

UNIVERSITE D'ALGER

6/75

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

## Departement Electricité

102



## PROJET DE FIN D'ETUDES

**POSSIBILITES DE VARIATION  
DE LA VITESSE - DES MOTEURS  
ASYNCHRONES TRIPHASES**

Proposé par :

**M. Carol SAAL :**

Etudié par :

**Mohamed BENYAROU :**

JUIN 1975

UNIVERSITE D'ALGER

---

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**Departement Electricité**

---

PROJET DE FIN D'ETUDES

**POSSIBILITES DE VARIATION  
DE LA VITESSE - DES MOTEURS  
ASYNCHRONES TRIPHASES**

Proposé par :

**M. Carol SAAL :**

Etudié par :

**Mohamed BENYAROU :**

**JUIN 1975**

A mon père et ma mère

A mes frères et soeurs

En témoignage de ma reconnaissance pour leurs  
sacrifices constants et leurs encouragements qui  
m'ont beaucoup aidés durant mes études .

En gage de ma profonde affection .

A mes amis

A S. Farida

Je dédie ce modeste ouvrage .

..... REMERCIEMENTS .....  
.....

Qu'il me soit permis d'exprimer mes remerciements et ma profonde gratitude à Monsieur : SAAL CAROL , qui a proposé se sujet et m'a aidé dans l'élaboration de ce projet .

Je tiens aussi à exprimer toute ma reconnaissance à Messieurs : R. LE DOEUFF , P. GALLO , COULON pour la documentation qu'ils ont bien voulu me procurer .

Enfin , que le présent ouvrage soit le témoignage de ma profonde reconnaissance à Messieurs les professeurs qui ont contribué à ma formation universitaire .

TABLE DES MATIERES



CHAPITRE I : Considérations générales sur le réglage de la vitesse des systèmes d'entraînement électriques .

I.1	Notions introductives .....	9
I.2	Conditions imposées aux systèmes de réglage de la vitesse .....	12
I.21	Conditions imposées pour le réglage de la vitesse .....	12
I.22	Indices de qualité des méthodes de réglage de la vitesse .....	14

CHAPITRE II : Réglage de la vitesse des systèmes d'entraînement avec des moteurs asynchrones triphasés .

II.1	Rappel sur le moteur asynchrone triphasé .....	17
II.2	Possibilités de variation de la vitesse .....	22
II.3	Caractéristiques mécaniques des machines entraînées .....	24
II.4	Stabilité du moteur asynchrone .....	26
II.5	Les pertes rotoriques en fonction du glissement .....	29
II.6	L'instabilité du moteur en fonction du glissement .....	31
II.7	Influence des harmoniques sur le fonctionnement .....	33

CHAPITRE III : Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés en agissant sur les paramètres statoriques .

III.1	Réglage de la vitesse par modification du nombre de paire de pôles .....	37
III.2	Réglage de la vitesse par modification de la tension .....	45
III.3	Réglage de la vitesse par modification de la fréquence .....	57

CHAPITRE IV : Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés  
en agissant sur les paramètres rotoriques .

IV.1 Réglage par modification de la résistance rotorique .....	72
IV.2 Réglage par introduction d'une f.e.m. supplémentaire dans le circuit rotorique .....	76
IV.3 Classification des schémas de réglage basés sur le principe de l'introduction d'une f.e.m. supplémentaire .....	86
IV.31 Réglage de la vitesse par la récupération mécanique de l'énergie de glissement .....	88
IV.32 Réglage de la vitesse par la récupération électrique de l'énergie de glissement .....	97
IV.33 Systèmes de rotation synchrone (arbres électriques).....	101

CHAPITRE V : Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés  
par la méthode impulsionnelle .....

Tableaux comparatifs entre les différents types de variation de vitesse..	114
Conclusion .....	116
Bibliographie .....	118

## PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

+++++

- p : Nombre de paire de pôles
- $f_1$  : Fréquence de la tension d'alimentation du stator
- $\omega_1$  : Pulsation du courant statorique
- $V_1$  : Tension aux bornes d'une phase du stator
- $I_1$  : Courant statorique
- $R_1$  : Résistance d'une phase de l'enroulement statorique
- $X_1$  : Réactance de dispersion de l'enroulement statorique
- $f_2$  : Fréquence des courants rotoriques
- $\omega_2$  : Pulsation des courants rotoriques
- $I_2$  : Courant rotorique
- $I_2'$  : Courant rotorique rammené au stator
- $R_2$  : Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique
- $R_2'$  : Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique rammenée au stator
- $X_2$  : Réactance de dispersion de l'enroulement rotorique
- $X_2'$  : Réactance de dispersion de l'enroulement rotorique rammenée au stator
- $g$  : Glissement du moteur
- $g_m$  : Glissement du moteur correspondant au couple moteur maximal
- N : Vitesse de rotation du moteur
- $N_s$  : Vitesse de synchronisme du moteur
- $\omega$  : Vitesse angulaire de rotation du moteur
- C : Couple moteur
- $C_s$  : Couple résistant
- $C_m$  : Couple moteur maximal
- $\phi_m$  : Flux maximal dans l'entrefer du moteur
- $E_1$  : La f.e.m. induite au stator

- $E_{20}$  : La f.e.m. induite au rotor pour  $g = 1$
- $P_a$  : Puissance absorbée par le moteur
- $P_2$  : Puissance transmise par le stator au rotor
- $P_u$  : Puissance utile sur l'arbre du moteur
- $P_{j1}$  : Pertes Joule au stator
- $P_{j2}$  : Pertes Joule dans le rotor



# CHAPITRE I : CONSIDERATIONS GENERALES SUR LE REGLAGE DE LA VITESSE DES SYSTEMES D'ENTRAINEMENT ELECTRIQUES



## I.1 NOTIONS INTRODUCTIVES

Le problème de réglage de la vitesse du système d'entraînement électrique, est un problème fondamental ( car il permet d'assurer un bon fonctionnement des machines, une productivité et une qualité élevées ) qui se pose dans l'établissement du projet des systèmes d'entraînement électriques et aussi dans le choix du type de moteur d'entraînement. Ce problème dépend de la machine de travail et du processus technologique exécuté par celle-ci.

Dans la pratique courante, on convient que, par réglage de la vitesse on entend le passage d'une vitesse de travail à une autre vitesse de travail, en fonction du développement du processus technologique exécuté par la machine. Mais il y a de nombreuses situations dans lesquelles le processus technologique impose le maintien de la vitesse à une valeur strictement constante quellesque soient les actions perturbatrices extérieures qui modifient les paramètres de fonctionnement du système. Le maintien de la vitesse constante s'effectue par la modification des paramètres de fonctionnement, dans le but de la compensation des actions perturbatrices extérieures. Il résulte que dans ce cas, on réalise aussi un réglage de la vitesse pour la maintenir à une valeur constante.

Dans ce qui va suivre, par réglage de la vitesse d'un système d'entraînement électrique, nous comprendrons chaque intervention extérieure sur les paramètres de fonctionnement du système, soit dans le but de passer le système d'une vitesse stable à une autre, soit dans le but de maintenir

constante la vitesse de travail du système .

Pour montrer l'importance des problèmes d'entraînement à vitesse variable dans les différentes branches de l'industrie moderne , on peut citer par exemple :

- la métallurgie :

Dans les laminoirs pour chaque profil du métal , il existe des vitesses optimales qui déterminent le rendement du laminoir et la qualité des produits. La diminution de la vitesse lors du laminage , provoque une diminution du rendement du métal , tandis que l'accroissement excessive de la vitesse diminue la qualité des produits et même l'apparition des pièces défectueuses ; car avec des vitesses excessives le métal n'arrive pas à remplir les cannelures des cylindres .

Dans le cas des cages travaillant en tandem , il est nécessaire de pouvoir ajuster avec précision la vitesse de chacune des cages l'une par rapport à l'autre en fonction de la réduction prise à chaque cage de façon à éviter la formation de boucles de tôle entre les cages ou une traction excessive qui pourrait entraîner la rupture .

- La cimenterie :

La vitesse à laquelle doit tourner un aspirateur de fumée est déterminée par la qualité du combustible , son humidité , sa teneur en cendre , les conditions de combustion et le débit à la chaudière .

- La fabrication mécanique :

afin de satisfaire aux conditions si diversifiées d'usinage sur une machine donnée , la vitesse de broche doit pouvoir varier dans un domaine étendu .

- Les équipements d'appareil de levage :

pont roulant ; levage des treuils .

- La traction ferroviaire :

locomotives et automotrices .

On peut dire que les entraînements à vitesse variable pour les différentes machines de l'industrie prennent une importance de plus en plus grande et les conditions techniques exigées de ces entraînements devenant en même temps de plus en plus sévères (on exige essentiellement une grande sécurité de fonctionnement, une gamme de réglage très étendue et une progressivité du réglage). Le moteur à courant continu a longtemps été considéré comme la solution la meilleure vis à vis de la souplesse. Car il permet de régler séparément le couple et la vitesse. Cependant, l'emploi de ces moteurs se heurte à certaines limites dûes, en particulier, à l'existence d'un collecteur et il n'est pas étonnant que l'on cherche à utiliser de préférence les moteurs asynchrones produits en grandes séries, économiques et ne nécessitant qu'un entretien réduit. Actuellement 95 % des moteurs électriques sont des moteurs asynchrones. L'emploi des moteurs asynchrones associés à des systèmes permettant d'en modifier la vitesse tend actuellement à se généraliser et de nombreux dispositifs ont été mis au point.

Dans ma thèse j'ai voulu faire une étude et une classification des méthodes possibles de réglage de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés. J'ai présenté aussi quelque méthodes anciennes de réglage rencontrées dans les installations industrielles. J'ai présenté les méthodes de réglage et les principes de ces méthodes à l'exception des systèmes automatiques de réglage de la vitesse. Avant d'aborder ces méthodes de réglage, je vais mettre en évidence les conditions imposées aux systèmes de réglage, afin de pouvoir apprécier jusqu'à quel degré une méthode ou une autre satisfait les exigences imposées.

## I.2 CONDITIONS IMPOSEES AUX SYSTEMES DE REGLAGE DE LA VITESSE

Les conditions imposées dans les systèmes de réglage de la vitesse sont multiples et elles peuvent être d'ordre fonctionnel , technique , économique etc... La connaissance de ces conditions par le projetant est nécessaire pour le choix des méthodes les plus convenables de réglage de la vitesse ou pour la comparaison entre elles de deux ou de plusieurs méthodes différentes . Il faut définir aussi les indices de qualité du réglage de la vitesse des systèmes d'entraînement électrique , par conséquent pour le choix de la méthode la plus convenable de réglage , nous devons connaître :

- a) Les conditions imposées au réglage de la vitesse pour un certain système d'entraînement électrique , particulièrement pour un certain moteur électrique d'entraînement .
- b) Les indices de qualité des différentes méthodes de réglage possible .

### I.21 LES CONDITIONS IMPOSEES POUR LE REGLAGE DE LA VITESSE .

Dans ce qui suit , j'analyserai les principales conditions imposées au réglage de la vitesse des systèmes d'entraînement électrique dans des conditions normales de travail .

#### 1°) Exigences de vitesse :

Pour l'établissement du projet d'un système d'entraînement électrique , il est nécessaire de mentionner d'emblée si la machine doit fonctionner à une vitesse constante , avec un réglage discret , ou un réglage continu de la vitesse .

Dans le cas de fonctionnement à une vitesse constante , il est important de préciser la marge de variation de la vitesse par rapport à la vitesse imposée . Si on exige un réglage discontinu , il est nécessaire de préciser le nombre de vitesses différentes et leur valeurs , comme on fait par exemple dans le cas

des installations des systèmes de levage .

Dans le cas du réglage continu il faut préciser les limites de réglage et la loi de variation de la vitesse .

## 2°) Exigences dynamiques :

Les systèmes d'entraînement avec des masses inertielles réduites , permettent un réglage de la vitesse plus rapide et inversement , dans le cas des systèmes munis de grande masse de volant , la durée des processus transitoire est plus longue , il s'ensuit que les exigences dynamiques dépendront du facteur d'inertie FI

$$FI = \frac{J_m + J_t}{J_m} = 1 + \frac{J_t}{J_m}$$

$J_m$  représente le moment d'inertie axial du rotor du moteur par rapport à son axe de rotation ( moment interne du moteur )

$J_t$  représente le moment axial d'inertie réduit à l'axe du moteur de la machine de travail , dans lequel est inclus la partie due à la transmission cinématique entre le moteur et la machine .

## 3°) Exigences de charge :

Il faut connaître le mode de variation du couple résistant de la machine de travail en fonction de la vitesse , qui sera nécessaire pour l'exigence de la charge du moteur électrique .

## 4°) Exigences de commande :

Dans le choix de la méthode de réglage de la vitesse d'un système d'entraînement électrique , il faut préciser , si le réglage doit se faire dans un seul sens ou dans les deux sens de rotation du système . Il faut préciser aussi , si le système doit avoir des arrêts ou si le fonctionnement du système doit être continu .

5°) La simplicité et la sûreté dans le fonctionnement des installations de réglage

Ces deux notions sont dans une étroite interdépendance . Il est bien connu qu'une installation est plus sûr dans le fonctionnement lorsqu'elle est plus simple . La simplicité de l'installation ne peut être pourtant un critère décisif dans le choix de la méthode de réglage la plus appropriée , parcequ'elle ne peut pas satisfaire toujours toutes les exigences imposées aux systèmes de réglage de la vitesse .

6°) Les exigences d'ordre économique /

Les plus importantes sont les dépenses d'investissement , d'exploitation et de rendement de l'installation de réglage .

- Les frais d'investissement réduit représentent une condition de grande importance dans le choix des méthodes de réglage de la vitesse . Il faut observer si entre deux méthodes possibles existe une , qui offre une sûreté plus grande d'exploitation et qui conduit à une productivité plus grande de la machine de travail , on préférera cette solution même si les dépenses d'investissement sont plus grandes .

- Les frais d'exploitation sont liés directement au rendement de l'installation . Un rendement trop petit conduit à l'accroissement des frais d'exploitation .

## I.22 INDICES DE QUALITE DES METHODES DE REGLAGE DE LA VITESSE

La connaissance des indices de qualité des différentes méthodes de réglage permet l'appréciation de la méthode la plus appropriée du point de vue qualitatif . Les principaux indices de qualité des méthodes de réglage de vitesse d'un moteur ou d'un système d'entraînement électrique sont les suivants :

1°) La gamme de réglage de la vitesse :

Elle est caractérisée par le rapport de la vitesse maximale  $N_{max}$  à la vitesse minimale  $N_{min}$  qui peuvent être obtenues lors du fonctionnement

du moteur de commande :

$$G = \frac{N_{\max}}{N_{\min}}$$

Lors de la détermination de la gamme de réglage de la vitesse, il faut tenir compte des exigences concernant l'écart admissible de la vitesse de rotation du moteur dû à la variation éventuelle du couple résistant.

G est un nombre sans dimension et il est noté sous forme de fraction dont le dénominateur est égal à l'unité ( par exemple : 2/1 ; 4/1 ; 10/1 ... ) .

Remarque :

Pour montrer l'ordre de grandeur de G, on peut citer par exemple :

- Les machines-outils de coupe en fonction de leur destination fonctionnent dans les limites de réglage  $G = ( 4/1 )$  à  $( 100/1 )$  et même jusqu'à  $( 1000/1 )$
- La fabrication du papier journal ordinaire  $G = 3/1$  et lors de la fabrication du papier de qualité supérieure  $G = 20/1$  .
- Certains laminoirs fonctionnent avec  $G = ( 20/1 )$  à  $( 25/1 )$

2°) La progressivité du réglage :

Elle est caractérisée par le nombre de vitesse stables obtenues dans la gamme de réglage donnée . Le coefficient de progressivité  $K_p$  peut être déterminé par le rapport de deux vitesses voisines lors du réglage :

$$K_p = \frac{N_i}{N_{i-1}}$$

où  $N_i$  et  $N_{i-1}$  sont les vitesses correspondant aux  $i^{\text{ème}}$  et  $( i-1 )^{\text{ème}}$  échelons de réglage . La progressivité est d'autant plus élevée que le bond de vitesse lors du passage de la vitesse donnée à la vitesse voisine est plus petit . Plus le nombre de vitesse dans les limites donnée est grande plus le réglage est souple .

3°) La stabilité de fonctionnement à vitesse donnée :

Elle est caractérisée par la variation de la vitesse de rotation pour un écart donné du couple résistant et dépend de la rigidité de la caractéristique . La variation de la vitesse est d'autant plus faible que la rigidité est plus grande . Si lors du réglage de la vitesse , la rigidité de la caractéristique varie , la valeur des oscillations de la vitesse autour de la vitesse donnée variera également .

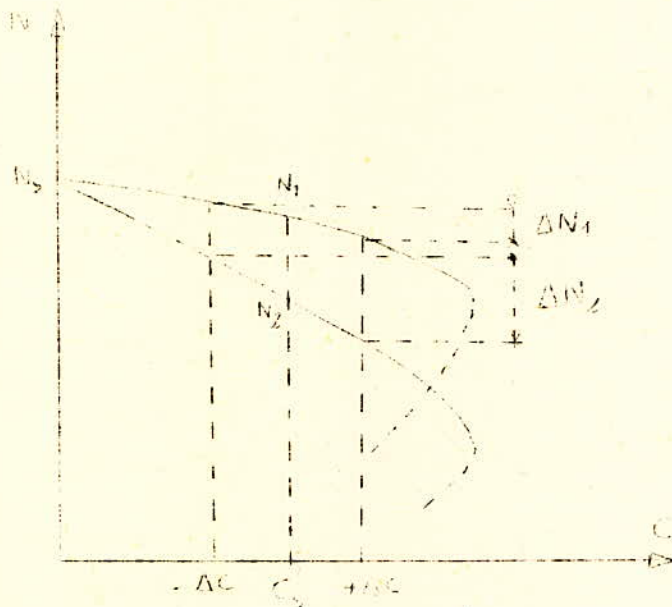
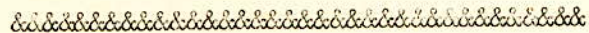


FIG. I.1 : Rigidité d'une caractéristique mécanique

La figure I.1 montre deux caractéristiques d'un moteur asynchrone lors du réglage de la vitesse à l'aide d'un rhéostat insérée dans le circuit rotorique . Si le couple résistant  $C_s$  reste constant , le moteur qui tournait préalablement à la vitesse  $N_1$  tournera après introduction de la résistance additionnelle à une vitesse  $N_2$  . Mais si le couple résistant oscille dans certaines limites  $\pm \Delta C$  , la vitesse du moteur ne reste pas constante et oscille autour des valeurs moyennes  $N_1$  ou  $N_2$  . Les oscillations de vitesse  $\Delta N$  provoquées par les oscillations de la charge seront d'autant plus grandes que la rigidité de la caractéristique mécanique est plus faible . Cela limite dans de nombreux cas la plage de réglage de la vitesse .



CHAPITRE II : REGLAGE DE LA VITESSE DES SYSTEMES D'ENTRAÎNEMENT  
 AVEC DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES



II.1 RAPPEL SUR LE MOTEUR ASYNCHROME TRIPHASE

1°) Constitution :

Un moteur asynchrone ou moteur à induction se compose des éléments actifs suivants : un circuit magnétique à symétrie circulaire , composé d'un stator ( partie fixe ) et d'un rotor ( partie mobile ) .

- Le stator : dans les encoches situées du côté intérieur du stator est placé un enroulement triphasé dont les courants créent le champ tournant de la machine .
- Le rotor : le bobinage du rotor est polyphasé ( en général triphasé ) dans lequel naissent des courants induits par le champ tournant . Deux dispositions se rencontrent :
  - a) Le rotor porte un enroulement triphasé identique à celui du stator et les extrémités des trois phases sont reliées à trois bagues isolées , calées sur l'arbre .
  - b) Le rotor porte un bobinage en cage d'écureuil : dans chacune des encoches se trouve une barre de cuivre non isolée et toutes les barres sont réunies entre elles à chaque extrémité par un anneau de cuivre .

2°) Principe de fonctionnement :

Chacune des phases du stator crée un champ pulsatoire , la composante de ces trois champs donne un champ tournant à la vitesse angulaire :

$$\omega_s = \omega_1 / p = 2 \pi f_1 / p \quad (\text{II.1})$$

$p$  étant le nombre de paire de pôles de l'enroulement et  $f_1$  la fréquence de

la tension d'alimentation du stator .

Par interaction avec les courants induits au rotor par le champ tournant, le rotor est entraîné à la vitesse angulaire  $\Omega < \Omega_0$  . Le glissement  $g$  du moteur sera alors égal à :

$$g = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \quad (\text{II.2})$$

Les courants ainsi induits dans le rotor ont une pulsation  $\omega_2$  donnée par :

$$\omega_2 = g \omega_1 \quad (\text{II.3})$$

qui vont à leur tour créer un champ tournant dont la vitesse angulaire sera  $g \omega_1 / p$  par rapport au rotor et donc  $\omega_1 / p$  par rapport au stator . Les deux champs tournent donc à la même vitesse quel que soit  $g \neq 0$  et dans ces conditions , il existe toujours un couple moyen non nul .

3°) Bilan énergétique du moteur :

Soit  $P_a$  la puissance absorbée par le moteur , elle est partiellement dissipée par effet Joule dans les enroulements statoriques , soient  $P_{j1}$  ces pertes .

La différence  $P_a - P_{j1}$  est transformée en énergie magnétique laquelle , si l'on néglige les pertes fer se retrouve sous forme d'un couple  $C$  tournant à la vitesse des champs tournants . Donc la puissance transmise au rotor  $P_2$  s'écrit :

$$P_2 = C \frac{\omega_1}{p} \quad (\text{II.4})$$

or le rotor tourne à la vitesse  $\Omega = (1-g) \omega_1 / p$  et la puissance mécanique sur l'arbre est :

$$P_m = C \Omega = (1-g) P_2 \quad (\text{II.5})$$

La différence  $P_2 - P_m$  est donc égale à  $g P_2$  et est dissipée dans le rotor.

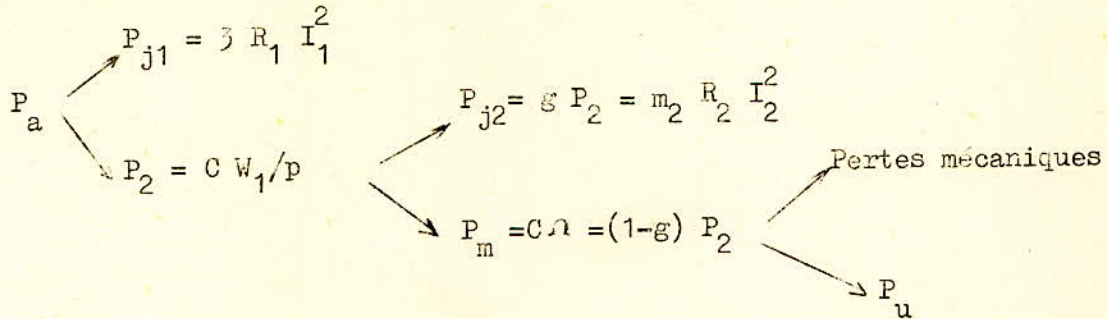
Elle représente les pertes Joule dans les enroulements rotoriques , soit donc :

$$P_{j2} = g P_2 \quad (\text{II.6})$$

En fin de compte, on aboutit à la puissance utile  $P_u$  après avoir tenu compte des pertes mécaniques :

$$P_u = P_m - \text{pertes mécaniques} \quad (\text{II.7})$$

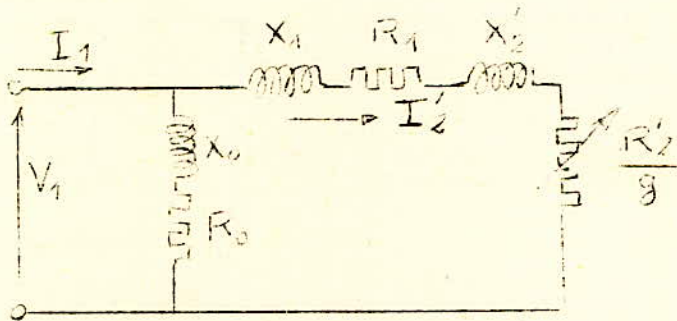
d'où le bilan énergétique suivant :



4°) Expression du couple moteur :

a) Schéma équivalent :

Le schéma équivalent à une phase d'une machine asynchrone peut se mettre sous la forme :



$I_2'$  courant secondaire réduit

$X_1$  ;  $X_2'$  réactances de dispersion primaire et secondaire réduite

$R_0$  ;  $X_0$  résistance et réactance du circuit d'aimantation

$R_1$  ;  $R_2'$  résistances primaire et secondaire réduite

Conformément au schéma équivalent ci-dessus, on peut obtenir l'expression du courant secondaire réduit  $I_2'$  :

$$I'_2 = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R'_2}{g})^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (\text{II.8})$$

b) Expression  $C = f(g)$  en fonction du courant secondaire

Les expressions (II.4) et (II.6) nous donnent

$$C = \frac{p P_{j2}}{g W_1} = \frac{3 p R'_2 I_2'^2}{g W_1} = \frac{m_2 p R_2 I_2'^2}{g W_1} \quad (\text{II.9})$$

$m_2$  est le nombre de phase rotorique

c) Expression  $C = f(g)$  en fonction de la tension d'alimentation

En remplaçant l'expression (II.8) de  $I'_2$  dans (II.9), on obtient

$$C = \frac{3 p V_1^2 R'_2/g}{W_1 \left[ (R_1 + R'_2/g)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \quad (\text{II.10})$$

On voit de (II.10) que pour un glissement donné, le couple du moteur est proportionnel au carré de la tension et que pour cette raison un moteur asynchrone est sensible aux oscillations de la tension du réseau.

La figure II.2 montre la caractéristique mécanique d'une machine asynchrone.

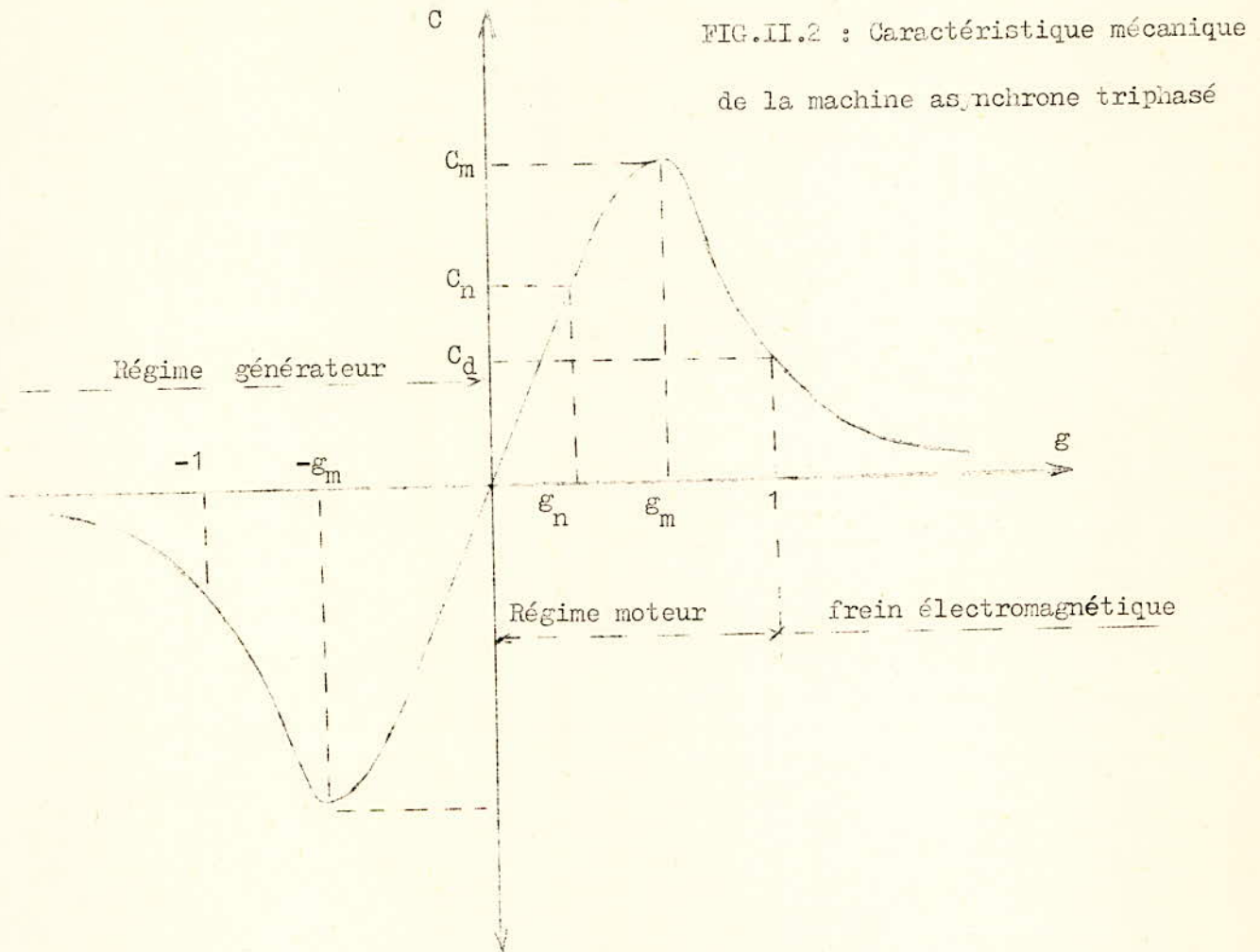
Elle présente un maximum pour un glissement :

$$g_m = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (\text{II.11})$$

et ce maximum est égal à :

$$C_m = \frac{3 p V_1^2}{2 W_1 \left[ R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2} \right]} \quad (\text{II.12})$$

Le signe (+) dans les égalités (II.11) et (II.12) se rapporte au régime moteur (ou au freinage à contre-courant), et le signe (-) se rapporte au régime de générateur.



d) Les points caractéristiques en régime moteur :

- $g = 0$  ,  $C = 0$  ; la vitesse de rotation est égale à la vitesse de synchronisme
- $g = g_m$  ,  $C = C_m$  ; couple maximal en régime moteur
- $g = g_n$  ,  $C = C_n$  ; cela correspond à la vitesse nominale et au couple nominal
- $g = 1$  ,  $C = C_d$  ; couple de démarrage .

Si on néglige la résistance du stator , on obtient une formule plus commode :

$$C = \frac{2 C_m}{\frac{g}{\epsilon_m} + \frac{\epsilon_m}{g}} \quad (\text{II.13})$$

La partie linéaire de la caractéristique (FIG.II.2) forme sa partie utile sur laquelle le moteur fonctionne généralement en régime permanent. Dans cette même partie de la caractéristique se trouvent les points correspondant aux données nominales du moteur ( $C_n$ ,  $I_n$ ,  $N_n$ ,  $\epsilon_n$ ).

Comme le montre la formule (II.12), la valeur du couple maximal ne dépend pas de la résistance rotorique, quant au glissement correspondant, selon (II.11) il augmente avec la résistance du rotor.

- La figure II.3 donne la caractéristique mécanique  $N = f(C)$  du moteur asynchrone triphasé d'après l'équation  $N = N_s(1-g)$ .

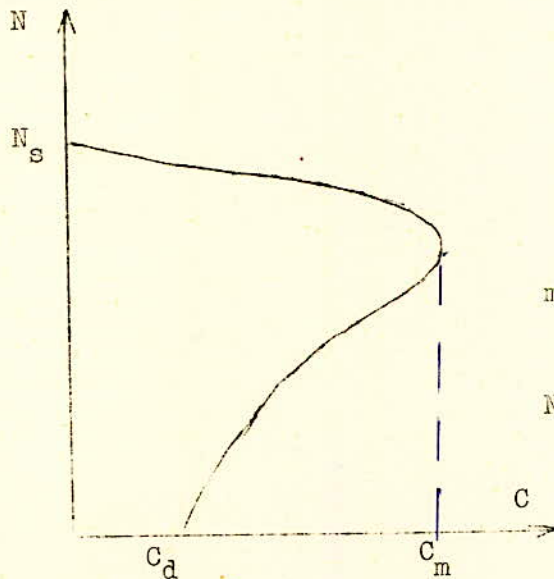


FIG.II.3 : Caractéristique mécanique  $N = f(C)$  du moteur asynchrone triphasé  
 $N_s$  : vitesse de synchronisme

## II.2 POSSIBILITES DE VARIATION DE LA VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES

La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone triphasé est donnée par la formule :

$$N = \frac{120 f_1}{2 p} (1 - g) \quad (\text{II.14})$$

où  $N$  est la vitesse de rotation du moteur en t/mn

L'expression (II.8) montre que le glissement est fonction de la tension d'alimentation  $V_1$ , de la résistance rotorique  $R_2$  et aussi du courant rotorique  $I_2$ .

On peut dire alors que la vitesse du moteur asynchrone est fonction de cinq paramètres :

$$N = f( f_1 ; 2 p ; V_1 ; R_2 ; I_2 )$$

Comme en plus le rotor étant en court-circuit, la loi d' Ohm appliquée au rotor montre que  $I_2$  est fonction de la f.e.m. secondaire .

On distingue alors les méthodes de réglage de la vitesse où on agit sur le moteur soit du côté stator soit du côté rotor :

1°) Du côté stator :

La modification de la vitesse se fait par :

- Le changement du nombre de pôles (  $2 p$  )
- Le changement de la tension appliquée au moteur (  $V_1$  )
- Le changement de la fréquence de la tension d'alimentation (  $f_1$  )

2°) Du côté rotor :

Le réglage de la vitesse en agissant sur les paramètres rotoriques se fait :

- En faisant varier la résistance rotorique (  $R_2$  )
- En introduisant dans le circuit rotorique une f.e.m. supplémentaire de même fréquence que la f.e.m. principale du rotor .

3°) Du côté stator ou du côté rotor

- Par la méthode impulsionnelle

Avant de passer à l'étude de ces différentes méthodes de variation de la vitesse il est important de montrer l'influence de la charge ainsi que l'influence des paramètres de fonctionnement sur la stabilité et sur les pertes rotoriques en

fonction de la vitesse . Ceci va nous permettre aussi par la suite d'indiquer pour chaque méthode la charge qui donne le meilleur fonctionnement du moteur vis à vis de la stabilité , du rendement et de la gamme de variation de la vitesse du moteur .

Comme l'utilisation des éléments (gradateur , amplificateur magnétique , convertisseur de fréquence ....) permettant de faire varier les grandeurs agissant sur le réglage de la vitesse , vont engendrer des ondes de tension et de courant qui ne seront pas tout à fait sinusoïdales , il me semble intéressant de montrer aussi le comportement du moteur vis à vis des harmoniques de ces ondes .

### II.3 CARACTERISTIQUES MECANQUES DES MACHINES ENTRAINEES PAR LE MOTEUR .

La formule donnant le couple statique ( résistant ) des machines entraînées par le moteur peut se mettre sous la forme :

$$C_s = C_o + ( C_{sn} + C_o ) \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^x \quad (II.15)$$

Où

$C_s$  représente le couple statique de la machine entraînée à la vitesse  $\omega$

$C_o$  représente le couple de frottement dans les parties mobiles de la machine

$C_{sn}$  est le couple statique à la vitesse nominale  $\omega_n$

$x$  est un coefficient qui caractérise la variation du couple statique en fonction de la variation de la vitesse .

Cette formule permet de classer les charges du moteur suivant la variation du couple en fonction de la vitesse de rotation ( figure II.4 ) .

La figure II.4 donne les caractéristiques qu'on rencontre le plus souvent .



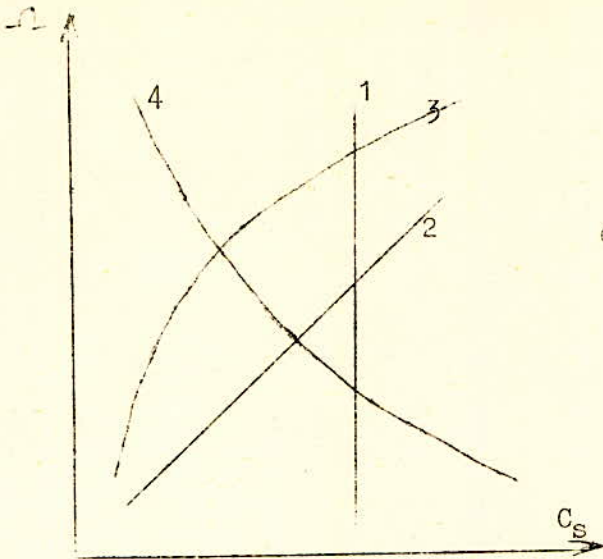


FIG. II.4 : Caractéristiques mécaniques de la charge

Courbe 1 pour  $x = 0$

courbe 2 pour  $x = 1$

Courbe 3 pour  $x = 2$

Courbe 4 pour  $x = -1$

1°) Caractéristique mécanique indépendante de la vitesse ( courbe 1 ) :

On a alors  $x = 0$  et le couple résistant  $C_S$  ne dépend pas de la vitesse de rotation  $\Omega$ . Telle est la caractéristique que présentent les grues, les treuils, les mécanismes d'avance des machines-outils de coupe, les pompes à piston ( lorsque la hauteur de refoulement est constante ). Avec une certaine approximation on peut classer tous les mécanismes où le couple résistant principal est le couple de frottement car généralement dans les limites des vitesses de service le couple de frottement varie peu.

2°) Caractéristique mécanique qui croît de façon linéaire ( courbe 2 ) :

Dans ce cas  $x = 1$  et le couple résistant varie linéairement avec la vitesse. Une telle caractéristique s'obtient, par exemple lors de l'entraînement d'une génératrice à excitation indépendante quand elle débite dans une résistance extérieure fixe.

3°) Caractéristique mécanique croissant de façon non linéaire ( parabolique )

( courbe 3 ) :

Dans ce cas  $x = 2$  et le couple résistant  $C_S$  croît avec le carré de la

vitesse . Les mécanismes présentant une telle caractéristique sont parfois appelés mécanismes à couple de ventilateur, car le couple résistant des ventilateurs dépend du carré de la vitesse de rotation . Parmi les mécanismes présentant une caractéristique mécanique d'allure parabolique , il faut citer aussi les pompes centrifuges , les hélices de bateau etc ...

4°) Caractéristique mécanique décroissant de façon non linéaire (courbe 4) :

Dans ce cas  $x = -1$  et le couple résistant  $C_s$  varie en raison inverse de la vitesse et la puissance absorbée par la machine reste constante . Certains tours ; aléseuses ; fraiseuses et autres machines-outils de coupe ; les bobineuses utilisées dans l'industrie métallurgique , etc.. possèdent une telle caractéristique .

#### II.4 STABILITE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Considérons la courbe  $C = f(g)$  d'un moteur asynchrone et la caractéristique mécanique d'une machine entraînée  $C_s = f(g)$  , figure II.5 . L'intersection de ces deux caractéristiques nous donne deux points de fonctionnement possible  $M$  et  $M'$  correspondant chacun au glissement  $g_0$  et  $g'_0$  . On se propose alors de déterminer le point ( $M$  ou  $M'$ ) qui correspond à un fonctionnement stable du moteur asynchrone . Pour cela désignons par  $J$  le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes .

L'équation mécanique du système s'écrit , au voisinage de l'équilibre , en négligeant les variations électriques :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C(g) - C_s(g) \quad (\text{II.16})$$

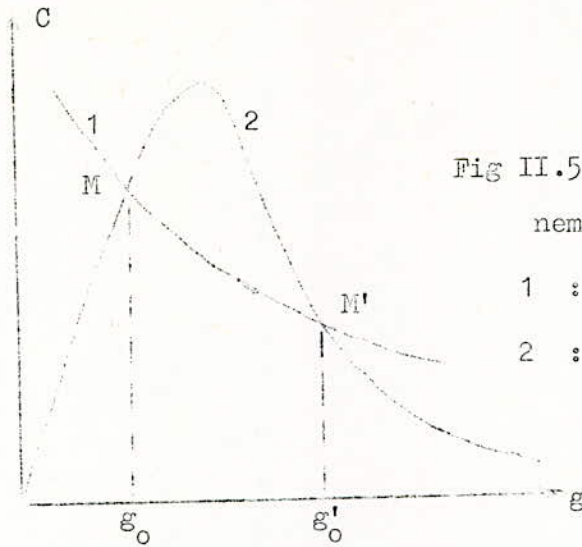


Fig II.5 : Recherche du point de fonctionnement stable

- 1 : caractéristique de la charge  
2 : caractéristique du moteur

Pour une variation du glissement de  $\Delta g$  autour d'un point de fonctionnement correspondant au glissement  $g_0$ , on aura :  $g = g_0 + \Delta g$

Pour  $\Delta g$  faible, on peut assimiler les courbes  $C(g)$  et  $C_s(g)$  à leur tangente en ce point de fonctionnement, et la variation des couples sera alors :

$$C(g) = C(g_0) + \frac{dC}{dg} \Delta g \quad (\text{II.17})$$

$$C_s(g) = C_s(g_0) + \frac{dC_s}{dg} \Delta g \quad (\text{II.18})$$

Comme

$$\Omega = (1 - g) \frac{W_1}{p} = (1 - g_0 - \Delta g) \frac{W_1}{p}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = - \frac{W_1}{p} \cdot \frac{d(\Delta g)}{dt} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.16) devient :

$$- J \frac{W_1}{p} \frac{d(\Delta g)}{dt} = \left( \frac{dC}{dg} - \frac{dC_s}{dg} \right) \Delta g \quad (\text{II.20})$$

la résolution de cette équation différentielle de  $\Delta g$ , nous donne la solution :

$$\Delta g = K C e^{-\frac{p}{W_1 J} \left( \frac{dC}{dg} - \frac{dC_s}{dg} \right) t} \quad (\text{II.21})$$

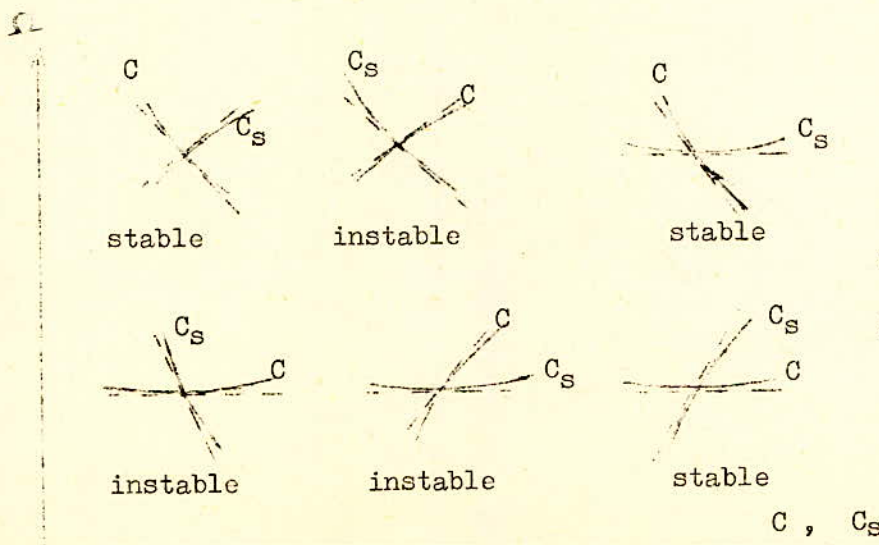
On voit que pour qu'il y ait amortissement de la variation du glissement il faut alors que l'exposant soit négatif ce qui donne la condition de stabilité :

$$\frac{dC}{dg} - \frac{dC_s}{dg} > 0 \quad (\text{II.22})$$

ou bien en fonction de la vitesse angulaire

$$\frac{dC}{d\Omega} - \frac{dC_s}{d\Omega} < 0 \quad (\text{II.23})$$

- Pour  $C_s = \text{const.}$ , on aura  $dC / d\Omega < 0$  ou  $dC / dg > 0$



FigII.6 : quelques cas de stabilité et d'instabilité d'un point de fonctionnement

## II.5 PERTES DANS LE CIRCUIT ROTORIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT

Je me propose ici de déterminer l'influence de la charge sur les pertes rotoriques, du moteur lors d'une variation des paramètres de fonctionnement en fonction du glissement. Pour cela désignons par :

$P_a$  : la puissance absorbée au réseau

$P_u$  la puissance utile sur l'arbre

$g$  le glissement correspondant

$P'_u$  la puissance utile sur l'arbre au régime normal, avec rotor en court-circuit

$g'$  le glissement correspondant

$P_{j1}$  les pertes dans le circuit statorique

$P_{j2}$  les pertes dans le circuit rotorique

$R$  la résistance totale par phase du circuit rotorique

$V_{20}$  la tension rotorique par phase pour  $g = 1$ .

Considérons le cas général d'une puissance utile sur l'arbre, variant comme la vitesse élevée à la puissance  $n$ . Cette loi s'exprime par la relation :

$$P_u = P'_u (1 - g)^n / (1 - g')^n \quad (\text{II.24})$$

d'autre par

$$P_{j2} = 3 (V_{20})^2 / R \quad (\text{II.25})$$

$$P_a - P_{j1} = P_u + P_{j2} \quad (\text{II.26})$$

$$g = P_{j2} / (P_a - P_{j1}) \quad (\text{II.27})$$

Cette dernière relation exprime que le glissement, conformément à la théorie du moteur asynchrone, est égal au rapport des pertes dans le circuit rotorique à la puissance transmise au rotor.

En combinant les équations (II.26) et (II.27) , on obtient :

$$P_{j2} = g P_u / ( 1 - g ) \quad (\text{II.28})$$

Soit, en remplaçant  $P_u$  par sa valeur tirée de l'équation (II.24)

$$P_{j2} = P'_u g ( 1 - g )^{n-1} / ( 1 - g' )^n \quad (\text{II.29})$$

Cette expression montre que les pertes dans le rotor sont d'autant plus faibles, à une vitesse donnée , que la valeur de l'exposant  $n$  est plus élevée , c'est-à-dire que le couple résistant croît plus rapidement avec la vitesse .

Ces pertes sont maximales pour  $g = 1/n$  elles sont alors égales à :

$$P_{j2\text{max}} = P'_u ( n - 1 )^{n-1} / ( n( 1 - g ) )^n \quad (\text{II.30})$$

Par exemple pour  $n = 3$  ( cas des pompes et ventilateurs centrifuges ) , les pertes maximales sont atteintes pour un glissement de  $1/3$  ; elles sont alors égales à environ 50% de la puissance sur l'arbre à la vitesse nominale .

#### Conclusion :

- réduire la vitesse par accroissement du glissement entraine 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 ( par augmentation de  $g$  ) ne peut conduire qu'à des performances médiocres ou nettement mauvaises , il n'est à envisager que pour les moteurs de très 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-ventillation du moteur . Il serait trop onéreux de refroidir par un groupe moto-ventilateur séparé tournant à la vitesse fixe un moteur asynchrone entraînant à la 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.

## II.6 INSTABILITE DU MOTEUR ASYNCHRONE EN FONCTION DU GLISSEMENT

Un moteur asynchrone à bagues dont la vitesse est contrôlée par un rhéostat présente une instabilité de vitesse d'autant plus accentuée que cette vitesse est faible. L'instabilité peut être définie comme le rapport de la variation relative de vitesse à la variation relative de l'élément perturbateur, c'est-à-dire que nous avons :

$$I \text{ (instabilité)} = - \frac{d g}{1 - g} / \frac{d T}{T} \quad (\text{II.31})$$

T étant la représentation algébrique de l'élément perturbateur.

Considérons les éléments perturbateurs suivants :

- le couple résistant
- la tension d'alimentation du moteur
- la résistance rotorique

et exprimons ces grandeurs en fonction de  $g$ . En combinant les équations (II.25)

et (II.28) on obtient :

$$P_u = 3 (V_{20})^2 g (1 - g) / R \quad (\text{II.32})$$

Si  $C_s$  est le couple résistant au glissement  $g$  et  $\Omega_s$  la vitesse de synchronisme.

$$P_u = C_s (1 - g) \Omega_s$$

et l'équation précédente devient :

$$C_s = 3 (V_{20})^2 g / R P_u \quad (\text{II.33})$$

En remplaçant dans l'expression (II.32)  $P_u$  par sa valeur tirée de (II.24) on obtient :

$$R = (1 - g)^n \frac{3 (V_{20})^2 g}{P'_u (1 - g)^{n-1}} \quad (\text{II.34})$$

et

$$V_{20} = \sqrt{\frac{R P'_u}{3 (1 - g)^n}} \cdot \frac{(1 - g)^{(n-1)/2}}{(g)^{1/2}} \quad (\text{II.35})$$

$V_{20}$  est la tension rotorique au glissement unité, étant proportionnelle à la tension d'alimentation du moteur. L'instabilité  $I$  pour les différents paramètres variables envisagés se calculera à partir des équations (II.33), (II.34) et (II.35). On trouve, toutes transformations faites :

$$I_1 = -g / (1-g) \quad \text{dans le cas d'une variation fortuite du couple résistant}$$

$$I_2 = - \frac{g}{1-g(2-n)} \quad \text{dans le cas d'une variation fortuite de la résistance rotorique}$$

$$I_3 = + \frac{2g}{1-g(2-n)} \quad \text{dans le cas d'une variation fortuite de la tension d'alimentation}$$

Ces expressions montrent, toutes choses égales par ailleurs, que l'instabilité



- Croît avec le glissement dans tous les cas ,
- est indépendante de l'exposant  $n$  dans le premier cas
- décroît , avec l'exposant  $n$  , mais en sens inverses dans les deux derniers cas

Exemple :

Dans le cas d'une pompe ou d'un ventilateur centrifuge (  $n = 3$  ) les différentes instabilités sont à demi-vitesse (  $g = 0,5$  ) :

$$I_1 = - 1 \quad ; \quad I_2 = - 1/3 \quad \text{et} \quad I_3 = 2/3$$

Pour les engins dont le couple résistant est constant en fonction de la vitesse  $n = 2$  à demi-vitesse :

$$I_1 = - 1 \quad ; \quad I_2 = - 1/3 \quad \text{et} \quad I_3 = 1$$

On voit ainsi que la variation de vitesse en charge d'un moteur asynchrone à rotor bobiné peut être assurée dans des conditions de fonctionnement satisfaisantes à l'aide d'un rhéostat de glissement , notamment dans le cas où la puissance demandée sur l'arbre du moteur croît comme le cube de la vitesse .

## II.7 L'INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR

### 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 .

$$V_a = f( W t )$$

$$V_b = f( W t - 2\pi/3 )$$

$$V_c = f( W t - 4\pi/3 )$$

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

$$V_a = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin ( n W_1 t + \varphi_n )$$

$$V_b = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin ( n( W_1 t - 2\pi/3 ) + \varphi_n )$$

$$V_c = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin ( n( W_1 t - 4\pi/3 ) + \varphi_n )$$

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

- Les harmoniques de rang  $n = 3K + 1$  (  $K$  nombre entier positif )
  - Les harmoniques de rang  $n = 3K - 1$
  - Les harmoniques de rang  $n = 3K$
- a) Les harmoniques de rang  $n = 3K \pm 1$

Ils donnent des systèmes équilibrés , directs pour  $n = 3K + 1$  , et inverses pour  $n = 3K - 1$

Les glissements correspondant à ces harmoniques seront alors :

$$g_{3K+1} = 1 - (1-g) / 3K+1 \quad \text{et} \quad g_{3K-1} = 1 + (1-g) / 3K-1$$

$g$  étant le glissement correspondant au fondamental .

Les expressions ci-dessus montrent que plus le rang d'un harmonique est élevé , plus le glissement qui lui correspond varie peu quand  $g$  passe de 0 à 1 .

L'influence de la vitesse de rotation est moins importante pour eux que pour le fondamental .

b) Les harmoniques de rang  $3K$  :

Les tensions de pulsation  $3KW_1$  formant un système homopolaire , l'existence des courants correspondants dépend du couplage des phases du stator .

- Le stator est en étoile avec neutre relié au réseau :

Les courants de fréquences  $3Kf_1$  passent dans les enroulements statoriques

et se referment par la liaison du neutre de la source . Ces courants créent un flux résultant nul .

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

- Le stator est en étoile sans neutre :

Il ne peut y avoir de courant homopolaire dans les enroulements .

- Le stator est en triangle :

La ligne qui le relie à la source d'alimentation étant à trois fils , il ne peut y circuler de courant homopolaire . Les courants homopolaires à l'intérieur du triangle ne produisent que des pertes Joule .

## 2) Effets des harmoniques :

L'alimentation par une onde de tension non sinusoïdale engendre des harmoniques de tension et de courant dont le filtrage est particulièrement difficile dans le cas de la variation de la fréquence . Aussi est-il intéressant de supputer le comportement du moteur alimenté par une onde de tension non sinusoïdale .

Si l'on admet que le moteur se comporte comme une charge linéaire , il est possible de sommer les effets ( courant , couple ) du fondamental et de chaque harmonique de la tension .

On remarque que :

- chaque harmonique d'ordre  $3K \pm 1$  produit un champ tournant ayant le même nombre de pôles que le fondamental .
- Chaque harmonique d'ordre  $3K \pm 1$  produit un champ tournant à une vitesse supérieure à celle du champ fondamental . Ce champ harmonique , agissant seul , entraînerait le moteur à une vitesse supérieure .
- Dans le cas du réglage par modification de la fréquence , l'influence des harmoniques est d'autant plus faible que leur rang est élevé , puisque la réduction de la tension et l'accroissement de la fréquence favorisent la

réduction de l'amplitude des champs harmoniques . On montre dans ce cas qu'il est relativement facile d'éviter les effets nocifs des harmoniques de courant sur le couple de la machine asynchrone à condition que la cage d'écureuil rotorique ait un nombre suffisant de barres .

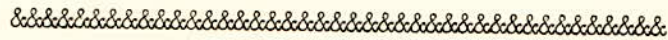
Il est possible de calculer le comportement du moteur vis à vis de chaque harmonique à l'aide d'un schéma équivalent .

En plus de l'augmentation des pertes dans le cuivre et dans le fer , les harmoniques occasionnent une modification du couple moteur et ce , pour deux raisons :

- Chaque harmonique d'ordre  $3K \pm 1$  de tension , crée un couple moyen qui s'ajoute ou se retranche du couple moteur , modification qui , en général , est faible .
- Les harmoniques du courant rotorique réagissent sur le flux fondamental et, de ce fait créent des couples pulsatoires dont les amplitudes peuvent être sensibles aux faibles fréquences , il peut en résulter une limitation de la gamme des vitesses du moteur .

## CHAPITRE III : REGLAGE DE LA VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES

## TRIPHASES EN AGISSANT SUR LES PARAMETRES STATORIQUES



### III.1 REGLAGE DE LA VITESSE PAR MODIFICATION DU NOMBRE DE POLES

#### 1°) GENERALITES :

Pour les applications pratiques exigeant différentes vitesses de régime bien défini et si ces vitesses s'accordent avec les vitesses synchrones réalisables pour les moteurs asynchrones , il est préférable pour conserver un bon rendement , d'utiliser des moteurs à deux ou plusieurs polarités .

Le chandement du nombre de pôles peut se faire soit :

- a) en montant dans le stator un seul enroulement et changer le nombre de pôles par commutation correspondante des parties de cet enroulement .
- b) en montant dans le stator deux ou plusieurs enroulements indépendants l'un de l'autre .
- c) en montant dans le stator deux ou plusieurs enroulements indépendants avec commutation du nombre de pôles de chacun d'eux .

Si le moteur est à rotor bobiné , il faut changer le nombre de pôles simultanément dans le stator et dans le rotor , ce qui rend la construction du rotor compliquée . Pour cette raison les moteurs à changement du nombre de paires de pôles ont généralement un rotor en cage d'écureuil puisqu'il prend automatiquement la polarité du stator .

Ce genre de réglage de la vitesse par changement du nombre de pôles n'est pas progressif , mais il s'effectue par à-coups .

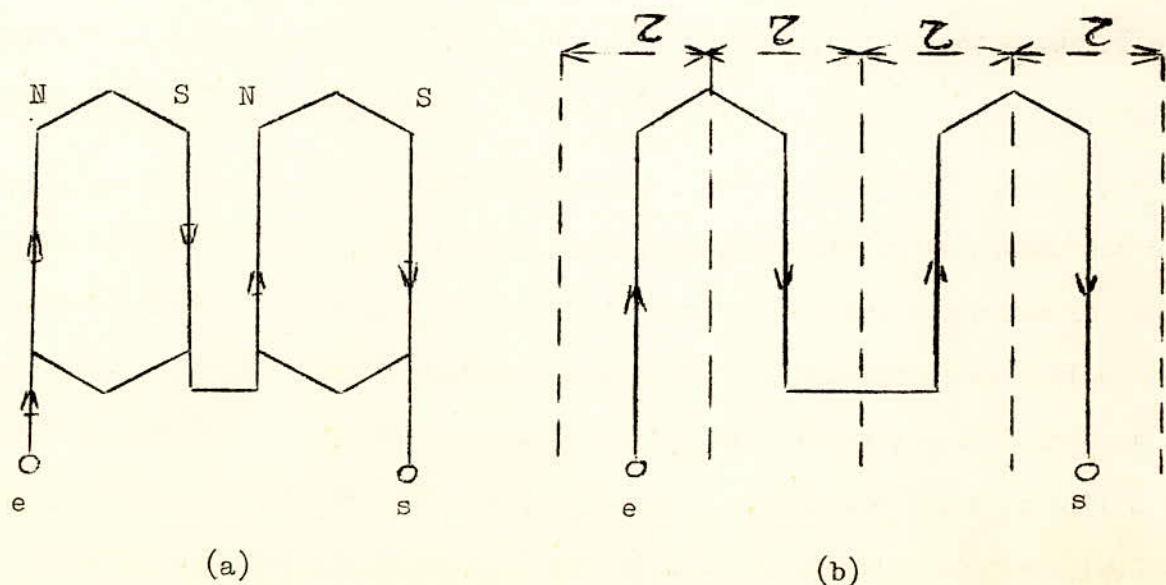
## 2°) MOTEURS A DEUX VITESSES AVEC UN SEUL BOBINAGE .

On utilise un bobinage unique qui , moyennant un changement de connexion permet la marche du moteur à deux vitesses différentes . Ceci permet de limiter le surdimensionnement inévitable que nécessite des bobinages indépendants . Le rapport de vitesse est de l'ordre de  $1/2$  ; de même pour le nombre de pôles (exemple :  $2/4$  pôles ;  $4/8$  pôles ;  $6/12$  pôles ...)

### a) Principe du changement du nombre de pôles .

Le principe de l'enroulement statorique des moteurs triphasés est conçu selon la figure III.1a . Appliqué à une phase de manière à couvrir le pas polaire de la grande polarité (donc la moitié du pas polaire de la petite polarité) . On obtient 4 pôles dans ce cas (Figure III.1a) ; en branchant le réseau entre (e) et (s) d'autre par , si on fait sortir une prise du milieu du bobinage pour en faire une sortie (figure III.1c) et que l'on réunisse (e) et (s) pour en faire une entrée ; on réalise un 2 pôles . La vitesse du moteur sera doublée . Les schémas de droite (figure III.1b et III.1d) montrent le schéma panoramique d'une phase d'un bobinage à 1 conducteur par encoche .

$Z$  étant le pas polaire de cet enroulement .



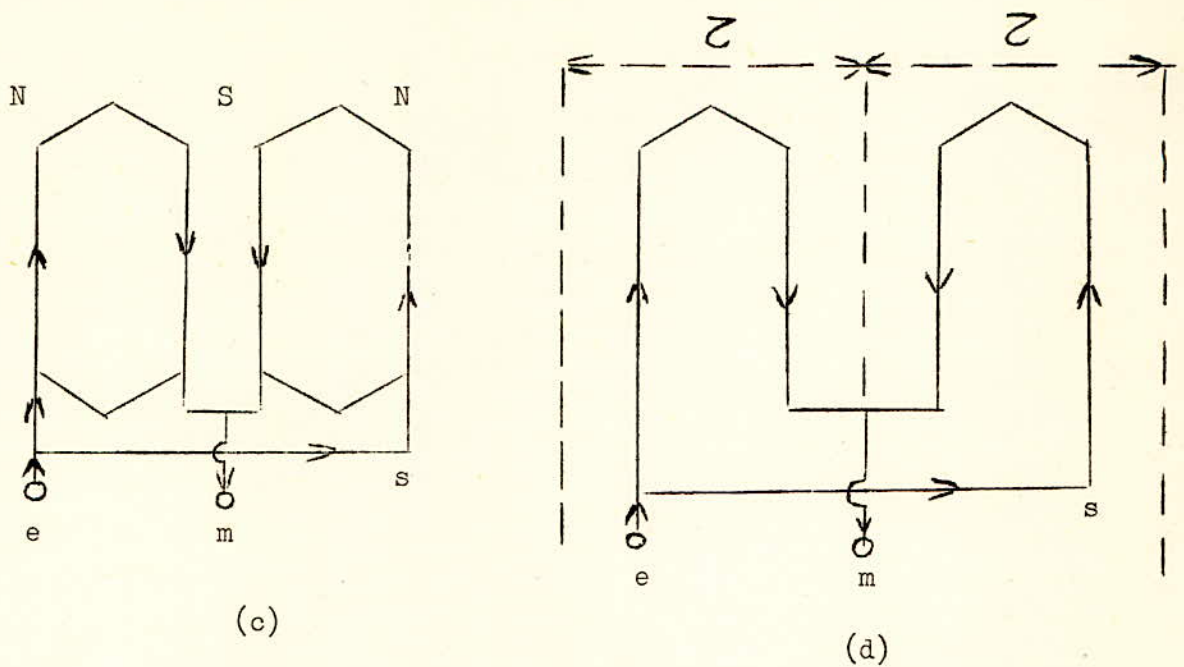


Figure III.1 : Principe du changement du nombre de pôles

C'est sur ce principe que sont basés les couplages des moteurs à deux vitesses du type " Dahlander et Lindström " .

Donc pour rendre possible ces deux couplages , il est nécessaire de sortir une prise du milieu du bobinage de chaque phase . Ce qui donne pour l'enroulement statorique neuf (9) sorties sur la plaque à borne . Ce nombre peut être ramené à six (6) en faisant l'étoile sur le bobinage même .

b) Couplage des enroulements :

La figure III.2 donne les 4 possibilités de couplage utilisés pour les moteurs à 2 vitesses du type " Dahlander et Lindström " .

Pour conserver le même sens de rotation , il faut inverser 2 phases comme le montrent les schémas (b) et (d) .

P.V = petite vitesse

G.V = grande vitesse

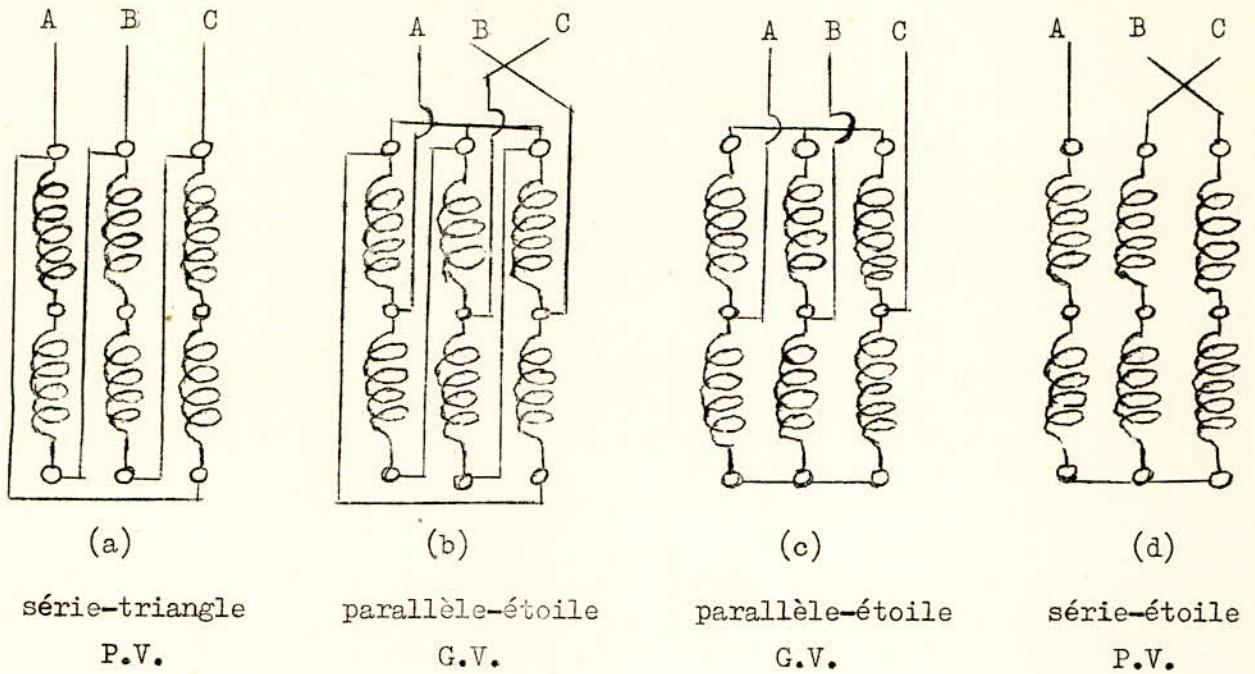


Figure III.2 : Couplage des enroulements des moteurs à 2 vitesses

Il existe encore d'autres possibilités de couplage, mais elles exigent au moins neuf (9) bornes accessibles de l'enroulement et entraînent par conséquent un appareillage plus complexe pour la commutation de ces bornes.

c) Caractéristiques des couplages :

1°) Couplage à couple constant :

Considérant le passage de la commutation Série-étoile à celui de la commutation parallèle-étoile figure III.3.

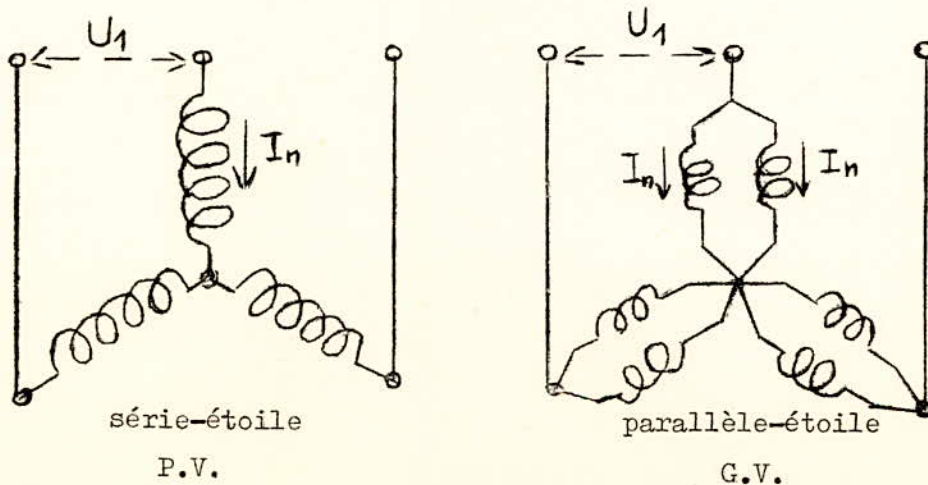


Figure III.3  
Couplage à couple constant



Désignons par :

$U_1$  la tension composée ;  $I_n$  le courant admissible passant par les enroulements

\* Lors de la connexion en série-étoile , la puissance absorbée par le moteur sera :

$$P_y = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} I_n \cos \phi_y = \sqrt{3} U_1 I_n \cos \phi_y \quad (\text{III.1})$$

\* Pour la connexion en parallèle-étoile , on aura :

$$P_{yy} = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} 2 I_n \cos \phi_{yy} = 2 \sqrt{3} U_1 I_n \cos \phi_{yy} \quad (\text{III.2})$$

En admettant que  $\cos \phi_y = \cos \phi_{yy}$  et en négligeant les pertes dans le moteur, la puissance développée à vitesse double sera deux fois plus grande que la puissance à la vitesse plus petite .

On peut considérer donc, que le passage de la commutation série-étoile à celui de la commutation parallèle-étoile ou l'inverse se fait à couple constant .

La caractéristique mécanique d'un moteur à deux vitesses fonctionnant à couple constant est donnée par la figure III.4

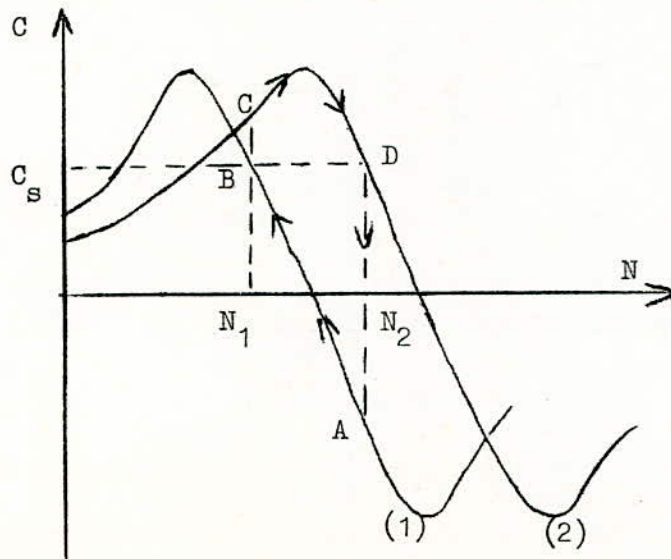


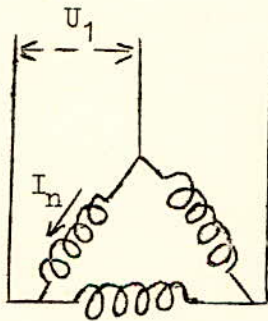
Figure III.4 : Caractéristique mécanique lors du fonctionnement à couple constant  $C_s$

La courbe (1) correspond au fonctionnement du moteur à la petite vitesse (commutation série-étoile) et la courbe (2) au fonctionnement à la grande vitesse (commutation parallèle-étoile) .

Lors du passage de la grande vitesse ( $N_2$ ) à la petite vitesse ( $N_1$ ) , le moteur passe en régime générateur asynchrone (  $N_2$  supérieure à la vitesse du champ de la grande polarité ) et fournit de l'énergie au réseau ( partie AB de (1) ) . Tandis que le passage de la petite vitesse ( $N_1$ ) à la grande vitesse ( $N_2$ ) s'accompagne par un appel de courant ( partie CD de la courbe 2 ) .

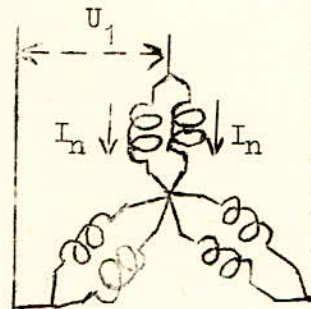
2°) Couplage à puissance constante:

Considérant ici le passage de la commutation série-triangle à celui de la commutation parallèle-étoile , figure III.5 .



série-triangle

P.V.



parallèle-étoile

G.V.

Figure III.5  
Couplage à puissance  
constante

\* Lors de la commutation en série-triangle , la puissance absorbée par le moteur est :

$$P_{\Delta} = 3 U_1 I_n \cos \phi_{\Delta} \quad (\text{III.3})$$

\* Lors de la connexion en parallèle-étoile :

$$P_{yy} = 2 \frac{U_1}{\sqrt{3}} \cdot 2 I_n \cos \phi_{yy} = 3,46 U_1 I_n \cos \phi_{yy} \quad (\text{III.4})$$

D'après les expressions (III.3) et (III.4) , on voit qu'au cours du passage à une vitesse plus élevée , la puissance développée par le moteur varie peu

( environ 15 % lorsqu'on admet que  $\cos \phi_{\Delta} = \cos \phi_{yy}$  ) . On peut donc considérer que le passage de la commutation série-triangle à celui de la commutation parallèle-étoile ou l'inverse se fait à puissance constante .

La caractéristique mécanique lors de ce fonctionnement est donnée par la figure III.6 .

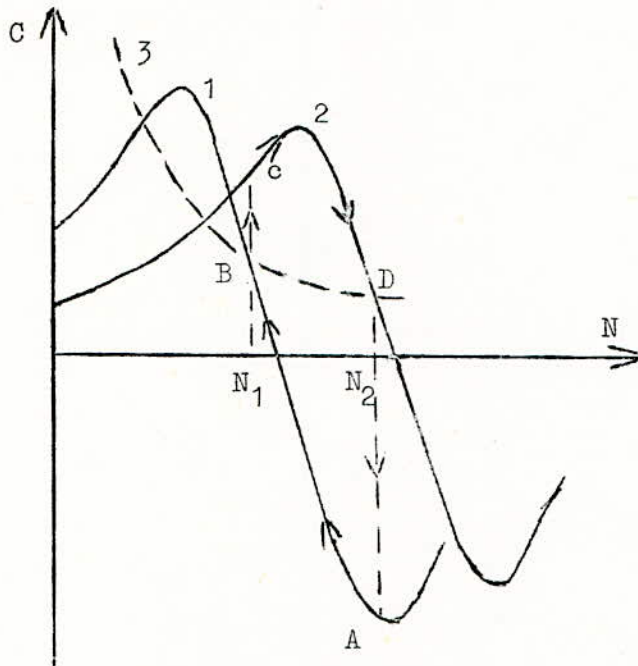


Figure III.6 Caractéristique mécanique lors du couplage à puissance constante .

- 1 - de la petite vitesse
- 2 - de la grande vitesse
- 3 -  $P_{méc} = C N$

Le passage de la grande vitesse à la petite vitesse (partie AB de la courbe 1) donne un fonctionnement en génératrice asynchrone ; Le réseau reçoit de l'énergie électrique . Tandis que le passage de  $N_1$  à  $N_2$  se fait par un appel de courant .

### 3°) MOTEURS A DEUX VITESSES AVEC BOBINAGES DISTINCTS

Le changement de polarité peut être obtenu , soit en logeant , en général deux quelque fois trois enroulements de nombre de pôles différents dans les mêmes encoches du stator . L'enroulement à petite polarité est exécuté avec un pas raccourci qui réduit la masse des têtes des bobines . On utilise ce genre de bobinage quand on désire un rapport de vitesse différent du simple au double . Chacun de ces bobinages étant dimensionné pour la puissance corres-

pondante à fournir .

Pour les enroulements triphasés montés en étoile , le nombre de bornes de sorties par enroulement est égale à 3 . Si les enroulements sont montés en triangle , il est nécessaire de prévoir l'ouverture du triangle de l'enroulement grande vitesse lors du fonctionnement à petite vitesse ou l'inverse afin d'éviter des courants induits de circuler dans cet enroulement .

#### 4°) MOTEURS AVEC BOBINAGES DISTINCTS ET POSSIBILITE DE COMMUTATION DU NOMBRE DE POLES DE CHACUN D'EUX .

Dans ces moteurs on utilise les deux procédés ci-dessus . C'est-à-dire on place généralement deux enroulements indépendants prévus chacun pour un nombre de pôles différents et qui sont commutés suivant les schémas indiqués à la page 40 . Ceci permet d'augmenter beaucoup plus la gamme de vitesse .

En pratique , pour une fréquence d'alimentation de 50 Hz , les vitesses synchrones réalisables peuvent être par exemple :

3000 ; 1500 ; 1000 ; 500 tr/mn

3000 ; 1500 ; 750 ; 375 tr/mn

1500 ; 1000 ; 750 ; 500 tr/mn

Il est recommandé d'effectuer le démarrage en passant par les polarités successives, en débutant par la plus élevée , ceci d'une part en raison des appels de courant et d'autre part réduire l'énergie à dissiper dans les enroulements pendant la période de démarrage .

### III.2 REGLAGE DE LA VITESSE PAR MODIFICATION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

Un réglage progressif de la vitesse peut être obtenu en réduisant simplement la tension d'alimentation . Mais les possibilités d'un tel réglage sont toutefois très limitées pour beaucoup d'applications , en effet la relation, (II.10 ) donnant le couple en fonction de la tension d'alimentation , montre que le couple est proportionnel au carré de la tension , de même que le couple maximal (II.12) :

$$C = \frac{3 p V_1^2 R_2'/g}{W_1 \left[ (R_1 + R_2'/g)^2 + (X_1 + X_2')^2 \right]} \quad \text{et} \quad C_m = \frac{3 p V_1^2}{2 W_1 \left[ R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}$$

Les différentes tensions d'alimentation ne modifient pas le glissement correspondant au couple maximal . Donc une CHARGE A COUPLE CONSTANT conduit rapidement le moteur à la limite de ses possibilités ( Voir courbe a de la figure III.7) et l'ajustage de la vitesse n'excède guère 10 à 15 % de la vitesse maximale .

On peut cependant augmenter beaucoup la gamme de vitesse en faisant travailler le moteur dans le domaine des forts glissements en choisissant convenablement la charge du moteur . La marche à forts glissements correspond au fonctionnement du moteur dans la partie dite instable de la caractéristique mécanique . Il n'est possible alors d'obtenir une **intersection** stable de cette caractéristique

$C = f(N)$  avec celle de la charge entraînée  $C_s = f(N)$  que si :

$$\frac{d C_s}{d N} - \frac{d C}{d N} > 0$$

Cette condition n'est remplie dans la zone à  $\frac{d C}{d N}$  positif que si  $\frac{d C_s}{d N}$

est encore plus positif . Ceci peut être obtenu dans le cas des charges dont le couple croît très vite en fonction de la vitesse (courbe b de la figure III.7)

Ce mode de réglage de la vitesse est surtout utilisé pour l'entraînement des pompes ou des ventilateurs, charges dont le couple est sensiblement proportionnel au carré de la vitesse.

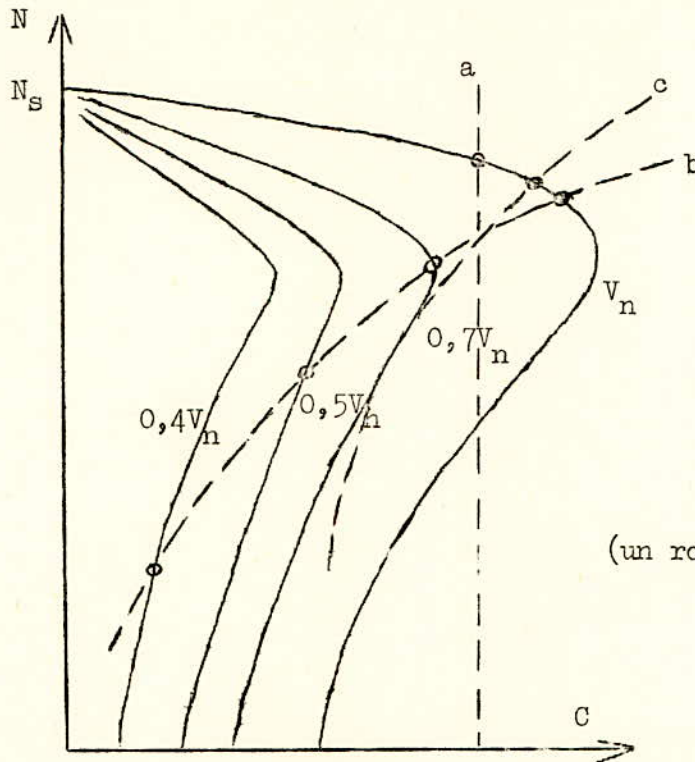


Figure III.7 : fonctionnement stable du moteur pour différentes charges à différentes tensions .  
(un rond marque les intersections stables)

La figure III.7 montre que pour une tension égale par exemple à  $0,7 V_n$  le moteur ne peut plus fonctionner avec une charge du type (a) ou (c), puisque le couple moteur devient inférieur au couple résistant. Pour une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse (b), on peut diminuer beaucoup la tension sans que le moteur s'arrête et la gamme de réglage dans ce cas est très grande.

Dans ce qui va suivre, je vais étudier les possibilités d'un tel réglage de la vitesse pour un couple résistant constant, puis pour une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

### 1) FONCTIONNEMENT AVEC UN COUPLE RESISTANT CONSTANT.

a) Gamme de réglage :

Soit par exemple un moteur qui fonctionne avec un couple résistant constant donné par la droite 1 (Figure III.8) . Dans ce cas , on pourra faire varier le glissement du moteur en faisant diminuer la tension de la valeur nominale ( $V_n$ ) à la valeur  $V'_A$  pour laquelle le couple maximal du moteur est égal au couple résistant . Pour une tension  $V''_A$  inférieure à  $V'_A$  le moteur s'arrêterait brusquement , le couple résistant devenant alors supérieur au couple moteur. La diminution de la tension de  $V_n$  à  $V'_A$  engendre l'augmentation du glissement de la valeur  $g_A$  à la valeur  $g_m$  . (  $g_m$  étant le glissement correspondant au couple maximal ) . Le moteur présente une instabilité pour un glissement compris entre  $g_m$  et  $g_c$  . La gamme de réglage (  $g_A$   $g_m$  ) obtenue dans ce cas est très faible . On pourra augmenter légèrement cette gamme :

- en diminuant  $g_A$  , c'est-à-dire utiliser un moteur de puissance supérieure à celle nécessitée par la charge .
- en augmentant  $g_m$  , c'est-à-dire choisir un moteur dont la résistance rotorique est plus grande , ou bien modifier cette résistance en introduisant une résistance dans le rotor ce qui nécessite alors un moteur à bagues .

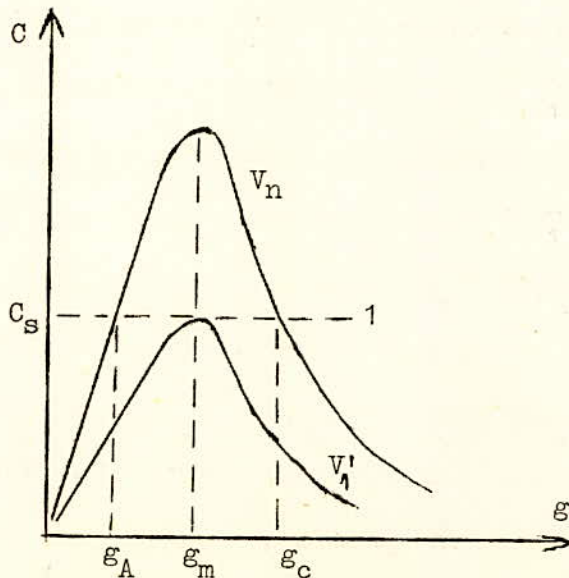


Figure III.8 : Gamme de réglage pour un fonctionnement à couple constant .

b) Variation du courant rotorique en fonction du glissement :

La relation entre le courant rotorique et le couple (II.9) , permet d'établir directement le rapport entre le courant  $I_2''$  lors du fonctionnement à couple  $C''$  et glissement  $g''$  à tension réduite  $V_1''$ , au courant  $I_2$  pour un  $C$  et  $g$  à tension nominale  $V_n$  :

$$\frac{I_2''}{I_2} = \sqrt{\frac{C''}{C} \cdot \frac{g''}{g}} \quad (\text{III.5})$$

Comme dans ce cas on considère un fonctionnement à couple constant , on a  $C'' = C$  soit :

$$\frac{I_2''}{I_2} = \sqrt{\frac{g''}{g}} \quad (\text{III.6})$$

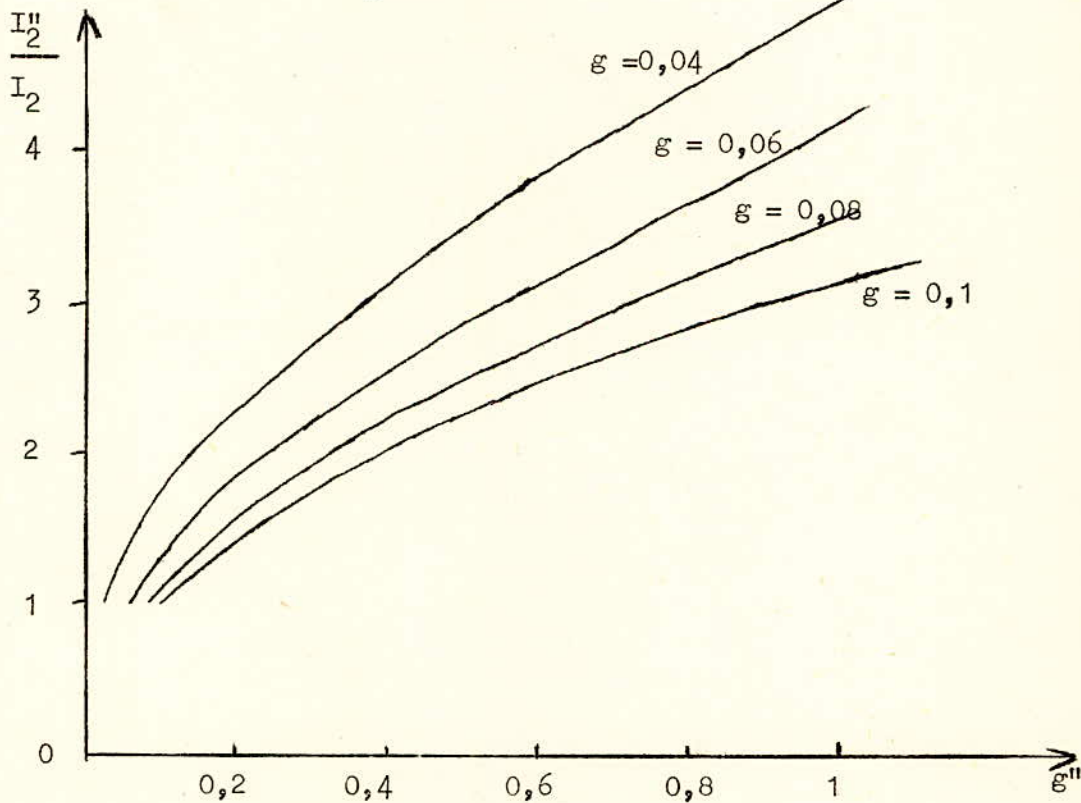


Figure III.9 : Variations du courant rotorique quand par réduction de la tension , on accroît le glissement  $g''$  pour un couple constant .

La figure III.9 montre que pour un glissement à pleine tension à  $g$  donné , le



courant augmente beaucoup en fonction du glissement à tension réduite  $g''$  et pour un  $g''$  donné le courant  $I_2''$  sous tension réduite est plus faible lorsque le glissement sous la pleine tension  $g$  est grand . Comme  $I_2''/I_2$  représente aussi le rapport des pertes Joule rotoriques . On peut déduire 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 , 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 inverse , il faut limiter son couple maximum . Pour que le couple nominal à pleine vitesse soit voisin du couple maximal il est nécessaire que la tension soit volontairement réduite .

Donc 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 .

### c) Variation du glissement avec la tension :

Pour montrer grossièrement la variation du glissement en fonction de la tension , on peut raisonner de la façon suivante :

Si on néglige la chute de tension dans l'enroulement statorique , on aura

$V_1 = E_1 \equiv \phi_m$  il en résulte que lors de la diminution de la tension de  $x$  fois

la f.e.m.  $E_1$  et le flux  $\phi_m$  diminuent eux aussi de  $x$  fois . Vu que le couple est proportionnel au courant rotorique  $I_2$  et au flux  $\phi_m$  et comme le couple doit rester constant (fonctionnement à couple constant) , le glissement du moteur doit augmenter de façon que le courant  $I_2$  change par rapport au flux, c'est-à-dire qu'il augmente de  $x$  fois et comme  $g = (P_{j2} / P_2) \equiv (I_2^2 / C)$  donc le glissement  $g$  varie de  $x^2$  fois (en réalité un peu plus) . Alors la vitesse de rotation est  $N = N_s (1 - g x^2)$  .

- Exemple :

Si  $C_s = C_n$  et  $K = C_m / C_n = 2$  , pour  $x = 1,4$  c'est-à-dire pour  $V_1 = 0,7 V_n$  le moteur marchera à la limite de stabilité et pour une diminution plus grande de la tension , il s'arrêtera . Comme généralement  $g \simeq 0,04$  ; la vitesse de rotation du moteur passera donc de  $N = N_s (1 - 0,04) = 0,96 N_s$  avec  $V_1 = V_n$  à  $N = N_s (1 - 0,04(1,4)^2) = 0,92 N_s$  avec  $V_1 = 0,7 V_n$  . De cette façon l'influence de la baisse de tension sur la vitesse de rotation est relativement faible . D'où l'intérêt de faire fonctionner le moteur avec un couple résistant proportionnel au carré de la vitesse .

## 2°) FONCTIONNEMENT AVEC UNE CHARGE DONT LE COUPLE EST PROPORTIONNEL AU CARRE DE LA VITESSE .

Désignons par  $C$  ,  $N$  et  $g$  les valeurs du couple , de la vitesse et du glissement du moteur alimenté sous sa pleine tension , et par  $C''$  ,  $N''$  et  $g''$  pour une tension  $V_1''$  .

a) Gamme de réglage de la vitesse :

La condition de fonctionnement stable donnée par l'expression :

$$d C_s / d N - d C / d N > 0$$

est toujours vérifiée, pour un fonctionnement à couple résistant variant comme le carré de la vitesse , quelque soit la tension d'alimentation .

On peut alors faire varier la vitesse de la valeur donnée par l'intersection des deux caractéristiques mécaniques (du moteur et de la charge) à pleine tension jusqu'à la valeur zéro, en diminuant la tension d'alimentation. La gamme de réglage dans ce cas est très grande par rapport à celle d'un fonctionnement à couple constant déterminée précédemment.

On peut alors tirer une première conclusion, en disant que, vis-à-vis de la gamme de réglage, le fonctionnement à couple résistant proportionnel au carré de la vitesse est plus intéressant que le fonctionnement à couple constant.

b) Variation du courant rotorique :

Si le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse, la relation (III.5), nous donne alors :

$$\frac{I_2''}{I_2} = \frac{1 - g''}{1 - g} \sqrt{\frac{g''}{g}} \quad (\text{III.7})$$

puisque :

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

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

$I_2'' / I_2$  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. Ce rapport représente aussi celui des pertes Joule rotoriques. On retombe alors sur les mêmes conséquences que dans le cas d'un couple constant (page 49). On constate en plus que, à partir d'un glissement  $g''$  d'environ 0,4, il est plus avantageux de faire fonctionner le moteur avec un couple proportionnel au carré de la vitesse, du fait que le rapport  $I_2'' / I_2$  devient beaucoup plus faible que dans le cas précédant.

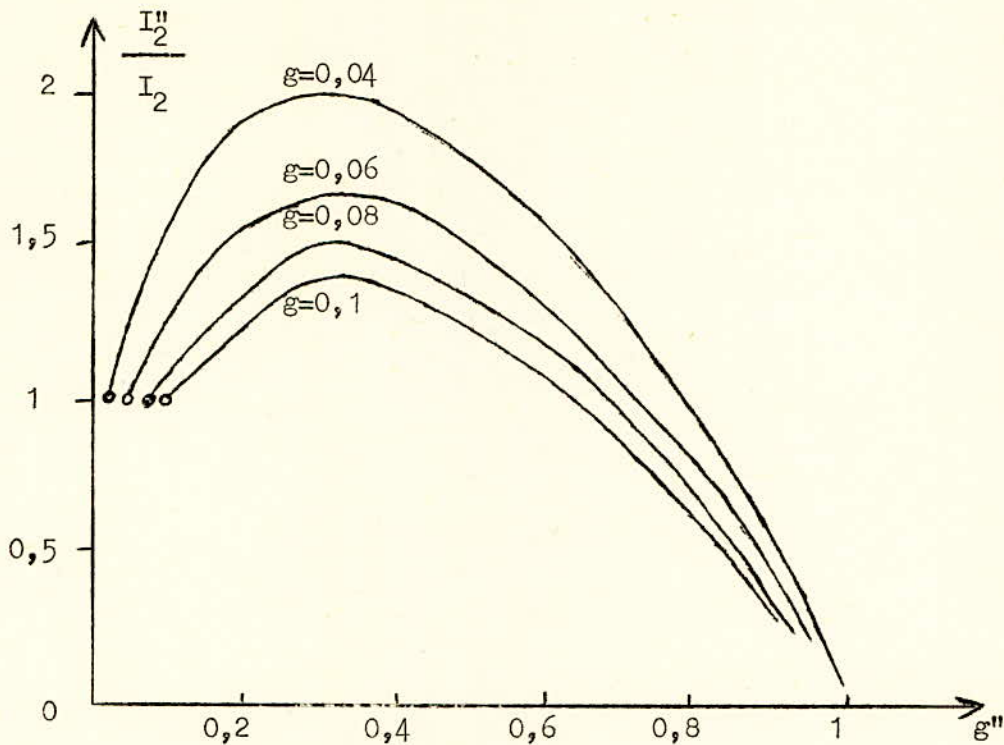


Figure III.10 : Variation du courant rotorique quand par réduction de la tension on accroît le glissement  $g''$ , pour un couple proportionnel au carré de la vitesse .

C) Variation du glissement avec la tension :

Pour que le point de fonctionnement situé en A pour  $V_1$  ( figure III.11) à l'intersection de la caractéristique mécanique du moteur et 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 1 du moteur à la caractéristique 2 (à glissement donné le couple est proportionnel au carré de la tension ) .

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

$$\frac{V_1''}{V_1} = \sqrt{\frac{C''}{C'''}} \quad (\text{III.8})$$

Comme le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse, on aura :

$$\frac{V_1''}{V_1} = \frac{1 - g''}{1 - g} \sqrt{\frac{C}{C'''}} \quad (\text{III.9})$$

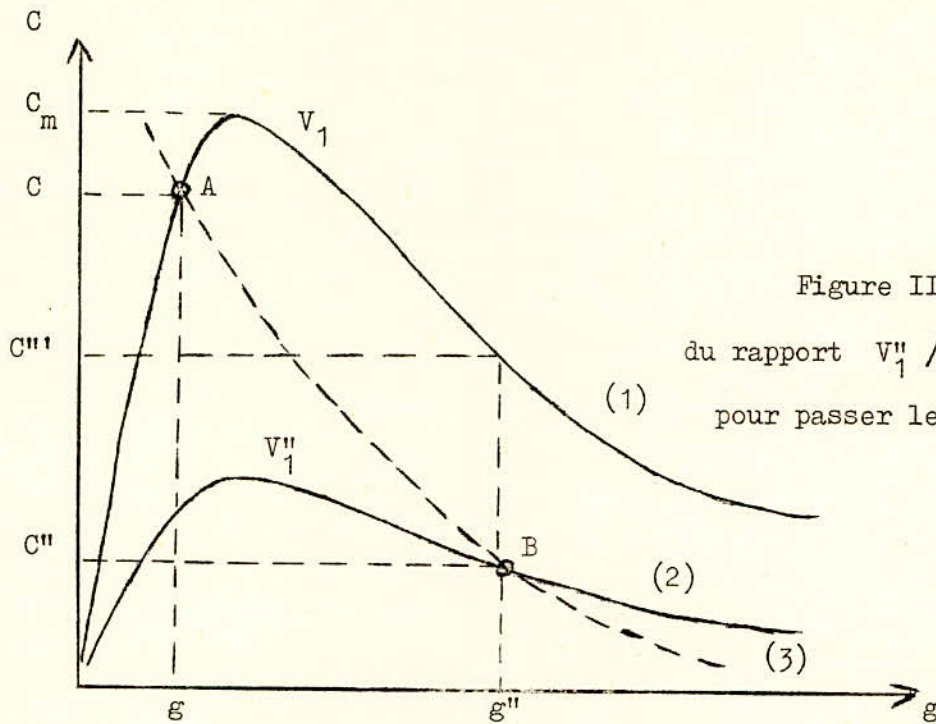


Figure III.11 : détermination du rapport  $V_1'' / V_1$  nécessaire pour passer le glissement de  $g$  à  $g''$

Il faut donc chercher à ce que la diminution de la tension entraîne l'accroissement le plus fort possible du glissement, ainsi pour limiter, à  $g''$  donné la réduction de  $V_1'' / V_1$ , il faut que  $C''' / C$  soit faible. Comme  $C''' / C$  étant égal à  $(C''' / C_m)(C_m / C)$  cela suppose que :

- $C$  soit peu inférieur à  $C_m$ .
- $C''' / C_m$  diminue rapidement avec le glissement, donc qu'au delà du couple maximal la dérivée  $dC / dg$  soit fortement négative.

La figure III.12 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 allure de la caractéristique d'un moteur à rotor bobiné. Au delà du couple maximal  $dC/dg$  est fortement négative.
- La caractéristique B est celle d'un moteur à cage usuel, à rotor plus résistant à encoches profondes ou à 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 moteur entraînant une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse , on a tracé la caractéristique de réglage

$$V_1'' / V_1 = f( g'' ) \text{ à l'aide de la relation (III.9) .}$$

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

Avec le moteur 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 le moteur B , on passe de  $0,90 N_s$  à  $0,90 N_s / 2$  quand la tension passe de  $V_1$  à  $0,5 V_1$  . Avec le moteur C , le passage de  $0,845 N_s$  à  $0,845 N_s / 2$  nécessite la réduction de la tension jusqu'à  $0,42 V_1$  .

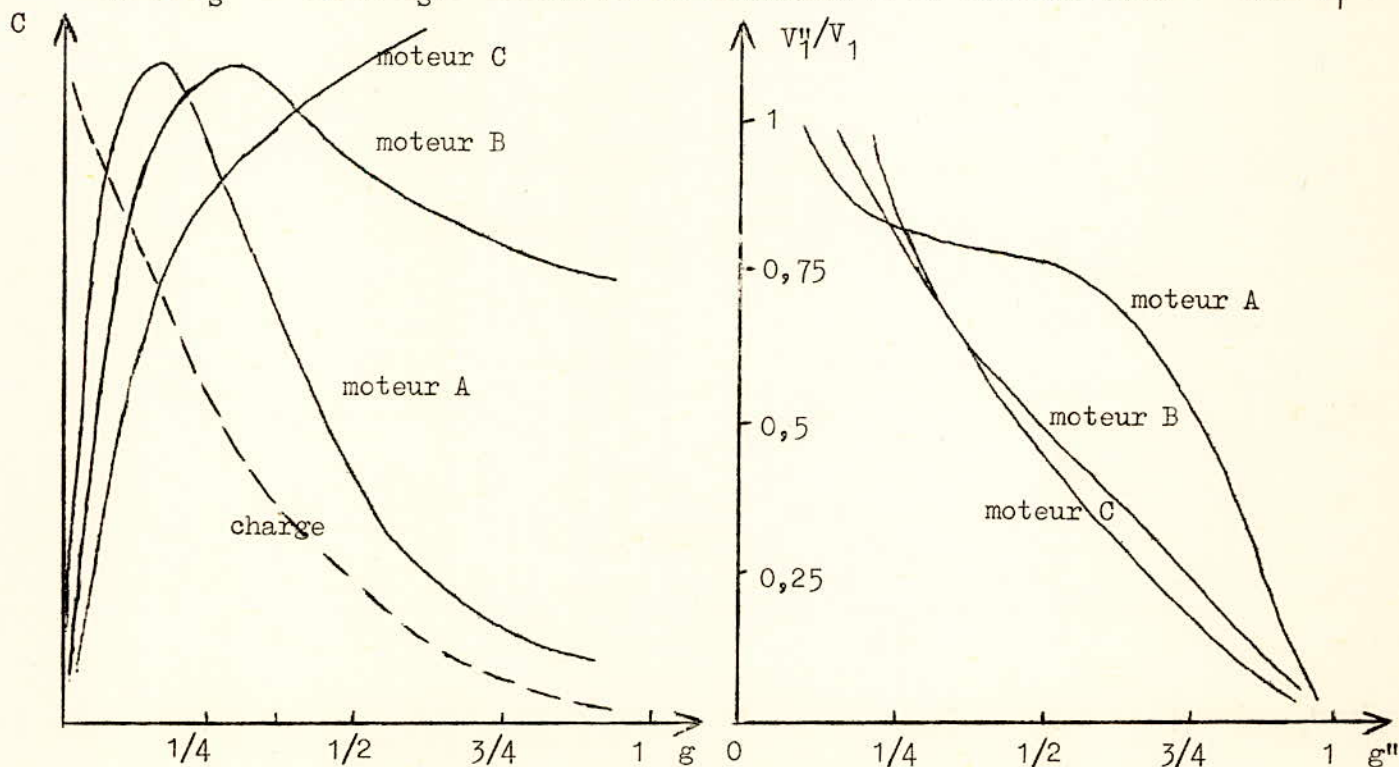


Figure III.12 : passage de la caractéristique mécanique à la caractéristique de variation de la tension pour trois types de moteurs .

## d) Stabilité :

Les remarques sur la limitation de la réduction nécessaire pour obtenir l'accroissement de glissement désiré conduiraient à prendre un moteur à  $dC/dg$  fortement négatif dans la zone comprise entre l'arrêt et la marche à couple maximal . 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 produirait des écarts de vitesses importantes .

en pratique on doit adopter dans le choix du moteur un compromis entre la recherche d'un  $dC/dg$  négatif qui limite la réduction de tension nécessaire pour obtenir les glissements intermédiaires et celle d'un  $dC/dg$  nul ou positif qui assure une plus grande stabilité et une meilleure adaptation à des charges différentes .

Des études un peu plus approfondies , ont montré que le moteur à double cage ou à cage en aluminium avec encoches profondes a des propriétés qui satisfont le mieux à ce mode de variation de la vitesse .

3) LES MOYENS DE VARIATION DE LA TENSION .

Parmi les moyens les plus utilisés , on peut citer :

## a) Les gradateurs :

La figure III.13 , montre le schéma de base utilisé . On monte en série avec chaque phase d'alimentation deux thyristors placés "tête-bêche" (sens de redressement opposés ) dont on règle l'angle d'amorçage , c'est-à-dire le temps de conduction . On obtient ainsi une tension alternative dont la valeur efficace est réglable de zéro à la pleine tension , suivant l'angle d'ouverture donné aux thyristors . Ce dispositif est simple , robuste et très souple .

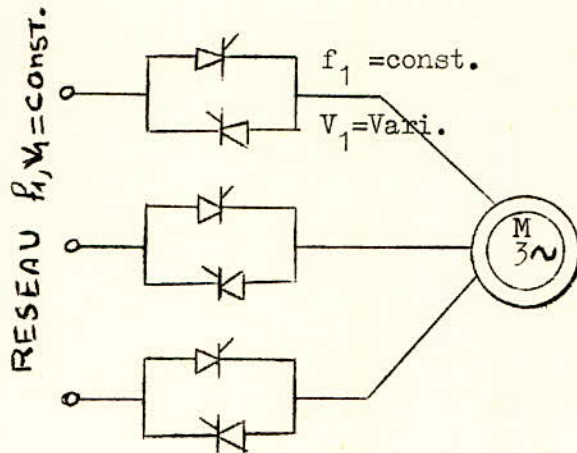


Figure III.13 : Schéma de l'alimentation d'un moteur asynchrone à travers un gradateur .

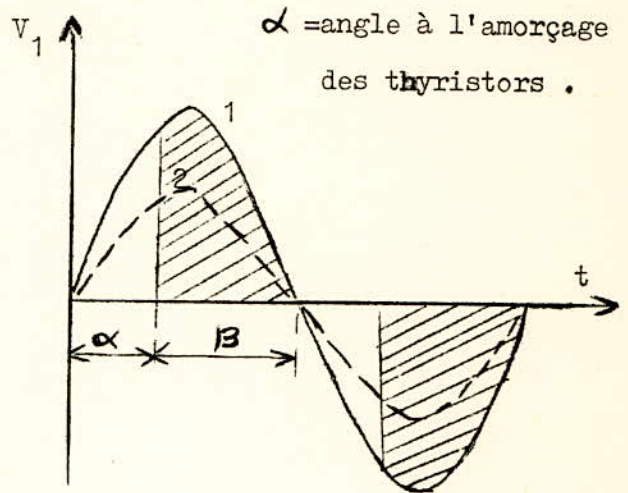


Figure III.14 : L'onde de tension à la sortie du gradateur  
1- onde de tension du réseau  
2- onde équivalente de tension à la sortie du gradateur .

Remarque :

La détérioration du rendement est accrue par le fait que la tension fournie au moteur par le gradateur est riche en harmoniques , certains créant des couples antagonistes . Le courant pris au réseau comprend lui aussi des harmoniques importants . Pour ces diverses raisons , ce procédé ne peut être utilisé que pour certains équipements de faible ou moyenne puissance .

b) Les amplificateurs magnétiques :

L'amplificateur magnétique reste cependant , pour des raisons d'économie un convertisseur statique bien adapté aux entraînements à vitesse variables , désqu'il devient nécessaire de prévoir des surintensités . En effet l'amplificateur magnétique est composé essentiellement de fer et cuivre , et présente de ce fait , une capacité de surcharge comparable à celle de toutes machines



électriques . Les thyristors , au contraire , qui n'ont qu'une très faible inertie thermique , doivent être dimensionnés , pratiquement pour la valeur maximale du courant en régime transitoire . Les pertes dans les amplificateurs restent beaucoup supérieures à celles des gradateurs .

C) Les auto-transformateurs saturables .

### III.3 REGLAGE DE LA VITESSE PAR MODIFICATION DE LA FREQUENCE .

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 on pense alors à la variation de la vitesse synchrone  $N_s$  et comme cette vitesse est donné par l'expression  $N_s = f_1/p$  , la solution sera alors de faire varier la fréquence de la tension d'alimentation .

Dans un moteur asynchrone , les inductances prédominent , donc pour un fonctionnement à fréquence variable , en même temps que la fréquence il faut faire varier dans le même sens sa tension d'alimentation .

Lors du réglage de la fréquence , il faut chercher à obtenir des caractéristiques qui dans toute la gamme , présentent une grande rigidité et un moteur qui possède une capacité de surcharge suffisante .

Je vais alors étudier les caractéristiques du moteur vis-à-vis des deux possibilités qui se présentent à première vue :

- a) fonctionnement du moteur avec une tension proportionnelle à la fréquence .
- b) fonctionnement du moteur avec un flux d'entrefer constant .

pour celà adaptons le schéma équivalent à une phase du moteur asynchrone de la figure III.15 , et faisons le changement de variable suivant afin de faire apparaître la fréquence statorique et rotorique .

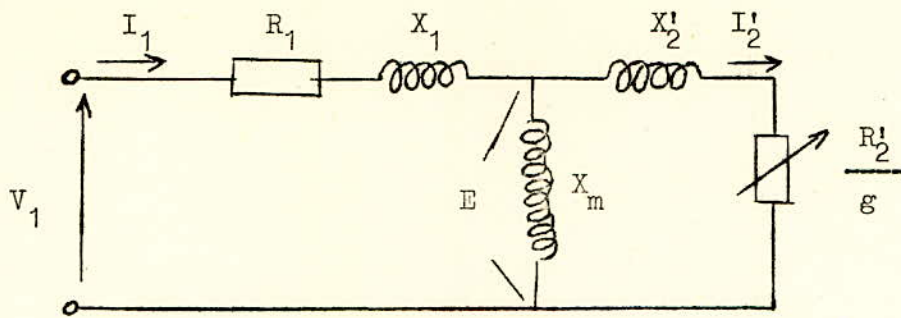


Figure III.15 : Schéma équivalent à une phase  
du moteur Asynchrone triphasé .

$$X_S = \frac{X_1 + X_m}{W_1} \quad ; \quad X_R = \frac{X'_2 + X_m}{W_1} \quad ; \quad X = \frac{X_m}{W_1} \quad ; \quad g = \frac{W_2}{W_1}$$

$X_S$  ;  $X_R$  ;  $X$  sont indépendants de la fréquence .

### 1) FONCTIONNEMENT DU MOTEUR AVEC UNE TENSION PROPORTIONNELLE A LA FREQUENCE .

L'expression du courant secondaire déduite du schéma équivalent de la figure III.15 peut se mettre sous la forme :

$$I'_2 = \frac{j X V_1}{(R_1 + j W_1 X_S) (j X_R + R'_2 / W_2) + W_1 X^2} \quad (\text{III.10})$$

et comme le couple en fonction de  $I'_2$  est donné par l'expression :

$$C = 3 \frac{P}{W_1} \frac{R'_2}{g} I_2'^2 = 3 P \frac{R'_2}{W_2} (I_2')^2 \quad (\text{III.11})$$

en remplaçant l'expression du courant rotorique (III.10) dans (III.11) , on obtient alors la formule du couple suivante :

$$C = 3 \left( \frac{V_1}{W_1} \right)^2 p \frac{R_2^2}{W_2} \frac{X^2 W_1^2}{\left[ \frac{R_1 R_2^2}{W_2} + W_1 (X^2 - X_s X_r) \right]^2 + \left( \frac{R_2^2 W_1}{W_2} X_s + R_1 X_r \right)^2} \quad (\text{III.12})$$

de cette expression nous voyons que , pour  $(V_1/W_1) = \text{const.}$  , le couple  $C$  va dépendre des deux variables  $W_1$  et  $W_2$  . Il y correspond dans le plan  $(W_2 ; C)$  une famille de courbes dépendants du paramètre  $W_1$  ( figure III.16) .

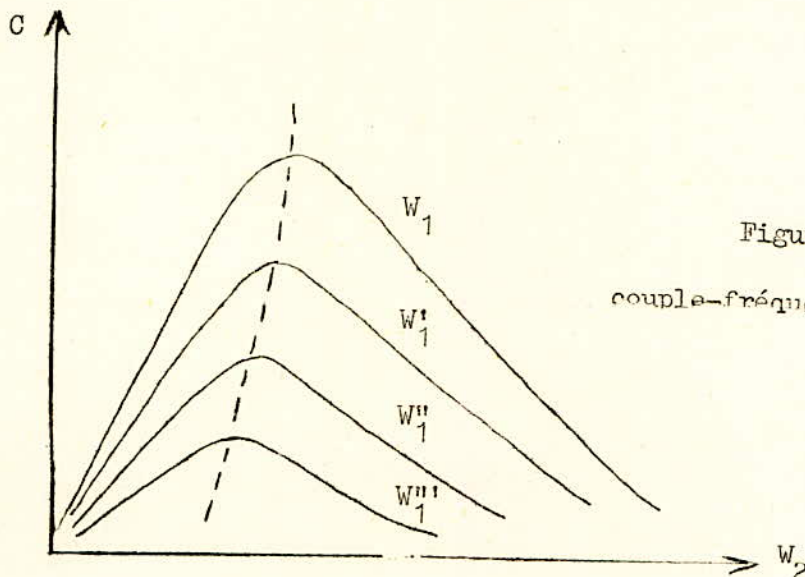


Figure III.16 : caractéristique couple-fréquence rotorique .

Ces courbes , admettent un maximum pour la valeur de  $W_2$  qui annule  $dC/dW_2$  , soit pour :

$$W_2 = \sqrt{\frac{(R_2^2)^2 (R_1^2 + X_s^2 W_1^2)}{W_1^2 (X_r X_s - X^2) + (R_1 X_r)^2}} \quad (\text{III.13})$$

le couple maximal correspondant peut être mis sous la forme :

$$C_m = 3 p \left( \frac{V_1}{W_1} \right)^2 \frac{R_2^2 (X W_1)^2}{2 R_1 R_2^2 X^2 W_1 + 2 \sqrt{(R_2^2)^2 (R_1^2 + X_s^2 W_1^2) \left[ W_1^2 (X_s X_r - X^2) + X_r^2 R_1^2 \right]}} \quad (\text{III.14})$$

On voit d'après cette expression que pour  $W_1 \rightarrow 0$  , le couple maximal  $C_m$

tend également vers zéro . Donc pour de faibles valeurs de la fréquence d'alimentation il ne sera possible d'obtenir que de faibles couples .

Sur la figure III.17 , les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone sont indiquées lors du réglage de la vitesse par variation de la fréquence et variation proportionnelle de la tension (  $V_1/f_1 = \text{const.}$  ) .

La rigidité des caractéristiques mécaniques pour ce mode de réglage est **relativement élevée** , la valeur maximal du couple dans la zone des fréquences élevées reste pratiquement invariable . Ce n'est que pour une grande diminution de fréquence , la réactance de dispersion devient comparable en grandeur à la résistance du stator ou même inférieure a cette dernière , l'influence de la chute de tension dans le stator se manifeste plus fortement et cela provoque une diminution du couple maximal dû à la diminution du flux dans l'entrefer de la machine .

Pour maintenir la capacité de surcharge du moteur il est souhaitable que pour de faibles fréquences la tension diminue moins que la fréquence . On peut y arriver alors en faisant marcher le moteur à flux d'entrefer constant .

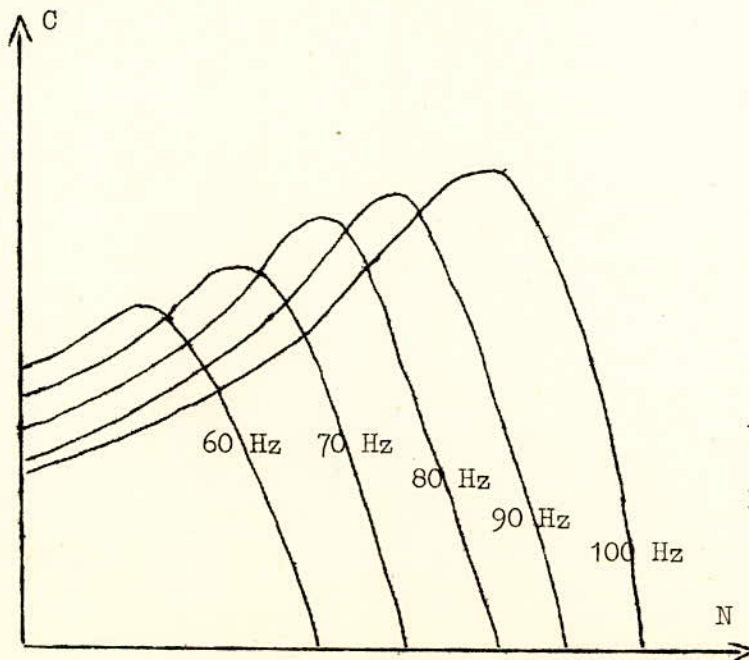


Figure III.17 : allure des caractéristiques mécaniques pour un fonctionnement à  $V_1/f_1 = \text{const.}$  pour différentes fréquences .

2) FONCTIONNEMENT A FLUX D'ENTREFER CONSTANT .

De l'expression  $E = j W_1 \phi$  , il ressort que pour maintenir un flux d'entrefer constant , la force- électromotrice  $E$  doit rester proportionnelle à la fréquence (  $E/W_1 = \text{const.}$  ) .

Le schéma de la figure III.15 , nous donne l'expression du courant rotorique suivante :

$$I_2' = \frac{E}{W_1} \frac{1}{\frac{R_2'}{W_2} + j l_2'} \quad (\text{III.15})$$

dans laquelle  $l_2' = X_2'/W_1 =$  inductance de fuite secondaire réduite .

En remplaçant l'expression (III.15) de  $I_2'$  dans (III.11) on obtient l'expression du couple suivante :

$$C = 3 p \left( \frac{E}{W_1} \right)^2 \frac{1}{l_2'} \frac{1}{\frac{R_2'}{l_2' W_2} + \frac{l_2' W_2}{R_2'}} \quad (\text{III.16})$$

Dans l'hypothèse d' un fonctionnement à flux d'entrefer constant , nous avons  $E/W_1 = \text{const.}$  . Nous voyons donc d'après l'expression (III.16) que pour une machine donnée , le couple  $C$  ne dépend que de la pulsation du courant rotorique  $W_2$  . Nous obtenons donc , pour le couple , une caractéristique unique en fonction de  $W_2$  (figure III.18 ) qui admet un maximum pour :

$$W_2 = \frac{R_2'}{l_2'} \quad (\text{III.17})$$

et ce maximum vaut environ quatre fois le couple nominal de la machine si le flux dans l'entrefer est le flux nominal de la machine :

$$C_m = 3 p \left( \frac{E}{W_1} \right)^2 \frac{1}{2 l_2'} \quad (\text{III.18})$$

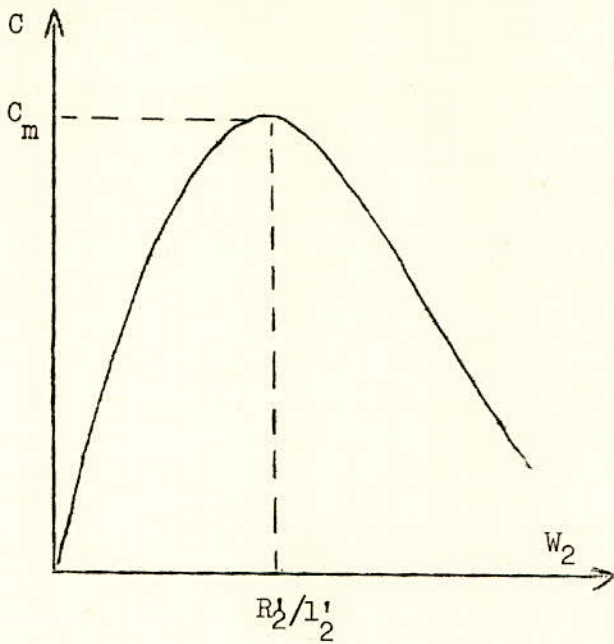


Figure III.18 : Caractéristique couple-fréquence rotorique pour un fonctionnement à flux d'entrefer constant.

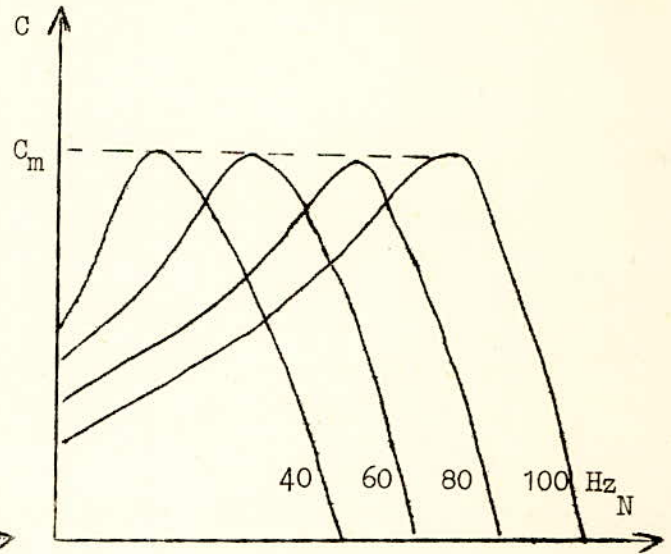


Figure III.19 : Caractéristique mécanique du moteur lors du fonctionnement à flux constant .

On peut donc déduire de cette étude , que la constance du couple maximal est obtenue lors d'un fonctionnement à flux d'entrefer constant . Mais l'inconvénient de ce fonctionnement c'est qu'il n'est pas facile de réaliser la constance du flux , du fait qu'il n'est pas directement accessible , alors que la tension l'est .

On peut alors approcher un fonctionnement à flux d'entrefer constant de la façon suivante :

L'étude détaillée du fonctionnement du moteur asynchrone à fréquence variable a montré que pour conserver la constance du couple maximal , pour les différentes valeurs de la fréquence , il faut que la variation de la tension doit être liée à celle de la fréquence comme le montre la courbe de la figure III.20 .

On voit sur cette figure que la caractéristique  $V_1'' / V_1 = f( f_1'' / f_1 )$  à

$C_m$  constant s'écarte peu d'une droite de la forme  $y = x$ . Ce n'est qu'au voisinage de la fréquence nulle qu'il faut accroître  $V_1'' / V_1$  par rapport à  $f_1'' / f_1$ , si l'on veut conserver la constance du couple maximal. Pour  $f_1'' / f_1 > 0,2$ , on peut admettre que  $V_1'' / V_1 = f_1'' / f_1$  entraîne un fonctionnement à couple maximal constant. Pour  $f_1'' / f_1 < 0,2$ , on fera varier plus rapidement le rapport  $V_1'' / V_1$  par rapport à  $f_1'' / f_1$  et ceci est facilement réalisable dont le cas où c'est un alternateur qui fournit le courant à fréquence variable, en agissant sur le courant de son excitation.

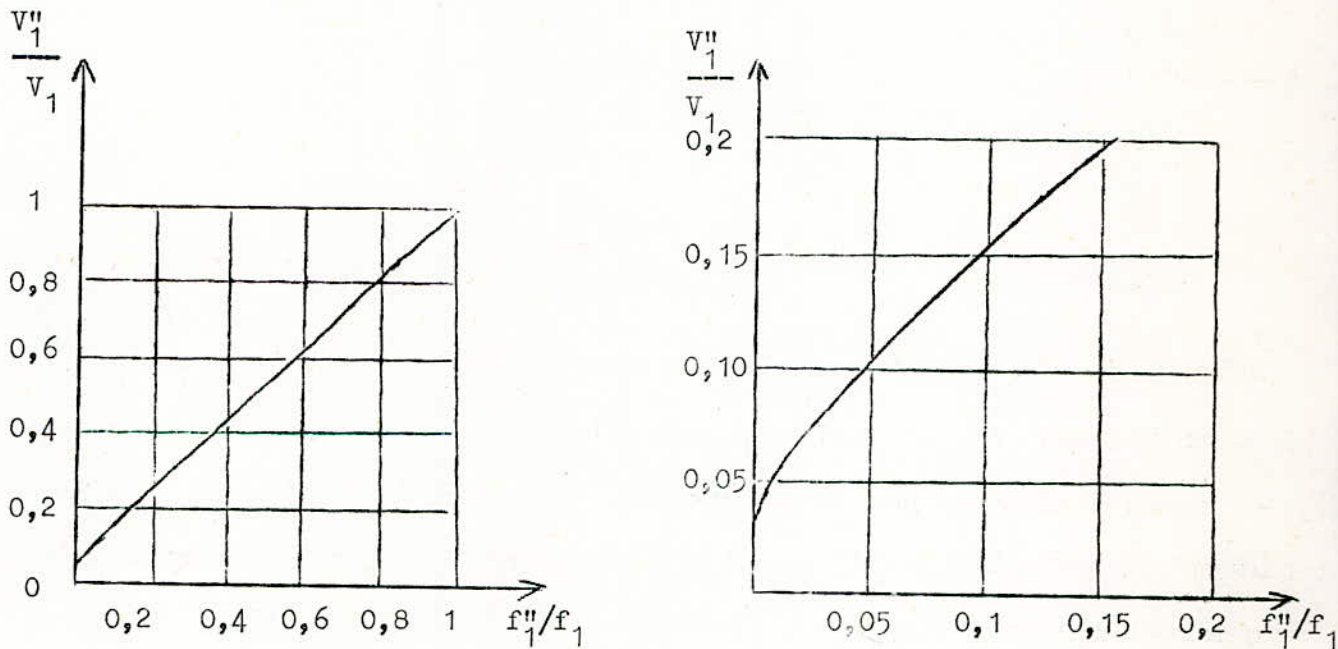


Figure III.20 : Caractéristique  $V_1''/V_1 = f_1''/f_1$  pour avoir un couple maximal constant pour toutes les fréquences ( à droite , tracé dilaté de la partie de la courbe à  $f_1''/f_1$  faible ) .

On démontre qu'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. On peut remédier à cet inconvénient en chois-

issant un moteur à cage peu résistante . La valeur , relativement ; 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 à fréquence variable et tension variable , le problème de démarrage ne se pose pas , puisque nous venons de voir qu'on pouvait obtenir le couple maximal à toutes les vitesses et en particulier à l'arrêt . On a donc intérêt à choisir un moteur avec un secondaire peu résistant .

-Alimentation d'un moteur asynchrone aux fréquences supérieures à 50 Hz .

Un avantage supplémentaire de la fréquence variable est de pouvoir obtenir des vitesses de rotation supérieures à celles que donnent habituellement les moteurs placés sous le réseau 50 Hz . Ainsi au glissement près , le rotor d'un moteur asynchrone bipolaire tourne à 12000 t/mn , si on le commande par une fréquence statorique de 200 Hz , ce qui est tout à fait compatible avec les performances des variateurs statiques de fréquence , néanmoins , il est nécessaire de prendre certaines précautions pour les fréquences dépassant 50 Hz , tout au moins si on choisit un moteur de série dont la construction a été rendue optimale pour son fonctionnement à 50 Hz . En effet au delà de 50 Hz à flux constant , les pertes augmentent , essentiellement les pertes fer , ce qui interdit de demander au moteur de fournir son couple nominal .

Deux modes de fonctionnement sont choisis de préférence pour les vitesses élevées :

- Un fonctionnement à tension constante réalisable de façon plus économique
- Un fonctionnement à pertes constantes , mieux adapté aux possibilités du moteur .



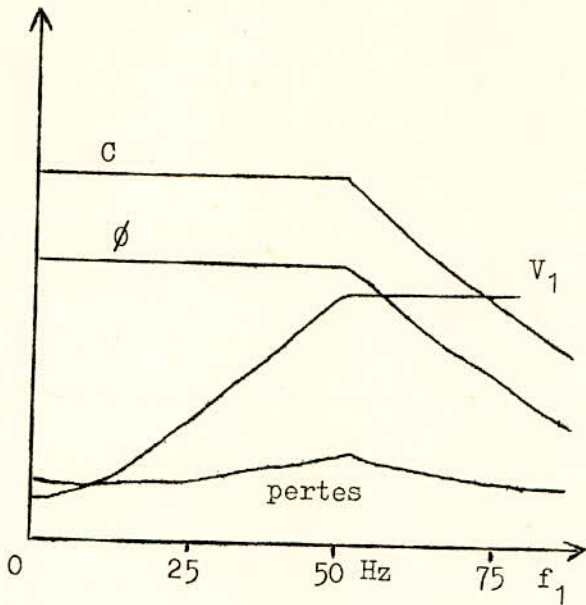


Figure III.21 : fonctionnement à tension constante pour  $f_1 > 50$  Hz

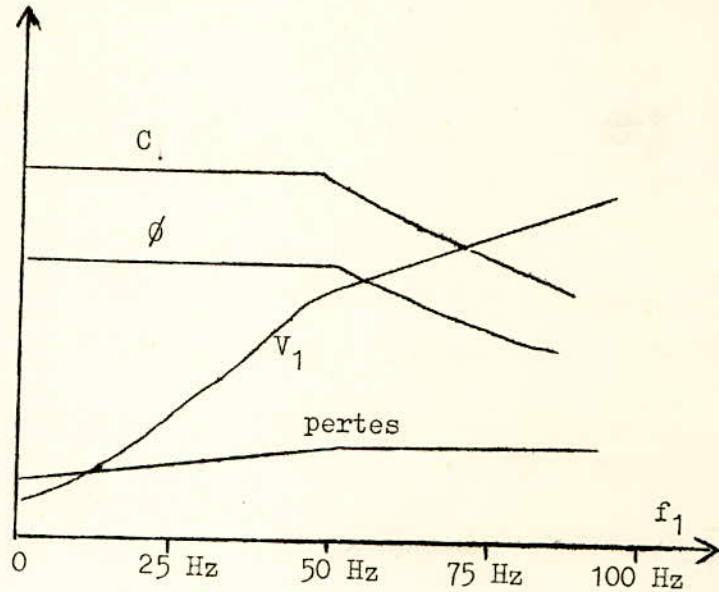


Figure III.22 : fonctionnement à pertes constantes pour  $f_1 > 50$  Hz

3) CONVERTISSEURS DE FREQUENCE ROTATIFS .

Parmi les convertisseurs rotatifs , on utilise généralement des convertisseurs synchrones et asynchrones .

a) Convertisseurs synchrones :

Pour obtenir un courant de fréquence variable , on utilise dans ce cas une machine synchrone (alternateur ) entraînée à vitesse variable , soit à l'aide d'un système Ward-Léonard , soit par un moteur à courant continu alimenté par des redresseurs . Avec le montage à convertisseur synchrone (figure III.23) on peut régler automatiquement à la sortie , pour un courant d'excitation constant , la fréquence et la tension suivant le rapport  $V_1 / f_1 = \text{constant}$  .

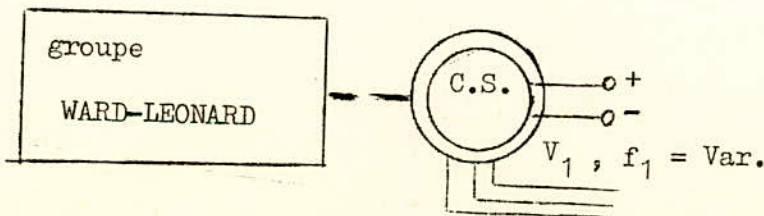


Figure III.23 : Schéma de principe d'un convertisseur de fréquence rota.

Toutefois il ne permet pas de régler dans de larges limites la vitesse des moteurs asynchrones si une surcharge importante est nécessaire dans toute la plage ; ce qui peut correspondre à peu près à ( 4 à 5 ) /1 . Pour les mécanismes à charge de ventilateur ( à 10/1 ) on obtient une gamme de réglage plus importante .

b) Convertisseurs asynchrones :

Ici le convertisseur de fréquence est une machine asynchrone à bagues alimentée du côté rotor par un courant alternatif de fréquence constante  $f_1$ . Comme dans le cas précédant le réglage de la fréquence est assuré par le réglage de la vitesse du convertisseur de fréquence . A la différence du premier montage une partie de la puissance active est transmise au réseau à fréquence réglable depuis le réseau à fréquence constante par l'intermédiaire du rotor du convertisseur . Ceci à pour effet de réduire le dimensionnement des machines formant le groupe Ward-Léonard . Ce montage (figure III.24 ) rend possible le réglage de la fréquence indépendamment de la tension à l'entrée du convertisseur, ce qui donne à sa sortie la relation requise entre la tension et la fréquence. Ceci permet d'élargir les limites de réglage de la vitesse à ( 10 , 12 ) /1 et plus , même pour un couple résistant constant .

A l'arrêt , la fréquence du convertisseur est  $f_1 = f_2$  . Pour régler  $f_2$  dépassant la valeur de  $f_1$  , il faut faire tourner le rotor du convertisseur de fréquence dans le sens de rotation du champ du rotor . Pour régler la fréquence  $f_2$  inférieure à  $f_1$  , il faut faire tourner le convertisseur dans le sens opposé à celui du champ du rotor .

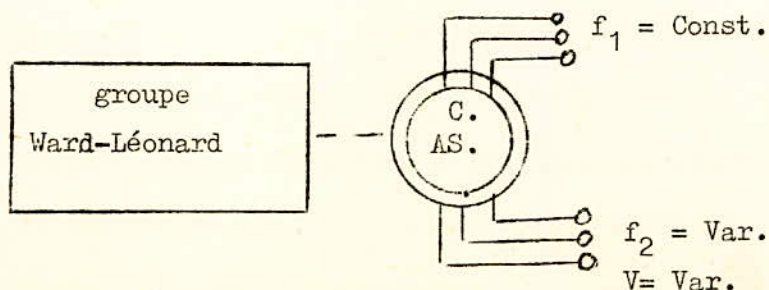


Figure III.24 : Schéma de principe d'un convertisseur asynchrone .

4) CONVERTISSEURS DE FREQUENCE STATIQUES.

En dehors des convertisseurs de fréquence rotatifs, on assiste aujourd'hui au développement des convertisseurs de fréquence statiques à base de thyristors. La source d'alimentation en énergie est, généralement, le réseau triphasé à 50 Hz à partir duquel, il s'agit d'obtenir un courant triphasé à tension et fréquence variables. La figure III.25 schématise les divers systèmes possibles. Observons tout de suite que ces systèmes se répartissent en deux groupes se différenciant par la présence ou non d'un circuit intermédiaire à courant continu.

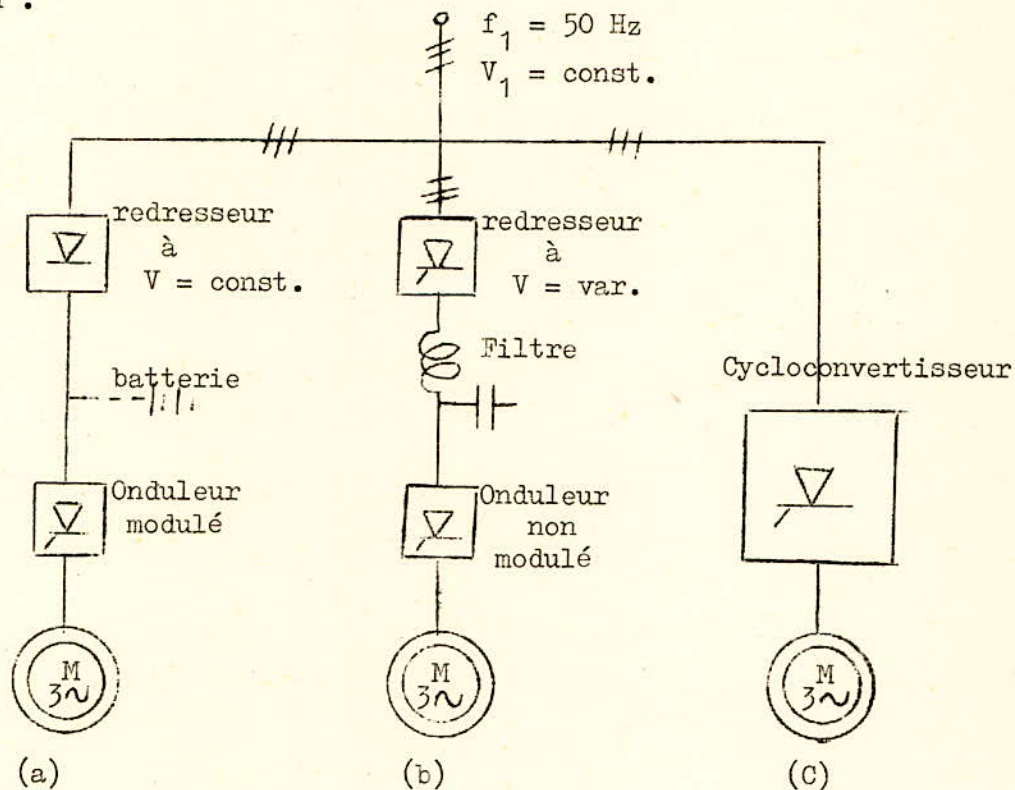


Figure III.25 : Schéma de principe de l'alimentation à fréquence variable à l'aide de convertisseurs statiques

a) Avec circuit intermédiaire à courant continu (figure III.25 a, b)

- Figure III.25a :

Le circuit à courant continu est alimenté par un redresseur

à tension constante (ou pseudo-constante avec batterie) . Le convertisseur courant continu - courant alternatif est constitué d'un onduleur à modulation de largeur des impulsions . Un circuit de réglage , agissant sur l'allumage des thyristors , permet de maintenir la tension alternative proportionnelle à la fréquence choisie .

- Figure III.25 b : le circuit intermédiaire à courant continu est à tension variable , adaptée à la fréquence de l'onduleur . Une source à tension continue fixe est pour assurer la commutation forcée des thyristors .

L'avantage des deux schémas , figure III.25 a et b , consiste à imposer une fréquence indépendante de celle du secteur . Ils permettent d'alimenter des moteurs sous 100 ; 200 ; voire 400 Hz . De plus , le facteur de puissance , vu du réseau d'alimentation à 50 Hz , est celui du redresseur à courant continu ; il est excellent dans le cas du redresseur à tension constante (figure III.25 a) . Actuellement , fonctionnent sur ces principes des onduleurs de quelques centaines de KVA , avec des gammes de vitesses atteignant 10 / 1 .

#### b) Sans circuit intermédiaire à courant continu .

Le principe du cycloconvertisseur , figure III.25 C , est très attrayant , car il ne nécessite pas les importantes batteries de condensateurs des autres convertisseurs . De plus son fonctionnement est proche de celui d'un convertisseur réversible à courant continu . Il exige cependant 50 % de thyristors en plus et il est limité en fréquence . La fréquence  $f_2$  à la sortie du cycloconvertisseur est variable dans un domaine qui est généralement l'intervalle  $( 0 , f_1 / 3 )$  pour les cycloconvertisseurs à 18 thyristors , ou  $( 0 , 2 f_1 / 3 )$  pour les montages à 36 thyristors . (  $f_1$  étant la fréquence à l'entrée du cycloconvertisseur ) . Cette dernière caractéristique l'oriente vers les alimentations des

moteurs lents , accouplés directement aux machines entraînées (par exemple : tables à rouleaux ou broyeurs ) .

La figure III.26 , montre l'alimentation d'un moteur asynchrone à l'aide d'un cycloconvertisseur à 18 thyristors .

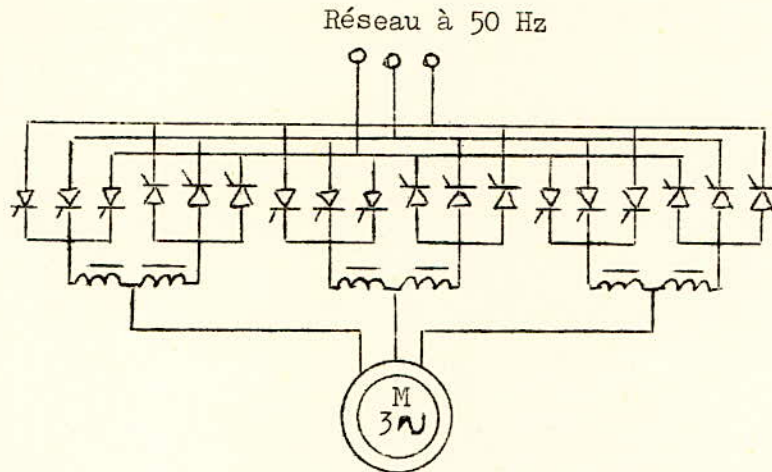


Figure III.26 : Schéma d'un cycloconvertisseur alimentant un moteur

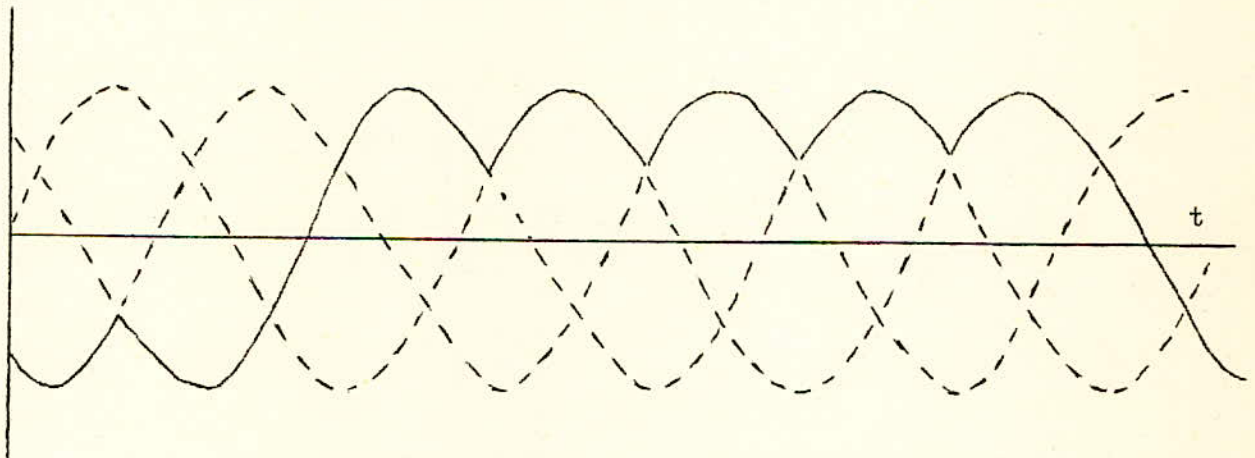


Figure III.27 : Courbe de tension de sortie d'un cycloconvertisseur .

- Fonctionnement du cycloconvertisseur :

Ce cycloconvertisseur fonctionne sur la base du montage de redresseur triphasé à une alternance , chaque phase du convertisseur est constituée de deux montages de redressement mis en opposition . Le groupe de trois thyristors

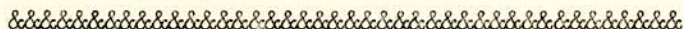
à cathode commune est dit "positif" ou redresseur ; le groupe de trois thyristors à anode commune est dit "négatif" ou onduleur . Durant la première demi-période de variation de la tension de sortie du convertisseur , le courant passe par les groupes redresseurs , durant la seconde demi-période ce sont les groupes onduleurs qui travaillent . La fréquence de la tension de sortie est fonction de la durée des passages dans les deux groupes . La demi-onde de tension de sortie est composée de portions d'onde de tension du réseau d'alimentation . Sur la figure III.27 est représentée la courbe de tension de sortie pour un angle d'amorçage des thyristors égal à zéro . La commutation de phase dans un groupe , c'est-à-dire l'amorçage de l'un des thyristors et le blocage de l'autre est réalisée de la même façon que dans un montage de redresseur triphasé à une alternance sans condensateurs de commutation .

Lors de la commutation d'un groupe à l'autre , deux thyristors de groupes opposés reliés à des phases différentes peuvent se trouver connectés en même temps , ce qui établit un circuit de courant par ces thyristors . Pour limiter ce courant , on fait appel à des selfs d'égalisation qui assurent en même temps le lissage de la courbe de tension de sortie . On construit également des cycloconvertisseurs sans selfs d'égalisation , mais avec un système de commande indépendante pour les groupes de thyristors . Pour avoir une tension de forme quasi -sinusoïdale , il faut faire varier l'angle d'amorçage des thyristors de façon que la valeur moyenne de la tension pendant la demi-période du réseau d'alimentation varie pendant la demi-période de tension de sortie suivant la répartition sinusoïdale . Le réglage de la tension du cycloconvertisseur s'effectue en faisant varier l'angle d'amorçage des thyristors .

TABLEAU COMPARATIF ENTRE LES DEUX SYSTEMES DECRITS

Particularités	Système avec passage par le courant continu	Système sans passage par le courant continu
Marche sur réseau - Continu - - - - - - Monophasé - - - - - - Triphasé - - - - -	OUI - - - - - OUI - - - - - OUI - - - - -	NON - - - - - NON - - - - - OUI - - - - -
Stabilité de fréquence	excellente 0,5 % à 0,05 %	dépend de celle du réseau
Stabilité de tension	1 %	1 %
Freinage - - - - - Freinage avec récupération sur réseau - - - - -	OUI - - - - - - OUI dans une version plus élaborée	OUI - - - - - OUI
Taux d'harmoniques - Sur le réseau - - - - - - Sur la charge - - - - -	- très faible - - - - - - faible - - - - -	- plus important - - - - - - plus important - - - - -
Limitation d'intensité - - - - -	- OUI - - - - -	- OUI - - - - -
Disparition du réseau pendant des temps courts (ou disparition d'une phase) - - - - - pendant un temps plus long - - - - -	- pas gênant - - - - - - arrêt - - - - -	- pas gênant - - - - - - arrêt - - - - -
Couple aux vitesses normales - - - - - très faibles - - - - -	très régulier - - - - - moins régulier - - - - -	très régulier - - - - - très régulier - - - - -

CHAPITRE IV : REGLAGE DE LA VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES  
TRIPHASES EN AGISSANT SUR LES PARAMETRES ROTORIQUES



IV.1 REGLAGE DE LA VITESSE PAR MODIFICATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

Le réglage de la vitesse de rotation à l'aide d'un rhéostat dans le circuit rotorique est possible lorsqu'il s'agit des moteurs à bagues .

En introduisant dans le rotor une résistance ohmique , nous pouvons régler la vitesse depuis la vitesse de synchronisme en la diminuant dans des limites assez larges , la progressivité du réglage dépend du nombre d'échelons de la résistance insérée .

1°) PRINCIPE DE LA VARIATION DE LA VITESSE .

Au premier instant après l'insertion du rhéostat de réglage , lorsque la vitesse du moteur n'a pas encore changé, le courant dans le rotor diminue . Pour cette raison le couple moteur diminue et sur l'arbre prend naissance un couple dynamique négatif . La vitesse de rotation du moteur commence à diminuer et la f.e.m. et le courant dans le rotor augmentent . Ce processus continue jusqu'au moment où le courant dans le rotor atteint une valeur pour laquelle le couple moteur et le couple résistant s'équilibrent .

2°) INFLUENCE DE LA RESISTANCE INSEREE ( $R_r$ ) SUR LA CARACTERISTIQUE MECANIQUE .

L'avantage de ce procédé de réglage de la vitesse , est de ne pas réduire le couple maximal (d'après l'expression II.12) . Tandis que le glissement correspondant  $g_m$  varie proportionnellement à la résistance insérée (d'après II.11)  
- Les variations du couple en fonction du glissement pour différentes valeurs de la résistance du circuit rotorique sont données par la figure IV.1 .



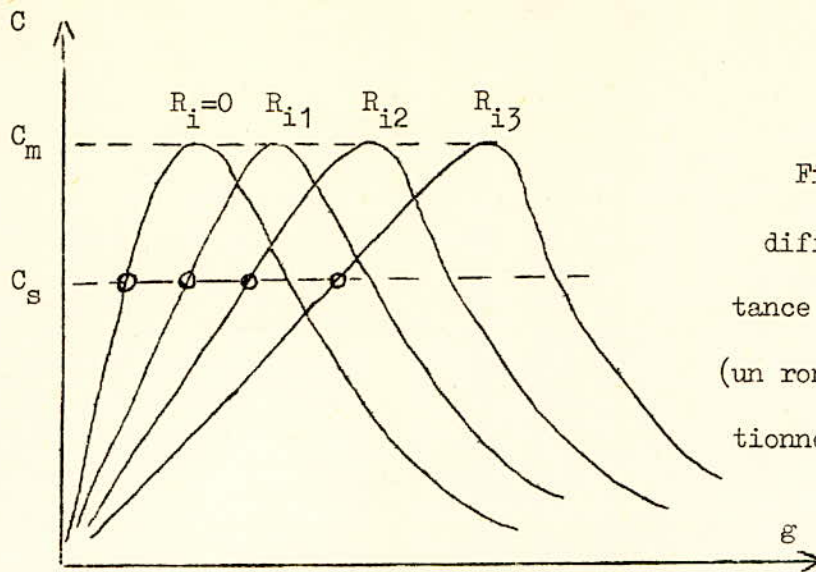


Figure IV.1 :  $C = f(g)$  pour différentes valeurs de la résistance insérée ( $R_i$ ) dans le rotor. (un rond indique le point de fonctionnement stable pour un couple  $C_s$ )

### 3°) INFLUENCE DE LA RESISTANCE INSEREE ( $R_i$ ) SUR LE GLISSEMENT .

D'après l'expression (II.11), le glissement correspondant au couple maximal est modifié par l'insertion d'une résistance au secondaire suivant l'expression :

$$\varepsilon'_m = \frac{R_2 + R_i}{R_2} \varepsilon_m = \left( 1 + \frac{R_i}{R_2} \right) \varepsilon_m \quad (\text{IV.1})$$

$R_i$  est la résistance insérée par phase au rotor

$R_2$  est la résistance d'une phase du rotor

$\varepsilon_m$  ,  $\varepsilon'_m$  les glissements correspondant au couple maximal avant et après l'introduction de  $R_i$

La figure IV.2 montre les variations du glissement en fonction de la résistance du circuit secondaire .

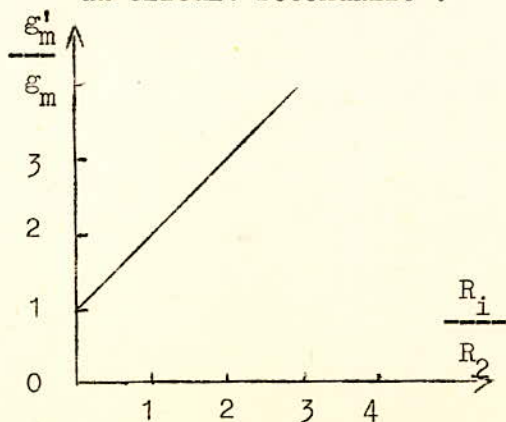


Figure IV.2 : Variation du glissement en fonction de la résistance du circuit secondaire .

Dans la pratique le calcul de la résistance nécessaire pour obtenir le glissement  $g$  désiré est effectué d'après les caractéristiques rotoriques du moteur par :

$$R_1 = \frac{g V_{20}}{I_2} - R_2 \quad (\text{IV.2})$$

$V_{20}$  tension au rotor par phase pour  $g = 1$

$I_2$  courant rotorique correspondant au couple à fournir au glissement  $g$

#### 4°) VARIATION DES PERTES JOULE ROTORIQUES .

Pour un couple résistant , les pertes Joule rotoriques sont proportionnelles aux glissements d'après (II.6) . L'augmentation du glissement se traduit par une augmentation des pertes Joule rotoriques c'est-à-dire par une diminution sensible du rendement . Par exemple pour une réduction de la vitesse de moitié (glissement = 50 %) , le rotor ne fournit sur l'arbre que la moitié de la puissance qui lui est transmise ( $P_2$ ) par le stator  $P_m = (1-g) P_2$  , le reste étant dissipé dans le rotor et les résistances insérées  $P_{j2} = g P_2$  . Ce moyen de faire varier la vitesse (par augmentation de  $g$ ) ne peut conduire qu'à des performances médiocres ou nettement mauvaises , il n'est à envisager que pour les moteurs de très faible puissance ou pour les moteurs travaillant en régimes de courte durée ( intermittent ) . L'augmentation des pertes se traduit aussi par une augmentation de l'échauffement d'où le problème qui se pose de la ventilation du moteur ( voir la conclusion de la page 30 ) .

#### 5°) STABILITE .

Ce mode de variation de la vitesse se traduit par une augmentation de l'instabilité . Plus la vitesse est petite plus l'instabilité est grande (voir pour celà le calcul de l'instabilité à la page 31 ) .

### 6°) AUTRES SOLUTIONS DE VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE .

Le fonctionnement précédant est caractérisé par une variation discontinue de la vitesse et par une instabilité qui est d'autant plus grande que l'on veut fonctionner à une vitesse plus réduite . Il est cependant possible de pallier à ces deux inconvénients en réglant de façon continue le courant rotorique au moyen d'un pont mixte ( thyristors-diodes) dont en fait varier l'angle de conduction d'une certaine façon . Le pont ainsi utilisé équivaut à une résistance fictive dont la valeur ohmique pourrait varier , de façon continue , entre une valeur minimale et une valeur infinie . L'emploi d'une boucle fermée de régulation , utilisant par exemple une dynamo tachymétrique , permet de maintenir la vitesse à la valeur désirée quelque soit la charge (figure IV.3) .

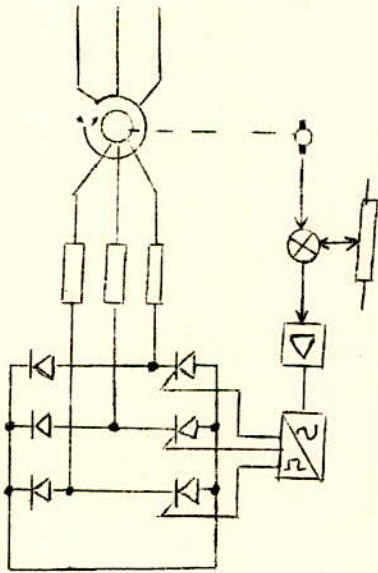


Figure IV.3 : variation continue de la résistance rotorique à l'aide d'un pont mixte(thyristors-diodes)

- On peut aussi utiliser une autre solution , consistant à commander l'énergie rotorique à l'aide d'un hacheur à thyristors . Le courant alternatif rotorique après redressement et filtrage , est envoyé dans un circuit comportant essentiellement une résistance  $R_i$  en parallèle avec une résistance  $R'_i$  en série avec le thyristor . Lorsqu'on modifie le rapport entre le temps de conduction et le temps de blocage du thyristor , on peut faire passer progressivement la

résistance du circuit additionnel de :

$$R_i \text{ (thyristor bloqué) } \quad \text{à} \quad \frac{R_i \cdot R'_i}{R_i + R'_i} \quad \text{(thyristor conducteur)}$$

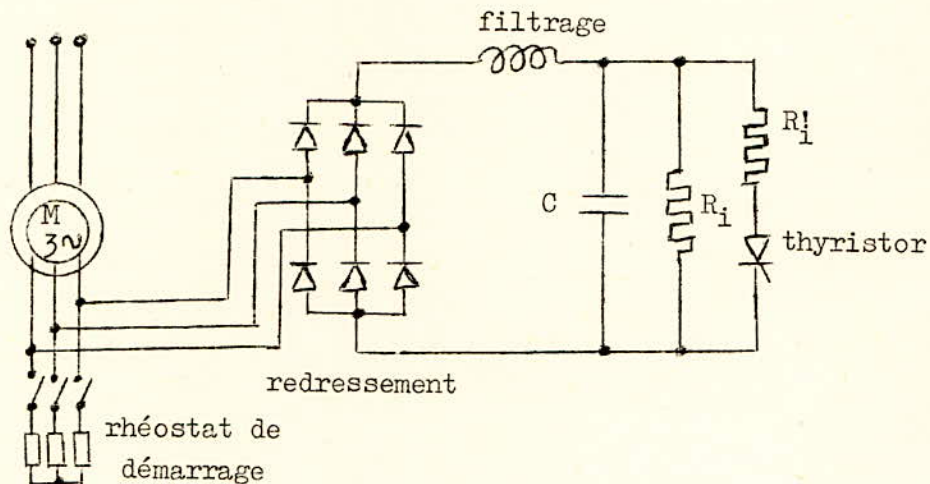


Figure IV.4 : Variation continue de la résistance rotorique à l'aide d'un hacheur à thyristors .

#### IV.2 INTRODUCTION D'UNE F.E.M. SUPPLÉMENTAIRE DANS LE CIRCUIT ROTORIQUE .

Pour simplifier les calculs , on peut admettre que :

- Le moteur asynchrone à bagues tourne à  $V_1$  ,  $f_1$  ,  $C_s$  constants .
- La chute de tension statorique est négligeable devant  $V_1$  .

et on utilise pour cela le schéma équivalent qui s'adapte le mieux à cette étude (figure IV.5) .

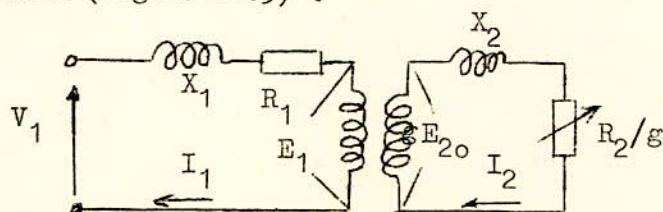


Figure IV.5 : Schéma équivalent à une phase du moteur asynchrone .

1°) REGLAGE DE LA VITESSE .

Dans ces conditions , on a indépendemment du régime de fonctionnement du moteur :

$$V_1 \approx E_1 = K \phi_m = \text{const.} \quad (\text{IV.3})$$

Pour un glissement  $g$  donné le courant rotorique sera alors :

$$I_2 = \frac{g E_{20}}{\sqrt{(R_2)^2 + (X_2)^2}} \quad (\text{IV.4})$$

dans les conditions normales de travail  $(R_2)^2 \gg (X_2)^2$  , on pourra alors admettre que le courant  $I_2$  est en phase avec  $E_{20}$  et il est donné par :

$$I_2 = \frac{g E_{20}}{R_2} \quad (\text{IV.5})$$

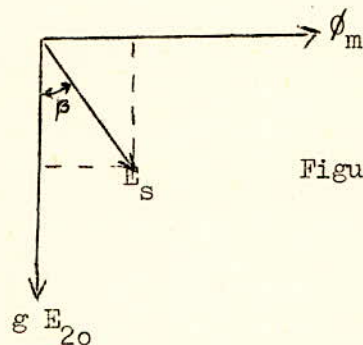


Figure IV.6

Introduisant alors dans le circuit rotorique du moteur une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  de même fréquence que la f.e.m. principale  $g E_{20}$ , cette f.e.m.  $E_s$  est déphasée d'un angle  $\beta$  (dans le cas général) par rapport à  $g E_{20}$  (figure IV.6) au premier instant , lorsque , par suite de l'inertie des parties tournantes du moteur , la vitesse de rotation n'est pas encore arrivée à changer , la f.e.m. du circuit secondaire devient  $g E_{20} + E_s \cos \beta$  . Par suite de quoi le courant  $I_2$  et le couple moteur  $C = k I_2 \phi_m$  varient dans le rapport  $k'$  :

$$k' = \frac{g E_{20} + E_s \cos \beta}{g E_{20}}$$

Mais vu que selon les conditions données le couple résistant reste constant ,

il apparaît sur l'arbre du moteur un couple dynamique qui fait changer la vitesse du moteur, jusqu'au moment où le courant rotorique et le couple moteur arrivent à leurs valeurs précédentes.

Désignons par  $g'$  la valeur nouvelle du glissement et  $g' E_{20}$  la nouvelle valeur de la f.e.m. principale du rotor à laquelle le moteur tourne en régime permanent après l'introduction de la f.e.m. supplémentaire  $E_s$ .

Dans ces conditions on aura :

$$I_2 = \frac{g' E_{20} + E_s \cos \beta}{R_2} = \frac{g E_{20}}{R_2} \quad (\text{IV.6})$$

puisque  $I_2$  reprend la même valeur que précédemment. Alors on a :

$$g' = g - \frac{E_s \cos \beta}{E_{20}} \quad (\text{IV.7})$$

#### Conclusion :

suivant les valeurs de  $\beta$  on peut avoir :

a)  $\beta = \pi$  :  $E_s$  est en opposition de phase avec  $E_{20}$

$$g' = g + \frac{E_s}{E_{20}}$$

Donc l'injection d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  en opposition avec la f.e.m. principale du rotor  $E_{20}$ , engendre une augmentation du glissement c'est-à-dire une diminution de la vitesse.

b)  $\beta = 0$  :  $E_s$  est en phase avec  $E_{20}$ .

$$g' = g - \frac{E_s}{E_{20}}$$

On constate que l'injection d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  en phase avec la

f.e.m. principale du rotor  $E_{20}$  engendre une diminution du glissement c'est-à-dire une augmentation de la vitesse .

Si  $E_s/E_{20} > g$ , le glissement  $g'$  devient négatif et la machine asynchrone, tout en fonctionnant en régime moteur, marche à une vitesse supérieure à celle de synchronisme de sorte que la f.e.m.  $g' E_{20}$  est opposée à la f.e.m.  $E_s$ . Dans ce cas, le courant  $I_2$  qui crée le couple moteur, est dû non pas à la f.e.m. principale de la machine mais à la f.e.m. injectée, c'est-à-dire provenant d'un circuit générateur qui crée la f.e.m. supplémentaire .

c) Synchronisme :

Le moteur tournera au synchronisme lorsque  $g' = 1$  c'est-à-dire :

$$1 = g - \frac{E_s \cos \beta}{E_{20}}$$

soit  $- E_s \cos \beta = (1-g) E_{20}$  qui n'est possible que lorsque  $\pi/2 < \beta < -\pi/2$  puisque  $(1-g) E_{20}$  est une quantité positive .

Si  $\beta = \pi$  le moteur tournera au synchronisme pour  $E_s = (1-g) E_{20}$

d) Marche à vide :

Pour la marche à vide  $g = 0$ , l'introduction d'une f.e.m. supplémentaire engendre un glissement qui sera :

$$g'_0 = - \frac{E_s \cos \beta}{E_{20}}$$

Si  $\beta = \pi$   $g'_0 = E_s / E_{20}$  et si  $\beta = 0$   $g'_0 = - E_s / E_{20}$

2°) REGLAGE DU FACTEUR DE PUISSANCE DU MOTEUR (  $\cos \varphi$  ) .

Avec les mêmes hypothèses que précédemment, considérons l'influence de la composante  $E_s \sin \beta$  de la f.e.m. supplémentaire  $E_s$ , sur le  $\cos \varphi$  du

moteur . La composante  $E_s \sin \beta$  et la f.e.m.  $g E_{20}$  du moteur vont créer dans le circuit secondaire respectivement les courants :

$$I_{2s} = \frac{E_s \sin \beta}{R_2} \quad (\text{IV.8}) \quad \text{et} \quad I_2 = \frac{g E_{20}}{R_2} \quad (\text{IV.9})$$

puisque  $(R_2)^2 \gg (X_2)^2$  . Notons par  $I'_{2s}$  et  $I'_2$  ces courants ramenés au stator. Dans ces conditions le courant primaire  $I_1$  du moteur devient :

- Pour  $0 < \beta < \pi$

$$I_{1s} = I_m + (-I'_2) + (-I'_{2s}) \quad (\text{IV.10})$$

On voit qu'il y a diminution du courant magnétisant du moteur puisque  $I_m$  et  $-I'_{2s}$  sont en opposition , ce qui engendre comme le montre la figure IV.7 , une compensation positive du  $\cos \varphi$  .

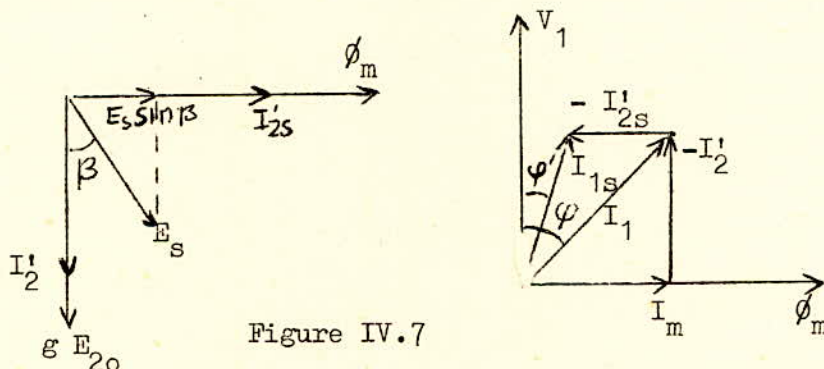


Figure IV.7

- Pour  $\pi < \beta < 0$

$$I_{1s} = I_m + (-I'_2) + (I'_{2s}) \quad (\text{IV.11})$$

Il y a accroissement du courant magnétisant du moteur , puisque  $I_m$  et  $I'_{2s}$  sont en phase et par conséquent une compensation négative du  $\cos \varphi$  c'est-à-dire une diminution du facteur de puissance du moteur .



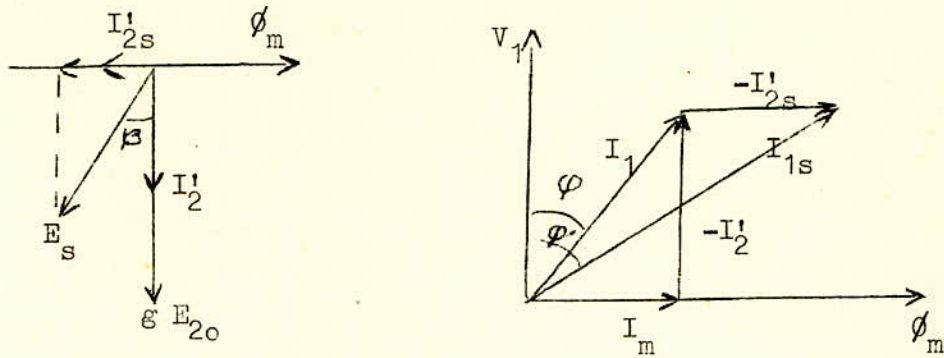


Figure IV.8

Conclusion :

En comparant les figures IV.7 et IV.8 , on peut déduire que le fonctionnement d'un moteur asynchrone à  $V_1 = \text{Const.}$  ,  $f_1 = \text{Const.}$  ,  $C_s = \text{Const.}$  et une f.e.m. Variable  $E_s$  , dont la phase est égale soit à  $+90^\circ$  , soit à  $-90^\circ$  , peut être considéré du point de vue de variation du  $\text{Cos } \varphi$  comme identique au fonctionnement d'un moteur synchrone en régime d'une caractéristique en U .

3°) INFLUENCE DE LA F.E.M. SUPPLEMENTAIRE SUR LE COUPLE MOTEUR .

Dans le cas de l'introduction d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  déphasée d'un angle  $\beta$  en avant sur la f.e.m. principale  $E_{20}$  du circuit rotorique ; le courant secondaire sera donné par l'expression (IV.12) d'après le diagramme vectoriel (figure IV.9) .

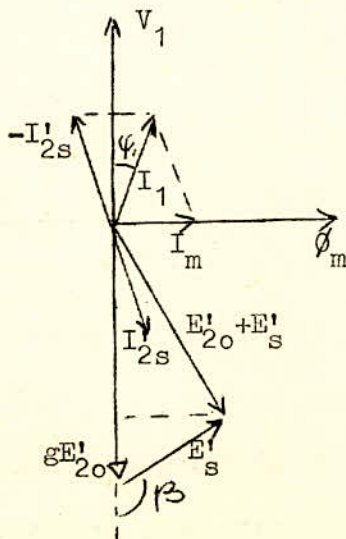


Figure IV.9

$E'_{20}$  la f.e.m. rotorique pour  $g=1$  ramenée au stator  
 $E'_s$  la f.e.m. supplémentaire ramenée au stator  
 $I'_{2s}$  le courant rotorique après introduction de  $E_s$   
 ramené au stator .

$$I'_{2s} = \frac{g E'_{20} + E'_s e^{j\beta}}{R'_2 + j g X'_2} = \frac{g E'_{20} + E'_s (\cos \beta + j \sin \beta)}{R'_2 + j g X'_2} \quad (\text{IV.12})$$

Si on admet que le flux dans l'entrefer  $\phi_m$  du moteur est constant, le couple sera proportionnel à la composante active  $I'_{2sa}$  du courant rotorique.

$$C = K \phi_m I'_{2sa} \quad (\text{IV.13})$$

La composante active du courant  $I'_{2sa}$  sera déterminé à partir de (IV.12)

$$I'_{2sa} = \Re(I'_{2sa}) = \frac{g E'_{20} R'_2 + g E'_s X'_2 \sin \beta + E'_s R'_2 \cos \beta}{(R'_2)^2 + (g X'_2)^2} \quad (\text{IV.14})$$

On pose :

$$E'_s \cos \beta = E'_{sr} \quad \text{et} \quad E'_s \sin \beta = E'_{sc}$$

$E'_{sr}$  est la composante qui agit sur le réglage de la vitesse et  $E'_{sc}$  celle qui agit sur le facteur de puissance du moteur.

La relation (IV.14) devient :

$$I'_{2sa} = \frac{g E'_{20} R'_2 + E'_{sc} g X'_2 + E'_{sr} R'_2}{(R'_2)^2 + (g X'_2)^2} \quad (\text{IV.15})$$

écrivons maintenant  $I'_{2sa}$  en fonction de la composante active du courant rotorique  $I'_{2a}$  avant l'introduction de la f.e.m. supplémentaire  $E_s$ .

$$I'_{2a} = \frac{g R'_2 E'_{20}}{(R'_2)^2 + (g X'_2)^2} \quad (\text{IV.16})$$

l'expression (IV.15) devient :

$$I'_{2sa} = I'_{2a} \left( 1 + \frac{E'_{sc} X'_2}{E'_{20} R'_2} + \frac{E'_{sr}}{g E'_{20}} \right) \quad (\text{IV.17})$$

Le couple  $C'$  dans le cas de l'introduction d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$ , en fonction du couple moteur  $C$  avant l'introduction de  $E_s$ , sera :

$$C' = C \left( 1 + \frac{E'_{sc} X'_2}{E'_{20} R'_2} + \frac{E'_{sr}}{g E'_{20}} \right) \quad (\text{IV.18})$$

Si on note par :

$$k = \frac{E'_{sc}}{E'_{20}} \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{E'_{sr}}{E'_{20}}$$

La relation (IV.18) devient :

$$C' = C \left( 1 + k \frac{X'_2}{R'_2} + \gamma \frac{1}{g} \right) \quad (\text{IV.19})$$

et  $C$  est donné par l'expression (II.13) C'est-à-dire :

$$C = \frac{2 C_m}{\left( g / g_m \right) + \left( g_m / g \right)}$$

- L'introduction d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  faisant un angle  $\beta = \pi/2$  avec la f.e.m. principale  $E_{20}$ , agira sur le facteur de puissance du moteur et dans ce cas l'expression du couple (IV.19) devient :

$$C'_{\text{comp}} = C \left( 1 + k \frac{X'_2}{R'_2} \right) = \frac{2 C_m}{\left( g / g_m \right) + \left( g_m / g \right)} \left( 1 + k \frac{X'_2}{R'_2} \right) = \frac{2 C'_m}{\left( g / g_m \right) + \left( g_m / g \right)} \quad (\text{IV.20})$$

Nous voyons alors que le couple maximal  $C'_m$  après l'introduction de  $E_s$  est égal à  $\left( 1 + k X'_2 / R'_2 \right)$  fois le couple maximal  $C_m$  avant l'introduction de  $E_s$ . Le glissement correspondant au couple maximal  $C'_m$  reste invariable, donc pour le même couple résistant  $C_s$  à l'arbre, le glissement sera petit.

- L'introduction d'une f.e.m. supplémentaire  $E_s$  faisant un angle  $\beta = 0$  avec la f.e.m. principale du moteur  $E_{20}$  agira sur le réglage de la vitesse et dans ce cas le couple développé par le moteur  $C'_{\text{rég}}$  sera :

$$C'_{\text{rég}} = 2 C_m g_m \frac{g + \gamma}{(g)^2 + (g_m)^2} \quad (\text{IV.21})$$

de la relation (IV.21) , il résulte le nouveau glissement de marche à vide  $g'_0$

$$C'_{\text{rég}} = 0 \quad \Longrightarrow \quad g'_0 = -\gamma = -\frac{E'_{\text{sr}}}{E'_{20}} \quad (\text{IV.22})$$

et donc la nouvelle vitesse de marche à vide  $N'_0 = N_s (1-g'_0)$  . On remarque que cette nouvelle vitesse de marche à vide  $N'_0$  peut être plus grande ou plus petite que la vitesse de synchronisme  $N_s$  et ceci en fonction du signe de c'est-à-dire du sens du vecteur  $E'_{\text{sr}}$  .

En effectuant l'annulation de la dérivée de l'expression (IV.21) par rapport au glissement et en remplaçant  $\gamma$  par  $g'_0$  ( la discussion des signes sera faite plus loin ) , il résulte les valeurs de  $g'_m$  ( glissement correspondant au nouveau couple maximal ) :

$$g'_{m(1,2)} = g'_0 \pm \sqrt{(g'_0)^2 + (g_m)^2} \quad (\text{IV.23})$$

le nouveau glissement  $g'_m$  dépend aussi de la valeur et du sens de  $E'_{\text{sr}}$  . Dans la relation (IV.23) :

Le signe ( + ) correspond au fonctionnement en moteur

Le signe ( - ) correspond au fonctionnement en générateur .

En introduisant la valeur de (IV.23) dans (IV.21) et en tenant compte de (IV.22) après le calcul , il résulte :

$$C'_{\text{mrég}} = C_m \frac{g_m}{g'_m} \quad (\text{IV.24})$$

### Conclusion :

a) Si la f.e.m. introduite dans le circuit rotorique  $E'_s$  est en phase avec la f.e.m. principale  $E'_{20}$  (  $E'_{20} > 0$  ) ; alors la composante  $E'_{\text{sr}}$  et  $\gamma$

seront positifs , et on aura le glissement correspondant à la marche à vide  $g'_0$  qui sera négatif , c'est-à-dire que la vitesse de marche à vide sera supérieure à la vitesse de synchronisme .

- Le glissement  $g'_{m(1)}$  en régime moteur sera positif , donc à lieu dans la région des vitesses subsynchrones , et il est plus petit que  $g_m$  ( on peut le voir d'après la construction graphique figure IV.9 ) . La nouvelle valeur du couple maximal  $C'_{m\text{rég}}$  est plus grande que dans le cas du fonctionnement normal (sans  $E'_s$ ) d'après l'expression (IV.24) .

- Pour le régime en générateur  $g'_{m(2)}$  est toujours négatif et il est supérieur à  $g_m$  , donc la valeur de  $C_m$  diminue .

b) Si la f.e.m. introduite dans le circuit rotorique  $E'_s$  est en opposition de phase avec la f.e.m. principale  $E'_{20}$  (  $E'_{20} > 0$  ) , alors  $E'_{sr}$  et  $\delta$  seront négatifs; Le glissement correspondant à la marche à vide  $g'_0$  sera positif , donc la vitesse de marche à vide est subsynchrone .

- Pour le régime en moteur , le nouveau glissement  $g''_{m(1)}$  sera positif et supérieur à  $g_m$  et la nouvelle valeur du couple maximal est plus petite que celle du fonctionnement normal ( avant l'introduction de  $E_s$  ) .

- Pour le régime en générateur  $g''_{m(2)}$  sera plus petit que la valeur correspondante au régime normal (avant l'introduction de  $E_s$  ) et le nouveau couple  $C'_m$  est plus grand que celui correspondant au fonctionnement normal  $C_m$  .

Sur la figure IV.10 ont été tracées les caractéristiques  $C = f(g)$  de la machine asynchrone avant et après l'introduction de la f.e.m. supplémentaire  $E_s$  dans le circuit rotorique . En analysant ces caractéristiques , on voit que la limite entre le régime moteur et générateur a , lieu à une vitesse à laquelle la relation  $E'_{20} = E'_s$  est satisfaite , indifféremment du moteur asynchrone fonctionnant à la vitesse subsynchrone ( point  $g'_0$  et  $g_0$  de la figure IV.10 ) .

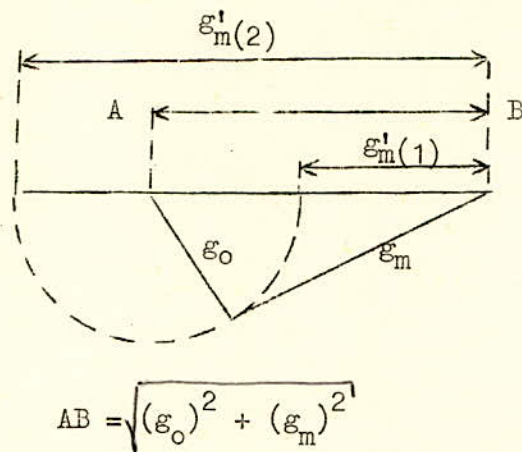


Figure IV.9

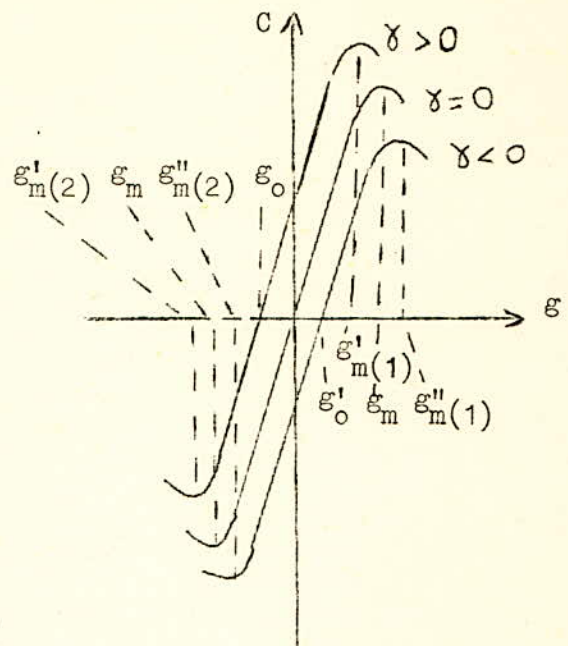


Figure IV.10

En principe la récupération de l'énergie est possible à une vitesse quelconque (plus petite ou plus grande que la vitesse synchrone du moteur) .

#### IV.3 CLASSIFICATION DES SCHEMAS DE REGLAGE BASES SUR LE PRINCIPE DE L'INTRODUCTION D'UNE F.E.M. SUPPLEMENTAIRE DANS LE CIRCUIT ROTORIQUE .

Je classe dans cette partie l'ensemble des procédés qui dérivent directement du contrôle de la vitesse par introduction d'une f.e.m. supplémentaire dans le circuit rotorique du moteur asynchrone , puisque dans tous les schémas que je vais étudier , le rotor du moteur asynchrone à régler est branché sur un circuit qui n'est pas entièrement constitué d'éléments passifs qui créent la f.e.m. supplémentaire . Pour introduire donc , dans le circuit rotorique une f.e.m. supplémentaire de même fréquence que la f.e.m. principale du rotor , il faut disposer d'une ou de plusieurs machines supplémentaires .

Le groupe comprenant un moteur asynchrone à régler et une ou plusieurs machines supplémentaires réunies avec celui-ci , électriquement ou mécaniquement est appelé cascade . Les cascades sont des systèmes destinés au réglage progressif et économique de la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone . Elles servent aussi au réglage de son facteur de puissance .

Dans les cascades , l'énergie de glissement n'est pas perdue , mais revient après une transformation correspondante soit au réseau , soit à l'arbre du moteur dont on veut régler sa vitesse ; donc dès que l'on est en présence de moteurs d'une certaine puissance fonctionnant avec de grandes variations de vitesse , il est intéressant de chercher à récupérer l'énergie disponible au rotor , au lieu de la perdre dans un rhéostat de réglage . La principale difficulté de cette récupération provient de ce que l'on recueille au secondaire du moteur une tension variable en amplitude et en fréquence . Il est donc nécessaire , pour s'affranchir du paramètre fréquence , de redresser la tension secondaire . Ce redressement, compte tenu des très basses fréquences qui apparaissent au rotor aux vitesses élevées , est avantageusement réalisé par des semi-conducteurs .

On peut alors classer les schémas suivant la forme de l'énergie récupérée :

- a) Récupération mécanique de l'énergie de glissement (figure IV.11 et IV.12)
- b) Récupération électrique de l'énergie de glissement (figure IV.13)

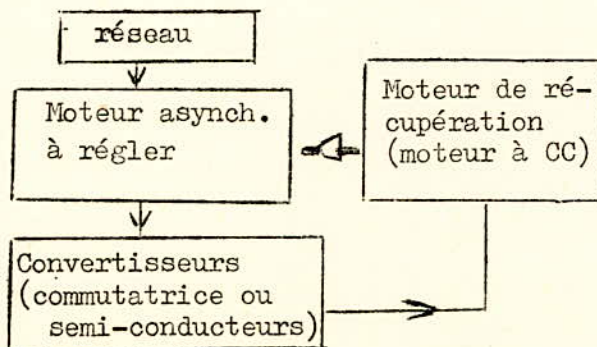


Figure IV.11

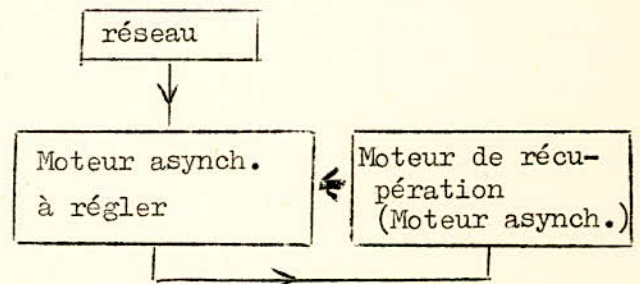


Figure IV.12

Schémas de principe de la récupération mécanique de l'énergie de glissement

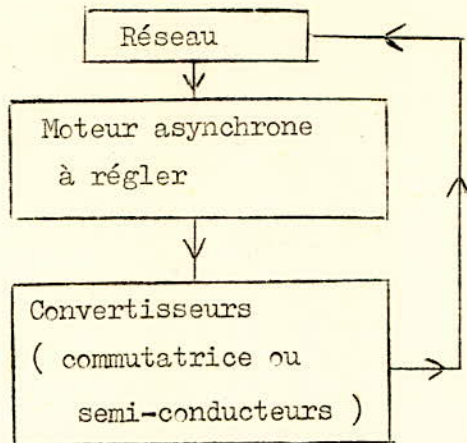


Figure IV.13 : Schéma de principe de la récupération électrique de l'énergie de glissement .

Le principe de l'introduction d'une f.e.m. supplémentaire peut être aussi utilisé pour la synchronisation de deux machines de travail ou bien pour avoir une vitesse de travail du moteur asynchrone constante , donc on distingue aussi les schémas :

C) des systèmes de rotation synchrone ( ou arbres électriques ) .

#### IV.31 REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA RECUPERATION MECANIQUE DE L'ENERGIE DE

##### GLISSEMENT .

Dans ce cas l'énergie de glissement n'est pas perdue mais revient après une transformation à l'arbre du moteur asynchrone , sous forme de puissance mécanique . Suivant la constitution des cascades , on distingue :

- a) Les cascades électromécaniques avec commutatrice (cascade Kraemer)
- b) Les cascades électromécaniques avec soupapes à semi-conducteurs (Metacin)
- c) Les cascades électromécaniques avec deux moteurs asynchrones uniquement .

#### IV.311 LES CASCADES ELECTROMECHANQUES AVEC COMMUTATRICE .

1° ) Constitution :

La figure IV.14 représente le schéma de principe d'une cascade électromécanique ( appelé parfois cascade Kraemer ) . Cette cascade comprend :



- Un moteur asynchrone à rotor bobiné dont on veut régler la vitesse (MA)
- Une commutatrice (COM)
- Un moteur de récupération à courant continu (MC)

Le moteur (MC) est monté sur le même arbre que le moteur (MA) . Lors du fonctionnement de la cascade les bagues du moteur (MA) sont connectées aux bagues de la commutatrice excitée , et les balais sur le collecteur de la commutatrice sont réunis aux balais du moteur (MC) .

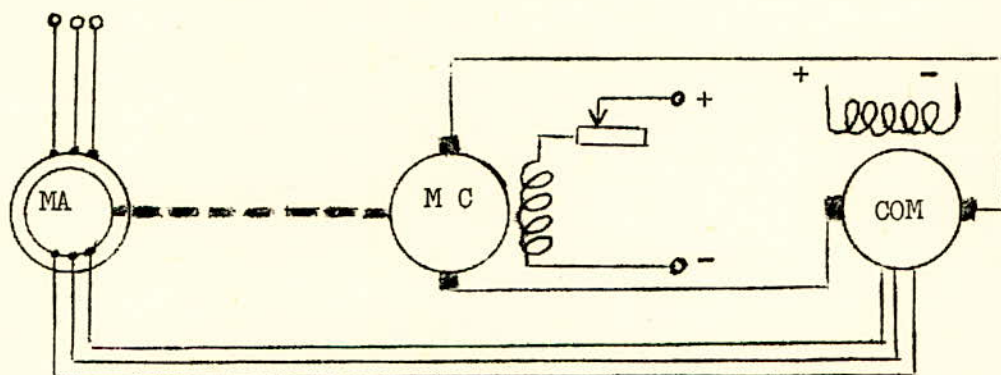


Figure IV.14 : Schéma de la cascade électromécanique  
(cascade Kraemer )

## 2°) Principe de fonctionnement

### a) Réglage de la vitesse du moteur asynchrone :

Admettons que le groupe en cascade de la figure IV.14 soit connecté au réseau et tourne à la vitesse  $N_c$   $N_s$ , où  $N_s$  est la vitesse de synchronisme du moteur asynchrone (MA) . La commutatrice du côté du courant alternatif marche en régime de moteur synchrone et transforme la puissance de glissement en puissance électrique de courant continu . La machine (MC) marche en moteur et , en transformant la puissance électrique en puissance mécanique , rend à l'arbre du groupe en cascade la puissance de glissement moins les pertes dans les machines auxiliaires (MC et COM) .

- Si on augmente le courant d'excitation du moteur (MC) , alors au premier ins-

tant , lorsque le groupe en cascade continue à tourner par inertie à la vitesse précédente , la force contre-électromotrice du moteur (MC) augmentera , ce qui fera diminuer le courant  $I_a$  arrivant dans le moteur (MC) depuis la commutatrice ainsi que le courant  $I_2$  venant du rotor du moteur asynchrone(MA) dans la commutatrice . Cela provoquera une diminution du couple C du moteur (MA) et par conséquent la naissance sur l'arbre du groupe d'un couple dynamique négatif (car selon la condition ,  $C_s = \text{const.}$  ) . De ce fait la vitesse de rotation du groupe diminuera et on aura alors : le glissement du moteur asynchrone (MA) , la fréquence et la tension aux bagues de la commutatrice , la vitesse de cette dernière et enfin les courants  $I_a$  et  $I_2$  qui augmenteront . Ce processus continuera jusqu'au moment où le courant  $I_2$  et le couple C du moteur (MA) atteindront la valeur précédente .

- Si on diminue le courant d'excitation du moteur (MC) , sa f.e.m. diminue et tout le processus aura lieu dans l'ordre inverse . La vitesse du groupe augmentera , la fréquence de glissement diminuera et pour cette raison diminuera également la vitesse de la commutatrice .

- Au cas où la vitesse du groupe en cascade est voisine de la vitesse de synchronisme du moteur asynchrone (MA) , la commutatrice tourne à très faible vitesse déterminée par l'expression  $N_{\text{com}} = f_2/p_{\text{com}}$  et pratiquement joue le rôle d'une résistance branchée dans le circuit rotorique du moteur (MA) . Il résulte que :

LE REGLAGE DE LA VITESSE DE LA CASCADE EST REALISE PAR VARIATION DU COURANT D'EXCITATION DE LA MACHINE A COURANT CONTINU (MC) .

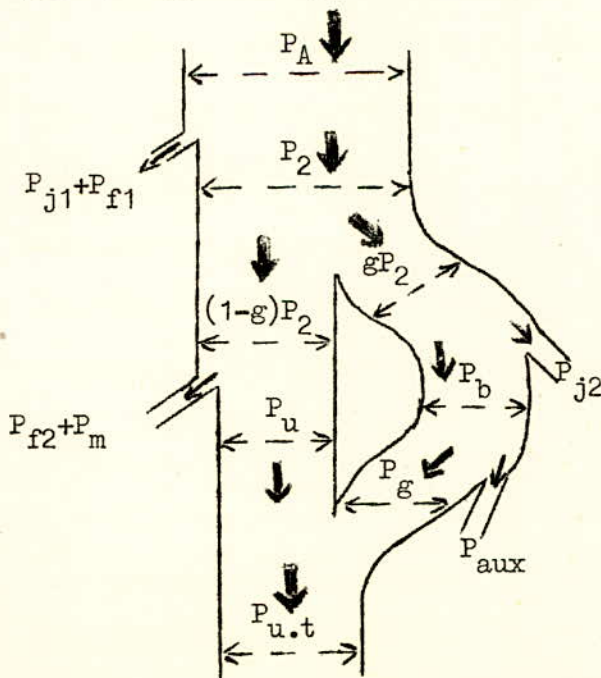
b) Réglage du facteur de puissance du moteur asynchrone :

Réglons la vitesse  $N_c$  du groupe en cascade de façon qu'elle soit inférieure à la vitesse de synchronisme  $N_s$  et , en conservant invariable l'excitation du moteur à courant continu (MC) et le couple résistant  $C_s$  . Faisons varier le courant d'excitation de la commutatrice , vu que dans ce cas la fréquence

et la tension aux bagues du moteur asynchrone (MA) restent à peu près constantes la commutatrice marche en moteur synchrone en régime de la courbe en U . l'accroissement du courant d'excitation de la commutatrice provoque l'apparition dans le circuit secondaire du moteur (MA) d'un courant  $I_2$  , en avance sur la tension aux bagues de ce moteur et inversement : la diminution du courant d'excitation provoque le retard du courant  $I_2$  sur la tension secondaire . Il est à noter que le degré de réglage du facteur de puissance du groupe en cascade dépend de la fréquence  $f_2$  car pour de faibles fréquences le fonctionnement stable de la commutatrice en régime moteur synchrone surexcité est impossible . Il résulte de ce que nous venons de dire que : LE REGLAGE DU FACTEUR DE PUISSANCE DU GROUPE EN CASCADE EST REALISE PAR VARIATION DU COURANT D'EXCITATION DE LA COMMUTATRICE .

### 3°) Bilan énergétique :

La répartition des puissances dans les différentes machines est schématisée par la figure IV.15 ci-dessous .



- $P_A$  : puis. absorbée par le moteur MA
- $P_{j1}$  ;  $P_{f1}$  : pertes statoriques de MA
- $P_2$  : puis. électromagnétique de MA
- $g$  : glissement de MA
- $P_{f2}$  ;  $P_m$  : pertes fer et mécanique de MA
- $P_u$  : puissance utile de MA
- $P_{j2}$  : pertes Joule rotorique de MA
- $P_b$  : puis. électrique aux bagues de MA  
ou de COM
- $P_g$  : puis. de glis. récupérée sous forme  
mécanique
- $P_{u.t}$  : puis. utile totale du groupe
- $P_{aux}$  : pertes dans la commutatrice et MC

Figure IV.15 : Bilan énergétique de la cascade  
Kraemer

#### IV.312 LES CASCADES ELECTROMECHANIQUES AVEC SOUPAPES A SEMI-CONDUCTEURS

La figure IV.16 montre le schéma de principe d'une cascade électromécanique avec soupapes à semi-conducteurs ( appelé parfois "Metacin" à récupération mécanique ) . La constitution de cette cascade est identique à celle de la figure IV.14 , sauf qu'ici la commutatrice est remplacée par un pont redresseur triphasé à diodes .

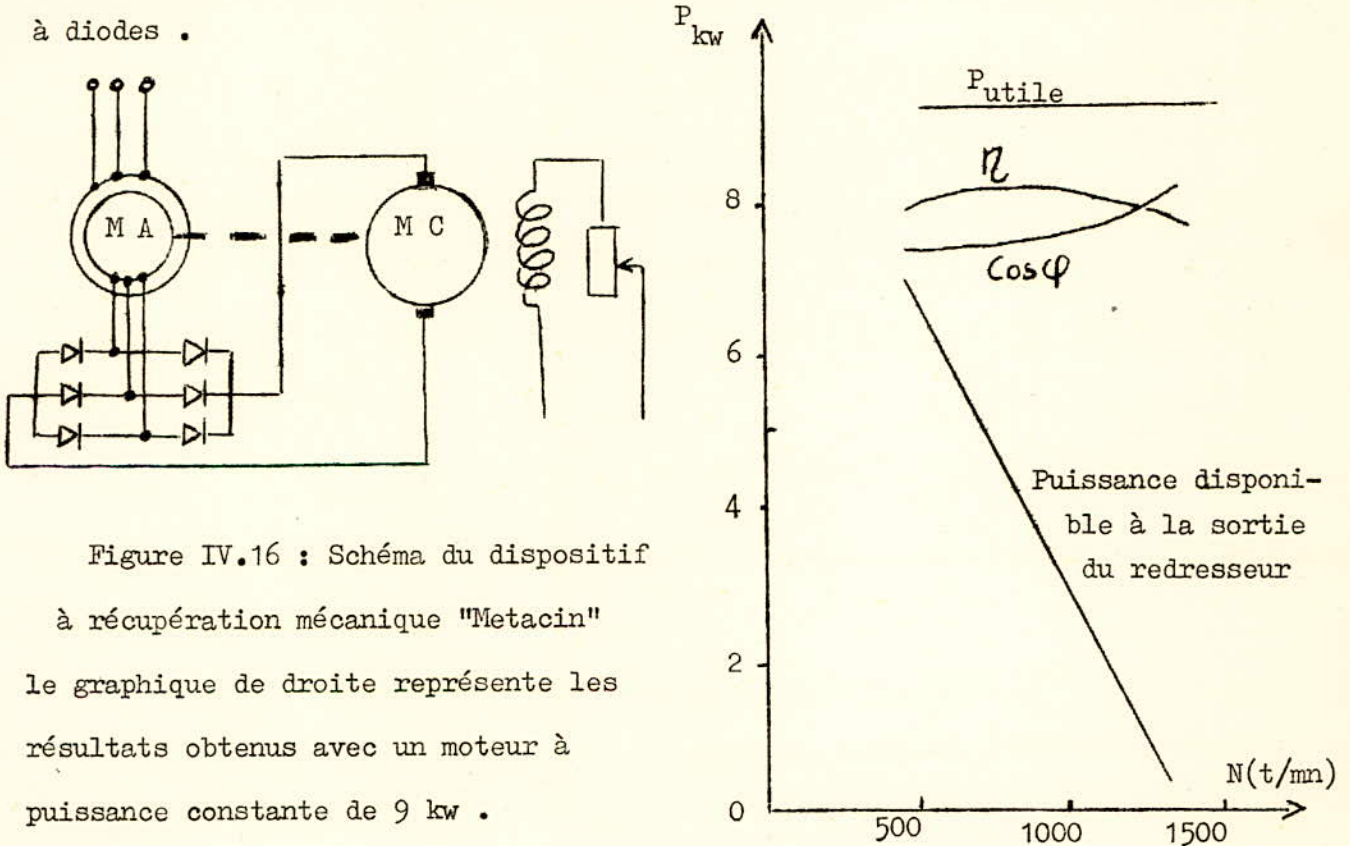


Figure IV.16 : Schéma du dispositif

à récupération mécanique "Metacin"

le graphique de droite représente les résultats obtenus avec un moteur à puissance constante de 9 kw .

Le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone est obtenu, comme dans le cas de la cascade Kraemer , par action sur le courant d'excitation de la machine à courant continu (MC) . Avec ce dispositif le réglage du facteur de puissance de la cascade est impossible par contre les pertes dans le redresseur sont plus petites que dans la commutatrice . Le bilan de puissance reste le même que dans le cas précédent (sauf qu'il faut remplacer le bilan de la commutatrice par celui du pont redresseur).

#### IV.313 MOTEURS ASYNCHRONES EN CASCADE .

##### 1°) Généralités :

au lieu de perdre de l'énergie dans le rhéostat pour régler la vitesse , on peut amener cette énergie à un autre moteur asynchrone branché en cascade avec le premier et la transforme ainsi en énergie mécanique . Cela permet de mieux utiliser l'énergie fournie par le réseau.

Pour les moteurs en cascade fonctionnent normalement , ils doivent être réunis entre eux électriquement et mécaniquement . La connection électrique seule n'est pas suffisante car dans ce cas le moteur ( A ) commence à marcher étant alimenté par le réseau sous la tension normale et sous la fréquence normale et tourne à pleine vitesse , et le moteur ( B ) reçoit par les bagues du moteur (A) une faible tension à fréquence très faible . Pour cette raison le moteur ( B ) ne développe aucun couple et représente seulement une résistance additionnelle introduite dans le circuit du moteur ( A ).

##### 2°) Classification :

On distingue deux types de branchement :

- a) Les cascades où les rotors des deux moteurs sont reliés électriquement
- b) Les cascades où le rotor d'un des moteurs est relié au stator de l'autre .

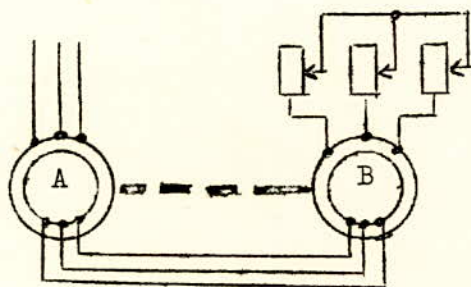


Figure IV.17 : Cascade où les  
2 rotors sont reliés entre eux

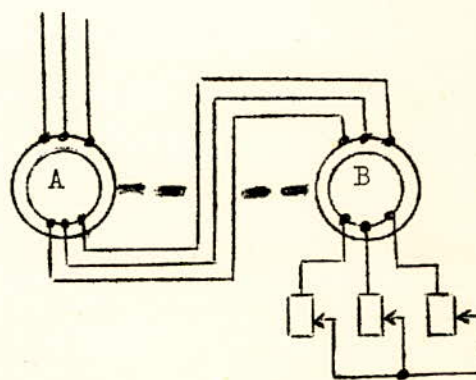
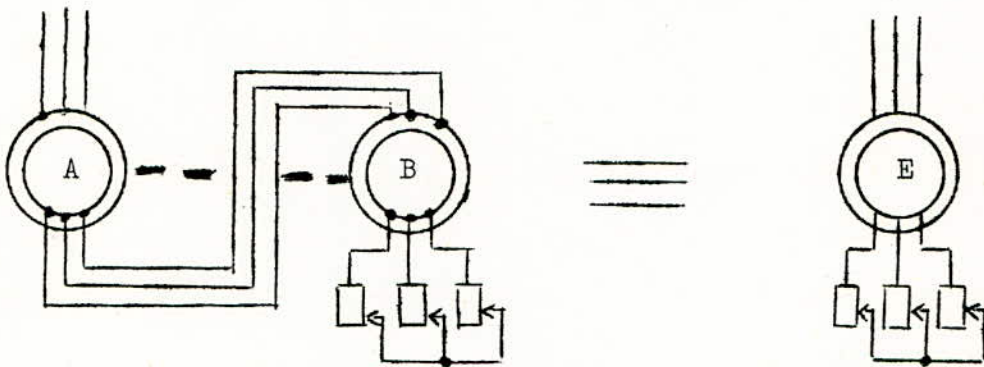


Figure IV.18 : Cascade où  
le rotor de l'un est relié au  
stator de l'autre .

Le schéma de la figure IV.17 est utilisé lorsque les deux moteurs sont identiques au point de vue de construction . Les stators des deux moteurs sont des circuits à haute tension , les rotors forment des circuits à basse tension , donc il est plus rationnelle dans ce cas de coupler les rotors entre eux .

3°) Principe de la variation de vitesse .

On peut remplacer les deux moteurs en cascade par un moteur équivalent .



Soit  $p'$  le nombre de paire de pôles du moteur équivalent (E) . On peut alors

écrire :

(IV.25)

$$\Omega = (1 - \varepsilon_A) \frac{W_1}{p_A} = (1 - \varepsilon_B) \frac{\varepsilon_A W_1}{p_B} = (1 - \varepsilon_A \varepsilon_B) \frac{W_1}{p'}$$

$\Omega$  : étant la vitesse de rotation du groupe .

ou bien encore :

$$\frac{(1 - \varepsilon_A) W_1 + (1 - \varepsilon_B) \varepsilon_A W_1}{p_A + p_B} = \frac{(1 - \varepsilon_A \varepsilon_B) W_1}{p'}$$

soit

$$p' = p_A + p_B$$

et la vitesse de synchronisme  $N_{sc}$  du moteur équivalent (E) sera

$$N_{sc} = \frac{f_1}{p'} = \frac{f_1}{p_A + p_B} \quad (\text{IV.26})$$

De cette façon , le groupe des deux moteurs réunis électriquement en cascade représente un moteur asynchrone à nombre de paire de pôles égal à la somme des nombres de paire de pôles des deux moteurs . La vitesse réelle du groupe en cascade  $N_c < N_{sc}$  car le groupe , comme un moteur ordinaire fonctionne avec un certain glissement qui dépend de la charge . On peut s'arranger pour n'utiliser qu'une machine ou les deux , d'où trois (3) vitesses de synchronisme possibles

$$\frac{W_1}{P_A} \quad ; \quad \frac{W_1}{P_B} \quad ; \quad \frac{W_1}{P_A + P_B}$$

Pour obtenir un plus grand nombre d'échelons de vitesse , on peut construire chaque moteur faisant partie du groupe en cascade avec un nombre de pôles variable .

Remarque :

Le courant à vide du groupe en cascade est beaucoup supérieur au courant à vide d'un seul moteur .

Les deux moteurs étant connectés en série , le courant de court-circuit du groupe en cascade est alors inférieur au courant de court-circuit du moteur A . Le lieu géométrique du courant statorique du groupe se situe donc à l'intérieur du cercle du courant du moteur A fonctionnant seul .

4°) Bilan des puissances :

La répartition de la puissance dans un groupe de moteurs en cascade est la même que dans un **moteur** ordinaire .

Si  $N_c$  est la vitesse de rotation du groupe en cascade , le glissement sera alors :

$$g = \frac{N_A - N_c}{N_A} \quad ; \quad N_A = \frac{f_1}{P_A}$$

- Pour le moteur A , le bilan de puissance sera :

$$P_{\text{abs.}A} = 3 V_1 I_1 \cos \varphi \begin{cases} P_{j1A} = 3R_{1A} (I_1)^2 \\ P_{2A} = C \frac{2\pi f_1}{P_A} \\ P_{fA} = \frac{3(V_1)^2}{R_f} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_{r.A} = g C \frac{2\pi f_1}{P_A} \\ P_{\text{méc.}A} = C(1-g) \frac{2\pi f_1}{P_A} \end{cases}$$

- $P_{\text{abs.}A}$  : puissance absorbée par le moteur A  
 $P_{j1A}$  : pertes Joule au stator de A  
 $P_{2A}$  : puissance transmise au rotor de A  
 $P_{r.A}$  : puissance électrique du rotor de A  
 $P_{\text{méc.}A}$  : puissance mécanique sur le rotor de A

- Pour le moteur B :

$$P_{\text{abs.}B} = P_{r.A} - 3R_{2A} (I_{2A})^2 \Rightarrow \begin{cases} P_{j1B} = 3R_{1B} (I_{2A})^2 \\ P_{2B} = C' \frac{2\pi f_{2A}}{P_B} \\ P_{fB} = \frac{3(V_2)^2}{R_f} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_{r.B} = 3R_{2B} (I_{2B})^2 \\ P_{\text{méc.}B} = C'(1-g_B) \frac{2\pi f_{2A}}{P_B} \end{cases}$$

Donc on voit que la machine B crée un couple. Comme les 2 moteurs sont couplés aussi mécaniquement on aura :

$$P_{\text{méc.}A+B} = P_{\text{méc.}A} + P_{\text{méc.}B} = C(1-g) \frac{2\pi f_1}{P_A} + C'(1-g_B) \frac{2\pi f_{2A}}{P_B} = \Omega (C + C')$$

et

$$P_{2B} = C' \frac{2\pi f_{2A}}{P_B} = P_{\text{abs.}B} - 3R_{1B} (I_{2B})^2 = g C \frac{2\pi f_1}{P_A} - 3R_{2A} (I_{2A})^2 - 3R_{1B} (I_{2A})^2$$

Si on admet que les pertes Joule dans  $R_{2A}$  et  $R_{1B}$  sont négligeables on aura alors:

$$C' \frac{2\pi f_{2A}}{P_B} = g C \frac{2\pi f_1}{P_A} \quad \text{et comme } f_{2A} = g f_1 \quad \text{donc} \quad \frac{C'}{P_B} = \frac{C}{P_A} \quad C' = C \frac{P_B}{P_A}$$



IV.32 REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA RECUPERATION ELECTRIQUE DE L'ENERGIE DE

GLISSEMENT .

Cette solution a pour but de renvoyer l'énergie de glissement disponible à la sortie du rotor du moteur asynchrone dont on veut régler sa vitesse .

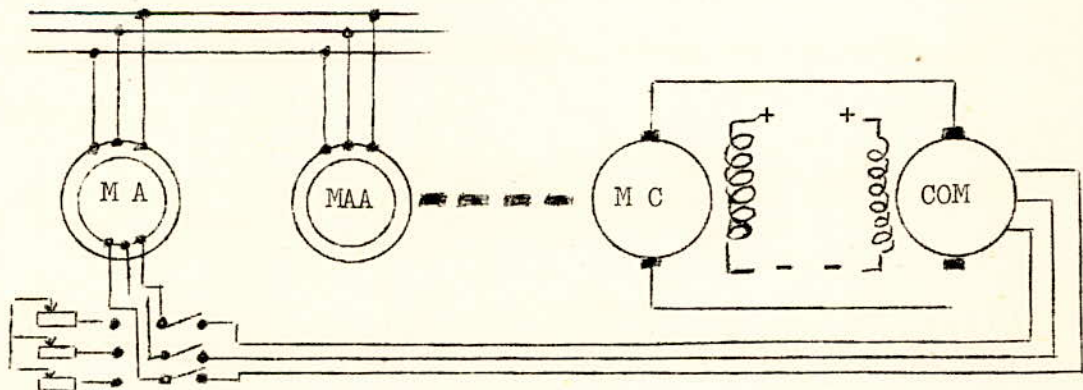
Suivant la constitution de la cascade on distingue :

- a) Les cascades électriques avec commutatrice .
- b) Les cascades électriques avec semi-conducteurs .

IV.321 LES CASCADES ELECTRIQUES AVEC COMMUTATRICE .

1°) Constitution :

Le schéma de principe du groupe à accouplement électrique est représenté sur la figure IV.19 . A la différence du schéma de la figure IV.14 , la machine à courant continu (MC) est accouplée mécaniquement avec la machine asynchrone auxiliaire(MAA) et électriquement avec le moteur principal asynchrone (MA).Ce schéma ,comme le schéma précédant , permet de régler la vitesse en la diminuant depuis la valeur de synchronisme .



Rd

Figure IV.19 : Schéma de principe d'une cascade électrique avec commutatrice .

## 2°) Principe de fonctionnement :

Dans le schéma de la figure IV.19 , le démarrage du moteur asynchrone principal (MA) se fait à l'aide du rhéostat  $R_d$  . Dès que la vitesse du moteur atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme on réunit ses bagues aux bagues de la commutatrice dont l'enroulement d'excitation est alimenté en courant continu , la commutatrice accroche et tourne à une vitesse correspondante à la fréquence de glissement . Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone (MA) se fait par la variation du courant d'excitation du moteur à courant continu (MC) comme pour la cascade à accouplement mécanique (figure IV.14) . Mais ici l'énergie de glissement est transformée en énergie électrique à l'aide de la machine asynchrone auxiliaire (MAA) .

## 3°) Bilan énergétique :

La répartition des puissances dans les différentes machines peut être schématisée par le schéma de la figure IV.20 .

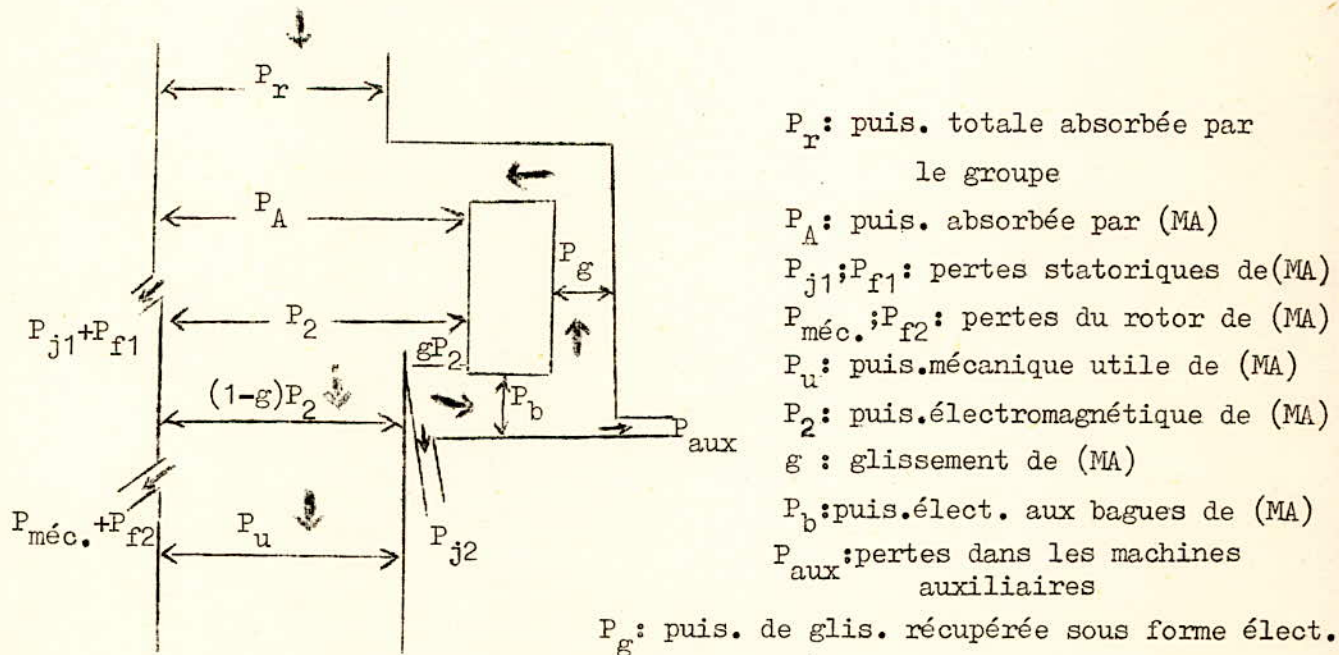


Figure IV.20 : Diagramme énergétique d'un groupe en cascade avec accouplement électrique .

IV.322 LES CASCADES ELECTRIQUES AVEC SOUPAPES A SEMI-CONDUCTEURS .

La figure IV.21 montre le schéma de principe d'une cascade électrique avec soupapes à semi-conducteurs (appelée parfois cascade "Métacin" à récupération électrique) . Ici c'est le pont redresseur qui transforme le courant alternatif du rotor du moteur asynchrone principal (MA), en courant continu . Avec ce montage on ne peut pas agir sur le facteur de puissance du groupe .

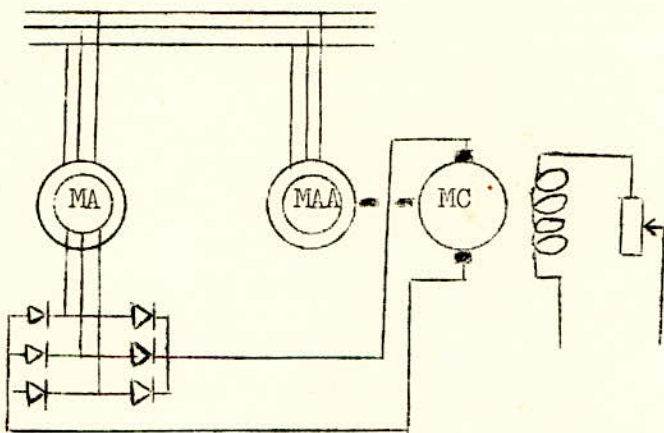
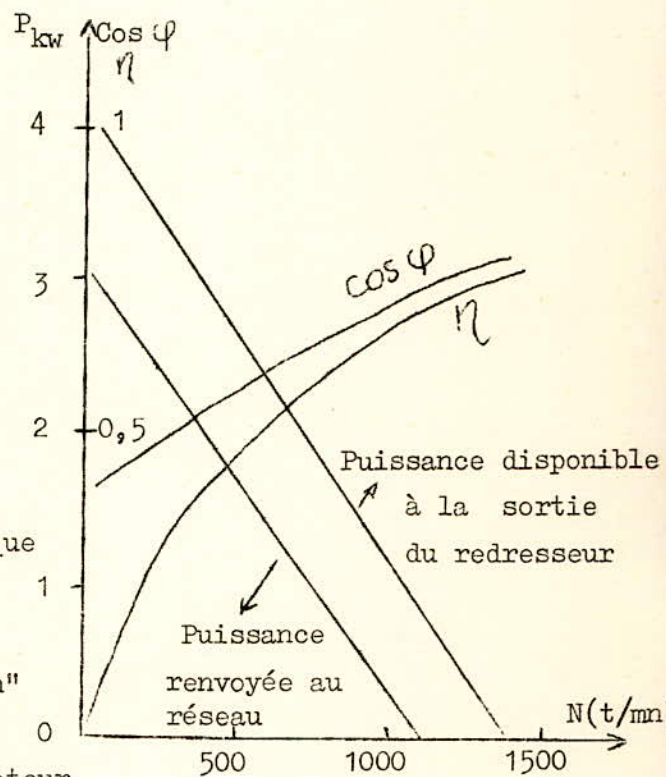


Figure IV.21 : Schéma de principe du dispositif de récupération électrique par groupe "Métacin"

Le graphique de droite représente les résultats obtenus avec un groupe "Métacin" à récupération électrique, fonctionnant à couple constant de 29 NM/rad avec un moteur asynchrone de 4,4 kw .



La figure IV.22 montre un dispositif de récupération qui permet, par l'intermédiaire du convertisseur fonctionnant à la fréquence correspondant au glissement, d'amener le vecteur courant rotorique et par conséquent celui du courant statorique dans n'importe quelle position par rapport au vecteur de tension du réseau. Il est ainsi possible de régler à volonté et pratiquement sans inertie les puissances actives et réactives empruntées au réseau par la machine asynchrone,

aussi bien au-dessus de la vitesse synchrone qu'au dessous .

Lorsque les conditions de réglage de la vitesse du moteur ne sont pas trop sévères , on peut simplifier sensiblement l'exécution du convertisseur raccordé au rotor . La figure IV.23 donne le schéma d'une telle installation . La tension recueillie aux bagues est redressée par un ensemble de diodes et la puissance fournie par le rotor est restituée au réseau par l'intermédiaire d'un redresseur à commutation par le réseau , qui fonctionne en onduleur . La vitesse du moteur peut ainsi être réglée sans pertes au-dessous de la vitesse de synchronisme . Cependant , il n'est pas possible dans ce cas , de régler le facteur de puissance c'est-à-dire la puissance réactive comme on peut le faire avec le convertisseur de la figure IV.22 , de plus , au voisinage de la vitesse de synchronisme , la tension rotorique est faible et le redresseur raccordé au réseau fonctionne avec un angle de retard qui n'est pas beaucoup plus grand que  $90^\circ$  . C'est pourquoi il absorbe aussi de la puissance réactive . Le courant réactif est d'autant plus grand que l'on s'approche de la vitesse de synchronisme .

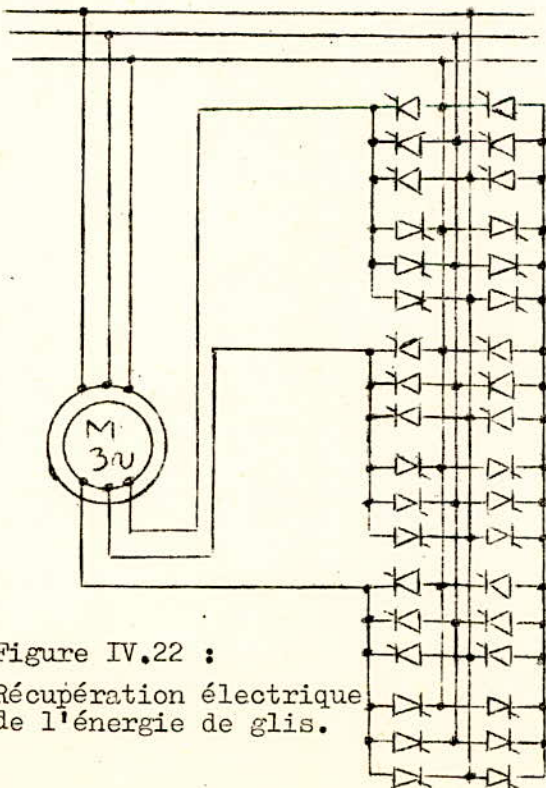
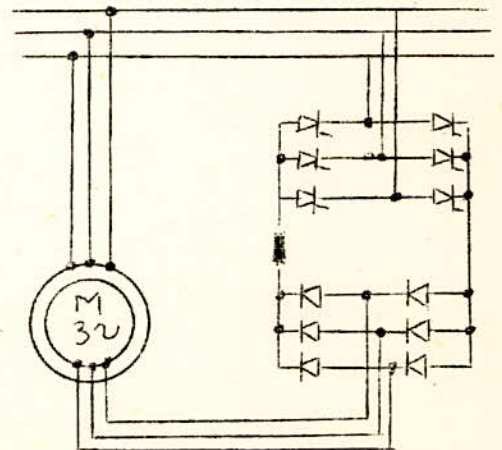


Figure IV.22 :  
Récupération électrique  
de l'énergie de glis.

Figure IV.23 : Récupération  
électrique de l'énergie de glis.  
à l'aide d'un convertisseur  
statique



#### IV.33 SYSTEMES DE ROTATION SYNCHRONE ( ARBRES ELECTRIQUES )

##### 1°) GENERALITES:

La rotation synchrone des moteurs électriques est utilisée pour assurer une vitesse identique aux différents mécanismes d'une installation sans liaison mécanique . De telles installations sont utilisées pour actionner les portes des écluses , les ponts roulants , les ponts basculants , les convoyeurs ainsi que d'autres mécanismes ; tel que la commande des cadres dans l'industrie textile , dans lesquels la matière en travail passe d'une machine à l'autre , cela exige une marche synchrone pour éviter ruptures et engorgements .

L'utilisation d'une liaison mécanique entre différents éléments d'un groupe situés à une distance relativement grande l'un de l'autre , nécessite l'utilisation de systèmes de transmission compliqués et encombrants . Avec l'accroissement de la distance , la longueur et le diamètre des arbres augmentent , le nombre de paliers croît et dans certains cas il est même impossible de réaliser la liaison mécanique . Dans ce cas il est rationnel de remplacer le système de liaison mécanique par une liaison électrique synchrone( appelée parfois "arbre électrique" ) . Les systèmes de rotation synchrone des différents éléments du mécanisme permettent de simplifier beaucoup ce dernier et de le rendre plus compact que lors de l'utilisation d'une liaison mécanique entre ses éléments .

En principe la rotation synchrone peut être réalisée non seulement avec des moteurs électriques mais aussi avec des moteurs d'un autre genre . Dans ce cas il faut utiliser des machines auxiliaires électriques liées électriquement et permettant d'assurer une rotation synchrone des moteurs non électriques .

##### 2°) CLASSIFICATION /

Du point de vue des fonctions réalisées , on distingue :

- l'arbre électrique de travail

- l'arbre électrique de compensation .

a) Arbre électrique de travail :

Il sert soit à synchroniser le marche de deux machines indépendantes entraînées directement par des moteurs asynchrones (figure IV.24 ) ; soit il est utilisé pour lier mécaniquement le moteur d'entraînement et la machine à entraînée (figure IV.25) .

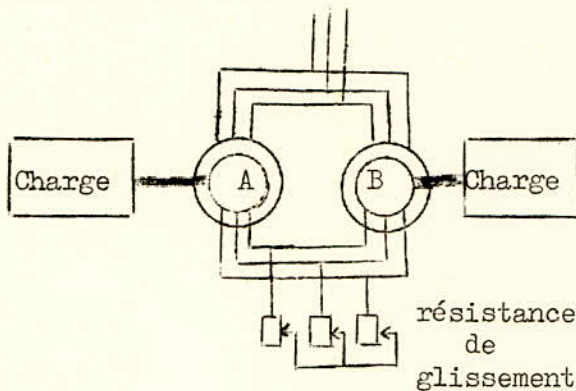


Figure IV.24 : Arbre électrique de travail . Synchronisation avec les moteurs asynchrones principaux(A etB )

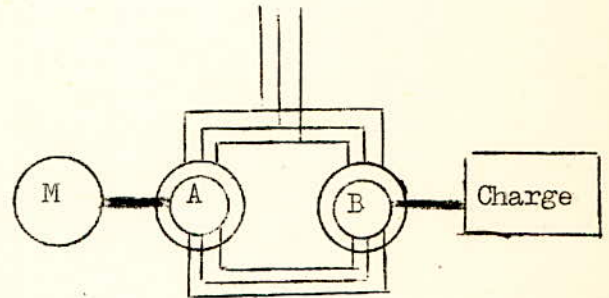


figure IV.25 : Arbre électrique de travail ou transmetteur de couple . Dans ce cas , les machines asynchrones (A,B) reçoivent ou transmettent la totalité de la puissance mécanique du moteur M .

La figure IV.25: les moteurs asynchrones (A et B ) constituent un véritable arbre au sens mécanique du terme .

b) Arbre électrique de compensation :

On utilise dans ce cas des moteurs auxiliaires (AS1 et AS2 ) qui peuvent être des moteurs asynchrones ou synchrones , pour synchroniser la vitesse des moteurs principaux (A et B ) qui sont soit des moteurs électriques soit des moteurs d'un autre genre (moteur diesel ...) . Ce sont les moteurs principaux qui fournissent l'essentiel de la puissance mécanique .

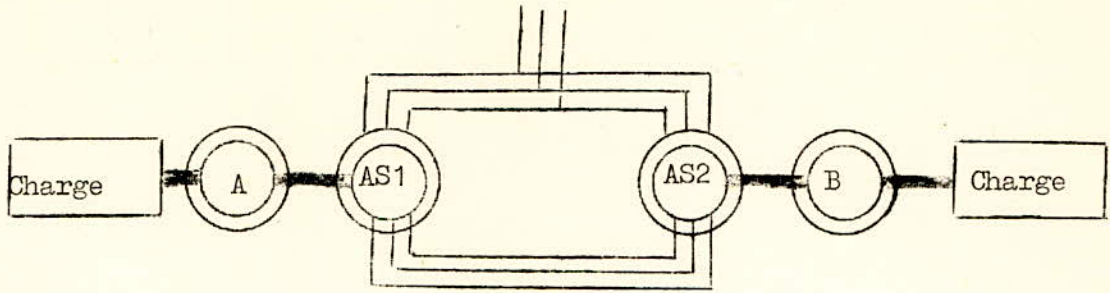
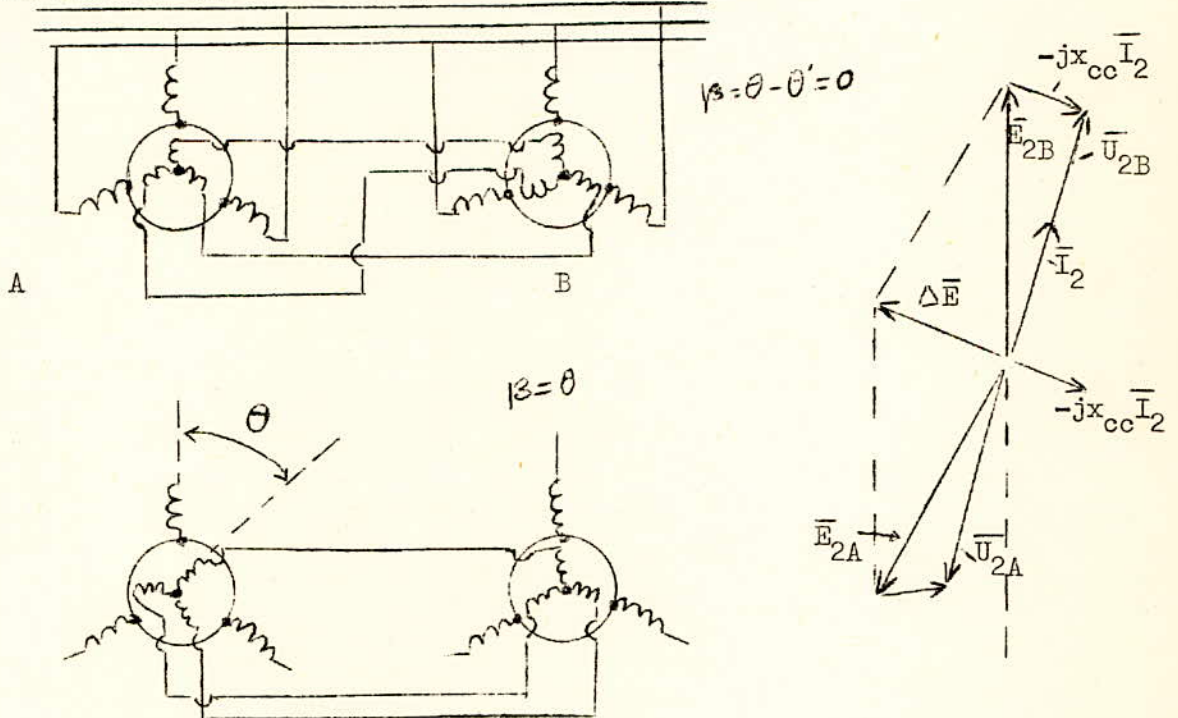


Figure IV.26 : Arbre électrique de compensation avec moteurs auxiliaires asynchrones (AS1 et AS2) .

### 3°) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .

Les enroulements primaires de ces machines sont connectés sur le réseau tandis que les enroulements secondaires sont connectés de telle sorte que leur f.e.m. soit en opposition (figure IV.26 ou 25) .



Pour des positions identiques dans l'espace des rotors des deux machines ; les f.e.m. secondaires de celles-ci s'équilibrent, les courants dans le circuit secondaire du système sont absents et les machines se trouvent au repos (il y a synchronisation des machines principales) .

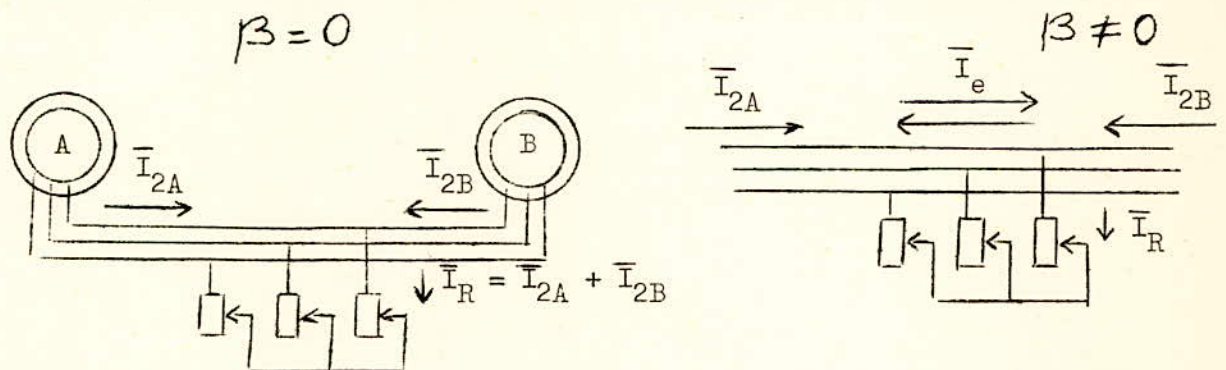
Pour un décalage de l'un des rotors par rapport à l'autre d'un angle  $\beta$  les f.e.m. secondaires sont décalées d'un angle électrique  $\beta$  par rapport aux f.e.m. secondaires de l'autre machine, grâce à ce déphasage des f.e.m., une f.e.m. résultante prend naissance dans le circuit secondaire. Cette f.e.m. crée un courant égalisateur  $\bar{I}_2$  donné par :

$$\bar{I}_2 = \frac{E_{2A} + E_{2B} e^{\pm j\theta}}{Z_{2A} + Z_{2B}}$$

$Z_{2A}$  et  $Z_{2B}$  sont les impédances secondaires des machines A et B.

Le courant  $\bar{I}_2$  aura une composante en phase avec la f.e.m. d'une machine (ici B) qui crée donc un couple moteur agissant dans le sens de rotation du champ et une composante qui se trouve en opposition de phase avec la f.e.m. de l'autre machine (ici A) d'où il y a création d'un couple de freinage sur A. Donc les couples créés par le courant égalisateur tendent à réduire à zéro l'angle de décalage des rotors  $\beta$  (appelé parfois angle de désadaptation).

- Pour la synchronisation avec les moteurs asynchrones principaux (figure IV.24)



Si l'angle de désadaptation  $\beta = 0$ , les courants passant par les rotors des deux moteurs sont les mêmes ( $\bar{I}_{2A} = \bar{I}_{2B}$ ). Le courant total égal à la somme des courants rotoriques passe par le rhéostat de glissement ( $\bar{I}_R = \bar{I}_{2A} + \bar{I}_{2B}$ ) ce qui permet de maintenir la rotation des machines A et B, puisque le courant dans



le rotor de chaque machine n'étant pas nul .

Pour un angle de désadaptation  $\beta$  différent de zéro : en plus du courant de service passant dans le rhéostat , apparaît un courant égalisateur ( $\bar{I}_e$ ) passant dans les circuits rotoriques en dehors du rhéostat . On peut donc considérer le couple développé par chaque moteur comme la somme du couple principal et du couple d'équilibrage . On peut régler aussi la vitesse des machines à l'aide du rhéostat de glissement .

#### 4°) MISE EN EQUATION :

Considérons alors le cas général de couplage des deux moteurs asynchrones avec rhéostat de glissement (figure IV.24) . Si on considère que les deux moteurs sont identiques , le schéma équivalent à une phase sera alors :

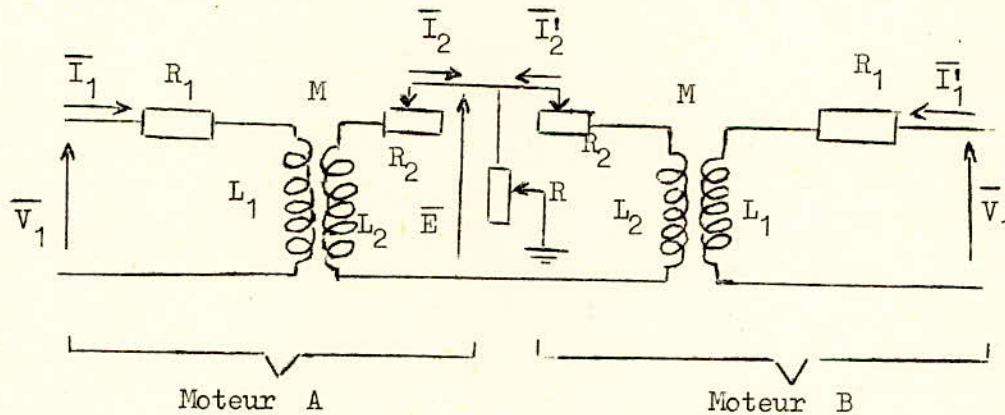


Figure IV .27 : Schéma équivalent à une phase

des moteurs asynchrones de la figure IV.24 .

$\bar{I}_1$  ;  $\bar{I}'_1$  : courants statoriques des moteurs A et B

$\bar{I}_2$  ;  $\bar{I}'_2$  : courants rotoriques des moteurs A et B

$R_1$  ;  $R_2$  : résistances de l'enroulement statorique et rotorique des moteurs

$L_1$  ;  $L_2$  : inductances propres du stator et du rotor

$M$  : inductance mutuelle entre le stator et le rotor

On aura donc le système d'équation suivant :

- Pour la machine A :

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= (R_1 + j W_1 L_1) \bar{I}_1 + j W_1 M \bar{I}_2 e^{+j\theta} \\ -\bar{E} &= (R_2 + j g W_1 L_2) \bar{I}_2 + j g W_1 M \bar{I}_1 e^{-j\theta'}\end{aligned}$$

- Pour la machine B :

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= (R_1 + j W_1 L_1) \bar{I}'_1 + j W_1 M \bar{I}'_2 e^{+j\theta} \\ -\bar{E} &= (R_2 + j g W_1 L_2) \bar{I}'_2 + j g W_1 M \bar{I}'_1 e^{-j\theta'}\end{aligned}$$

- Pour la résistance de glissement :

$$\bar{U}_R = R ( \bar{I}_2 + \bar{I}'_2 )$$

La résolution de ce système nous donne :

$$\begin{aligned}\bar{I}_1 &= 1/2 \left[ \bar{I}_g + \bar{I}_{g2R} - ( \bar{I}_g - \bar{I}_{g2R} ) e^{+j\beta} \right] \\ \bar{I}'_1 &= 1/2 \left[ \bar{I}'_g + \bar{I}'_{g2R} - ( \bar{I}'_g - \bar{I}'_{g2R} ) e^{-j\beta} \right]\end{aligned}$$

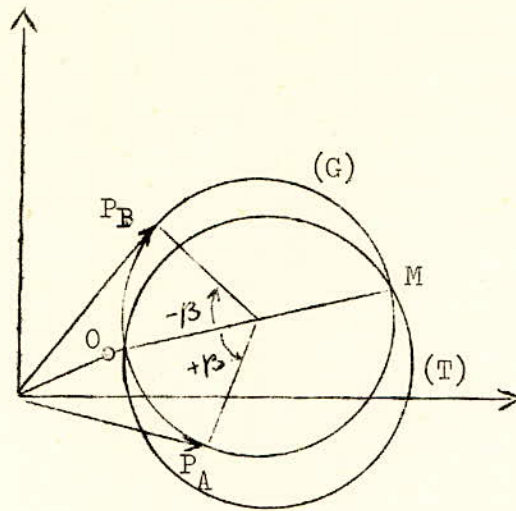
Avec :

$\bar{I}_g$  le courant statorique d'une machine asynchrone. (A ou B) fonctionnant seule avec le glissement g

$\bar{I}_{g2R}$  le courant statorique d'une machine asynchrone (A ou B) fonctionnant seule avec le glissement g mais dont la résistance rotorique est majorée de 2 R .

Remarque :

Il suffit de mettre  $R = \infty$  dans le système cidessus pour retrouver la mise en équation de l'arbre électrique sans rhéostat de glissement ( pour les figure IV.25 et IV.26 ) .

5°) DIAGRAMME :

$\overline{OP}_A$  représente le courant  $\overline{I}_1$

$\overline{OP}_B$  représente le courant  $\overline{I}_1'$

$O_0$  étant l'extrémité du vecteur  $\overline{I}_{g2R}$

M étant l'extrémité du vecteur  $\overline{I}_g$

Figure IV.28 : diagramme de fonctionnement de

l'arbre électrique .

(T) diagramme circulaire de la asynchrone .

(G) lieu de  $P_A$  et  $P_B$  lorsque  $\beta$  varie .

- Interprétation :

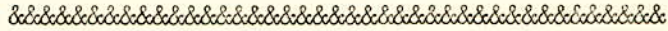
Lorsque , il y a synchronisme (équilibre )  $\beta = 0$  , on aura  $P_A$  et  $P_B$  qui viennent en  $O_0$  . Les machines A et B fonctionnent alors à vide .

En cas de déséquilibre les points  $P_A$  et  $P_B$  s'écartent symétriquement d'un angle  $\beta$  sur le cercle (G) et on constate dans ce cas que , la machine en retard (ici B ) absorbe de la puissance du réseau et de ce fait elle fonctionne en moteur , tandisque la machine en avance (ici A ) fournit de la puissance au réseau , donc elle fonctionne en frein . Ce qui tend à réduire l'angle  $\beta$  jusqu'à la valeur zéro .

L'arbre électrique ne transmet donc pas seulement de la puissance mécanique mais encore de la puissance électrique .

La différence des couples exercés passe par un maximum pour  $\beta = \pi/2$  qui est donc la limite de stabilité , au-delà de laquelle les moteurs se désynchronisent.

CHAPITRE V : METHODE IMPULSIONNELLE DE REGLEGE DE LA VITESSE  
DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES .



Dans la commande électrique , on utilise la méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse des moteurs de faible puissance .

Pour le réglage de la vitesse , cette méthode consiste à provoquer des variations périodiques et de courte durée des paramètres du moteur de telle façon et à une fréquence telle que la vitesse requise est obtenue sous forme d'une vitesse moyenne pendant le cycle complet de variation des paramètres .

La valeur de la vitesse moyenne peut être réglée lorsqu'on assure des rapports correspondants entre la durée de l'accélération et de la décélération du moteur . La variation des paramètres du moteur peut être réalisée à l'aide d'appareils électromagnétiques rapides (contacteurs ou relais) , d'appareils ioniques à semi-conducteurs etc...

Si les commutations périodiques sont faites pendant un temps prolongé à fréquence déterminée et à rapport constant des durées des différentes parties du cycle , la vitesse du moteur atteindra une certaine valeur moyenne constante bien que les valeurs instantanées de la vitesse ne le soient pas . Si avec un couple résistant constant on fait varier la durée de marche et d'arrêt du moteur sa vitesse moyenne changera . En désignant la durée de l'impulsion par  $t_1$  et la durée de la pause par  $t_2$  , on peut exprimer la durée relative de l'impulsion par :

$$\xi = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Il est évident qu'avec l'accroissement de  $\xi$  , la charge sur l'arbre du moteur

étant constante , la vitesse de ce dernier augmentera (figure V.1 ) .

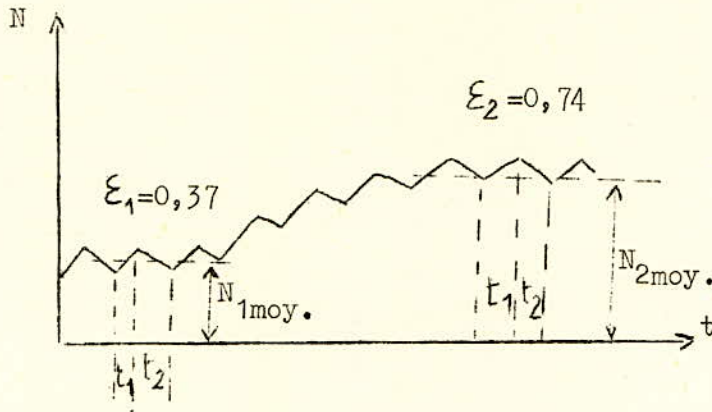


Figure V.1 : Courbe de réglage de la vitesse lors de la variation de la durée relative de l'impulsion .

Il faut noter que la vitesse du moteur varie avec le couple résistant si  $\epsilon$  reste constant . Pour une valeur donné de  $\epsilon$  , la vitesse varie de façon inverse de la variation de la charge .

### 1°) REGLAGE IMPULSIONNEL DANS LE STATOR .

Sur la figure V.2 , on voit trois schémas les plus simples de branchement des moteurs asynchrones triphasés à rotor en court-circuit avec contrôle impulsionnel . Leurs caractéristiques mécaniques respectives sont données sur la figure V.3 . Par caractéristiques mécaniques , on entend la variation de la vitesse moyenne du moteur en fonction du couple résistant .

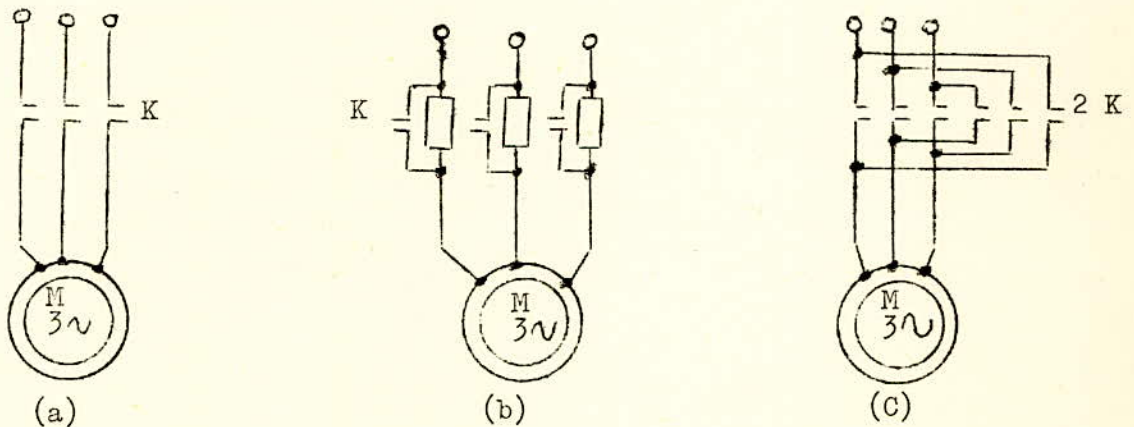


Figure V.2 : Schémas de principe d'une commande impulsionnelle d'un moteur asynchrone triphasé à rotor à cage .

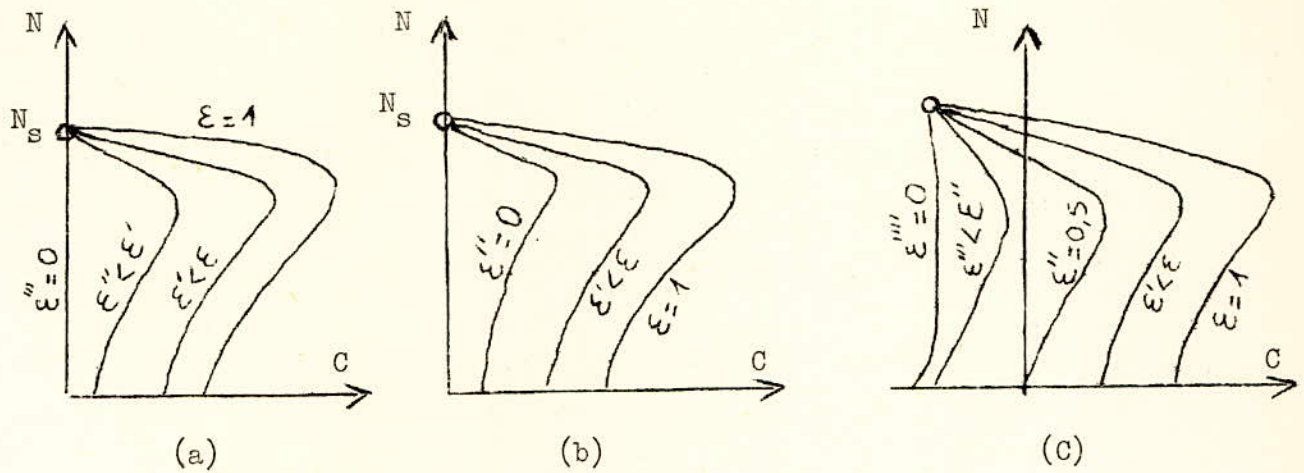


Figure V.3 : Caractéristiques mécaniques des moteurs commandés selon les schémas de la figure V.2 .

Dans le schéma indiqué sur la figure V.2a , le stator du moteur asynchrone est périodiquement branché et débranché à l'aide du contacteur K , lorsque le stator est en circuit , son enroulement est parcouru par le courant et le moteur en développant un couple positif accélère sa vitesse . La valeur de la vitesse atteinte par le moteur dépend de la durée de l'impulsion . Lors de l'ouverture du contacteur K , le moteur sera débranché , son couple devient nul et sous l'action du couple résistant le moteur ralentit . La figure V.3a montre les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone lors de l'ouverture et la fermeture impulsionnelle de son circuit statorique pour différentes valeurs de  $\epsilon$  . La forme de cette caractéristique est facile à comprendre , en effet si  $\epsilon = 1$  , le moteur est en circuit de façon permanente et à ce cas limite correspond la caractéristique naturelle du moteur . Dans l'autre cas limite lorsque  $\epsilon = 0$  , le moteur est hors circuit et par conséquent son couple est nul . La caractéristique mécanique pour  $\epsilon = 0$  coïncide avec l'axe des ordonnées . Il est évident que pour les valeurs intermédiaires  $0 < \epsilon < 1$  , la famille de caractéristiques mécaniques sera disposée entre la caractéristique naturelle et l'axe

des ordonnées .

Lorsque le moteur fonctionne suivant le schéma présenté sur la figure V.2b , le contacteur K branche ou shunt périodiquement une résistance additionnelle dans le circuit statorique du moteur . Les caractéristiques mécaniques du moteur dans ce cas sont indiquées sur la figure V.3b , le moteur avec le contacteur ouvert (  $\xi = 0$  ) reste connecté au réseau , sa caractéristique mécanique est identique à la caractéristique naturelle du moteur dans lequel la résistance statorique a été modifiée . Toutes les caractéristiques pour  $\xi > 0$  se situent au-dessus de la caractéristique indiquée . Dans ce mode de réglage la rigidité des caractéristiques du moteur pour des valeurs identiques de  $\xi$  est plus grande que dans le cas précédent .

Le moteur branché suivant le schéma de la figure V.2C , possède des caractéristiques mécaniques encore plus rigides , ce qui permet d'assurer une gamme des vitesses plus étendue que dans les cas précédents . Cette méthode consiste à inverser périodiquement le champ tournant du moteur par inversion de deux phases du stator à l'aide d'un inverseur . Sur la figure V.3C ont été tracées les caractéristiques mécaniques pour ce mode de réglage impulsif . La caractéristique mécanique pour  $\xi = 1$  est la caractéristique naturelle du moteur .

Pour  $\xi = 0,5$  la caractéristique passe par l'origine des axes de coordonnées . On aura le même sens de rotation pour  $0,5 < \xi < 1$  et pour  $\xi < 0,5$  le moteur tournera dans l'autre sens de rotation .

Le réglage suivant les schémas de la figure V.2 peut être fait dans des limites relativement larges seulement avec les systèmes de la commande où on utilise comme il l'a été montré ci-dessus , les réactions pour le maintien automatique de la vitesse du moteur au niveau requis .

Il est à noter que le fonctionnement fiable et précis du réglage impulsif de la vitesse des moteurs dépend de la fiabilité et de la rapidité des appa-

reils de contrôle . Les appareils à semi-conducteurs contrôlés sont sous ce rapport bien prometteurs , par exemple des thyristors qui peuvent être utilisés en qualité des appareils de contrôle sans contacts mobiles .

## 2°) REGLAGE IMPULSIONNEL DANS LE ROTOR .

On peut aussi utiliser la méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse dans le cas d'un moteur à rotor bobiné , comme le montre la figure V.4 . La forme des caractéristiques mécaniques obtenues sont données sur la figure V.5 . Le principe de cette méthode reste le même que pour le réglage impulsionnel dans le stator .

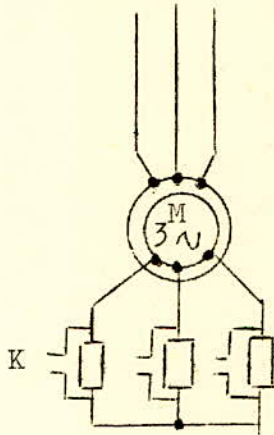


Figure V.4 : Schéma de principe d'une commande impulsionnelle d'un moteur à rotor bobiné .

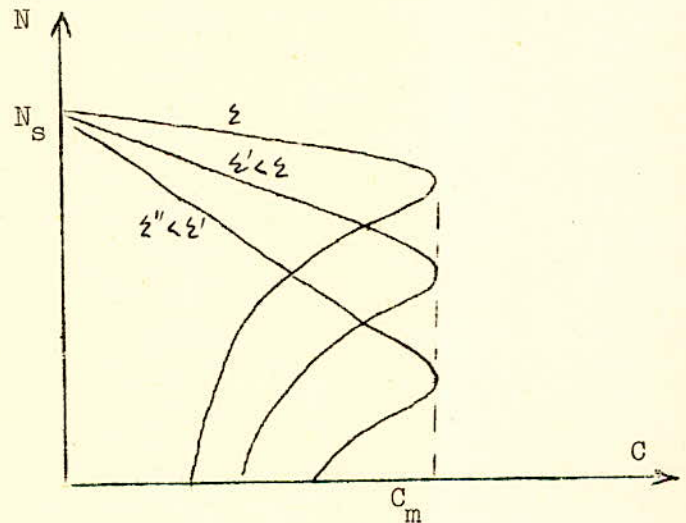


Figure V.5 : Caractéristiques mécaniques obtenues avec le schéma de la figure V.4

Cette opération de commutation mécanique de la résistance est indésirable à du temps de réponse long et la variation de la vitesse est brutale . Avec les progrès des semi-conducteurs de puissance , les aspects de la méthode conventionnelle de réglage rhéostatique peut être éliminer par l'utilisation d'un pont redresseur triphasé et une résistance extérieure de réglage par impulsion figure V.6 .



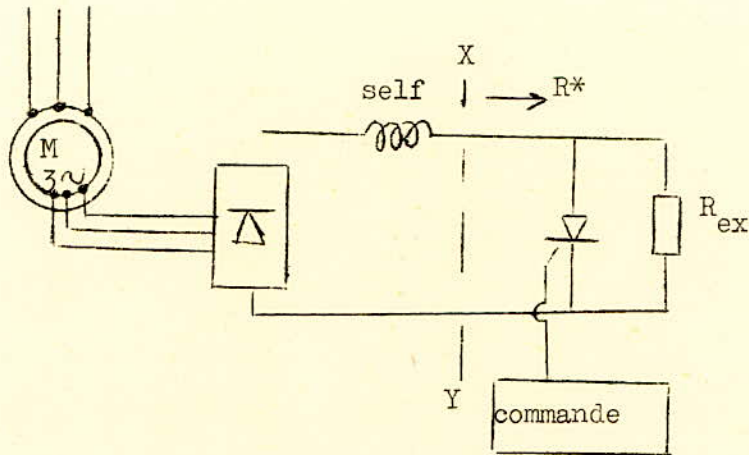


Figure V.6 : Schéma de principe d'une commande impulsionnelle en utilisant un dispositif électronique .

Le dispositif de commande par impulsion utilisé est un commutateur électronique de puissance commandé par un modèle dit modèle de commande . Quand le dispositif de commande est fermé , les résistances fictives  $R^*$  connectées entre X et Y sont nulles et lorsqu'il est ouvert,  $R^*$  est égale à  $R_{ex}$  . Lorsque le dispositif de commande par impulsion est commandé périodiquement alors dans chaque période d'impulsion , le dispositif est fermé pendant un certain temps et ouvert pendant le reste . Il est alors possible de faire varier, d'une manière continue et sont contact mobile ,  $R^*$  entre 0 et  $R_{ex}$  . Le courant redressé croît pendant la durée de fermeture et décroît pendant la durée d'ouverture . Dans cette méthode de commande par impulsion , la période d'impulsion  $T$  (qui est égale à la somme des temps de fermeture ( $t_2$ ) et d'ouverture ( $t_1$ ) ) est maintenue constante , mais  $\xi$  varie . Les caractéristiques mécaniques obtenues restent les mêmes que celle de la figure V.5 .

Tableau I : Comparaison approximative entre différents types de variation  
de vitesse .

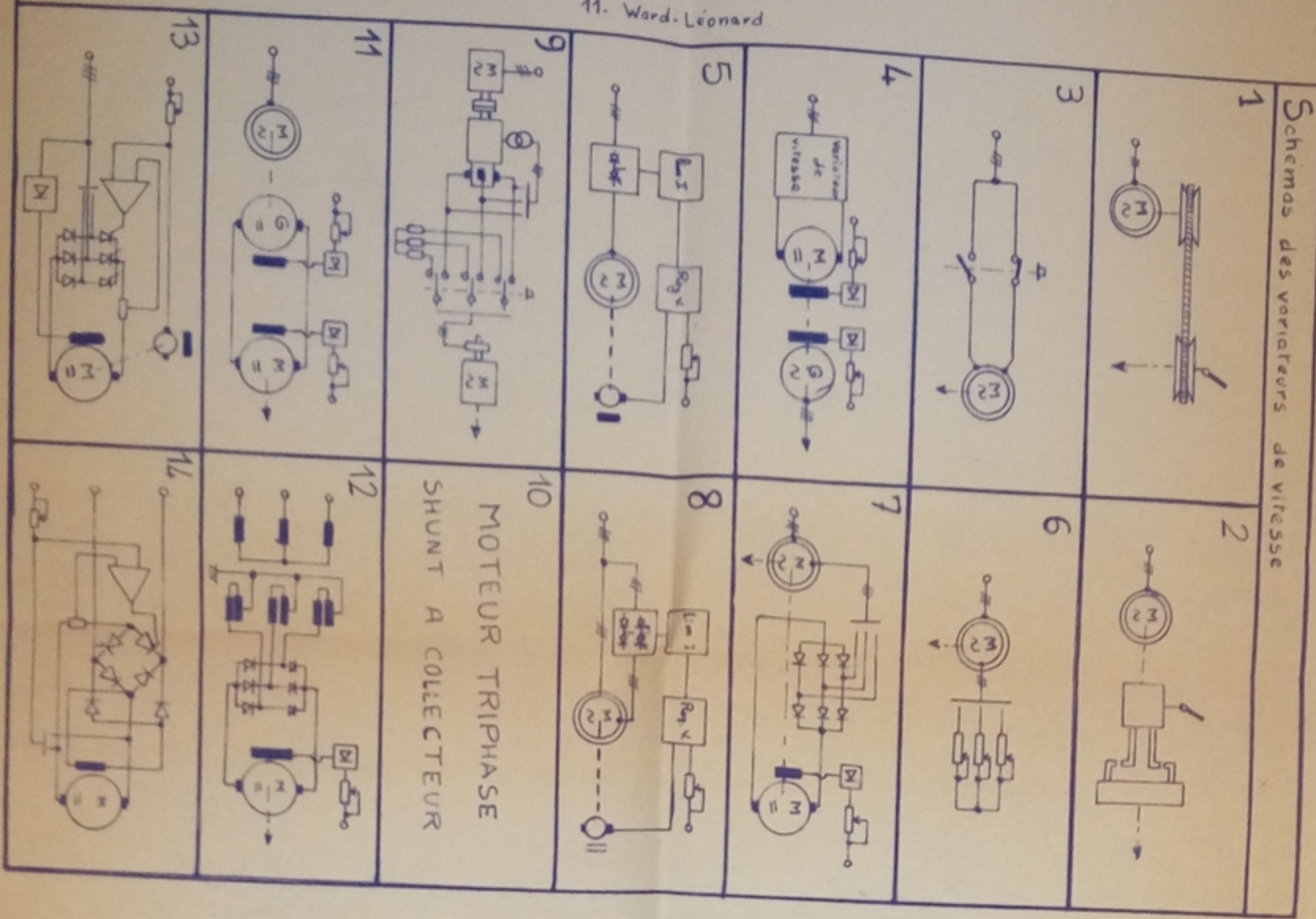
Type de variation	Dimensions de l'appareillage		Coût approximatif par cheval en D.A.		Rendement de l'équipement (à C =const.)	
	jusqu'à 220 KW	au-dessus de 220 KW	jusqu'à 220 KW	au-dessus de 220 KW	Vitesse 1/1	Vitesse 2/1
Ward-Léonard	grand	grand	408	272	84 %	80 %
Moteur à collecteur Schrage	petit	moyen	204	163	80 %	75 %
Moteur à induction à bagues	moyen	grand	109	272	95 %	C = const. 53 % C =décrois. 65 %

NOTA :

220 KW = 300 CV

### LEGENDE

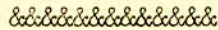
- 1. variateurs ELECTRO-MECANIKES(exemple)
- 2. variateurs ELECTRO-HYDRAULIQUES(exemple)
- 3. Moteur à polarités multiples
- 4. Variateur de Fréquence (tournant)
- 5. KYNASTOR "S"
- 6. Moteur à R<sub>2</sub> Variable
- 7. Systeme "Kramer"
- 8. Kynastor "R"
- 9. Systeme "Scherbius"
- 11. Ward-Léonard
- 12. Transformateur "Varivolt"
- 13. Kynastor "T"
- 14. Kynastor "V"



**TABLEAU II: Comparaison** approximative entre différents types de variation de vitesse

MOTEUR A COURANT CONTINU	MOTEURS SPECIAUX	MOTEUR ASYN. CHROME BOBINE	MOTEUR ASYN. CHROME A CAGE	MECANIQUE ou HYDRAULIQUE	Entrainement		LIMITES DE PUISSANCE	GAMME DE VITESSE					CARACTERISTIQUES C ou P = f(N)	PRECISION - STATISME			
					Repère	1		40	100	1000 Kw	MOINS QUE	PLUS QUE		MOINS QUE	5%	1%	MIEUX QUE
14	11	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple et Puissance varient avec la vitesse de sortie	5%	5%	1%	1%
13	11	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	C = f(N) comme pour moteur shunt à courant continu (réglage par U <sub>af</sub> ) P = C <sup>2</sup> avec limitation de couple	5%	5%	1%	1%
12	11	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple constant jusqu'à la "vitesse de base" Puissance constante au-delà	5%	5%	1%	1%
11	11	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple constant jusqu'à la "vitesse de base" Puissance constante au-delà	5%	5%	1%	1%
10	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
9	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	C = f(N) comme pour moteur shunt à courant continu	5%	5%	1%	1%
8	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
7	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
6	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
5	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
4	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
3	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
2	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%
1	10	8	5	2			1	1/4 à 10/4	1/4 à 10/4	1/4 à 20/4	1/4 à 30/4	1/4 à 30/4	Couple pratiquement constant (caractéristique sensiblement shunt avec compensage possible)	5%	5%	1%	1%

## C O N C L U S I O N .



Si la variété des problèmes est grande , nombreuses sont les solutions techniques existantes . Il était difficile d'exposer dans leur moindres détails, en ces pages , les réalisations diverses de variation de la vitesse du moteur asynchrone triphasé .

L'ensemble des procédés que j'ai présenté montre que le moteur asynchrone triphasé est susceptible d'assurer un fonctionnement à vitesse variable en régime hyposynchrone avec des performances comparables à tous les dispositifs concurrents , surtout dans le cas des moteurs à fréquence variable .

Le domaine d'application de ces montages qui s'étant des petits moteurs aux machines de forte puissance , tout en couvrant une gamme de fonctionnement qui va de marche à couple constant , jusqu'à la marche à puissance constante, permet de satisfaire tous les besoins de l'industrie .

Il est certain qu'à l'heure actuelle , les systèmes à vitesse variable à courant continu restent nettement moins onéreux que les systèmes à fréquence variable . Le domaine de ces dernier est limité aux applications impropres aux moteurs à collecteur , en raison des conditions d'environnement ou de la nécessité d'obtenir des vitesses très élevées ou très basses . Toutefois les avantages des moteurs asynchrones sont tels que des efforts considérables sont faits pour développer ces systèmes dont on peut attendre dans un avenir très proche qu'ils concurrencent les dispositifs classiques .

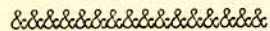
Il faut bien préciser que les systèmes cités ne résultent pas de considérations théoriques sur toutes les combinaisons possibles , et que la liste n'en est pas forcément exhaustive ; ce sont des systèmes sur lesquels du travail pratique de recherche , de développement , voire même de commercialisation a

été entrepris à un moment quelconque par des constructeurs . Tous ont fait l'objet de réalisations concrètes à des échelles différentes .

De cette étude , il ressort que la solution , d'entraînement à vitesse variable avec des moteurs asynchrones triphasés , qui semble être la plus avantageuse est celle du fonctionnement à fréquence variable des moteurs à cage à faible glissement . Cette solution est la seule qui :

- permette des vitesses aussi élevées qu'on le désire , par le choix d'une fréquence élevée ( par exemple 400 Hz ) .
- permette d'avoir des machines de faible poids spécifique ( jusqu'à 1Kg/Kw )
- permette de réaliser des machines à temps d'accélération court , notamment par économie du moment d'inertie du collecteur , et par surintensités d'accélération élevées .
- permette d'éliminer tout entretien ou usure autre que ceux des paliers .
- permette d'avoir des machines d'entraînement simple, économiques et robustes.
- permette d'avoir une progressivité et une gamme de réglage très grandes.

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



- M. TCHILIKINE : Cours de commande électrique édition MIR 1972
- P. BAUER : Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones. Technique de l'ingénieur tome II page 550-12
- M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI : Machines électriques . Tome II édition MIR 1969
- NICOLAE V. BOTAN : Reglarea vitezei sistemelor de actionare electrica editura tehnica Bucuresti 1974
- JEAN PAUL SIX : étude du moteur asynchrone en vue de son utilisation dans les équipements à vitesse variable . Polycop.
- R. LE DOEUFF : Cours de machines tournantes . Chapitre III: machines à induction . Polycop. 1972-1973
- R. LE DOEUFF : Convertisseurs de fréquence ou "cycloconvertisseurs" Fonctionnement des moteurs asynchrones à fréquence variable . Conférence polycopiée .
- C. MIJON et G. DROUIN : Application industrielle des convertisseurs autonomes . Revue Jeumont-Schneider N° 9 1972
- PILLET : Arbres électriques . Conférence donnée à E.N.P.A. 1975
- SURCHAMP : Quelques applications des semi-conducteurs au réglage de la vitesse des moteurs asynchrones. Revue R.G.E. juillet-août 1965

C. GERVAIS : vitesse variable par tension et fréquence variable.

Revue C.E.M. janvier 1974

HERBERT STEMLER : Moteurs triphasés alimentés par des convertisseurs

statiques avec réglage de vitesse sans pertes . R.B.B. mai-juin 1967