes Joule au rotor augmentent quand ℓ diminue.

On voit que le réglage à C_{max} constant qui correspond à une augmentation de m/ℓ quand ℓ décroît est supérieur au réglage à $m = \ell$. Cette remarque montre dans quel sens il faudra modifier la relation entre m et ℓ lorsque on voudra réduire l'échauffement des bobinages aux faibles vitesses.

II.1.2. Amélioration de la caractéristique de commande

II.1.2.1. Préliminaires

a) La marche "à couple constant"

Les remarques qui précèdent sur les difficultés de refroidissement aux basses vitesses ne doivent pas faire croire que le moteur asynchrone est moins apte que le moteur à courant continu à assurer des entraînements à vitesse variable. Il lui est en effet légèrement supérieur.

Il est classique de dire que le moteur à courant continu à excitation séparée dont l'induit est alimenté par une tension continue variable peut fournir un couple constant à toutes les vitesses. En effet à flux inducteur et à courant dans l'induit constants, le couple est indépendant de la vitesse.

Mais quand on parle de cette marche "à couple constant", on oublie trop souvent de signaler que les pertes dans les enroulements de l'inducteur et de l'induit étant indépendantes de la vitesse, plus celle-ci est réduite, plus le moteur est difficile à refroidir.

A ce point de vue le moteur asynchrone est supérieur au moteur à courant continu, car comme le montrent les caractéristiques de courants ou de pertes des figures 21 et 23, à couple constant, le courant rotorique et même le courant statorique aux charges notables diminuent quand on réduit la vitesse.

b) Les deux modes de ventilation

Si l'on veut effectivement fonctionner à couple constant dans une large gamme de vitesse avec un moteur à courant continu, il faut adopter une *ventilation forcée*, afin d'assurer le passage dans la machine d'un flux d'air indépendant de la vitesse. Cela nécessite que le ventilateur soit entraîné non par le moteur lui-même mais par une autre machine tournant à vitesse constante.

Si on adopte ce mode de refroidissement pour le moteur asynchrone, la caractéristique de réglage $m(\ell)$ donnant un couple maximum constant permet d'assurer sans aucune difficulté la marche à couple constant. On peut même
- grâce à la réduction des pertes avec la vitesse, développer aux faibles valeurs de la vitesse un couple supérieur au couple nominal indiqué pour la valeur maximale de celle-ci.
- grâce à la possibilité d'emploi d'une cage moins résistante, garantir avec un moteur de même encombrement l'obtention à toutes les vitesses d'un couple supérieur à celui que donnerait une machine de construction classique.

Les difficultés apparaissent quand la machine doit assurer son propre refroidissement par un ventilateur monté sur son arbre. Les équipements avec *moteur auto-ventilé* sont fréquents en moyenne et surtout en faible puissance.

Il est évident que avec un refroidissement d'autant moins efficace que le moteur tourne plus lentement, le couple que le moteur peut développer sans échauffement anormal diminue avec la vitesse.

Aussi, le constructeur devrait alors normalement indiquer la *zone des vitesses prévues* et le couple que le moteur peut fournir en régime permanent pour diverses valeurs de la vitesse et tout au moins pour les deux extrémités de la zone annoncée.

Il est évident qu'à la vitesse minimum N_{min} signalée le couple développable sans échauffement excessif, C_{min}, est inférieur à celui, C_{nom}, que l'on peut garantir à la vitesse nominale N_{nom}.

L'objet de cette étude de l'amélioration possible de la caractéristique de réglage est d'examiner comment réduire la diminution du rapport $\frac{C_{min}}{C_{nom}}$, à $\frac{N_{min}}{N_{nom}}$ donné, pour une machine autoventilée.

II.1.2.2. Les pertes à évacuer

Pour voir comment réduire l'échauffement quand le moteur, alimenté sous tension et fréquence faibles, tourne lentement, il faut examiner l'influence de la vitesse, du rapport m/ℓ et des caractéristiques de construction sur les pertes à évacuer.

a) Les pertes mécaniques et par ventilation diminuent avec la vitesse proportionnellement à celle-ci pour certaines, au carré ou au cube de la vitesse pour d'autres.

b) Au stator, il y a des pertes dans le fer et des pertes Joule dans les enroulements.

Les pertes dans le fer à flux donné diminuent avec la fréquence donc avec la vitesse. Pour les réduire il faudrait diminuer le flux donc le rapport m/ℓ ; mais aux faibles valeurs de ℓ ces pertes sont très réduites.

Le courant statorique, à tension et fréquence données, part, à vide, d'une valeur peu différente du courant magnétisant puis croît avec la charge. Le courant magnétisant diminue si on réduit la tension. Le courant en charge est la somme vectorielle du courant magnétisant et du courant de travail ; celui-ci est proportionnel au couple développé et inversement proportionnel à la tension.

Un accroissement modéré du rapport m/ℓ augmente le courant à vide mais permet de réduire le courant absorbé lorsqu'on développe le couple nominal. Ce résultat apparaissait sur les courbes des figures 21 b et 22 b.

c) Au rotor, les pertes se situent dans le fer et surtout dans l'enroulement.

Les pertes fer dépendent du flux et de la fréquence rotorique donc du glissement. Si on augmente la tension le flux croît mais le glissement diminue, ces pertes restent négligeables.

Les pertes Joule augmentent avec le glissement qui est d'autant plus fort à couple donné que ce dernier est plus voisin du couple maximum. Or le couple maximum croît quand les coefficients de dispersion diminuent et quand la tension croît.

Pour réduire les pertes au rotor il faut augmenter la tension, ce qui est aussi bénéfique pour réduire les pertes Joule au stator. Cet *accroissement relatif de U'/U par rapport à f'/f* doit cependant être limité pour qu'il n'entraîne pas une saturation excessive du fer et de trop grandes pertes dans ce dernier.

II.1.2.3. Caractéristiques à donner au moteur

Les remarques qui précèdent montrent que si on utilise un moteur à cage de construction courante, l'amélioration qu'on pourra tirer de la modification de la relation liant m à ℓ sera limitée.

Il est souhaitable d'*utiliser un moteur spécialement construit pour être alimenté par un variateur de vitesse :*

- sa cage doit être en cuivre et non en aluminium ou en alliage plus résistant encore ;
- les encoches du rotor doivent être ouvertes ou semi-ouvertes pour réduire le flux de dispersion rotorique ;
- l'entrefer doit être aussi étroit que possible pour réduire le courant magnétisant.

En pratique, on peut utiliser une machine construite comme un moteur à rotor bobiné mais remplacer le bobinage secondaire par une cage peu résistante.

On aura alors une valeur normale de Q, des valeurs faibles de α, ν_1 et ν_2. Ce moteur aura à tension et fréquence nominales un rapport du couple maximum au couple nominal élevé. Aux faibles fréquences, ce rapport restant élevé, on obtiendra un glissement réduit.

II.1.2.4. Réglage avec survoltage relatif quand la fréquence diminue

On a vu qu'il était intéressant pour réduire les pertes et l'échauffement de rendre le rapport V_1'/V_1 supérieur à f'/f au fur et à mesure que la fréquence diminue.

Sur la figure 24, à côté de la droite m = ℓ en traits mixtes, on a schématisé par une courbe en traits interrompus le réglage de m en fonction de ℓ correspondant à la constance du couple maximum. C'est pratiquement une droite reliant le point à m faible correspondant à ℓ nul et le point où m et ℓ valent tous deux un.

Pour améliorer les performances à vitesse réduite, *on majore le rapport m/ℓ quand la fréquence diminue.*

Sur cette même figure, on a supposé que la gamme de vitesses correspondait successivement au passage de la fréquence f' de 0,25 f à f, puis de 0,5 f à f. Pour les deux fréquences minimales correspondant à des régimes permanents on a pris m/ℓ égal à 1,5 ; puis on a fait croître linéairement m en fonction de ℓ jusqu'au point nominal (m = 1, ℓ = 1).

Le réglage correspondant aux régimes permanents sans échauffement anormal est donc donné par les segments AB. Lors du démarrage par montée en fréquence, la valeur de la tension sera réglée par un dispositif limiteur du courant statorique.

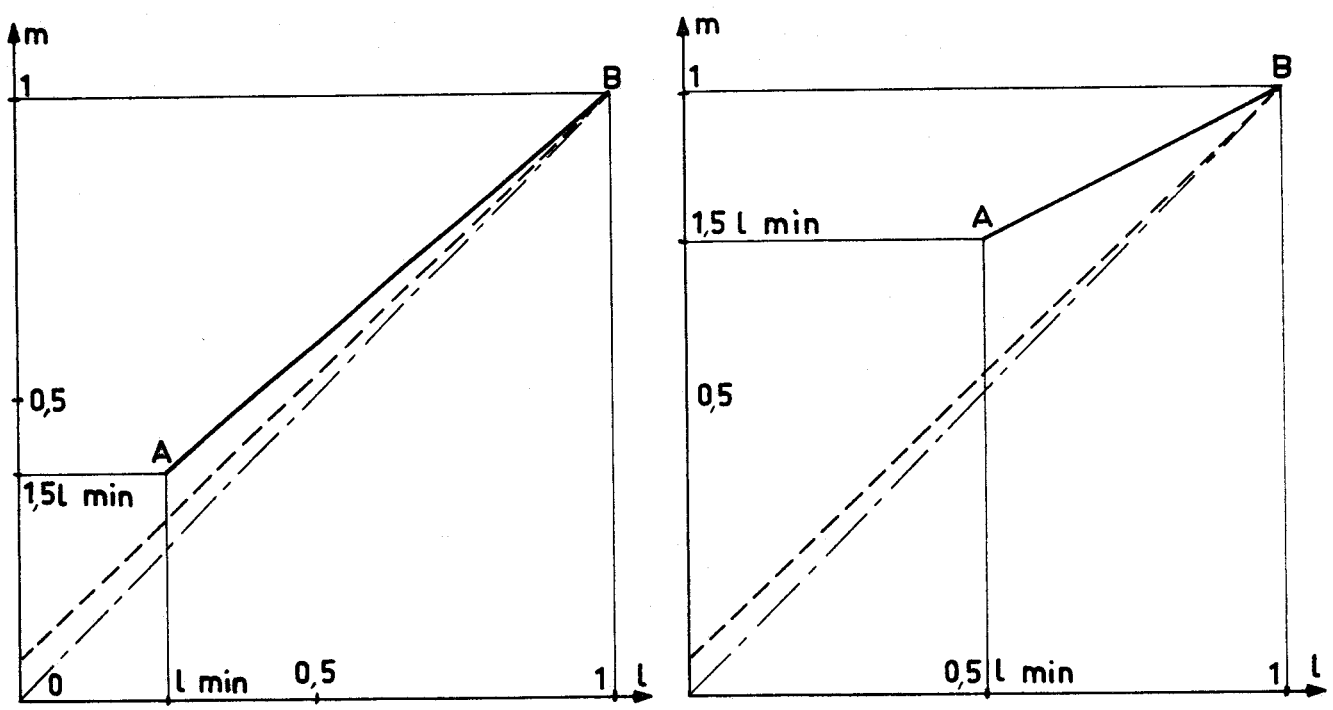


Fig 24 - Exemples de caractéristiques de réglage modifiées (k = 1,5)

a) $f'_{min} = \frac{1}{4} f$ *b)* $f'_{min} = \frac{1}{2} f$

L'amélioration qu'on peut attendre du réglage en

$$m = \frac{(k-1)\ell_{min}}{1-\ell_{min}} + \frac{1-k\ell_{min}}{1-\ell_{min}}\ell ,$$

avec $k = \frac{m_{min}}{\ell_{min}}$, coefficient de surtension relative à la fréquence minimum,

que représentent les segments tels que AB est évidemment d'autant plus nette, à k donné, par rapport au réglage en

$$m \simeq \ell$$

que ℓ_{min} est plus grand.

Pour les faibles valeurs de ℓ_{min}, il faut accroître la valeur de k. (1)

Avec des valeurs des paramètres telles que celles que devrait présenter un moteur adapté,

soit $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}025$; $\alpha = 0{,}8$

nous avons tracé (fig 25 a) partiellement les caractéristiques mécaniques $g = f(C_r)$ pour diverses valeurs de la fréquence comprises entre 0,25 f et f ; ℓ_{min} étant de 0,25, on a pris k = 2 donc

$$m = \frac{2\ell+1}{3} \quad \text{ou} \quad V'_1 = \frac{V_1}{3}\left(1+2\frac{f'}{f}\right)$$

On voit que, dans la zone utile (2) de fonctionnement, le glissement à couple donné décroît avec la fréquence au lieu de s'aggraver lorsque celle-ci diminue. Cela est dû au fait que le couple maximum, comme le flux, croît au fur et à mesure que f' diminue.

Sur la figure 25 b on a tracé l'évolution de l'ensemble des pertes Joule dans les enroulements en fonction de C_r pour diverses valeurs de ℓ. On obtient bien le résultat escompté. Si aux faibles charges ces pertes augmentent quand m diminue à cause de l'accroissement du courant magnétisant, dans la zone des couples nomimaux, à couple donné, les pertes Joule sont plus faibles quand le moteur tourne plus lentement.

(1) *Il faut toutefois veiller à ne pas saturer excessivement le circuit magnétique du moteur.*

(2) *C_r étant toujours donné par $C/\frac{p}{\omega}\frac{3V_1}{x_M}$ est indépendant de α, ν_1, ν_2 et Q ; le fonctionnement normal du moteur correspond aux mêmes valeurs de C_r que lorsque ces paramètres donnaient un moindre couple maximum.*

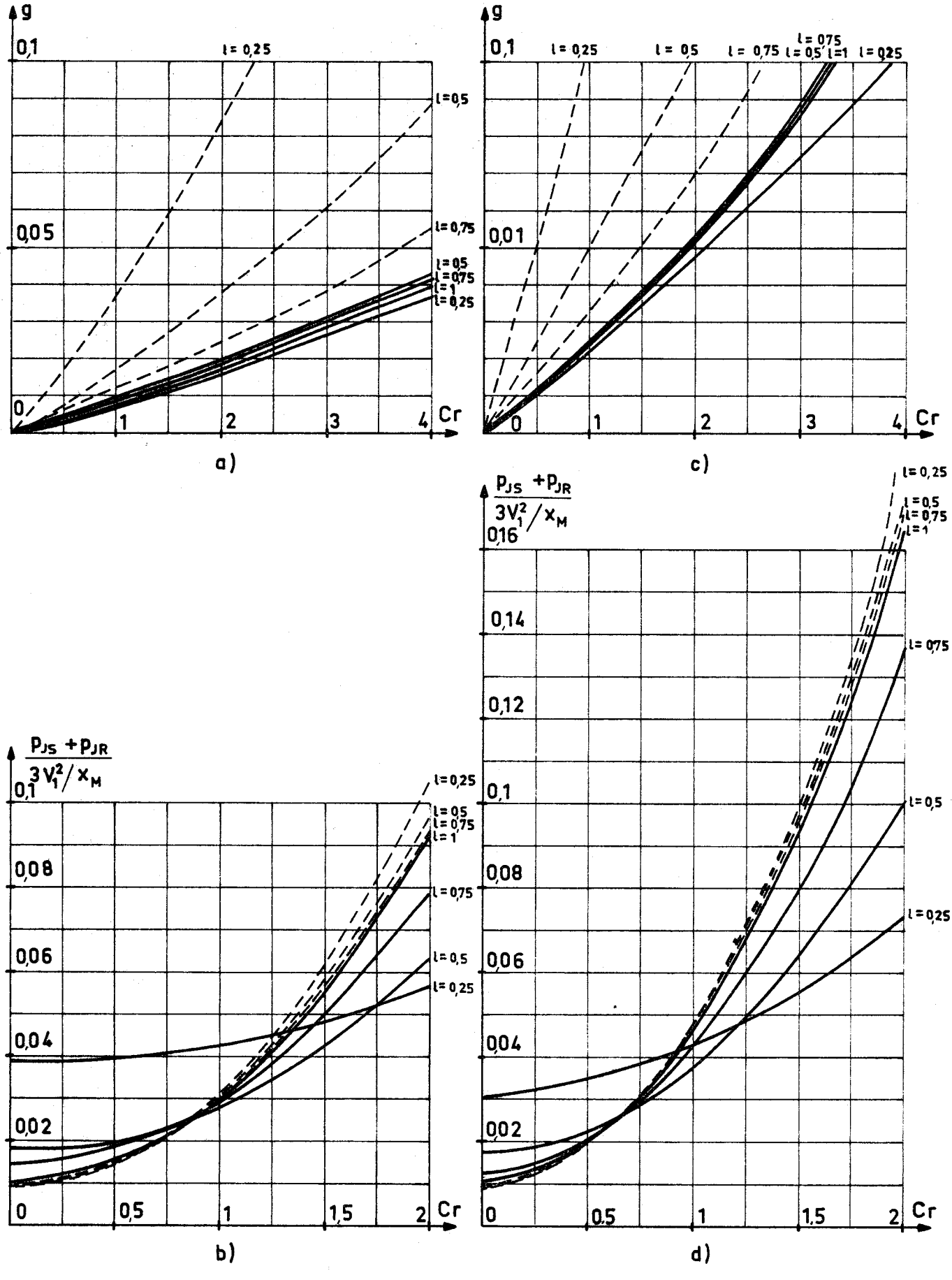


Fig 25 - Caractéristiques donnant, en fonction du couple réduit, le glissement et les pertes Joule dans les enroulements, pour diverses valeurs de f' comprises entre 0,25 f et f.

a) et b) : Q = 100 ; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}025$; $\alpha = 0{,}8$

c) et d) : Q = 100 ; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$

Les courbes en traits pleins correspondent au réglage en $m = (2\ell+1)/3$, celles en traits interrompus à $m = \ell$.

BUS LILLE

Pour montrer que l'accroissement relatif de la tension quand la fréquence diminue est bénéfique même pour un moteur à cage de construction normale, nous avons déterminé les mêmes caractéristiques (fig 25 c et d) en prenant toujours $m = (2\ell + 1)/3$ mais $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$.

Enfin pour bien mettre en évidence l'avantage de l'accroissement du flux quand f' diminue nous avons tracé, en traits interrompus, sur les quatre parties de la figure 25, les caractéristiques qu'on obtiendrait avec un réglage en $m = \ell$.

La comparaison des quatre familles de courbes donnant pour divers ℓ en fonction de C_r les pertes dans les enroulements, illustre bien les moyens préconisés pour réduire les pertes Joule aux faibles vitesses :

- *utiliser un moteur construit en vue de son utilisation à fréquence variable*
- *réduire la tension d'alimentation moins fortement que la fréquence quand on diminue celle-ci.*

II.1.3. Vérifications expérimentales

Pour vérifier l'étude qui précède concernant le fonctionnement du moteur asynchrone alimenté en sinusoïdal à tension et fréquence variables, nous avons utilisé le montage schématisé sur la figure 26.

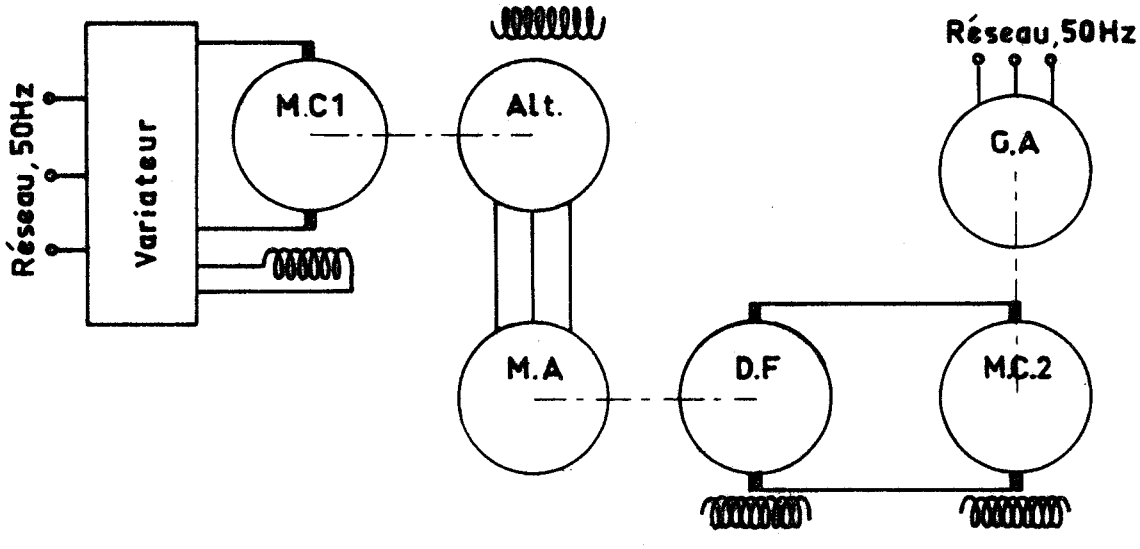


Fig 26 - Schéma du montage expérimental

Le moteur asynchrone essayé M.A. est alimenté par un groupe convertisseur comportant un variateur électronique de vitesse alimenté par le réseau, un moteur à courant continu M.C.1 et un alternateur triphasé Alt. entraîné par celui-ci. Par la vitesse du groupe on régle la fréquence f' d'alimentation de M.A. , par l'excitation de l'alternateur on règle la valeur V_1' des tensions aux bornes de ses phases.

Le moteur asynchrone entraîne une dynamo-frein D.F. qui débite sur un moteur à courant continu M.C.2 accouplé à une machine asynchrone fonctionnant en génératrice G.A. qui débite sur le réseau.

Par l'excitation de M.C.2 et de D.F., on règle la charge demandée au moteur essayé.

On mesure la fréquence f' et la valeur V_1' des tensions d'alimentation du moteur asynchrone, la puissance et le courant I_S qu'il absorbe, son glissement. Connaissant sa vitesse et, grâce à la dynamo-frein, son couple utile, on détermine sa puissance utile et son rendement.

Le moteur essayé, le même que celui utilisé pour les essais à fréquence fixe (voir § I.4.4.), d'une puissance de 7,5 CV, présente la valeur suivante des paramètres

$$Q \simeq 110 \qquad \nu_1 \simeq \nu_2 \simeq 1{,}04 \qquad \alpha \simeq 1{,}85$$

Il est du type fermé à nervures ventilées.

Nous avons pratiqué un trou de faible diamètre dans le protège - ventilateur, dans un flasque et dans un anneau d'extrémité de la cage. On peut ainsi, à l'arrêt, en introduisant immédiatement après un essai un thermomètre dans le trou de l'anneau, mesurer l'échauffement interne du moteur.

II.1.3.1. Réglage à couple maximum constant

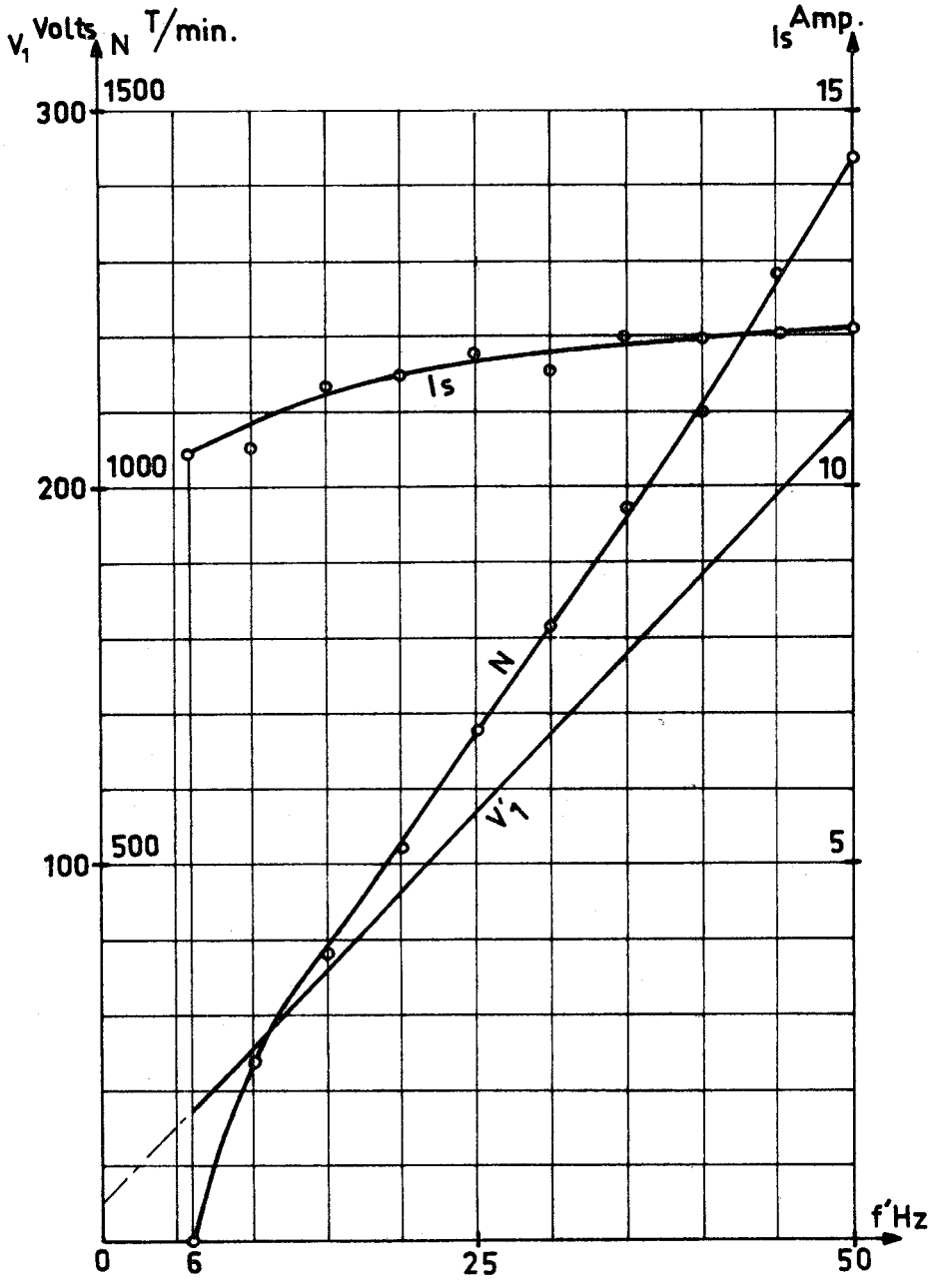
Pour montrer la possibilité que présente le moteur de développer le même couple à toutes les vitesses, si on néglige les problèmes d'échauffement en régime permanent, nous avons d'abord lié la variation de tension à celle de vitesse par la loi assurant la constance du couple maximum.

Vu la valeur des paramètres du moteur essayé, m doit varier en fonction de ℓ d'une façon sensiblement linéaire entre les points

$$\left(f' = 0 \ , \ \frac{V_1'}{V_1} = 0{,}05 \quad \text{et} \quad f = 50 \text{ Hz} \ , \ \frac{V_1'}{V_1} = 1\right)$$

La figure 27 donne les caractéristiques relevées à couple utile constant, égal au couple nominal,

$$\text{soit} \quad \frac{7{,}5 \times 736}{2\pi \, \frac{1430}{60}} = 37 \text{ mN.}$$



BUS LILLE

Fig 27 - Relevé, à couple utile constant et égal au couple utile nominal, du courant absorbé et de la vitesse en fonction de la fréquence. (Réglage "à couple maximum constant")

A l'arrêt, on rend solidaires par une cale le stator et le rotor de la dynamo-frein, on place le poids mobile sur le levier solidaire du stator de cette machine à la position correspondant à un couple de 37 mN. On augmente la fréquence et la tension d'alimentation du moteur asynchrone jusqu'à ce que le poids soit soulevé.

Ensuite la dynamo-frein pouvant tourner, le poids restant dans la même position, pour diverses valeurs de la fréquence f' et de la tension V'_1 correspondante, on agit sur l'excitation des machines D.F. et M.C.2 jusqu'à ce que le poids soit soulevé.

Ces essais doivent être menés rapidement car, surtout aux basses vitesses la machine s'échauffe très vite ; il faut la laisser se refroidir entre le relevé de deux points consécutifs.

Malgré l'imprécision des mesures, on observe bien l'accroissement du glissement et la légère diminution du courant prévus lorsque la fréquence diminue.

Les relevés effectués à demi-couple utile nominal montrent un démarrage pour une fréquence légèrement inférieure, des valeurs plus faibles du glissement, un courant statorique absorbé pratiquement constant.

A vide, désaccouplé de la dynamo-frein, le moteur démarre pour une tension simple V'_1 de 26 volts, une fréquence f' de 4 Hz, un courant de 8 A. Le courant diminue quand la fréquence augmente pour atteindre 5,2 A à 50 Hz.

Ces résultats correspondent bien à ce qu'indiquaient les calculs pour un moteur à cage de construction classique (voir figure 21 par exemple)

II.1.3.2. Amélioration du réglage

Pour voir si dans une plage de fréquences donnée, l'augmentation du flux lorsque la fréquence diminue permet de réduire l'échauffement, nous avons fait varier f' entre 12,5 et 50 Hz.

Pour chaque point, après une demi-heure de fonctionnement, nous avons noté les pertes p à évacuer, différence entre la puissance absorbée et la puissance utile, et la température θ de l'un des anneaux de la cage.

La figure 28 donne les courbes ainsi relevées lorsque le moteur développe son couple utile nominal

- lors du réglage à $m = \ell$ (tracés en traits interrompus)
- lors du réglage en $m = \frac{1}{6} + \frac{5\ell}{6}$ (caractéristiques en traits continus) qui correspond à $k = 1,5$ (k supérieur conduisait à une saturation trop forte aux basses fréquences).

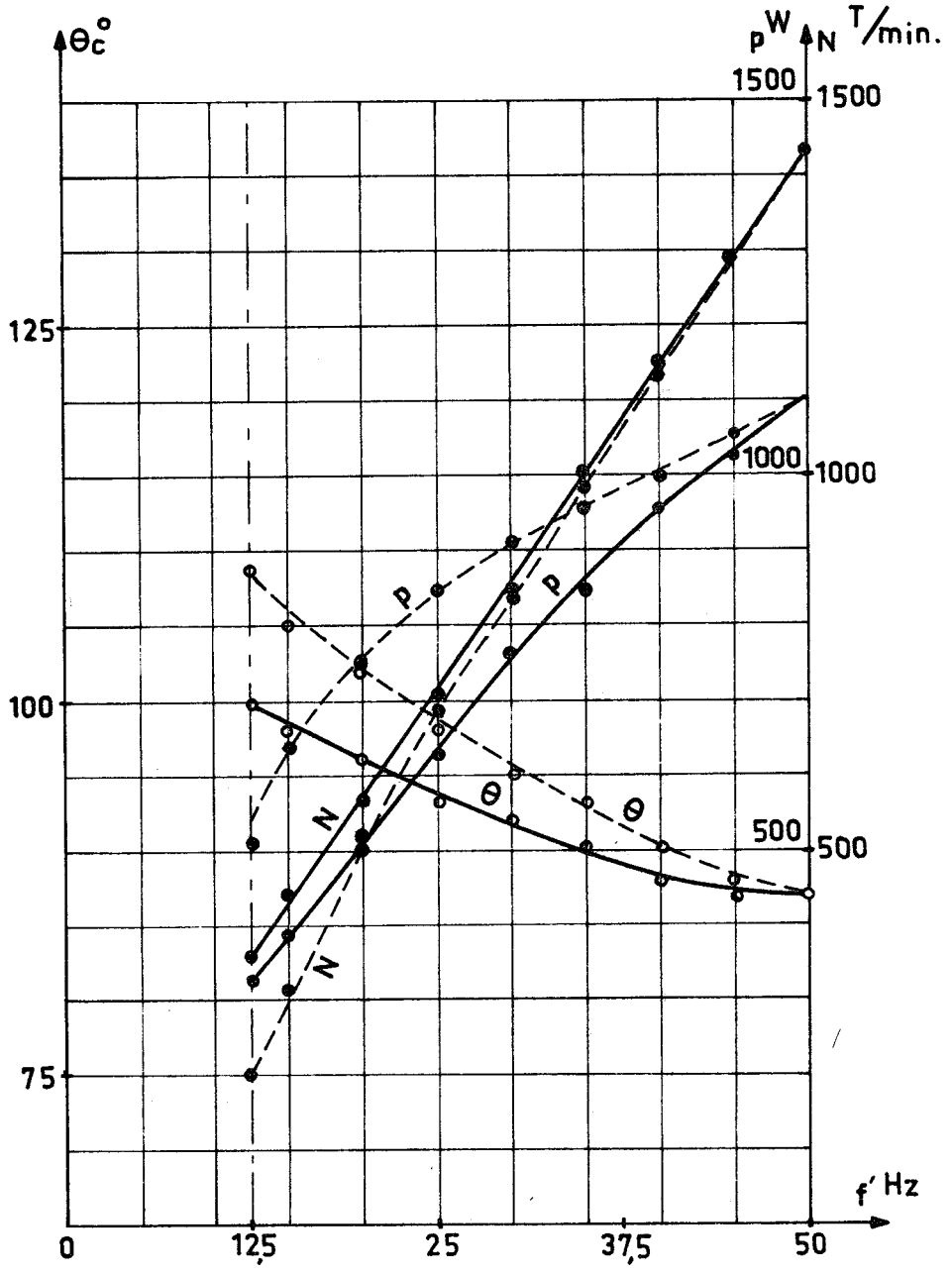


Fig 28 - Caractéristiques de pertes, d'échauffement et de vitesse en fonction de la fréquence du moteur développant son couple utile nominal

------ $V'_1 = 220 \frac{f'}{50}$

——— $V'_1 = 220(\frac{1}{6} + \frac{5}{6}\frac{f'}{50})$

On voit que quand la fréquence diminue, l'augmentation relative de la tension réduit les pertes. L'accroissement de température est nettement diminué à cause de la réduction des pertes et de l'augmentation de la vitesse. Avec la caractéristique de réglage modifiée le glissement est pratiquement constant, alors qu'il croît fortement aux basses fréquences lorsque $m = \ell$.

Si l'on diminue le couple utile demandé au moteur le passage de $m = \ell$ à $m = \frac{1}{3} + \frac{2\ell}{3}$ est de moins en moins bénéfique mais l'échauffement du moteur est plus faible.

On retrouve bien les résultats escomptés d'un accroissement du flux aux vitesses réduites.

II.2 ETUDE DES HARMONIQUES

Les variateurs de vitesse qui assurent simultanément la variation de la tension et de la fréquence d'alimentation du moteur asynchrone sont suffisamment élaborés pour que les tensions appliquées au stator ne contiennent ni les harmoniques pairs , ni les harmoniques 3 ou multiples de 3.

On peut donc se limiter à l'examen des effets des harmoniques 5, 7, 11, 13 ... et des moyens de les réduire.

Avec ce type de variateurs on travaille dans la zone à faible glissement où l'impédance présentée par le fondamental varie beaucoup avec celui-ci (voir fig 9). Il convient d'examiner comment cette impédance, celles présentées aux harmoniques, les couples dus à ces derniers varient avec la fréquence afin de voir si par un choix convenable des paramètres on peut atténuer les effets des harmoniques.

Les vérifications expérimentales confirmeront qu'un moteur convenablement choisi se comporte comme un filtre passe-bas et qu'un taux d'harmoniques raisonnable n'en altère guère les performances.

II.2.1. Influence des paramètres de construction sur les effets des harmoniques

II.2.1.1. Etude des impédances

L'impédance présentée par le moteur au fondamental lorsque le glissement est g et la fréquence ℓf se déduit directement de sa valeur à

fréquence f $\left(\text{relation } (3._1)\right)$, en remplaçant Q par ℓQ

$$Z_1 = x_M \frac{\sqrt{\left(\alpha\ \nu_1^2 - (\nu_1\ \nu_2 - 1)Q^2\ \ell^2\ g\right)^2 + \left(\nu_1\ \nu_2\ Q\ \ell\ g + \alpha\ \nu_1^2\ Q\ \ell\right)^2}}{\sqrt{(\alpha\ \nu_1\ Q\ \ell)^2 + (\nu_2\ Q^2\ \ell^2\ g)^2}}$$

De même l'impédance Z_n pour l'harmonique n s'écrirait à partir de $(4._n)$

$$Z_n = n\ x_M \frac{\sqrt{\left(\alpha\ \nu_1^2 - (\nu_1\ \nu_2 - 1)Q^2\ \ell^2\ n^2\ g_n\right)^2 + \left(\nu_1\ \nu_2\ Q\ \ell\ n\ g_n + \alpha\ \nu_1^2\ n\ Q\ \ell\right)^2}}{\sqrt{(\alpha\ \nu_1\ n\ Q\ \ell)^2 + (\nu_2\ Q^2\ \ell^2\ n^2\ g_n)^2}}$$

avec g_n glissement pour l'harmonique n lorsqu'il est g pour le fondamental

$$g_n = \frac{3K + g}{3K + 1} \quad , \text{ si } n = 3K + 1$$

$$= \frac{3K - g}{3K - 1} \quad , \text{ si } n = 3K - 1$$

On a tracé (fig 29) pour quatre valeurs de ℓ, les variations du rapport Z_5/Z_1 lorsque g varie de 0 à 0,1.

d'abord pour $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$

puis pour $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}025$; $\alpha = 2$

enfin pour $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 1$

Ces courbes montrent que même pour la fréquence nominale, le rapport Z_5/Z_1 présente une valeur voisine de l'unité. Il diminue
quand le glissement diminue
quand les coefficients de dispersion diminuent
quand la résistance du rotor croît.

Lorsque la fréquence d'alimentation f' et donc le rapport ℓ sont plus faibles, le rapport Z_5/Z_1 est lui aussi réduit du moins pour les valeurs usuelles du glissement en charge. Les variations des paramètres ν_1, ν_2 et α continuent à agir sur Z_5/Z_1 dans le même sens que pour la fréquence f. Toutefois plus la fréquence f' est réduite, moins Z_5/Z_1 varie avec le glissement ; pour les faibles valeurs de ℓ, le rapport Z_5/Z_1 est pratiquement indépendant de g.

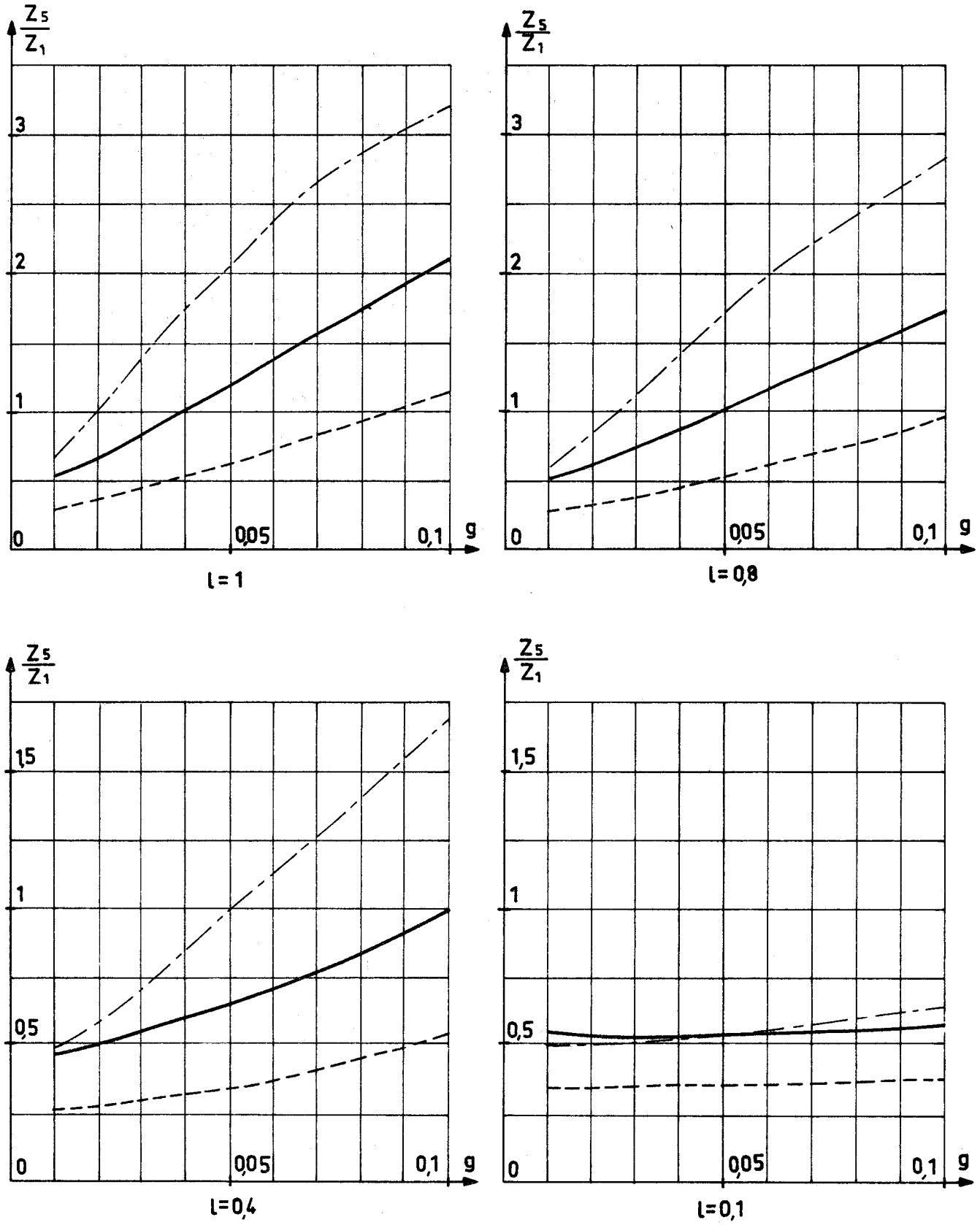


Fig 29 - Variations, en fonction du glissement, du rapport Z_5/Z_1 pour quatre valeurs de $\ell = f'/f$

——————— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 2$

- - - - - - - - $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,025$; $\alpha = 2$

—— - —— - $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 1$

BUS LILLE

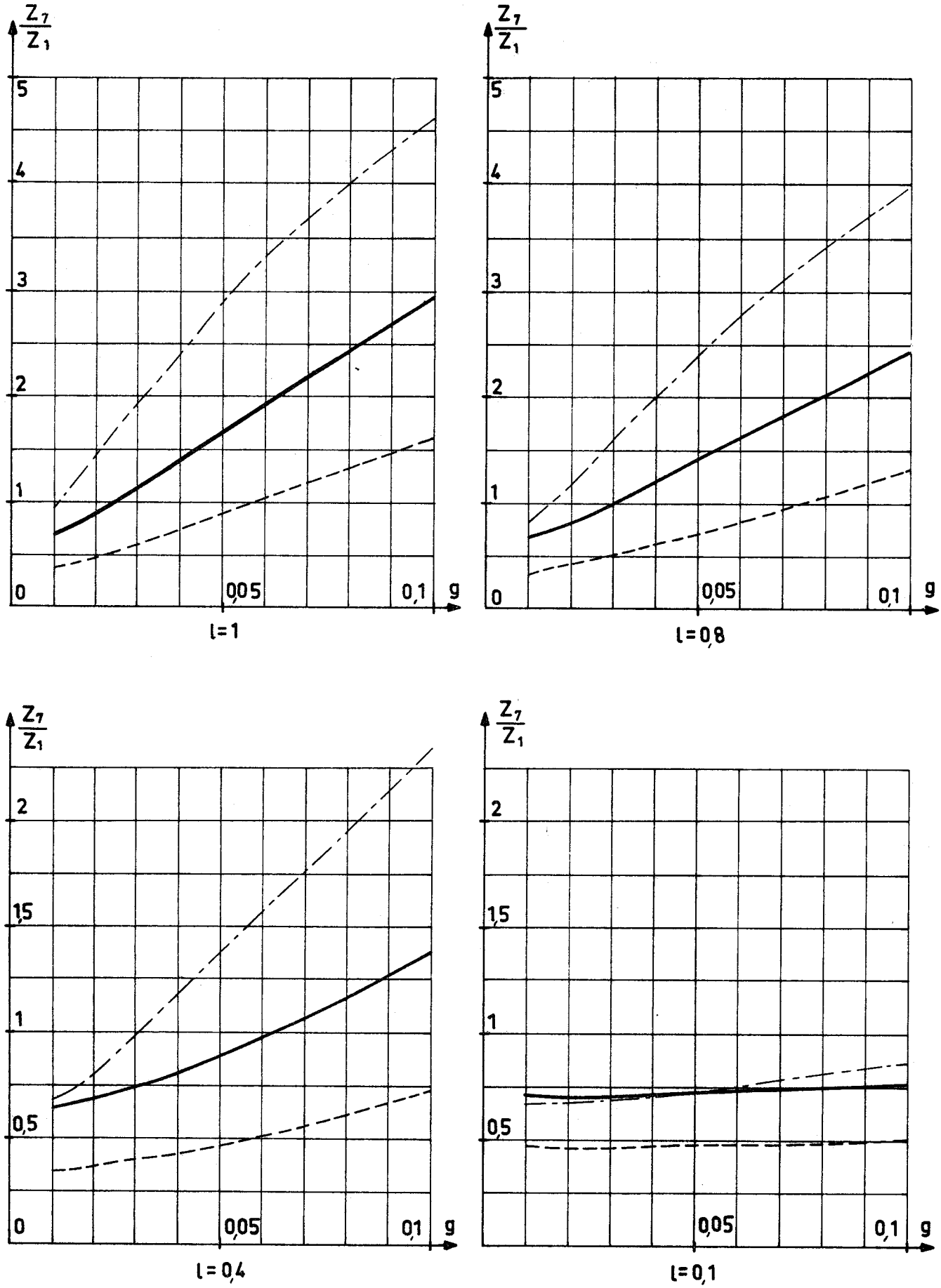


Fig 30 - Variations, en fonction du glissement du rapport Z_7/Z_1 pour quatre valeurs de f'/f

——— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$

- - - - - $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}025$; $\alpha = 2$

—·—·— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$

BUS LILLE

Les courbes $Z_7/Z_1 = f(g)$ tracées (fig 30) dans les mêmes conditions que celles donnant Z_5/Z_1 ont la même allure que celles donnant Z_5/Z_1. Toutefois à valeurs égales de ℓ, g, Q, ν_1, ν_2 et α, Z_7/Z_1 est légèrement supérieur à Z_5/Z_1.

On voit que pour la zone de glissements où travaille le moteur alimenté à tension et fréquences variables, les impédances opposées aux harmoniques 5 et 7 sont voisines de celles opposées au fondamental.
- Si la source se comporte comme une source de tension, l'importance relative des harmoniques du courant est réduite pour les fréquences élevées et les forts glissements, accrue pour les faibles valeurs de ℓ et g. La réduction de α est favorable, celle de ν_1 et ν_2 défavorable.
- Si la source se comporte comme une source de courant, c'est pour les faibles valeurs de ℓ, de g, de ν_1 et ν_2, que l'importance relative des harmoniques de tension est réduite. La diminution de α produit alors un effet défavorable.

II.2.1. . Etude des couples

Pour le fondamental en remplaçant Q par ℓQ, x_M par ℓx_M, ω par $\ell\omega$, les relations $(10._1)$ et $(4._1)$ donnent le couple

$$C_1 = \frac{p}{\ell\omega}\,\frac{3V_1^2}{\ell x_M}\,g\,.\,\frac{\alpha\,\nu_1\,\ell^3\,Q^3}{\left(\alpha\,\nu_1^2 - (\nu_1\,\nu_2 - 1)\,\ell^2\,Q^2\,g\right)^2 + \left(\nu_1\,\nu_2\,\ell\,Q\,g + \alpha\,\nu_1^2\,\ell\,Q\right)^2}$$

De même pour les couples dus aux harmoniques, on déduit de $(10._n)$ et $(4._n)$

$$C_n = \pm\,\frac{p}{\ell n\omega}\,\frac{3V_n^2}{\ell x_M}\,g_n\,\frac{\alpha\,\nu_1\,\ell^3\,Q^3\,n^2}{\left(\alpha\,\nu_1^2 - (\nu_1\,\nu_2 - 1)\,\ell^2\,Q^2\,n^2\,g_n\right)^2 + \left(\nu_1\,\nu_2\,n\,\ell\,Q\,g_n + \alpha\nu_1^2\,n\,\ell\,Q\right)^2}$$

le signe + correspond aux harmoniques de rang n = 3K + 1, pour lesquels

$$g_n = \frac{3K + g}{3K + 1}$$

le signe - à ceux de rang 3K - 1, pour lesquels $g_n = \dfrac{3K - g}{3K - 1}$

Il est intéressant de comparer les couples harmoniques au couple fondamental, à égalité des tensions qui les produisent, donc en supposant V_n égal à V_1.

Dans ces conditions les rapports C_n/C_1 se calculent à partir des relations

$$\frac{C_n}{C_1} = \pm \frac{(3K\pm g)}{g} \times \frac{\left[\alpha\nu_1^2-(\nu_1\nu_2-1)\ell^2Q^2g\right]^2 + \left[\nu_1\nu_2\ell Qg+\alpha\nu_1^2\ell Q\right]^2}{\left[\alpha\nu_1^2-(\nu_1\nu_2-1)\ell^2Q^2(3K\pm1)(3K\pm g)\right]^2+\left[\nu_1\nu_2\ell Q(3K\pm g)+\alpha\nu_1^2\ell Q(3K\pm1)\right]^2}$$

Les caractéristiques de la figure 31 donnent, pour 4 valeurs de m, l'évolution du rapport $-C_5/C_1$ en fonction du glissement

pour $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 2$

$Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}025$; $\alpha = 2$

$Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1{,}05$; $\alpha = 1$

Elles montrent que l'importance des effets néfastes de l'harmonique 5 augmente quand la fréquence diminue

quand le glissement diminue

quand ν_1 et ν_2 diminuent

quand α augmente.

Le couple dû à l'harmonique 7, qui lui est un couple moteur, a une importance relative qui varie de la même façon (fig 32) en fonction de ℓ, g et des paramètres de construction que le rapport $-C_5/C_1$ mais elle est beaucoup plus réduite comme le souligne la comparaison des échelles adoptées.

II.2.1.3. Réduction des effets de l'harmonique 5

La présence d'harmoniques de valeur efficace I_{5S}, I_{7S}, ... , à côté du fondamental I_{1S}, n'entraîne pas, du moins s'ils ont une valeur relative faible ou moyenne, d'accroissement très fort du courant statorique I_S.

En effet

$$I_S = \sqrt{I_{1S}^2 + I_{5S}^2 + I_{7S}^2 + \ldots}$$

Les pertes Joule dans les enroulements sont données par les sommes des pertes dues aux divers harmoniques. Ainsi au stator

$$p_{JS} = 3r_1(I_{1S}^2 + I_{5S}^2 + I_{7S}^2 + \ldots)$$

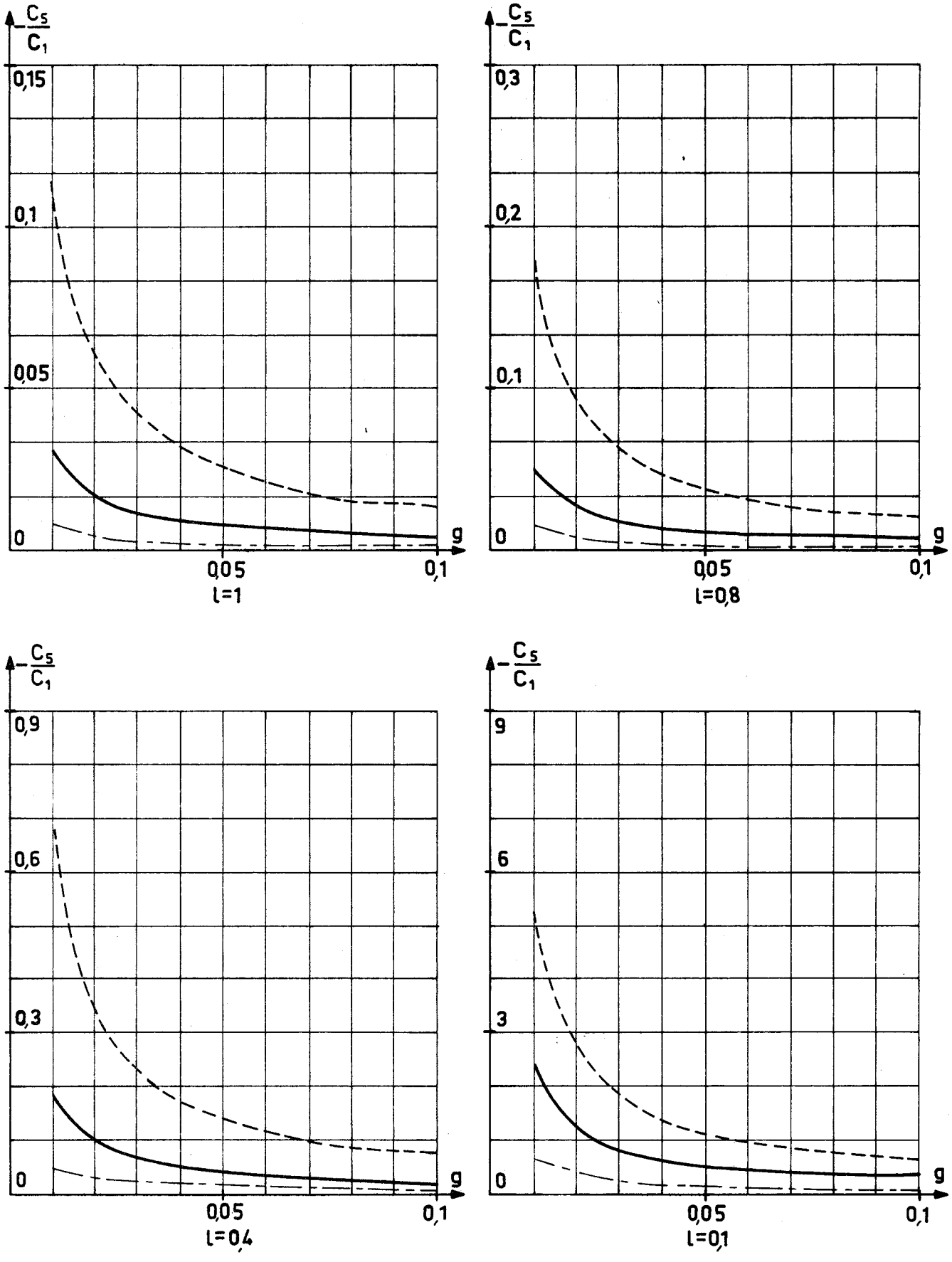


Fig 31 - Variations, en fonction du glissement, du rapport $-C_5/C_1$ à égalité des tensions V_5 et V_1, pour quatre valeurs de f'/f

——————— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 2$

- - - - - - - $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,025$; $\alpha = 2$

—·—·— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 2$

BUS LILLE

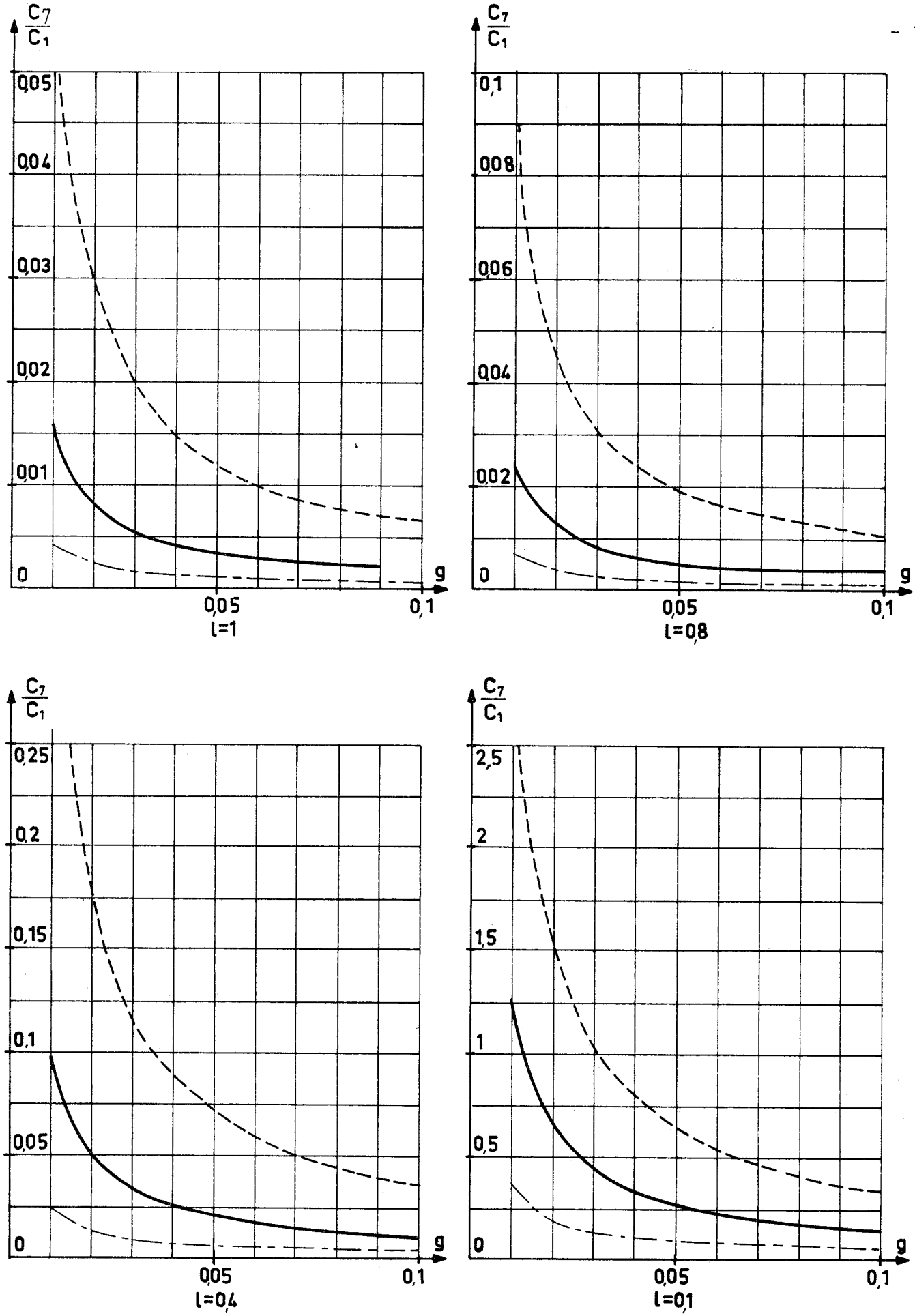


Fig 32 - Variations de C_7/C_1 en fonction de g pour $V_7 = V_1$

——— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 2$

- - - - - $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,025$; $\alpha = 2$

—·—·— $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$; $\alpha = 2$

BUS LILLE

Les impédances opposées aux harmoniques étant voisines ou supérieures à celles présentées au fondamental, s'il ne s'agissait que des courants et des pertes Joule, on pourrait tolérer même pour l'harmonique 5 une tension relativement élevée (V_5/V_1 égal à 5 ou 10 %) sans que cela entraîne de perturbation notable.

Il en est autrement quand on considère l'effet en matière de couple de la tension harmonique 5. Le couple antagoniste qu'elle produit prend une valeur notable même pour des glissements normaux en charge, de l'ordre de 5 %, lorsque ℓ est réduit.

Si on veut pouvoir fonctionner en régime permanent à des vitesses relatives faibles, il est nécessaire de limiter le couple dû à la tension harmonique 5.

Pour obtenir cette limitation, il faut

- que V_5/V_1 soit faible
- qu'à V_5/V_1 donné, le moteur soit tel que $-C_5/C_1$ soit faible.

La comparaison des caractéristiques tracées sur la figure 32 pour $\ell = 0,1$ montre qu'on obtient ce dernier résultat en diminuant α et en augmentant ν_1 et ν_2. On doit s'attacher à la réduction de la résistance secondaire, bénéfique aussi pour ce qui est de l'effet du fondamental (voir § II.1.1.5 et II.1.2.3). Au contraire on ne peut accroître volontairement les coefficients de dispersion car l'étude du fonctionnement avec des tensions sinusoïdales a montré que cela produirait un effet défavorable.

Si la zone des vitesses à assurer en régime permanent est réduite, comprise entre $\ell = 0,25$ ou plus et $\ell = 1$ par exemple, à condition d'utiliser une cage peu résistante, on peut tolérer des taux d'harmoniques assez élevés. de 5 à 10 % même pour la tension harmonique 5, sans que cela affecte notablement les performances du moteur.

II.2.2. Vérifications expérimentales

Nous avons utilisé, pour vérifier les remarques qui précèdent, le même moteur et le même montage que pour les essais en régime sinusoïdal (voir § II.1.3.). Toutefois dans la liaison alternateur-moteur asynchrone essayé (fig 26) nous avons introduit des bobines à noyau de fer à prises

multiples. Par le nombre de spires utilisé sur ces bobines, on règle l'importance relative des harmoniques des tensions fournies au moteur.

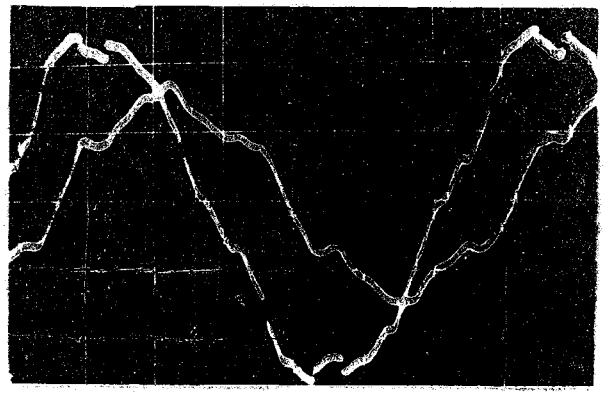
Pour chaque point nous avons, grâce à un analyseur harmonique, mesuré l'importance des premiers termes du développement en série de la tension aux bornes d'une phase du moteur et du courant qu'elle absorbe.

II.2.2.1. Altération de la forme d'onde des courants

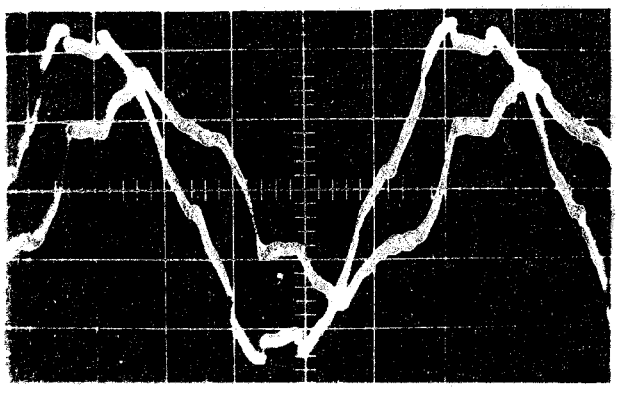
Pour vérifier que lorsque la fréquence f' du fondamental diminue l'impédance relative présentée aux harmoniques diminue également, nous avons relevé les formes d'ondes de la tension et du courant pour diverses valeurs de f' à couple utile constant.

Les oscillogrammes de la figure 33 correspondent à la marche à demi-couple nominal et à un réglage de la tension fondamentale suivant la caractéristique améliorée, soit $V'_1 = 220(\frac{1}{6} + \frac{5}{6}\ \frac{f'}{50})$ qui assure un glissement peu variable avec f'.

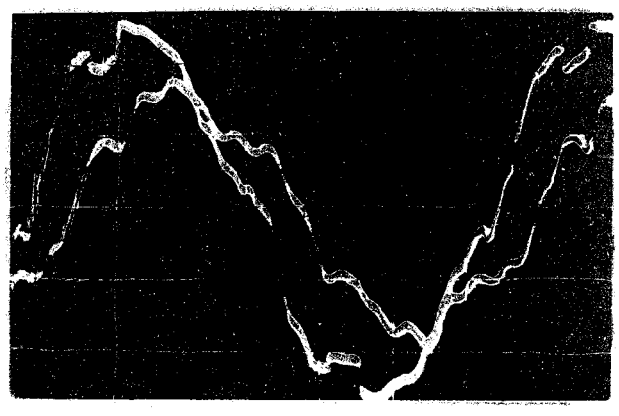
f = 50 Hz ; V_1 = 220 V



f' = 30 Hz ; V'_1 = 146,6 V



f' = 20 Hz ; V'_1 = 110 V



f' = 10 Hz ; V'_1 = 73,3 V

Fig 33 - Relevé oscillographique de la tension et du courant d'une phase pour diverses valeurs de la fréquence (l'onde de tension est celle de plus forte amplitude)

$$(Cu = \frac{1}{2}\ Cu_{nom}\ ;\ \frac{V'_5}{V'_1} \simeq 8\ \%)$$

Ces relevés effectués à V'_5/V'_1 voisin de 8 % montrent que

- les harmoniques de rang élevé de la tension ne se retrouvent que fortement réduits dans le courant. Celui-ci présente surtout un harmonique 5
- plus f' décroît, plus l'onde de courant est altérée car Z_5/Z_1 diminue.

L'analyse harmonique du courant conduit aux mêmes conclusions.

- les rapports Z_n/Z_1 croissent avec le rang n des harmoniques
- le rapport Z_5/Z_1 diminue quand la fréquence f' du fondamental diminue.

II.2.2.2. Détérioration des caractéristiques de rendement et de couple

Pour trois valeurs de la fréquence, on a relevé en fonction du rapport V'_5/V'_1 , l'évolution du courant statorique absorbé et du rendement (fig 34) du moteur développant son couple utile nominal.

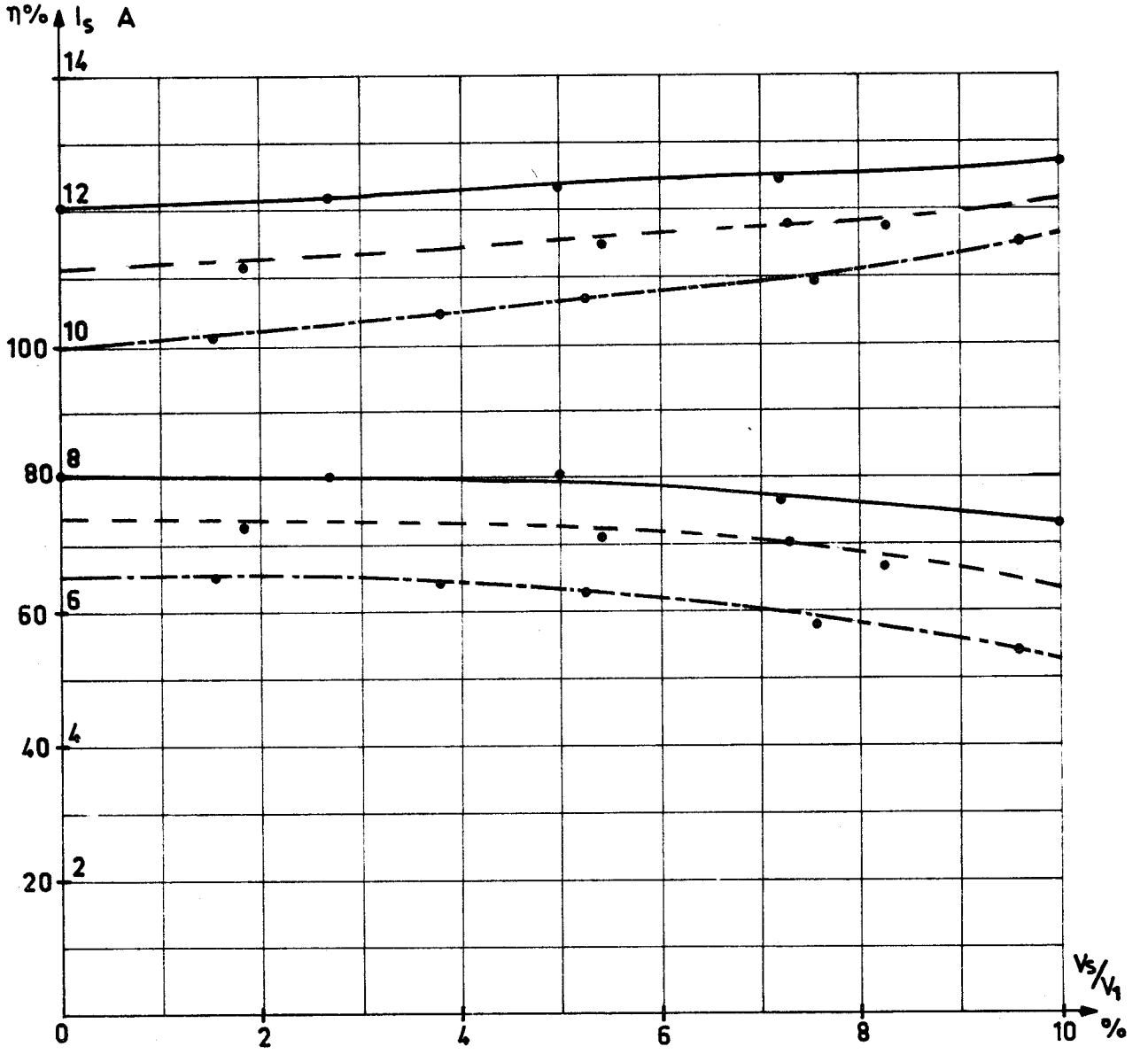


Fig 34 - Effets des harmoniques sur le courant absorbé I_S et le rendement η à couple utile nominal

en traits pleins, $f' = 50$ Hz , $V_1 = 220$ V
en traits interrompus $f' = 25$ Hz , $V'_1 = 128,3$ V
en traits mixtes $f' = 12,5$ Hz , $V'_1 = 82,5$ V

Ces courbes montrent que le courant statorique croît peu en fonction du taux d'harmonique 5 ; l'augmentation n'est notable que pour la fréquence la plus faible.

La diminution du rendement, due essentiellement au couple antagoniste créé par l'harmonique 5, est elle aussi d'autant plus importante que la fréquence est plus réduite.

On voit toutefois que même pour un moteur à cage de construction classique, la réduction des performances n'est pas prohibitive même avec un taux d'harmoniques assez important.

Pour vérifier l'intérêt de la réduction de la résistance rotorique, nous avons fait des essais analogues avec un moteur à rotor bobiné, d'abord avec rhéostat secondaire éliminé, puis avec des valeurs croissantes du rhéostat. Plus le secondaire est résistant, plus l'effet nocif des harmoniques est sensible.

Ces essais illustrent bien qu'il faut surtout s'attacher, lors de l'alimentation du moteur à tension et fréquence variables, à obtenir de bonnes performances pour ce qui a trait au fondamental :

- *résistance rotorique faible,*
- *caractéristique de réglage adaptée.*

A condition d'éviter l'existence des harmoniques pairs et impairs multiples de trois, on peut alors tolérer que dans la tension d'alimentation les autres harmoniques aient une importance relative non négligeable.

III. ALIMENTATION DU MOTEUR A FREQUENCE FIXE ET A TENSION VARIABLE

Pour certains types de charges entraînées et les équipements de faible puissance on peut faire varier la vitesse N du moteur asynchrone en l'alimentant par des tensions de fréquence f fixe, en se contentant de faire varier la valeur de ces tensions. Plus cette valeur est réduite, plus le glissement est fort et donc la vitesse N faible.

$$N = N_S(1 - g)$$

avec N vitesse synchrone égale à $\frac{f}{p}$

g glissement.

. Ce procédé ne peut s'employer que pour les *charges dont le couple croît très vite en fonction de la vitesse*. La marche à fort glissement correspond au fonctionnement du moteur dans la partie dite instable de sa caractéristique mécanique. Il n'est possible d'obtenir une intersection stable de cette caractéristique $C_{mot}(N)$ avec celle de la charge entraînée $C_{rés}(N)$ que si

$$\frac{\delta C_{rés}}{\delta N} - \frac{\delta C_{mot}}{\delta N} > 0.$$

Cette condition n'est remplie dans la zone à $\delta C_{mot}/\delta N$ positif que si $\delta C_{rés}/\delta N$ est encore plus positif.

La figure 35 montre l'intersection stable de la caractéristique du moteur alimenté sous une tension V avec celle $C_{résist}$ d'une charge à couple croissant rapidement avec la vitesse. Si on réduit la tension à la valeur V' on obtient une marche stable à une vitesse N' inférieure à celle N obtenue pour V.

Si le couple résistant variait peu avec la vitesse (courbe $C'_{résist}$) on pourrait fonctionner à la vitesse N pour la tension V. Mais lorsqu'on diminuerait la tension à une valeur inférieure à V" le moteur s'arrêterait brusquement.

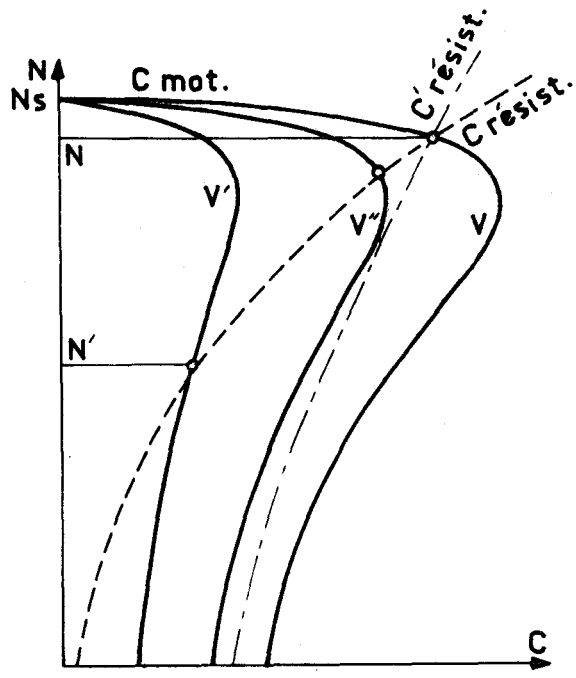


Fig 35 - Détermination de la vitesse d'un moteur par intersection de sa caractéristique mécanique avec celle de la charge entraînée.
(Un petit rond marque les intersections stables)

En fait ce mode de réglage de la vitesse est surtout utilisable pour l'entraînement de pompes ou de ventilateurs, charges dont le couple est sensiblement proportionnel au carré de la vitesse.

Pour l'étude du moteur nous supposerons que le couple électromagnétique demandé au moteur est proportionnel au carré de la vitesse. En désignant par C, N et g les valeurs du couple, de la vitesse et du glissement alimenté sous sa pleine tension, par C', N' et g' leurs valeurs pour une tension réduite nous poserons

$$\frac{C'}{C} = \left(\frac{N'}{N}\right)^2 = \left(\frac{1-g'}{1-g}\right)^2 \qquad (24)$$

. Réduire la vitesse par accroissement du glissement entraîne forcément une augmentation des pertes Joule au rotor, une détérioration du rendement et un accroissement de l'échauffement.

Ce moyen de faire varier la vitesse ne peut conduire qu'à des performances médiocres ou nettement mauvaises, il n'est à envisager que pour les *moteurs de très faible ou faible puissance*.

Le principal souci sera d'obtenir un échauffement acceptable aux vitesses réduites. Or il n'est pas raisonnable d'envisager pour de petits équipements d'autre solution que l'auto-ventilation du moteur. Il serait trop onéreux de refroidir par un groupe moto-ventilateur séparé tournant à vitesse fixe un moteur asynchrone entraînant à vitesse variable un autre ventilateur par exemple.

Comme il est inévitable quand le glissement croît que l'échauffement augmente

- on s'attachera à donner à ce dernier une valeur acceptable à la plus faible vitesse prévue en régime permanent
- on aura de ce fait un échauffement faible à la pleine vitesse, c'est-à-dire qu'on devra "*déclasser*" *le moteur*. Sous la pleine tension il pourrait développer une puissance supérieure à celle qu'on lui demandera.

. Pour réduire la vitesse, on diminue la tension. On doit s'attacher à ce que cette diminution entraîne un accroissement rapide du glissement, car pour fournir le même couple à la même vitesse, plus la tension est forte moins le courant absorbé et donc l'échauffement risquent d'être élevés.

Il faut donc chercher à ce que *la diminution de la tension entraîne l'accroissement le plus fort possible du glissement.*

Cette troisième remarque préliminaire est d'autant plus nette que pour réduire la tension dans un variateur de vitesse aussi "rustique", on aura forcément recours à l'emploi d'un *gradateur*. Or les gradateurs donnent des harmoniques d'importance extrêmement élevée {34} pour les forts taux de réduction de la tension.

Dans cette étude du fonctionnement du moteur asynchrone alimenté par gradateur nous supposerons d'abord que les tensions de fréquence fixe mais de valeur variable qui lui sont fournies sont sinusoïdales. Nous montrerons ensuite les effets des harmoniques avant de donner quelques vérifications expérimentales.

Nous ne chercherons pas à suivre l'influence des paramètres de construction car nous montrerons que les caractéristiques des petits moteurs asynchrones triphasés usuels sont celles qui se prêtent le mieux à un réglage commode de la vitesse.

III.1 ETUDE DU FONDAMENTAL

Le moteur alimenté sous sa pleine tension V_1, de fréquence f, présente un glissement g lorsqu'il développe un couple C. Examinons comment varient les pertes Joule au stator, les pertes Joule au rotor, la tension d'alimentation nécessaire V_1' lorsqu'on augmente le glissement pour le porter à la valeur g'.

III.1.1. Courants et pertes Joule dans les enroulements

III.1.1.1. Courants statoriques

La relation (23) permet d'exprimer directement le courant statorique en fonction du couple et du glissement pour un moteur donné

$$I_S = \sqrt{\frac{C\,\omega}{3\,p\,x_M}\;\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}{\alpha\,\nu_1\,Q\,g}}$$

Lorsque le moteur développe une autre couple C' avec un autre glissement g', le courant primaire devient

$$I_S' = \sqrt{\frac{C'\,\omega}{3\,p\,x_M}\;\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g'^2}{\alpha\,\nu_1\,Q\,g'}}$$

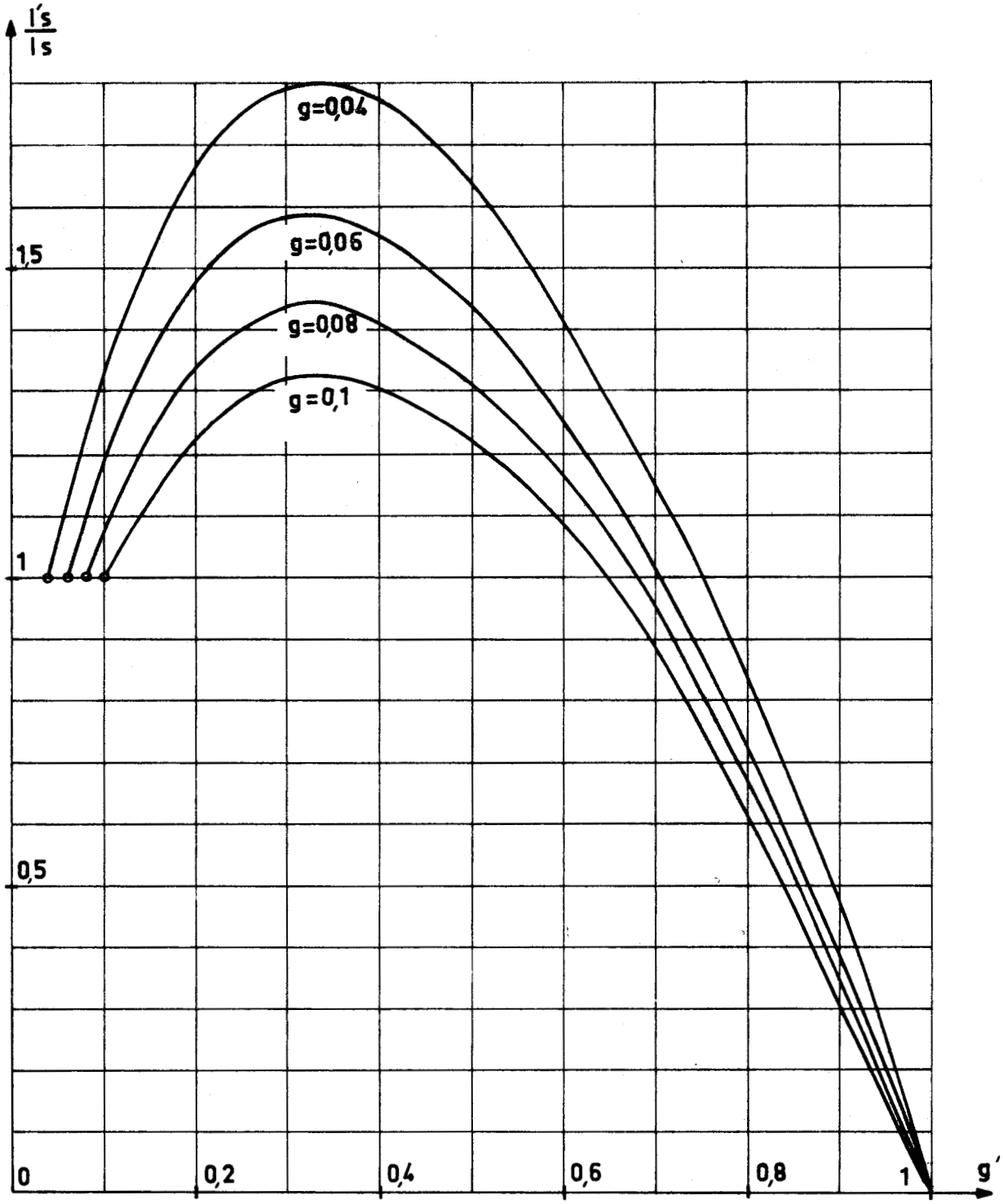
D'où le rapport des valeurs des courants primaires

$$\frac{I_S'}{I_S} = \sqrt{\frac{C'}{C}\,\frac{g}{g'}\,\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g'^2}{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}} \qquad (25)$$

Si le couple que doit développer le moteur est proportionnel au carré de la vitesse, ce rapport devient

$$\frac{I_S'}{I_S} = \frac{1-g'}{1-g}\sqrt{\frac{g}{g'}\,\frac{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g'^2}{\alpha^2\,\nu_1^2 + \nu_2^2\,Q^2\,g^2}} \qquad (26)$$

Nous avons tracé (fig 36) la variation du rapport I_S'/I_S ainsi donné, en fonction du glissement g' obtenu par réduction de la tension pour des valeurs du glissement g à pleine tension successivement égales à 4, 6, 8 et 10 % en prenant les valeurs usuelles des paramètres des moteurs à cage.



SUS LILLE

Fig 36 - Variations du courant statorique quand par réduction de la tension on accroît le glissement g'.

($Q = 100$, $\alpha = 2$, $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$)

Ces courbes montrent que si l'on accroît le glissement g, le courant statorique absorbé, donc les pertes Joule primaires augmentent alors que le moteur est de moins en moins ventilé. Le rapport I'_S/I_S cesse de croître vers g' égal à 1/3, il ne retrouve la valeur un que pour des glissements élevés où le refroidissement est peu efficace.

Cet accroissement des pertes au stator quand on commence à réduire la vitesse du moteur est un premier inconvénient grave de ce procédé de variation de vitesse. Toutefois il est d'autant plus limité que *le glissement g sous la pleine tension est élevé.*

Remarque

Si on voulait faire travailler le moteur à couple constant, la relation (25) donnerait

$$\frac{I'_S}{I_S} = \sqrt{\frac{g}{g'} \; \frac{\alpha^2 \nu_1^2 + \nu_2^2 Q^2 g'^2}{\alpha^2 \nu_1^2 + \nu_2^2 Q^2 g^2}}$$

Le courant augmenterait encore plus vite quand g' croît que ce que montrent les courbes de la figure 36. Même s'il n'y avait pas d'impossibilité due à la réduction du couple maximum (voir fig 35),la marche à couple constant n'est pas envisageable avec ce procédé de variation de vitesse.

Si on considérait la marche à puissance constante, on aurait

$$\frac{I'_S}{I_S} = \sqrt{\frac{1-g}{1-g'}} \; \sqrt{\frac{g}{g'} \; \frac{\alpha^2 \nu_1^2 + \nu_2^2 Q^2 g'^2}{\alpha^2 \nu_1^2 + \nu_2^2 Q^2 g^2}}$$

ce serait encore pire.

III.1.1.2. Courants rotoriques

La relation (22) entre le courant rotorique et le couple,

$$I_R = \sqrt{\frac{C\,\omega}{3\,p\,x_M} \; \frac{g\,Q}{\alpha\,\nu_1}}$$

permet d'établir directement le rapport entre le courant I'_R lors du fonctionnement à couple C' et glissement g', au courant I_R absorbé pour C et g.

$$\frac{I'_R}{I_R} = \sqrt{\frac{C'}{C} \; \frac{g'}{g}} \qquad (27)$$

Si le couple est proportionnel au carré de la vitesse

$$\frac{I'_R}{I_R} = \frac{1-g'}{1-g}\sqrt{\frac{g'}{g}} \qquad (28)$$

La figure 37 montre l'évolution de ce rapport, à partir de glissements à pleine tension de 4, 6, 8 et 10 %, lorsque le glissement g' croît.

On voit que le courant rotorique évolue sensiblement comme le courant statorique :

I'_R/I_R part de 1 pour g' = g, croît d'abord quand g' augmente ; il passe par un maximum quand g' = 1/3, puis diminue ne repassant par la valeur 1 que pour un glissement g' élevé [1].

A glissement g' donné, les pertes Joule au rotor, sont comme celles au stator, plus faibles si le glissement g sous la pleine tension est plus fort.

III.1.1.3. Premières conclusions

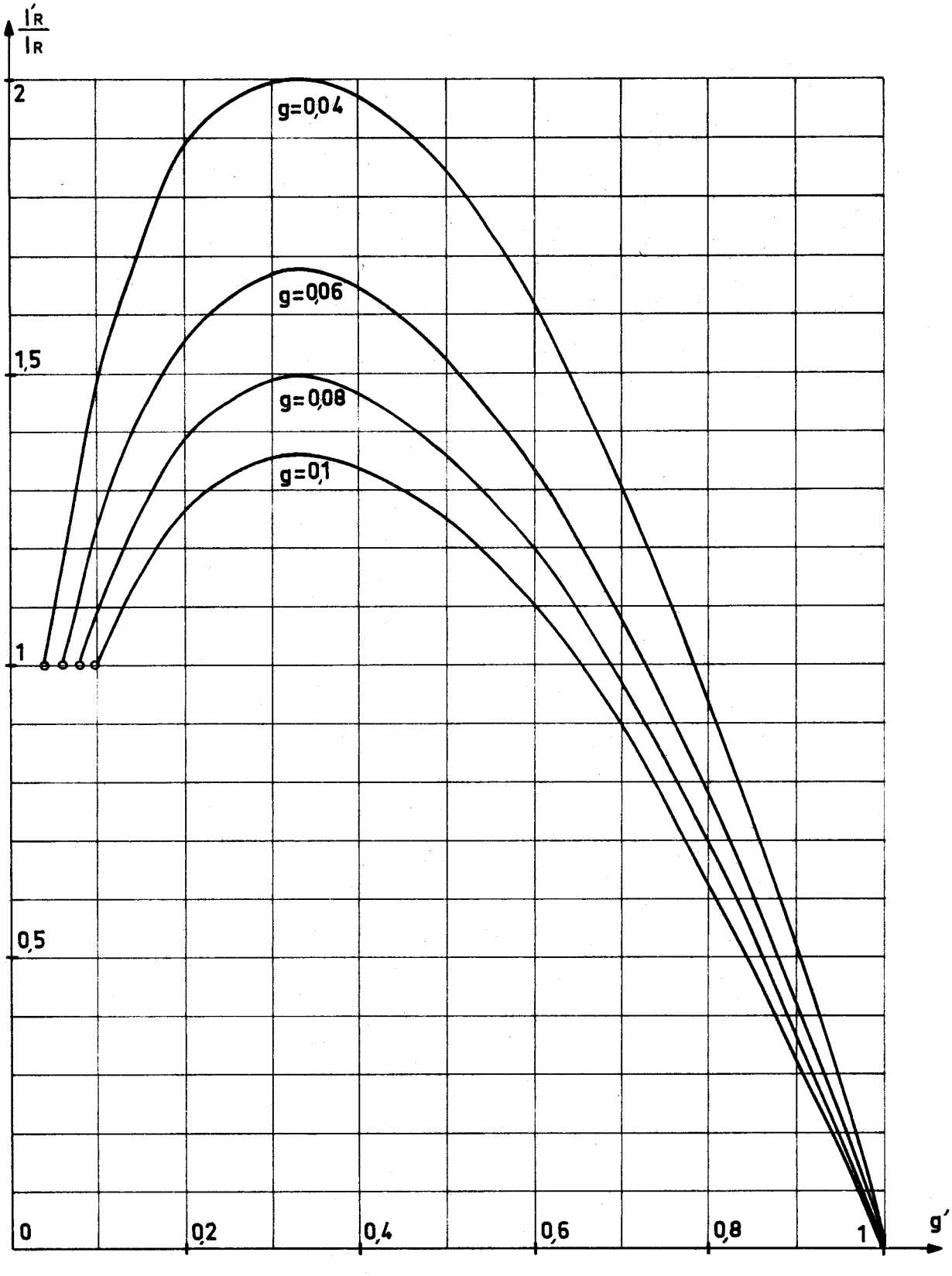
Cette étude des effets de l'accroissement du glissement, menée sans avoir recours à la relation qui lie le glissement à la tension, a l'avantage de mettre en évidence les inévitables conséquences de ce procédé de variation de vitesse :

- plus le moteur tourne lentement plus il est difficile à refroidir, les pertes à dissiper étant supérieures dans la majeure partie de la zone des vitesses à assurer supérieures aux pertes à pleine vitesse.
- il faut pour limiter les difficultés que à pleine tension le moteur glisse relativement beaucoup.

On en tire immédiatement deux conclusions

- Il faut que le moteur soit *surdimensionné* pour son fonctionnement nominal, cela permettra aux vitesses réduites quand l'échauffement sera plus important de faire que celui-ci soit tolérable en régime permanent.
- Pour que, quoique surdimensionné, le moteur ait à pleine tension un glissement important alors que ce surdimensionnement devrait produire l'effet

(1) *Comme au stator, le rapport de I'_R sur I_R serait encore plus fort si on envisageait la marche à couple constant et, a fortiori, à puissance constante.*



BUS LILLE

Fig 37 - Variations du courant rotorique quand par réduction de la tension on accroît le glissement g'
($Q = 100$; $\alpha = 2$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$)

inverse, il faut *limiter son couple maximum*. Pour que le couple nominal à pleine vitesse soit voisin du couple maximum il est nécessaire que la tension soit volontairement réduite.

Par exemple, un moteur 220V/380V, de puissance utile Pu, susceptible de développer cette puissance à partir d'un réseau à 220V lorsque les enroulements du stator sont couplés en triangle, à partir d'un réseau 380V lorsqu'ils sont en étoile, sera couplé en étoile lorsqu'on l'alimente en 220V. Son couple maximum sera ainsi divisé par 3. Si on lui demande à pleine vitesse une puissance utile Pu/2 il aura un glissement g important et un échauffement réduit ; quand son glissement g' croîtra à cause de la réduction de la tension, son échauffement augmentera mais cette augmentation sera acceptable.

Pour surdimensionner le moteur tout en augmentant son glissement nominal, il est nécessaire d'utiliser un moteur de puissance supérieure à celle nécessitée par la charge et de l'alimenter par un réseau de tension plus faible que sa tension nominale.

Pour illustrer ces remarques nous avons tracé (fig 38) les courbes donnant les pertes dans les enroulements en fonction du glissement de moteurs fournissant le même couple proportionnel au carré de la vitesse.

- On entraîne d'abord la charge par un moteur de caractéristiques x_M , α, ν_1, ν_2, Q alimenté par des tensions simples de valeur V_1, dont le couple maximum est égal à 2 fois le couple que la charge nécessiterait à la vitesse synchrone.
- On utilise ensuite un moteur de même type mais de puissance double alimenté sous la même tension V_1. Donc α, ν_1, ν_2, Q restent les mêmes mais x_M est remplacé par $x'_M = x_M/2$.
- Enfin ce second moteur est alimenté par une tension réduite dans le rapport $\sqrt{3}$. On prend donc α, ν_1, ν_2, Q, x'_M et $V_1/\sqrt{3}$ pour tracer la troisième courbe.

A échauffement égal le second moteur peut dissiper des pertes sensiblement doubles ; aussi on a rapporté les pertes relatives au premier à $3V_1^2/x_M$ celles relatives au second à $3V_1^2/x'_M$.

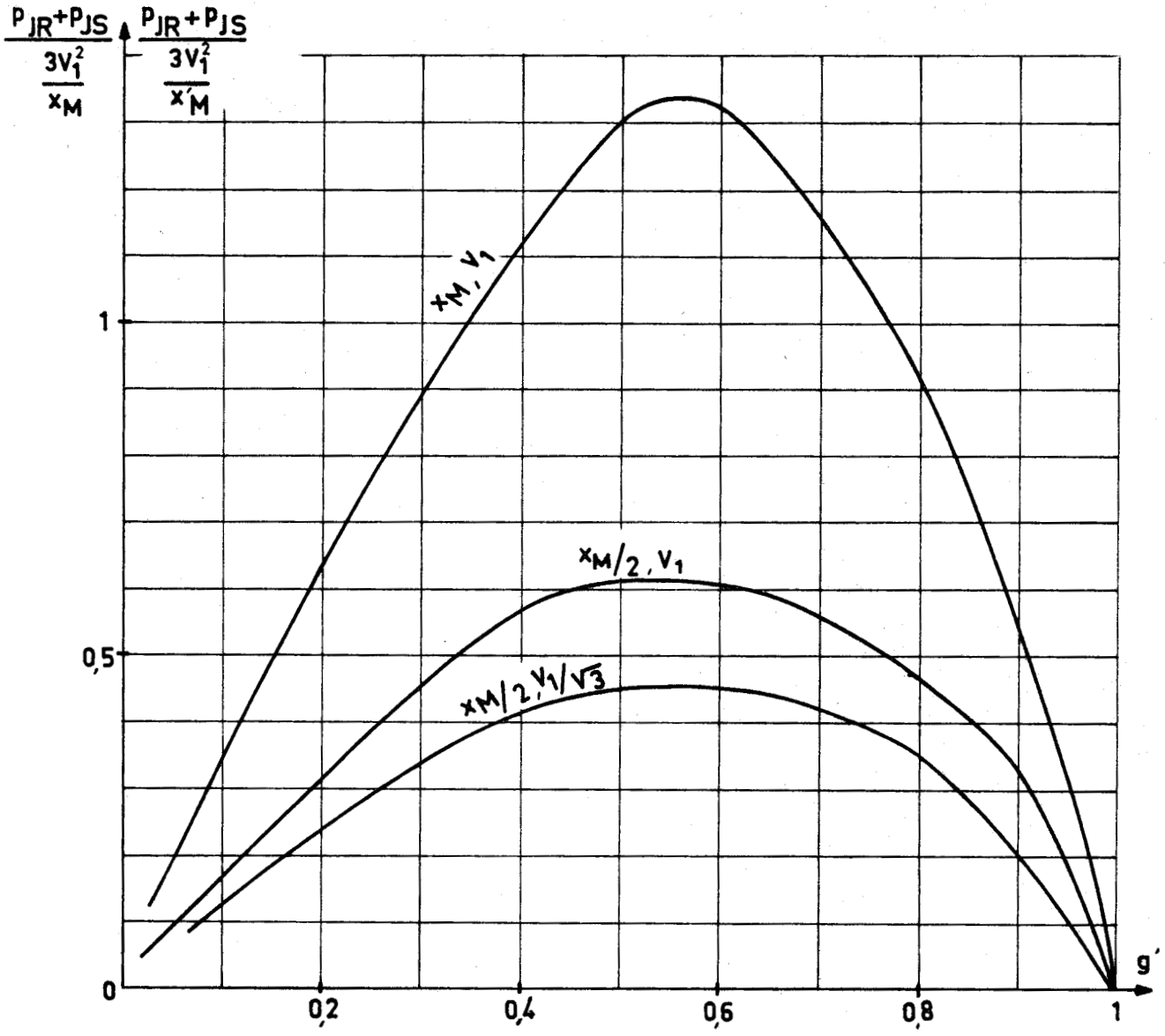


Fig 38 - Evolution avec le glissement des pertes Joule
($\alpha = 2$; $Q = 100$; $\nu_1 = \nu_2 = 1,05$)
1) moteur de réactance x_M alimenté sous V_1
2) moteur de réactance $x_M/2$ alimenté sous V_1
3) moteur de réactance $x_M/2$ alimenté sous $V_1/\sqrt{3}$

La comparaison des trois courbes montre bien qu'il faut utiliser un moteur anormalement fort pour la charge et qu'il faut l'alimenter sous tension réduite.

III.1.2. Etude des tensions ; type de moteur à utiliser

L'accroissement des pertes dans les enroulements quand on accroît le glissement dépend peu [relation (26)] ou pas du tout [relation (28)] des paramètres du moteur. Ceux-ci, en donnant la forme de la caractéristique mécanique alimentée à tension donnée, montreront comment on doit rédui-

re la tension quand on doit accroître le glissement.

La diminution de la tension étant obtenue par un gradateur, plus la tension est réduite plus le taux d'harmoniques est important. On a donc intérêt à ce que le glissement g' augmente très vite quand la tension V_1' décroît.

Toutefois on devra tempérer les conclusions tirées de ce désir d'un fort accroissement du glissement à V_1'/V_1 donné car il faut aussi que le réglage de la vitesse soit stable et commode.

III.1.2.1. Variation du glissement avec la tension

Soit un moteur utilisé pour répondre aux conditions vues lors de l'étude des courants, c'est-à-dire de telle façon que C soit peu inférieur à C_{max} lors de la marche à pleine tension V_1 (fig 39).

Pour que le point de fonctionnement situé en A pour V_1 à l'intersection de la caractéristique du moteur et de celle de la charge vienne en B où le glissement est g', il faut que le passage de V_1 à V_1' fasse passer la caractéristique C_1 du moteur à la caractéristique C_2 (A glissement donné le couple électromagnétique est proportionnel au carré de la tension).

Pour g', le couple sous la pleine tension serait C", il faut donc que

$$\frac{V_1'}{V_1} = \sqrt{\frac{C'}{C''}}$$

Or le couple résistant étant proportionnel au carré de la vitesse

$$C' = C\left(\frac{1-g'}{1-g}\right)^2$$

Il vient donc

$$\frac{V_1'}{V_1} = \frac{1-g'}{1-g}\sqrt{\frac{C}{C''}} \qquad (29)$$

Pour limiter, à g' donné, la réduction de V_1'/V_1, il faut que C"/C soit faible

$\frac{C''}{C}$ étant égal à $\frac{C''}{C_{max}} \times \frac{C_{max}}{C}$, cela suppose

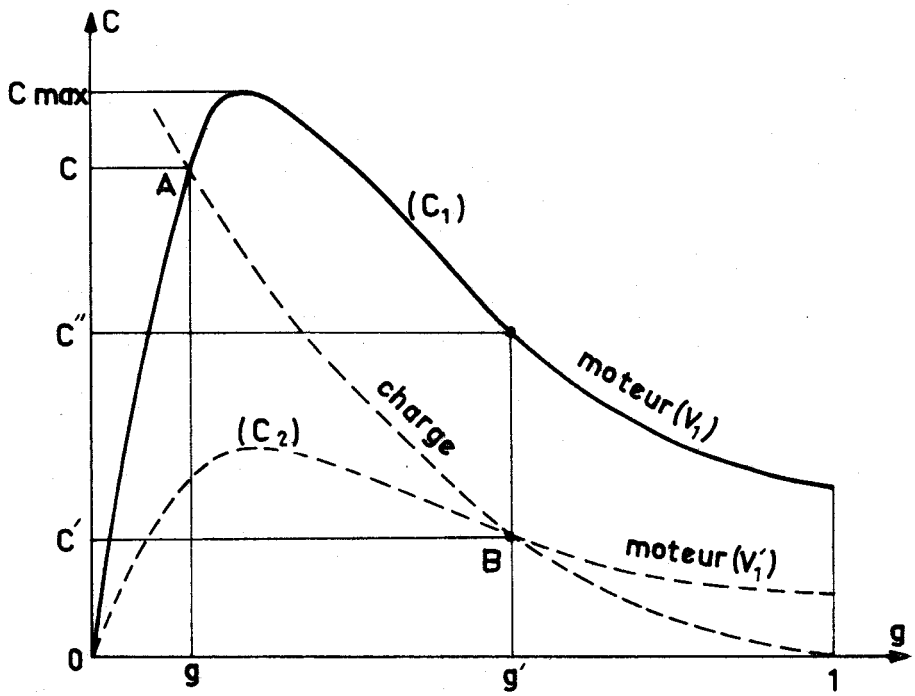


Fig 39 - Détermination du rapport V_1'/V_1 nécessaire pour faire passer le glissement de g à g'.

- que C soit peu inférieur à C_{max} (condition déjà imposée par la réduction des pertes Joule)
- que C''/C_{max} diminue rapidement avec le glissement, donc qu'au-delà du couple maximum la dérivée $\delta C/\delta g$ soit fortement négative.

La figure 40 compare les résultats obtenus avec trois types de moteurs :

- la caractéristique A correspond à un moteur à rotor peu résistant et à faible coefficient de dispersion ; elle a l'allure de la caractéristique d'un moteur à rotor bobiné. Au-delà du couple maximum $\delta C/\delta g$ est fortement négatif.
- la caractéristique B est celle d'un moteur à cage usuel ; à rotor plus résistant à encoches profondes ou double cage , il est construit pour avoir un fort couple de démarrage.
- la caractéristique C est celle qu'on obtiendrait avec un moteur dont la résistance secondaire apparente croîtrait fortement avec le glissement, moteur à rotor massif et à large entrefer par exemple.

Pour ces trois types de moteurs entraînant une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse on a tracé la caractéristique de réglage $V_1'/V_1 = f(g')$ à l'aide de la relation (29). Comme le faisait

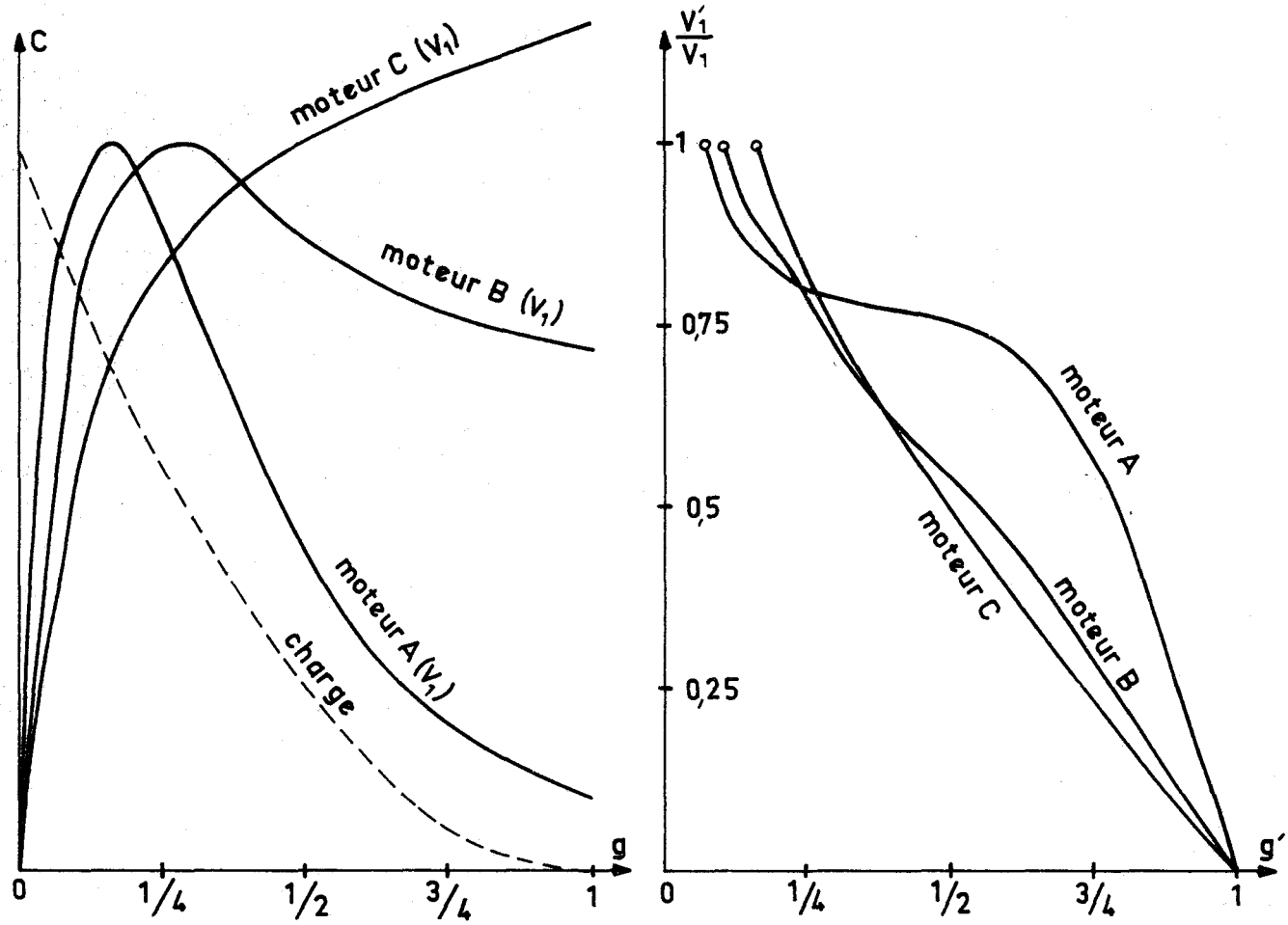


Fig 40 - Passage de la caractéristique mécanique à la caractéristique de variation de tension pour trois types de moteurs.

prévoir celle-ci, le moteur du type A nécessite pour les vitesses comprises entre la vitesse nominale et l'arrêt une réduction de tension nettement moins forte que le moteur B, lui-même supérieur au moteur C.

Avec A, on passe de 0,925 N_S à 0,925 $N_S/2$ en faisant varier la tension de V_1 à 0,75 V_1. Pour B on passe de 0,90 N_S à 0,90 $N_S/2$ quand la tension va de V_1 à 0,5 V_1. Avec C le passage de 0,845 N_S à 0,845 $N_S/2$ nécessite la réduction de la tension jusqu'à 0,42 V_1.

III.1.2.2. Etude de la stabilité

Les remarques sur la limitation de la réduction nécessaire pour obtenir l'accroissement de glissement désiré conduiraient à prendre un moteur à $\delta C/\delta g$ fortement négatif dans la zone comprise entre l'arrêt et la marche à couple maximum.

Mais cette conclusion doit être nuancée sinon on arriverait à des intersections entre les caractéristiques mécaniques du moteur et de la

charge peu franches donc à des fonctionnements peu stables. Le moindre écart sur la tension d'alimentation ou du couple résistant produiraient des écarts de vitesse importants.

Sur la figure 41 nous avons tracé pour un moteur du type A puis du type B les caractéristiques C(N) pour V_1 ; 0,9 V_1 ; 0,8 V_1 ... et déterminé leurs intersections avec la caractéristique mécanique de la charge pour la valeur nominale Ch_{nom} de celle-ci, 0,8 fois et 1,2 fois cette valeur. On suppose toujours le couple moteur proportionnel au carré de la tension, le couple résistant proportionnel au carré de la vitesse.

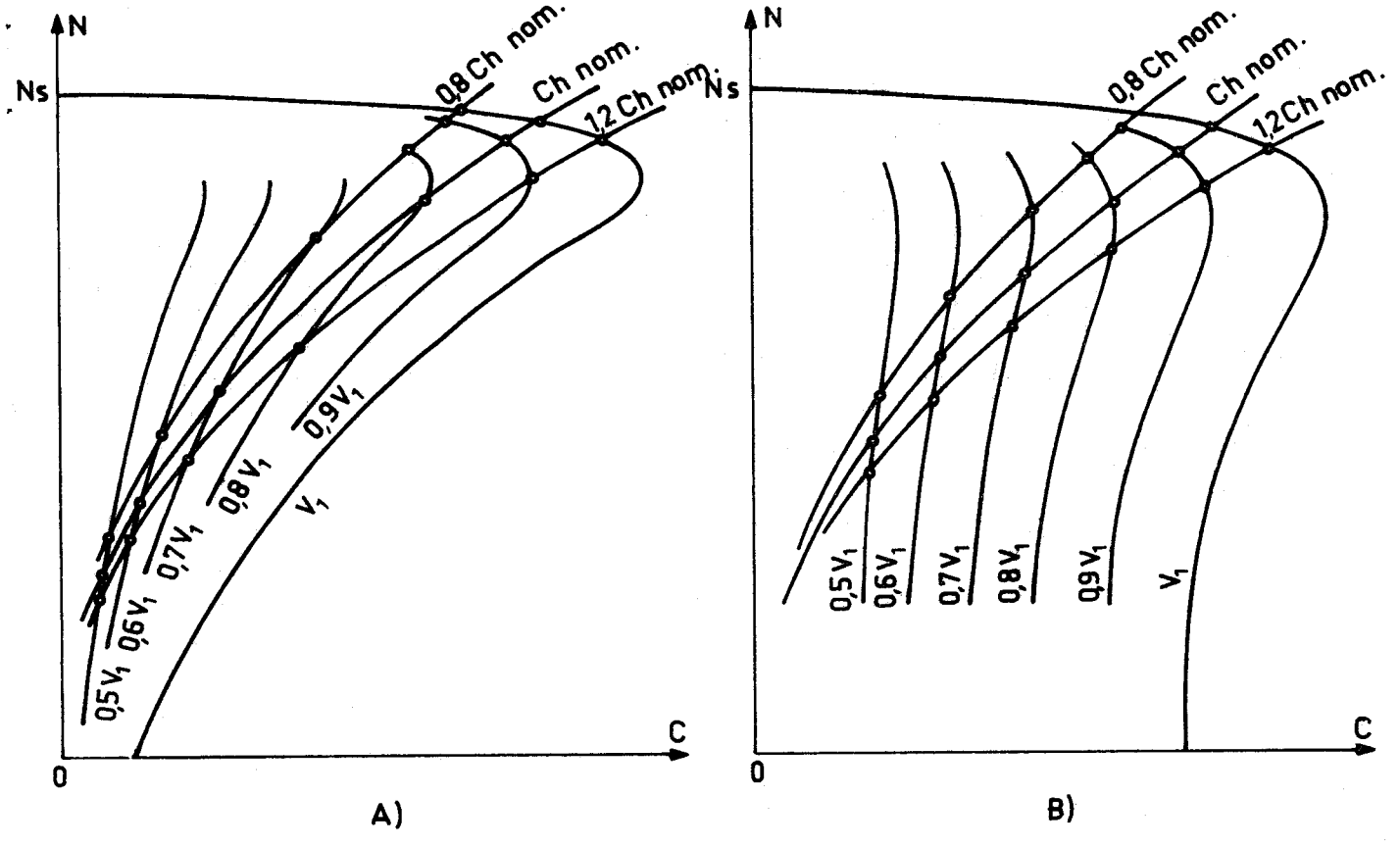


Fig 41 - Détermination, pour deux types de moteurs, de l'influence de la tension et de la charge sur la vitesse.

On retrouve l'avantage du moteur du type A par rapport à celui du type B montré au paragraphe précédent : la même réduction de vitesse

exige une diminution moins forte de la tension. Mais avec le premier moteur la vitesse est très sensible aux variations de la tension et de la charge. Un faible écart de V_1' ou du couple résistant peut faire varier la vitesse d'une façon très importante. Si le couple opposé par la charge n'est pas exactement proportionnel au carré de la vitesse mais est partiellement proportionnel à celle-ci, on risque même d'avoir des intersections instables. Au contraire le second type de moteur a une vitesse variant beaucoup plus linéairement en fonction de la tension et du couple résistant.

En pratique, même lors de l'alimentation par une tension sinusoïdale, on doit adopter dans le choix du moteur un compromis entre la recherche d'un $\delta C/\delta g$ négatif qui limite la réduction de tension nécessaire pour obtenir les glissements intermédiaires et celle d'un $\delta C/\delta g$ nul ou positif qui assure une plus grande stabilité et une meilleure adaptation à des charges différentes.

C'est donc *le moteur usuel* à cage en aluminium avec encoches profondes ou le moteur à double cage qui a d'ailleurs des propriétés très voisines qui sont à retenir pour ce mode de variation de vitesse.

III.2 INFLUENCE DES HARMONIQUES

Dans la zone à glissements moyens ou forts où on fait travailler le moteur par réduction de sa tension d'alimentation, la machine est beaucoups moins sensible aux harmoniques que lorsque le glissement est faible.

Dès la première partie de ce mémoire nous avons montré qu'aux forts glissements le moteur se comporte comme un filtre passe-bas (fig 9), qu'à amplitude égale les harmoniques de la tension conduisent à des courants absorbés plus réduits (fig 10) et à des couples plus faibles (fig 11) que la tension fondamentale.

A condition de supprimer les harmoniques pairs et ceux de rang 3 ou multiples de 3 on peut tolérer pour les harmoniques 5, 7, 11, 13, ... des tensions d'alimentation une importance relative assez élevée.

Mais pour réduire de façon peu onéreuse les tensions on utilise un *gradateur triphasé à deux thyristors ou à un triac par phase*. Or ces montages conduisent à des taux d'harmoniques 5, 7 ... élevés et cela

d'autant plus que la valeur des tensions est plus réduite. Les relevés expérimentaux illustrés par la figure 17 montrent qu'on ne saurait négliger l'effet des harmoniques.

III.2.1. Importance des harmoniques

Pour les forts glissements, si les tensions triphasées appliquées au moteur ne comportent pas d'harmoniques 3 ou multiples de 3 nous avons montré (voir § I.4.3) que la machine se comportait comme un récepteur linéaire.

On peut donc utiliser les résultats de l'étude effectuée par M.M. ROMBAUT et SEGUIER {34} sur le gradateur tout thyristor débitant sur un récepteur de constantes R, L. Ils ont calculé comment varient les valeurs efficaces de la tension V' à la sortie du gradateur, de son fondamental V'_1

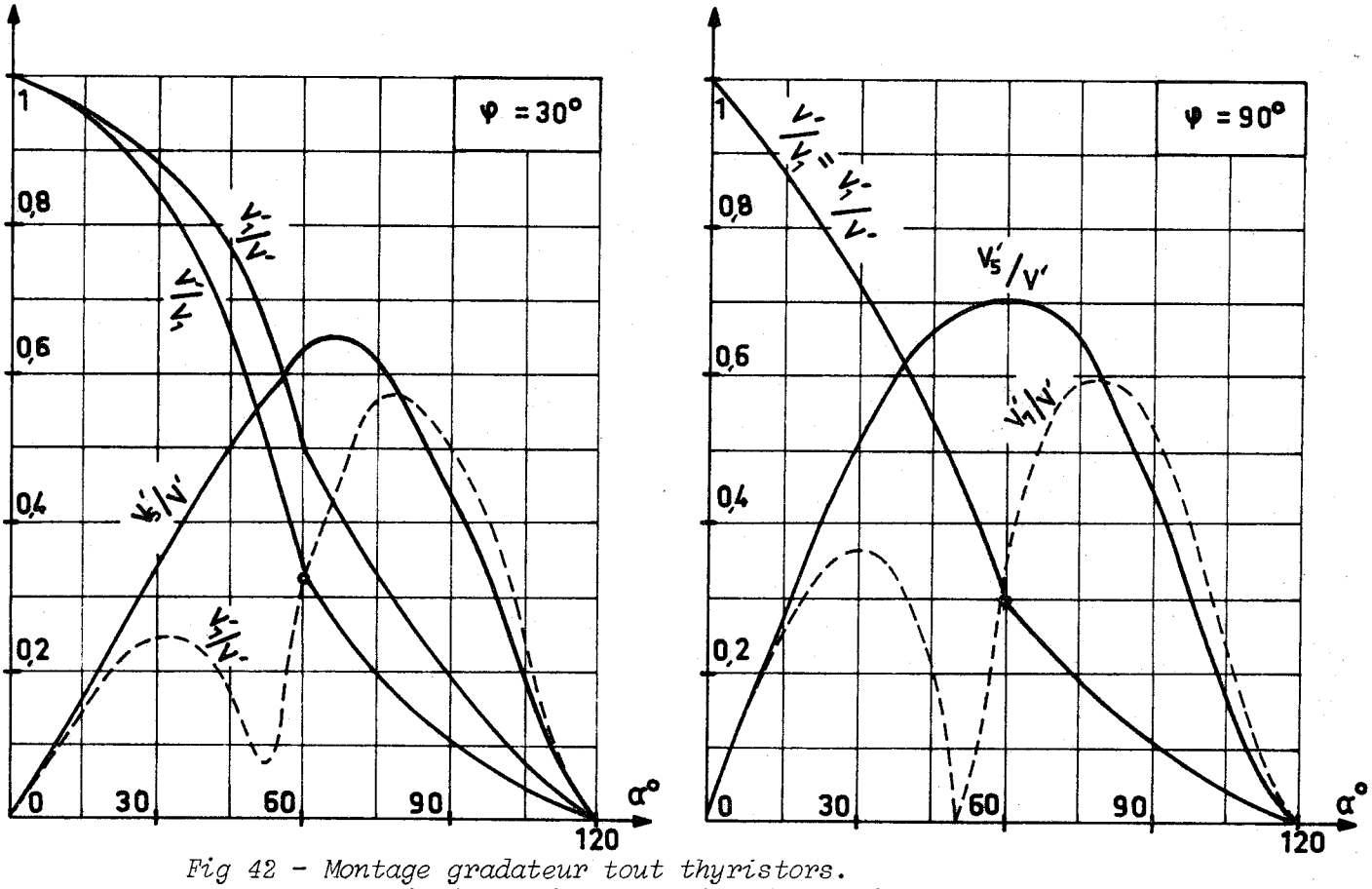


Fig 42 - Montage gradateur tout thyristors.
Caractéristiques de la tension de sortie en fonction du retard au déblocage des redresseurs.

et de ses harmoniques V'_5 , V'_7 ... rapportées à la valeur V_1 de la tension sinusoïdale du réseau, en fonction de l'argument φ du récepteur à la

fréquence de celui-ci et de l'angle "pratique" de retard α. Il est commode, en effet, de caractériser le retard au déblocage des thyristors en le comptant à partir du moment où les redresseurs tendent à conduire, la tension à leurs bornes devenant positive. C'est cet écart, exprimé en angle qu'ils désignent par α.

Ils ont montré que, quel que soit φ, lorsque α passe de 0 à $2\pi/3$, V'/V_1 passe de 1 à 0 et le taux d'harmoniques devient de plus en plus important. Lorsque φ augmente le taux d'harmoniques augmente également, toutefois l'effet de φ est important surtout pour les faibles valeurs de cet angle. Lorsque l'argument du récepteur est compris entre $\pi/4$ et $\pi/2$ (ce qui est le cas des moteurs tournant avec un glissement élevé) les valeurs de V', V'_1, V'_5, V'_7 dépendent peu de φ.

Nous avons reproduit (fig 42) les variations des rapports V'/V_1, V'_1/V', V'_5/V', V'_7/V' pour φ successivement égal à $\pi/6$ et à $\pi/2$.

On voit que lorsqu'on diminue la tension par gradateur, pour les réductions importantes, les harmoniques prennent des valeurs très supérieures à celles du fondamental et leurs effets ne sauraient être négligés.

III.2.2. Effets des harmoniques

. Malgré le rôle de filtre passe-bas que joue le moteur aux forts glissements, l'*augmentation des courants* due aux harmoniques ne saurait être négligée.

Cette augmentation des courants renforce la première des conséquences tirées de l'examen des pertes Joule (§ III.1.1.3) : il faut surdimensionner le moteur pour limiter l'échauffement quand on réduit la vitesse, les pertes dues aux harmoniques contribuant de plus en plus à cet échauffement.

. Quand on réduit la tension, l'augmentation des courants dus aux harmoniques et le *couple antagoniste dû à l'harmonique 5* prennent de plus en plus d'importance.

Ceci explique la première condition imposée à la caractéristique mécanique du moteur lors de l'étude des tensions (§ III.1.2.1). Il faut que le glissement atteigne les valeurs voisines de 0,5 sans qu'on ait besoin de

réduire trop la tension d'alimentation. Cette condition incitait à prendre un moteur de caractéristique telle qu'à tension donnée au-delà du couple maximum la dérivée $\delta C/\delta g$ soit nettement négative.

Nous avions ensuite montré qu'il fallait nuancer cette conclusion pour être assuré d'une bonne stabilité de fonctionnement et ne pas rendre la vitesse trop sensible aux petites variations de la tension du réseau ou des caractéristiques de la charge entraînée.

Cette nécessité d'accroître $\delta C/\delta g$ pour le fondamental à pleine tension est encore plus nette si on tient compte de l'augmentation de l'importance relative croissante du couple antagoniste C_5 quand la tension diminuant le rapport V_5'/V_1' devient de plus en plus important.

La figure 43 montre pour un moteur à rotor peu résistant du type A l'altération de la caractéristique de couple due à l'harmonique 5.

Sous la pleine tension $V_1' = V_1$, $V_5' = 0$, le couple est produit

BUS LILLE

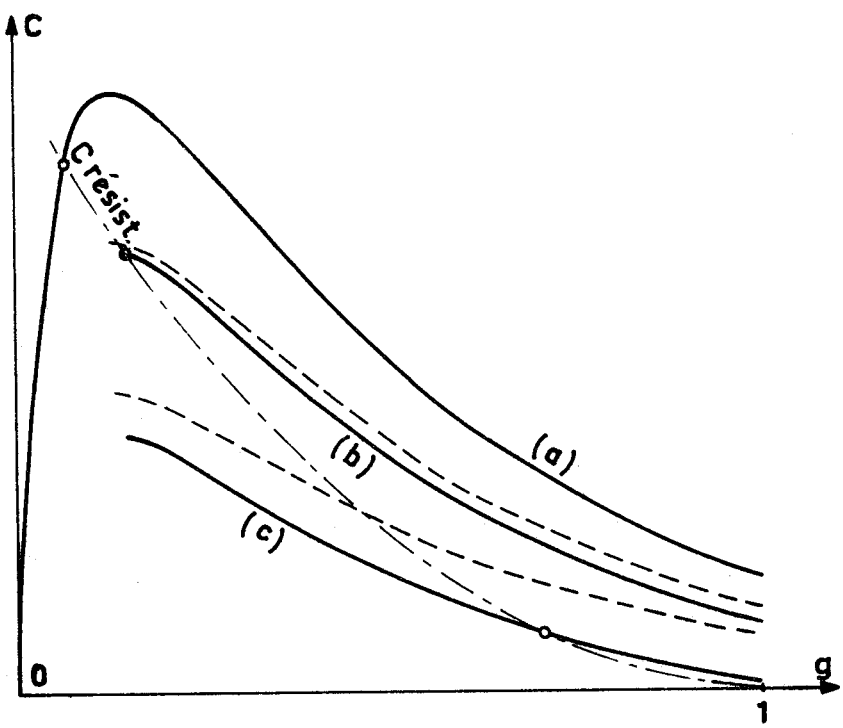


Fig 43 - Altération de la caractéristique du couple par l'harmonique 5.
(En traits interrompus, couple dû au fondamental ; en traits continus, couple résultant)

par le seul fondamental (courbe a). Si on diminue V_1' , le couple antagoniste apparaît, il croît légèrement avec le glissement provoquant une diminution relative du couple d'autant plus forte que la vitesse est plus faible (courbe b). Si on réduit plus encore la tension, l'effet de C_5 est encore plus

sensible (courbe c), il peut rendre négligeable ou nul le couple au démarrage.

Avec un tel type de moteur, le couple antagoniste rend encore moins stable le fonctionnement de l'ensemble moteur charge, il peut même rendre impossible le fonctionnement aux basses vitesses.

Il faut donc utiliser un moteur à cage normal qui présente un couple de démarrage voisin du couple maximum pour que malgré le couple antagoniste dû à l'harmonique 5, la caractéristique C(g) soit à pente faible pour toutes les valeurs réduites de la tension.

L'étude des effets des harmoniques confirme toutes les conclusions tirées de l'examen du seul fondamental. L'importance des harmoniques due à l'emploi d'un gradateur comme réducteur de tension conduit en plus à une détérioration des performances du moteur d'autant plus nette que la vitesse est plus réduite.

III.3 VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Pour vérifier l'étude du moteur asynchrone dont on fait varier la vitesse par réduction de la tension de fréquence fixe qui lui est appliquée nous avons utilisé le montage représenté dès la figure 14.

Toutefois nous avons fait porter nos essais sur une machine de puissance plus faible afin de faciliter les réglages qui permettent de demander au moteur un couple proportionnel au carré de la vitesse.

Le moteur essayé est un moteur triphasé à cage normal

LEROY-SOMER, type T 100L 70

50Hz, 4 CV, 1420 T/mn ; 220/380 V

Les autres machines du montage, dynamo-frein, moteur à courant continu, génératrice asynchrone, ont des puissances nominales très supérieures à celle du moteur. Ceci permet d'imposer sa vitesse à celui-ci par l'excitation des machines à courant continu.

Pour chaque valeur de la vitesse, on place le poids sur le levier de la dynamo-frein à une position telle que le produit poids par bras de levier corresponde au couple utile qu'on désire faire développer par le moteur. On règle alors la tension d'alimentation de celui-ci jusqu'à ce que le levier prenne sa position horizontale.

Les essais ont été menés en demandant au moteur de développer un couple utile proportionnel au carré de la vitesse. On a relevé, en régime établi, en fonction de la vitesse N,

la valeur efficace I'_S du courant statorique

l'échauffement θ d'un anneau d'extrémité de la cage

la valeur efficace V'_S de la tension simple d'alimentation.

Les caractéristiques ont été groupées sur la figure 44.

III.3.1. Alimentation par des tensions sinusoïdales

Le moteur avec stator couplé en étoile est alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur variable grâce à un autotransformateur triphasé à curseurs interposé entre lui et le réseau.

On lui demande d'abord de fournir sous sa tension nominale son couple nominal soit environ 20 m.N. Puis on réduit la tension pour qu'à la vitesse N comptée en tours/minute il développe un couple utile

$$Cu = 20 \left(\frac{N}{1420}\right)^2$$

On observe (courbes a) que lorsqu'on veut diminuer la vitesse le courant statorique I'_S et l'échauffement du rotor croissent très vite et qu'on ne peut, sous peine de détériorer la machine, obtenir de fonctionnement permanent à basse vitesse.

Pour étendre la plage des vitesses possibles on peut *déclasser* le moteur en divisant par deux le couple utile qui lui est demandé

$$Cu = 10 \left(\frac{N}{1420}\right)^2$$

Si on part de V_1 égal à 220 V, on part d'un glissement, d'un courant et d'un échauffement plus réduits que lors du relevé précédent. Mais il faut diminuer très fortement la tension V'_S pour commencer à obtenir une réduction notable de la vitesse. Ensuite le glissement croît beaucoup plus rapidement.

La comparaison des courbes b ainsi relevées avec les courbes a montre que la réduction du couple demandé au moteur diminue fortement le courant absorbé et l'échauffement.

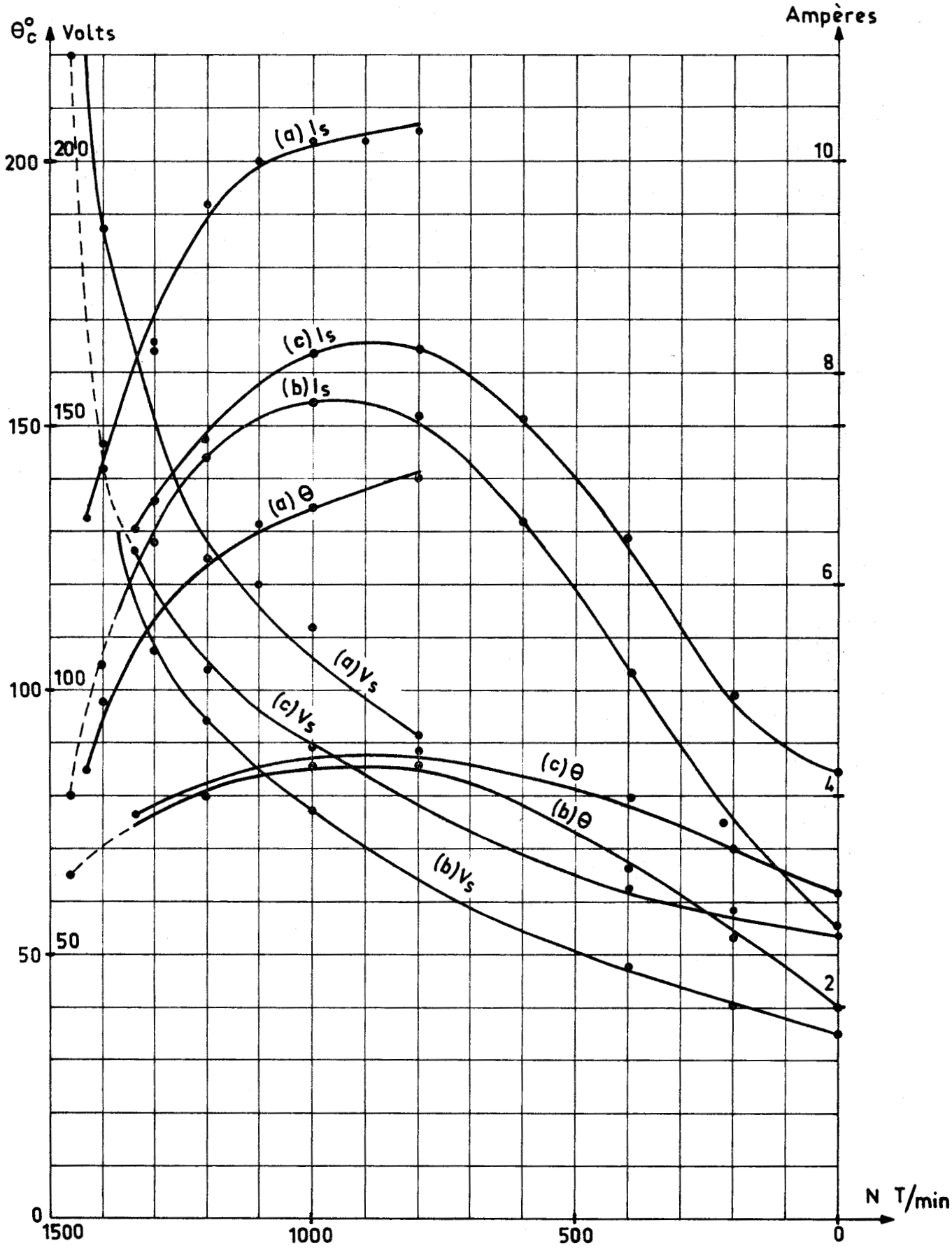


Fig 44 - Variation avec la vitesse de l'échauffement θ du moteur, des valeurs efficaces des tensions V'_S et des courants I'_S statoriques

a) alimentation en sinusoïdal, Cu = 20(N/1420)²
b) alimentation en sinusoïdal, Cu = 10(N/1420)²
c) alimentation à travers un gradateur, Cu = 10(N/1420)²

BUS LILLE

Pour diminuer la réduction de tension V_1'/V_1 nécessaire pour obtenir un glissement donné, on peut *déclasser le moteur en divisant sa "tension nominale"*. On le considèrera, par exemple, comme un moteur de 2 CV, 127/220 V.

Lorsqu'on fait décroître la tension à partir de 127 V on relève à nouveau les caractéristiques b. Seules les parties tracées en traits interrompus, qui correspondent au passage de la tension de 220 à 127 V, ne peuvent être obtenues.

En déclassant le moteur par réduction de sa pleine tension, on limite un peu du côté des glissements faibles la zone des vitesses possibles mais on diminue la puissance apparente de la source qui doit alimenter le moteur sous tension variable. Dans le cas envisagé on diviserait cette puissance apparente par $\sqrt{3}$.

Mais surtout, puisque le réglage de la vitesse doit être obtenu par gradateur, cela permet d'obtenir le même glissement avec des retards au déblocage moins forts donc dans des conditions bien meilleures.

III.3.2. Alimentation par un gradateur

L'autotransformateur relié au réseau fournissant à sa sortie des tensions simples constantes de 127 V, on interpose entre cet appareil et les bornes du moteur un gradateur tout thyristors (1).

On fait varier la vitesse par action sur l'angle de retard à l'amorçage des redresseurs.

Les caractéristiques ainsi relevées (courbes c) partent d'une vitesse légèrement inférieure à celle obtenue en alimentant directement le moteur avec 127 V à cause de la chute de tension dans les thyristors. Au départ le courant statorique et l'échauffement diffèrent très peu de ceux lus au début de la partie en traits pleins des courbes b.

(1) *Nous n'avons pas reproduit les relevés effectués en appliquant des tensions simples de 220 V à l'entrée du gradateur. Les caractéristiques sont trop mauvaises. Pour faire croître le glissement il faut tellement réduire la tension que son taux d'harmoniques produit rapidement des effets intolérables. Pour le plein couple ou le couple réduit on ne peut, à cause de l'échauffement, obtenir des glissements supérieurs à 15 %.*

Au fur et à mesure qu'on réduit la vitesse la comparaison entre les courbes c et b montrent que, à vitesse donnée,

- la tension efficace à fournir au moteur est plus forte, ce qui montre l'importance croissante du taux d'harmoniques et la nécessité de compenser l'effet du couple antagoniste dû à l'harmonique 5.
- le courant efficace absorbé est lui aussi plus important car malgré l'impédance importante opposée par la machine aux harmoniques de tension l'accroissement du courant dû aux harmoniques n'est pas négligeable.
- l'échauffement est plus fort à cause de l'accroissement des pertes Joule au primaire et au secondaire.

Ces essais avec gradateur confirment bien les résultats de l'étude théorique :

- *nécessité de déclasser le moteur par réduction de sa tension nominale*
- *inévitable altération des caractéristiques liée à la réduction de la tension par gradateur.*

CONCLUSIONS

Dans l'étude de la variation de vitesse des moteurs asynchrones à cage, on s'était surtout attaché précédemment à l'examen du variateur électronique placé entre le réseau industriel et le moteur. Il nous a semblé important d'examiner le fonctionnement du moteur ainsi alimenté par un variateur,

- pour voir les conditions à imposer aux tensions de sortie fournies par ce dernier et si une limitation des exigences ne permet pas de réduire le prix du variateur sans modifier sensiblement les performances de l'équipement
- pour voir si le moteur à cage classique est bien adapté à son emploi dans un ensemble à vitesse variable et proposer les modifications à apporter à la machine pour améliorer son fonctionnement dans ces conditions particulières d'emploi que constitue son alimentation par un variateur.

Nous nous sommes d'abord attachés à examiner *l'influence des harmoniques* sur les caractéristiques du moteur asynchrone.

Cette étude préliminaire montre que quel que soit le variateur il doit fournir à la machine des tensions exemptes d'harmoniques pairs, d'harmoniques de rang 3 ou multiple de 3. Cette exigence est d'ailleurs facile à satisfaire.

Des harmoniques restants, ceux de rang 5, 7, 11, 13, ... , c'est le premier qui est le plus gênant car il crée un couple antagoniste qui peut, dans certaines conditions, altérer notablement les performances de la machine.

Deux grandes classes de variateurs pour moteurs asynchrones peuvent être distinguées.

- les variateurs élaborés qui redressent les tensions du réseau puis, grâce à un onduleur autonome, permettent de fournir au moteur des tensions de fréquence et de valeur variables plus ou moins sinusoïdales.
- les gradateurs qui par découpage des tensions du réseau alimentent le moteur avec des tensions de fréquence fixe mais de valeur variable d'autant moins sinusoïdales qu'elles sont plus réduites.

Aussi nous avons consacré la seconde partie de ce mémoire à l'étude du *moteur alimenté sous tension et fréquence variables*, d'abord en supposant les tensions sinusoïdales.

Il est possible en agissant simultanément sur la tension et la fréquence d'obtenir le même couple maximum à toutes les fréquences. La marche dite "à couple constant" est réalisable comme dans les équipements à vitesse variable utilisant un moteur à courant continu. L'emploi du moteur asynchrone est même supérieur puisqu'à égalité de couple quand on réduit la vitesse les pertes Joule diminuent aussi.

On peut améliorer la relation entre la fréquence et la tension en réduisant moins fort la première que la seconde quand on va vers les vitesses réduites. Ceci permet d'étendre vers les faibles vitesses la zone où le moteur autoventilé peut fournir son couple nominal sans échauffement excessif en régime permanent. Ce mode de commande amélioré suppose que pour la pleine valeur de la tension et de la fréquence le circuit magnétique ne soit pas saturé.

Quel que soit le mode de commande adopté, il y a intérêt à utiliser un rotor peu résistant. Le problème du couple de démarrage ne se posant pas, la réduction de la résistance secondaire permet d'améliorer les performances du moteur et d'accroitre le couple qu'on peut lui demander.

L'étude de la superposition au fondamental des effets des harmoniques 5, 7,... montre que la dégradation des caractéristiques qu'ils entraînent n'est notable que si leur taux est élevé. On peut donc accepter que les formes d'ondes des tensions alternatives fournies par l'onduleur autonome s'écartent assez sensiblement de la sinusoïde, ce qui permet d'éviter le recours à des onduleurs plus complexes donc plus onéreux.

La troisième partie traite de la variation de vitesse par *alimentation à fréquence fixe et à tension variable* du moteur.

Ce procédé n'est applicable que lors de l'entraînement par le moteur de charges nécessitant un couple croissant très vite en fonction de la vitesse.

Même si les tensions d'alimentations restaient toujours sinusoïdales, les performances du moteur seraient de plus en plus mauvaises au fur et à mesure que la vitesse diminuerait. Aussi ce procédé ne convient-il

qu'à des entraînements de très faible ou faible puissance. La réduction de la tension ne peut faire appel à un montage d'électronique de puissance compliqué et coûteux ; elle est obtenue par un gradateur à thyristors.

Pour pouvoir obtenir des vitesses nettement inférieures à la vitesse synchrone sans échauffement anormal, il faut déclasser le moteur en alimentant le gradateur sous une tension nettement inférieure à celle pour laquelle le moteur a été conçu. Ainsi sous la pleine tension, il fonctionne avec un glissement peu inférieur à celui correspondant au couple maximum et un échauffement faible. Lorsqu'on réduit la tension, son glissement augmente plus rapidement et son échauffement ne dépasse pas les valeurs tolérables.

Les moteurs à cage de construction classique à résistance rotorique relativement élevée se prêtent bien à cet emploi.

Cette étude montre que le variateur de vitesse pour moteur asynchrone doit alimenter celui-ci sous une tension approximativement sinusoïdale mais que le problème des harmoniques n'est pas le plus délicat. L'examen des effets du fondamental suffit à montrer comment il faut alimenter le moteur, choisir ses caractéristiques de construction et l'adapter à son emploi dans un équipement à vitesse variable.

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

{1} J. LECORGUILLIER — Les vannes électroniques à électrodes de déclenchement et leurs applications *Dunod éditeur, 1966*

{2} G. SEGUIER — L'électronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications *Dunod éditeur, 1974*

{3} A. AUTRUFFE — Essai de classement des différents systèmes de transmission électrique à vitesse variable *Revue Générale de l'Electricité, t.79, n°3, Mars 1970, p 259-266*

{4} F. BRICHANT — La vitesse variable par moteurs à courant alternatif avec alimentations statiques *Revue Générale de l'Electricité, t.81, n°12, Décembre 1972, p 804-814*

{5} G. SEGUIER — La variation de vitesse du moteur asynchrone *L'électricien, Mars 1971, p 72-78*

{6} J. FORNASIERI, G. GIRARDIN — Dispositifs d'entraînement avec moteurs asynchrones à cage *Revue Brown-Boveri, n°9, 1971, p 3-10*

{7} J. LECORGUILLIER — Les gradateurs tête-bêche en débit sur circuit inductif *Revue Générale de l'Electricité, t.75, n°7-8, Juillet-Août 1966, p 939-949*

{8} C. ROMBAUT, G. SEGUIER — Discontinuité, lors du débit sur résistance pure, de la caractéristique pratique de commande des gradateurs triphasés *C.R. Acad. Sc., t.277, 24 sept. 1973, p 281-284*

{9} TAKEUCHI — Theory of S.C.R. (thyristor) circuit and application to motor control *Tokyo Electrical Engineering College Press, 1968*

{10} ALONSO, LAJOIE-MAZENC, SURCHAMP, TRANNOY Dispositif statique de réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, utilisant des thyristors au silicium
C.R. Acad. Sc., t.264, 1967, p 1071-74

{11} Y. SURCHAMP Quelques applications des semi-conducteurs au réglage de la vitesse des moteurs asynchrones
Revue Générale de l'Electricité, t.74, n° 7-8, Juillet-Août 1965, p 573-588

{12} J.L. DARGEOU Variateurs de vitesse pour moteurs à courant alternatif à bagues. La cascade hyposynchrone
Revue Jeumont-Schneider, n°11, 1971, p 13-33

{13} J. DROC, R. BIRK Etude sur le système à vitesse variable avec moteur asynchrone à bagues, "montage double alimentation"
Jeumont-Schneider, MEI-LT, NG06-CG-68058, Sept 1968

{14} J. LESENNE Multiplication de fréquence par un montage redresseur fonctionnant en commutation retardée
Thèse de Docteur-Ingénieur, Lille n° 92, Juin 1969

{15} W. SLABIAK, L.J. LAWSON Precise control of a three-phase squirel-cage induction motor using a practical cycloconverter
Proc. Nat. Electron. Conf, U.S.A., (1965), t.21, p 938-943

{16} E. BLAUENSTEIN Le premier équipement d'entraînement de tube broyeur sans engrenage
Revue Brown-Boveri, Mars 1970, t.57, p96-105

{17} A. FAURE Convertisseurs de fréquence statiques. *Applications*
La Technique Moderne, Juillet 1970, p309-315

{18} C. MIJON, G. DROUIN Application industrielle des convertisseurs autonomes courant continu-courant alternatif
Revue Générale de l'Electricité, t.78, n°11, Nov 1969, p 1055-1065

{19} A. CHAUPRADE, G. CAUSSIN Convertisseurs statiques autonomes courant continu - courant alternatif
Revue Générale de l'Electricité, t.78, n°11 Nov 1969, p 1043-1054

{20} R. BAUSIERE — Etude de l'onduleur triphasé en pont alimenté à courant constant
Thèse Docteur-Ingénieur, Lille, n° 152 Févr. 1974

{21} G. SEGUIER — Les onduleurs autonomes en pont
L'Electricien ; Sept 72, p 173-178 ; Oct 72 p 196-201

{22} B.D. BEDFORD, RG. HOFT — Principles of inverter circuits
John Wiley éditeur, 1966

{23} P.J. LAWRENSON, JM. STEPHENSON — Note on induction-machine performance with a variable-frequency supply
Proc. Inst. Electr. Engrs (G.B) 1966, t.113, n° 10, p 1617-23

{24} G. GERVAIS — Vitesse variable par tension et fréquence variables
Techniques C.E.M., 1969, n° 72, p 49-63

{25} G.C. JAIN — The effect of voltage waveshape on the performance of a 3 - phase induction motor
I.E.E.E. Trans Power Appar. Syst. (U.S.A.) 1964, t.83, n° 6, p 561-66

{26} H. ECKHARDT, F. HOLZMANN — Alimentation des machines asynchrones à cage au moyen d'un système de tensions homopolaires
Arch. Electrotech. Dtzch. (1973), t.75, n° 4, p 227-232

{27} J. BENDL — Pertes d'enroulement des moteurs asynchrones alimentés par des redresseurs
Acta Techn C.S. A. V. Cestrosl. (1966), t.11, n° 5, p 631-42

{28} BYSTRON — L'influence des harmoniques de courants et de tension d'un convertisseur statique de fréquence comportant une liaison par courant continu avec des machines d'induction
Siemens Z, Dtsch, 1967, t.41, n°3, p 244-47

{29} E. WARD, A. KAZI, R. FARKAS — Time-domain analysis of the invertor-fed induction motor
Proc. Inst. Electr. Engrs (G.B.) 1967, t.114, n° 3, p 361-369

{30} G.W. Mc LEAN, G.F. NIX, S.R. ALWASH — Performance and design of induction motors with square-wave excitation
Proc. Inst. Electr. Engrs (G.B.) 1969, t.116, n° 8, p 1405-11

{31} E.A. KLINGSHIRN, H.E. JORDAN Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources
I.E.E.E Trans. Power Appar. Syst. (USA) 1968, t.87, n° 3, p 624-631

{32} E.M. SABBAGH, W. SHEWAN Characteristics of an adjustable polyphase induction machine
I.E.E.E Trans. Power Appar. Syst. (USA) 1968, t.87, n° 3, p 613-623

{33} R.E. BEDFORD, V.D. NENE Voltage Control of three-phase induction motor by thyristor switching ; a time-domain analysis using the α-β-O transformation
I.E.E.E Trans. Industry and Gener. Applic. (USA) 1970, t.6, n° 6, p 553-562

{34} C. ROMBAUT, G. SEGUIER Caractéristiques des gradateurs triphasés
Revue Jeumont-Schneider (en cours d'impression).

TABLE DES MATIERES

0. INTRODUCTION 4

0.1. Les procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone 5

0.1.1. Les fonctions de base de l'électronique de puissance 5
0.1.2. Variation de la tension d'alimentation 6
0.1.3. Récupération de la puissance de glissement 7
0.1.4. Les cycloconvertisseurs 8
0.1.5. Variation de la fréquence et de la tension d'alimentation 10

0.1.5.1. Tension continue intermédiaire variable 10
0.1.5.2. Tension continue intermédiaire constante 11

0.2. Le moteur asynchrone alimenté par des tensions non sinusoïdales 11

0.2.1. Performances du moteur asynchrone alimenté par un variateur de vitesse 11
0.2.2. Influence des harmoniques 12
0.2.3. Etude globale de l'ensemble variateur-moteur 13

0.3. But et plan de notre étude 13

I. INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LES CARACTERISTIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE 15

I.1. Introduction 15

I.1.1. Schéma adopté 15
I.1.2. Paramètres utilisés 16

I.2. Etude du fondamental 17

I.2.1. Impédance d'entrée du moteur 17
I.2.2. Valeur des courants 18
I.2.3. Puissances couple et rendement 19

I.3. Etude des harmoniques 20

I.3.1. Classification des harmoniques 20

I.3.1.1. Les harmoniques de rang $n = 3K + 1$ 21
I.3.1.2. Les harmoniques de rang $n = 3K - 1$ 21
I.3.1.3. Les harmoniques de rang $3K$ 22

I.3.2. Etude des effets de l'harmonique de rang $3K \pm 1$ 23

I.3.2.1. Impédance d'entrée du moteur 23
I.3.2.2. Valeur des courants 24
I.3.2.3. Puissances. Couple et pertes 24

I.3.3. Etude des effets de l'harmonique de rang $3K$ 26

I.4. Superposition des effets 27

I.4.1. Formules générales 29

I.4.1.1. Courants et pertes Joule 29
I.4.1.2. Puissances. Couple et pertes 29

I.4.2. Exemples d'effets des harmoniques 30

I.4.3. Conséquences 34

I.4.4. Exemple d'application 36

I.4.5. Vérifications expérimentales à fréquence fixe 38

I.4.5.1. Alimentation par des tensions sinusoïdales 39
I.4.5.2. Alimentation par un gradateur tout thyristors 39
I.4.5.3. Alimentation par un gradateur mixte 43

II. ALIMENTATION DU MOTEUR A TENSION ET FREQUENCES VARIABLES 46

II.1. Etude du fondamental 46

II.1.1. Fonctionnement à couple maximal constant 47

II.1.1.1. Variation à donner au rapport V_1'/f' 48
II.1.1.2. Caractéristiques mécaniques 50
II.1.1.3. Courants statorique et rotorique 53
II.1.1.4. Critique de ce mode de réglage 54
II.1.1.5. Amélioration des caractéristiques 55
II.1.1.6. Remarque sur l'écart entre la commande à couple maximum constant et la commande à m égal à ℓ 58

II.1.2. Amélioration de la caractéristique de commande 59

II.1.2.1. Préliminaires 59
II.1.2.2. Les pertes à évacuer 61
II.1.2.3. Caractéristiques à donner au moteur 62
II.1.2.4. Réglage avec survoltage relatif quand la fréquence diminue 62

II.1.3. Vérifications expérimentales 66

II.1.3.1. Réglage à couple maximum constant 67
II.1.3.2. Amélioration du réglage 69

II.2. Etude des harmoniques 71

II.2.1. Influence des paramètres de construction sur les effets des harmoniques 71

II.2.1.1. Etude des impédances 71
II.2.1.2. Etude des couples 75
II.2.1.3. Réduction des effets de l'harmonique 5 76

II.2.2. Vérifications expérimentales 79

II.2.2.1. Altération de la forme d'onde des courants 80
II.2.2.2. Détérioration des caractéristiques de rendement et de couple 81

III. ALIMENTATION DU MOTEUR A FREQUENCE FIXE ET A TENSION VARIABLE 83

III.1. Etude du fondamental 86

III.1.1. Courants et pertes Joule dans les enroulements 86

III.1.1.1. Courants statoriques 86
III.1.1.2. Courants rotoriques 88
III.1.1.3. Premières conclusions 89

III.1.2. Etude des tensions ; type de moteur à utiliser 92

III.1.2.1. Variation du glissement avec la tension 93
III.1.2.2. Etude de la stabilité 95

III.2. Influence des harmoniques 97

III.2.1. Importance des harmoniques 98
III.2.2. Effets des harmoniques 99

III.3. Vérifications expérimentales 101

III.3.1. Alimentation par des tensions sinusoïdales 102
III.3.2. Alimentation par un gradateur 104

IV. CONCLUSIONS 106

BIBLIOGRAPHIE 109

BIBLIOTHÈQUE UNIVERSITAIRE
Section de SCIENCES
LILLE