

UNIVERSITÉ D'ALGER

23/75

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITE

2ex

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

السنة

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

**PERTES VARIABLES DANS  
LES MACHINES ELECTRIQUES  
DURANT LES REGIMES TRANSITOIRES**

Proposé par :  
C. SAAL

Etudié par :  
A. SAADI

PROMOTION 1975

UNIVERSITÉ D'ALGER

---

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

---

**DÉPARTEMENT ÉLECTRICITE**

---

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

---

**PERTES VARIABLES DANS  
LES MACHINES ELECTRIQUES  
DURANT LES REGIMES TRANSITOIRES**

Proposé par :  
C. SAAL

Etudié par :  
A. SAADI

PROMOTION 1975

---

# AVANT-PROPOS

Présenter un sujet sur les pertes dans les machines électriques durant les régimes transitoires est pour moi une tâche difficile et honorable à la fois. La complexité de l'étude aussi bien des pertes que des régimes transitoires n'est pas ignorée par les spécialistes de l'électrotechnique en général et de l'électromécanique en particulier. Elle résulte essentiellement de la mauvaise connaissance des machines électriques elles-mêmes qui, mis à part le bond spectaculaire du début du siècle, connurent et connaissent un vide théorique. Il ne faut pas pour autant accabler les électromécaniciens, car la tâche est très ardue; de plus, guidés par des considérations pratiques, ils préférèrent axer leurs efforts sur les performances des dites machines en développant par exemple l'automatisme et les servomécanismes.

C'est pourquoi, dans mon exposé, j'ai divisé l'étude en trois parties sacrifiant, peut-être, l'unité de la thèse à sa clarté.

La première partie traite des régimes transitoires dans un cadre bien particulier: la commande électrique excluant ainsi les régimes transitoires des machines tournantes à faible inertie tels: l'établissement du flux, du courant, l'amorçage des génératrices, les courts-circuits et les faux couplages, l'alimentation déséquilibrée etc...

Dans la deuxième partie, un exposé succinct sur les pertes dans les machines électriques est réalisé faisant ressortir les pertes variables.

Ces deux parties servent d'introduction à la troisième partie qui est

l'objet de notre projet à savoir les pertes variables dans les machines électriques durant les régimes transitoires. Projet qui, sans les conseils précieux du professeur Carol SAAL, n'aurait pu être mené à bien. Qu'il trouve ici mes plus vifs remerciements, ainsi que tous les professeurs qui ont contribué à ma formation.

# chopitre I INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES REGIMES TRANSITOIRES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

## I1 POSITION DU PROBLEME

### I11 Position du problème

Le cadre général de notre étude est la commande électrique. Dans les machines électriques, la notion de commande est étroitement <sup>liée</sup> au régime moteur de fonctionnement.

Monsieur Tchilibine (cf bibliographie) propose la définition suivante :

"On appelle commande électrique, un ensemble de dispositifs qui réalise la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique et, assure le contrôle électrique de l'énergie mécanique ainsi obtenue.

Les 2 principaux éléments de cet ensemble sont :

- le système de force embrassant le moteur électrique et les dispositifs de transmission de l'énergie mécanique à la machine de travail
- le système de contrôle électrique comprenant les poussoirs de commande et l'appareillage électrique qui assurent à la commande les propriétés nécessaires ainsi que les moyens de protection."

Dans ce qui suit, on ne s'intéressera qu'au premier élément de l'ensemble.

Une étude approfondie des systèmes de commande électrique examine successivement chaque élément dont sont formés ces systèmes, en relevant aussi l'importance de la connaissance des machines actionnées respectives, de leur caractéristique mécanique et de leur régime de travail.

Sont ensuite examinés les moteurs électriques, considérés comme

éléments indépendants du système de commande. On étudie aussi les organes de transmission entre le moteur électrique et la machine de travail. Et, c'est dans le cadre de l'interdépendance fonctionnelle entre ces éléments du système, que se situe l'étude des régimes transitoires. On reviendra plus tard quant à leurs définitions et spécificités.

### I12 Importance de l'étude des régimes transitoires.

Deux raisons principales peuvent justifier l'étude des régimes transitoires dans les machines électriques des systèmes de commande électrique :

- la productivité de la machine de travail.
- la fiabilité du système.

On sait qu'il existe une relation directe entre l'énergie électrique mise à la disposition d'une entreprise et le rendement obtenu : c'est la productivité du travail. Le développement de l'électrification et la création de machines plus perfectionnées contribuent à un très grand accroissement de la productivité du travail. Pour résoudre le problème du choix d'un dispositif de travail rationnel, il serait faux de partir de considérations purement énergétiques, c'est-à-dire se rapporter à la consommation d'énergie par unité de production. Il est vrai que la lutte pour l'économie d'énergie, qui est on ne peut plus actuelle, exige une diminution de la consommation et, est une source complémentaire d'énergie disponible ; mais le facteur décisif dans un tel choix est son influence sur la productivité de la machine. Cet accroissement de la productivité se traduit au niveau des machines électriques par un accroissement de la durée de travail et de la rapidité

d'exécution qui se traduit par la diminution de la durée des régimes transitoires (démarrage, freinage, etc....) mais une fréquence plus grande de tels régimes qui sont la plupart des cas des temps non productifs.

L'étude de la fiabilité du système, qui n'est autre que son aptitude à assurer un bon fonctionnement, donnant ainsi aux machines électriques une longue durée de vie, nous recommande de ne travailler qu'aux régimes, nominaux pour lesquels les machines ont été construites.

Il s'ensuit que pour l'augmentation de la productivité de la machine de travail et de la durée de vie du système, il est nécessaire de connaître le mode par lequel se développe ce processus transitoire, sa durée et les facteurs qui influencent cette durée.

En connaissant les facteurs dont dépend le processus transitoire et, en agissant sur eux d'une manière convenable, nous pouvons réduire leur durée et, augmenter ainsi la productivité de la machine de travail et assurer un bon fonctionnement du système de commande.

### I13 Restrictions de calcul.

Parmi les innombrables machines électriques existantes et pouvant ainsi être utilisées comme moteur dans les systèmes de commande électrique, on restreint notre étude aux machines dites classiques: le moteur à courant continu et le moteur à induction triphasé; le moteur synchrone étant rarement utilisé ne sera pas étudié. Il en est de même pour le moteur à courant

continu serie, de par la difficulté de traduire analytiquement le caractère de non linéarité de la variation des flux en fonction du courant d'excitation. On n'examinera pas non plus le moteur à courant continu à excitation séparée et ce, d'une part de la similitude que présente son étude avec celle du moteur à courant continu shunt dont on développera les calculs, d'autre part, il est rarement employé dans la pratique.

Restent à étudier :

- le moteur à courant continu shunt.
- le moteur à induction triphasé.

Par ailleurs, la difficulté de résoudre les équations différentielles générales des régimes dynamiques de fonctionnement, où, seul le calcul analogique ou autres, peuvent prétendre à des résultats, malheureusement inexploitable dans notre cas, nous amène à faire, au fur et à mesure, du développement des calculs, certaines hypothèses simplificatrices qu'on essaiera de justifier.

## I2 NOTIONS PRINCIPALES

### I21 Les régimes transitoires

a- définition : On a situé dans le paragraphe précédent l'étude des régimes transitoires dans le cadre de la commande électrique.

On appelle régime transitoire d'un système de commande électrique le régime de fonctionnement lors du passage d'un état permanent du dispositif de commande à un autre état permanent pour lequel les paramètres du moteur (vitesse, couple, courant, ...) varient.



b. Origine: Les régimes transitoires dans les installations de commande apparaissent par suite :

- d'une variation de la charge de la machine travail : la nature de la charge est déterminée par la caractéristique mécanique qui est une relation entre la vitesse de rotation et le couple résistant statique de la machine de travail. Cette caractéristique est donnée d'une façon générale par la formule expérimentale suivante :

$$C_s = C_0 + (C_{sn} - C_0) \left( \frac{\Omega}{\Omega_n} \right)^x \quad (I1) \quad \begin{array}{l} C_s \text{ en [N.m]} \\ \Omega \text{ en [rd/s]} \end{array}$$

où,

$C_s$  est le couple résistant statique de la machine entraînée à la vitesse  $\Omega$ .

$C_{sn}$  le couple résistant à la vitesse nominale  $\Omega_n$ ,  $C_0$  à vide

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

- d'une intervention sur le groupe de commande telle le démarrage, le freinage, le changement de sens de rotation, etc.... sur lesquels nous y reviendrons.

- d'une avarie ou d'une perturbation de l'alimentation.

c. Caractéristiques: Les régimes transitoires dans les moteurs de commande sont caractérisés par des phénomènes thermiques, électromagnétiques et mécaniques qui agissent simultanément et sont liés entre eux. Nous allons les examiner brièvement.

d. Phénomènes thermiques: Ces phénomènes sont liés au processus de transformation de l'énergie d'une forme à une autre, c'est-à-dire aux pertes

qui se traduisent par l'échauffement des différents organes du moteur définissant ainsi un état thermique de la machine.

Durant le passage d'un état stable à un autre état stable de fonctionnement, les pertes varient, l'état thermique de la machine varie aussi. Cette variation est, à tout moment, régie par l'équation d'équilibre thermique du moteur :

$$Q dt = A \tau dt + C d\tau \quad (12)$$

où,

- Q est la quantité totale de chaleur dégagée par le moteur par unité de temps en Joule par seconde [J/s]
- C la capacité calorifique du moteur, c'est-à-dire la quantité de chaleur nécessaire pour élever la température du moteur de  $1^\circ\text{C}$  en [J/degré]
- A le dégagement de chaleur du moteur, c'est-à-dire la quantité de chaleur cédée par le moteur au milieu ambiant par unité de temps pour une différence de température de  $1^\circ\text{C}$  en [J/s. degré]
- $\tau$  l'élevation de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant en [ $^\circ\text{C}$ ]

On caractérise analytiquement la variation de l'état thermique du moteur par une constante de temps  $T_0 = \frac{C}{A}$  appelée constante de temps d'échauffement qui représente le temps au bout duquel le moteur aurait la température permanente si la chaleur n'était pas dégagée dans le milieu ambiant. On désigne par température permanente l'état thermique du moteur où la température est constante malgré la

la dissipation de la chaleur.

e. Phénomènes électromagnétiques: Ils sont liés à l'inductance des enroulements statorique et rotorique des machines électriques. Ces phénomènes se traduisent par un déphasage temporel entre la tension appliquée à l'enroulement et le courant qui y circule; ce déphasage est d'autant plus important que l'inductance est importante.

On caractérise analytiquement ce déphasage par le rapport de l'inductance à la résistance du circuit ohmique de l'enroulement: c'est la constante de temps  $T_e = \frac{L}{R}$  qui représente dans un circuit R,L (c'est le cas d'un moteur avant la mise en route) le temps au bout duquel s'établit le courant de régime permanent depuis l'instant initial de la mise sous tension.

f. Phénomènes mécaniques: Ils sont les plus importants dans les systèmes de commande électrique. Ces phénomènes sont liés à l'inertie mécanique du moteur et de la machine de travail et, sont établis par l'équation du mouvement, qui s'écrit en régime moteur:

$$C - C_s = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (13)$$

où

$C$  est le couple développé sur l'arbre du moteur en  $[N \cdot m]$

$C_s$  le couple résistant statique en  $[N \cdot m]$

$J \frac{d\Omega}{dt}$  le couple résistant dynamique en  $[N \cdot m]$

$J$  le moment d'inertie de l'ensemble moteur-machine de travail en  $[kg \cdot m^2]$ .

En régime permanent, l'équation s'écrit :  $C = C_s$ .

Lors du passage d'un état stable à un autre état stable de fonctionnement, la vitesse varie, le couple dynamique aussi.

On caractérise analytiquement cette variation par une constante de temps  $T_M = \frac{J \Omega_0}{C_0}$  appelée constante de temps électromécanique que nous verrons plus bas.

## 122 Conclusions concernant l'étude des régimes transitoires.

De ce que nous avons sommairement indiqué sur les phénomènes qui se déroulent durant le processus transitoire, il résulte que la connaissance du régime transitoire nécessite :

a. la connaissance des phénomènes thermiques nécessaire pour déterminer les conditions d'emploi du moteur d'entraînement et de la machine de travail : à savoir l'appréciation de l'échauffement et des pertes.

La connaissance de ces phénomènes est absolument nécessaire dans les systèmes où le moteur travaille en service continu, service défini dans les conditions d'échauffement comme étant une période de travail si grande que le moteur atteint sa température permanente. C'est le cas des moteurs de ventilateurs, <sup>et</sup> groupes convertisseurs où les périodes de travail sont mesurées en heures et même en jours.

L'ordre de grandeur de la constante d'échauffement  $T_\theta$  est :

- Pour les machines de Type "ouvert" dont :

. le diamètre  $d = 600$  mm  $T_\theta = 1,5$  heures

.  $600 < d < 2000$   $1,5 < T_\theta < 2,5$

- Pour les machines de Type "fermé" dont :

$$d = 400 \text{ mm} \quad 1,5 < T_{\theta} < 3,5$$

$$400 < d < 600 \quad 3,5 < T_{\theta} < 5$$

- Pour les machines de petite puissance :  $1 < T_{\theta} < 2$

dans le cas d'une ventilation forcée :  $0,6 < T_{\theta} < 1$

On peut donc conclure, à la lecture de ces chiffres, que dans les systèmes de commande électrique, on peut négliger les phénomènes thermiques dans l'étude analytique des régimes transitoires. On tiendra compte de l'aspect physique de ces phénomènes dans la détermination des pertes.

b. La connaissance des phénomènes électromagnétiques qui permettent d'établir les conditions les plus difficiles des moteurs et les possibilités de les éviter aussi. La connaissance de ces phénomènes est absolument nécessaire dans les installations qui sont le siège de processus rapides, de l'ordre de  $1/10$  à  $1/100$  s, de passage d'un état stable à un autre état stable de fonctionnement, notamment dans les installations automatisées où le moteur joue le rôle d'exécution.

L'étude analytique des régimes transitoires en tenant compte des phénomènes électromagnétiques est très complexe et ne présente qu'une importance secondaire dans les systèmes d'entraînement électrique.

L'étude se fera donc sans tenir compte des inductances des enroulements d'induit et d'excitation dans le cas de machines à courant continu ou des inductances statorique, rotorique ou mutuelle dans le cas de machines à courant alternatif.

Pour les moteurs à CC, cette hypothèse est justifiée car  $L \ll R$ . Il existe toutefois des cas où cette hypothèse est discutable : la modification de

l'excitation dans le moteur à grande puissance à charge brusquement variable qui sort du cadre de notre étude.

Pour les moteurs à induction triphasé, les inductances statorique et rotorique sont généralement petites. Nous y reviendrons toutefois sur l'influence des phénomènes électromagnétiques dans les systèmes de commande à moteur à induction.

c. La connaissance des phénomènes mécaniques qui ont lieu lors du démarrage, freinage, réglage de la vitesse, variation de la charge, etc. ... c'est-à-dire à chaque passage du système d'un état stable à un autre état stable de fonctionnement, se traduisant par la modification de la vitesse du système d'entraînement, du couple résistant dynamique, ce qui implique la modification du couple développé par le moteur et, implicitement du courant de charge. Il s'ensuit que durant les régimes transitoires des systèmes d'entraînement, la connaissance du mode de variation de la vitesse du moteur, par conséquent celle du couple résistant dynamique nous permet de calculer avec une précision suffisante le couple qui devra être développé par l'arbre du moteur, ce qui nous donnera une détermination correcte de la puissance électrique du moteur d'entraînement, et d'une façon générale, le bilan énergétique du système.

De ce que nous venons de dire, il résulte que l'étude des régimes transitoires dans les systèmes de commande électrique consiste :

- à l'établissement du mode de variation de la vitesse du système durant le processus; on en déduira celui du couple sur l'arbre du moteur et

du courant de charge

- à l'établissement de la durée du régime transitoire.

Comme le comportement du système d'entraînement dépend en grande mesure de la nature du processus transitoire (démarrage, freinage, etc...) l'étude du régime transitoire doit être accomplie séparément pour chaque cas; de plus, il faut tenir compte du fait que le comportement du système dépend aussi de la nature de la charge.

Toutes ces considérations font que l'étude des régimes transitoires dans les systèmes d'entraînement électrique soit suffisamment complexe, nécessitant de traiter les problèmes posés en fonction:

- de la nature du processus transitoire.

- de la nature de la charge.

Pour la simplification de l'étude, nous nous restreindrons:

- aux régimes transitoires dont l'origine est l'intervention sur le groupe de commande. Parmi ces interventions, on n'examinera que celles rencontrées les plus fréquemment dans la pratique:

. démarrage.

. freinage.

. changement de sens de rotation

- au cas d'une charge constante: le couple ne dépend pas de la vitesse ( $x=0$  dans l'équation (I1)). C'est le cas des mécanismes tels les grues, les treuils, les mécanismes d'avance des machines-outils, les pompes à piston, les convoyeurs, etc... et avec une certaine approximation tous les mécanismes où le couple résistant principal est le couple de frottement car généralement, dans les limites de service, il varie peu.

## chapitre II LES REGIMES TRANSITOIRES DANS LES MOTEURS A COURANT CONTINU SHUNT

### II1 DEMARRAGE

#### II11 Principe

On utilise 3 modes de démarrage pour les moteurs à courant continu :

- branchement direct sur le réseau (démarrage sans rhéostat)
- démarrage du moteur à l'aide d'un rhéostat inséré dans le circuit d'induit.
- démarrage du moteur à l'aide d'un groupe de démarrage spécial.

Le premier mode de démarrage est le plus simple au point de vue appareillage, mais dans ce cas apparaît un fort appel de courant durant la période initiale du démarrage, ainsi qu'un grand couple dynamique que doit supporter le mécanisme d'accouplement de la machine entraînée.

A l'heure actuelle, on permet le démarrage sans rhéostat des moteurs de puissance ne dépassant 6 kW et dont les appels de courant sont de 6 à 8 fois le courant nominal.

Pour réduire l'appel de courant on insère dans le circuit de l'induit du moteur un rhéostat dont l'inconvénient est d'être encombrant et peut provoquer des pertes considérables d'énergie dans les installations de grande puissance.

Pour cette raison, dans de nombreuses installations on emploie le démarrage sans rhéostat par variation de la tension appliquée au moteur lors de la mise en marche par l'intermédiaire de groupes spéciaux



tels: les survolteurs, le montage génératrice - moteur (groupe Ward-Leonard)  
l'alimentation à l'aide d'une batterie d'accumulateur, etc...

### II.12 Mode de variation de la vitesse.

Dans l'hypothèse où :

- on néglige la réaction magnétique d'induit
- on considère le flux d'excitation constant pour différentes charges ainsi que la résistance d'induit

alors, l'équation d'équilibre de la machine électrique shunt en régime moteur sera celle d'équilibre des tensions pour l'induit de la machine.

$$U = e + R i \quad (\text{II.1})$$

où,

$U$  est la tension d'alimentation, en [Volt]

$e$  la f.e.m induite dans l'induit du moteur, en [Volt]

$R$  la résistance du circuit d'induit, résistance propre de l'enroulement  $R_{ind}$ , plus la résistance additionnelle  $R_{add}$ , en [ohm]

$i$  le courant de charge du moteur, en [Ampère]

avec

$$e = \frac{pN}{2\pi a} 10^{-8} \phi \Omega = k_e \phi \Omega = C_e \Omega \quad (\text{II.2})$$

où,

$\phi, \Omega$  ont été définies plus haut,  $\phi$  en [Maxwell],  $\Omega$  en [rd/s]

$p$  le nombre de paire de pôles.

$N$  le nombre de conducteurs actifs.

$k_e, C_e$  sont des constantes dépendant des paramètres constructifs de la machine.

L'équation d'équilibre mécanique étant celle du mouvement (I.3)

$$C - C_s = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (13)$$

En négligeant les pertes à vide (mécanique + fer) on peut assimiler le couple développé sur l'arbre du moteur avec le couple électromagnétique de la machine:

$$C = \frac{p N}{2\pi a \cdot 9,81} 10^{-8} \phi i = k_m \phi i = c_m i \quad (13)$$

Les relations (12) et (13) sont exprimées dans le système MKSA. Dans le système international SI, où  $\phi$  est exprimé en Weber [Wb], C en [N.m] on a les égalités:  $1 \text{ Mr} = 10^{-8} \text{ Wb}$  ;  $1 \text{ kgf} = 9,81 \text{ N}$ .

Alors, les constantes  $c_e$  et  $c_m$  des dites relations sont égales:  $c_e = c_m = c$  et on peut écrire:

$$C = C_s + J \frac{d\Omega}{dt} = c i \quad (14)$$

$$U = c \Omega + R i \quad (15)$$

La relation (14) peut se mettre sous la forme

$$i = \frac{C_s}{c} + \frac{J}{c} \frac{d\Omega}{dt} \quad (14')$$

En portant (14') dans la relation (15) qu'on divise par  $c$ , on obtient:

$$\frac{U}{c} = \Omega + \frac{J R}{c^2} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{C_s R}{c^2} \quad (16)$$

en posant,

$\frac{U}{c} = \Omega_0$  représentant la vitesse de rotation lors de la marche à vide idéale

$$T_M = \frac{J R}{c^2} = \frac{J \Omega_0}{c_e} ; \text{ en remarquant que } \frac{R}{c^2} = \frac{R}{c U} \cdot \frac{U}{c} = \frac{\Omega_0}{c \Omega_0} = \frac{\Omega_0}{c c_e} ; i_{cc} = \frac{U}{R}$$

$T_M$  est appelée constante de temps électromécanique qui représente le temps durant lequel le système de travail possédant un moment d'inertie  $J$  aurait passé sans charge de l'état immobile à la vitesse de marche à vide idéale  $\Omega_0$  sous l'action d'un couple constant égal au couple de court-circuit  $C_{cc}$ .

$\Delta\Omega_s = \frac{C_s R}{C^2}$  la différence de vitesse en charge, en régime permanent

$\Delta\Omega_s = \Omega_0 - \Omega_s$  ;  $\Omega_s$  étant la vitesse de rotation en régime permanent.

L'équation (II6) s'écrit alors :

$$\Omega_0 = \Omega + T_M \frac{d\Omega}{dt} + \Delta\Omega_s \quad (\text{II7})$$

La mode de variation de la vitesse est obtenue en intégrant cette équation différentielle linéaire du premier ordre.

La solution est :

$$\Omega = \Omega_s + k e^{-t/T_M} \quad (\text{II8})$$

La constante d'intégration est déterminée par les conditions limites :

$$\text{pour } t=0 \quad \Omega = \Omega_{\text{initial}} = 0 = \Omega_s + k$$

$$\Rightarrow k = -\Omega_s$$

(II8) s'écrit alors :

$$\Omega = \Omega_s (1 - e^{-t/T_M}) \quad (\text{II9})$$

Lors du démarrage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$  ,  $\Delta\Omega_s = 0$  ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$\Omega = \Omega_0 (1 - e^{-t/T_M}) \quad (\text{II10})$$

Graphiquement,

le mode de variation de la vitesse lors du démarrage varie de l'origine suivant une exponentielle amortie par la constante de temps électromécanique  $T_M$  (figure II1). D'après les relations (II9) et (II10) le processus de démarrage s'achève théoriquement pour un temps infini.

Pratiquement, on peut considérer le démarrage achevé pour :

$$t = (4 \text{ à } 5) T_M$$

la vitesse différant de la vitesse permanente de 2% : pour  $t = 4T_M$ ,  $\Omega = 0,982 \Omega_s$   
pour  $t = 5T$ ,  $\Omega = 0,993 \Omega_s$ .

Par ailleurs, comme la constante de temps électromécanique dépend de la résistance du circuit d'induit, qui est supposée constante lors du démarrage par branchement direct, mais dans le cas où le démarrage se fait à l'aide d'un rhéostat, à chaque valeur (ou échelon) de résistance va correspondre une constante de temps, la courbe de variation de vitesse aura l'allure de la figure II2

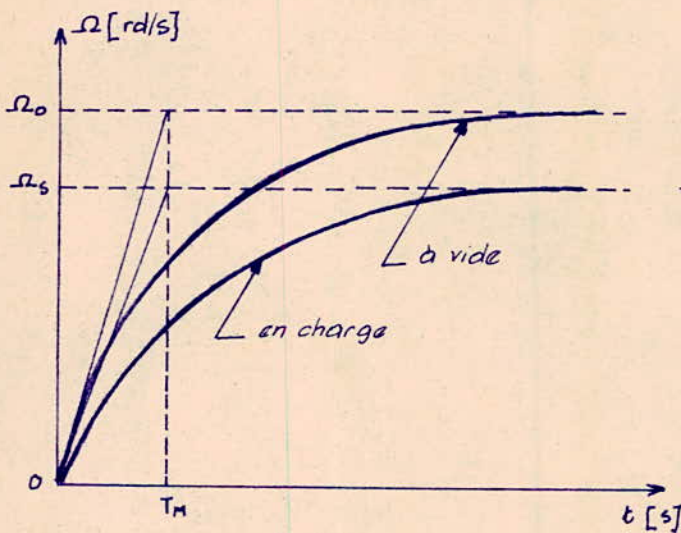


fig II1

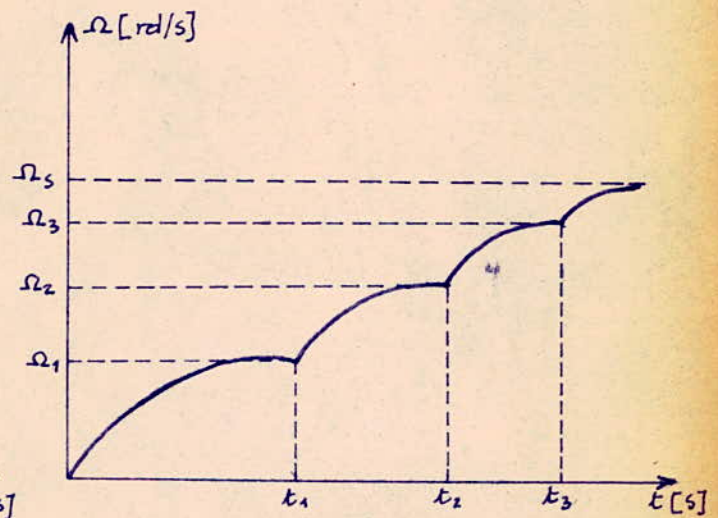


fig II2

II.13 Mode de variation du courant et du couple

Il est obtenu d'après l'équation

(II.4') :  $i = \frac{C_s}{c} + \frac{J}{c} \frac{d\Omega}{dt}$  où  $\frac{C_s}{c} = I_s$  est le courant de charge en régime permanent  
l'équation (II.8) donne :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{k}{T_M} e^{-t/T_M}$$

En portant ces expressions dans (II.4'), on obtient :

$$i = I_s - \frac{J}{c} \frac{k}{T_M} e^{-t/T_M} \quad (\text{II.11})$$

la constante d'intégration est déterminée par les conditions limites :

pour  $t=0$   $i = I_{\text{initial}} = I_{\text{id}} = \frac{U-E}{R}$  d'après (II.1)

ds le cas d'un démarrage, depuis l'arrêt :  $\Omega=0$ ,  $E=0$ ,  $I_{\text{id}} = \frac{U}{R} = I_{\text{cc}}$

donc

$$i = I_{\text{cc}} = I_s - \frac{J}{c} \frac{k}{T_M}$$

$$\Rightarrow k = (I_s - I_{\text{cc}}) \frac{J}{c} \cdot T_M \quad \text{qu'on porte dans (II.11)}$$

$$i = I_s + (I_{\text{cc}} - I_s) e^{-t/T_M} \quad (\text{II.12})$$

Lors du démarrage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$ ,  $I_s = 0$

$$i = I_{\text{cc}} e^{-t/T_M} \quad (\text{II.13})$$

Le mode de variation du courant de charge lors du démarrage varie de l'origine suivant une exponentielle amortie par la constante de temps  $T_M$  (voir fig II.3), les mêmes remarques concernant la limite infinie théorique du mode de variation de la vitesse restent valables.

Lors du démarrage à plusieurs échelons rhéostatiques, la variation du courant de charge se caractérise par le fait que sa valeur oscille entre 2 valeurs données  $I_1$  et  $I_2$ .

Au début du démarrage,  $I_{\text{initial}} = I_1$  et ensuite, lorsque le moteur accélère, sa fem augmente et le courant dans le circuit d'induit diminue (d'après II1) et par conséquent le couple diminue également. Lorsque le courant atteint une certaine valeur  $I_2$ , une partie du rhéostat de démarrage est mise hors circuit de façon que le courant passant le moteur atteigne de nouveau la valeur  $I_1$ , ainsi de suite...

L'équation (II12) et tout ce que nous venons de dire, conduisent à la courbe de variation du courant lors d'un démarrage rhéostatique de la figure II4.

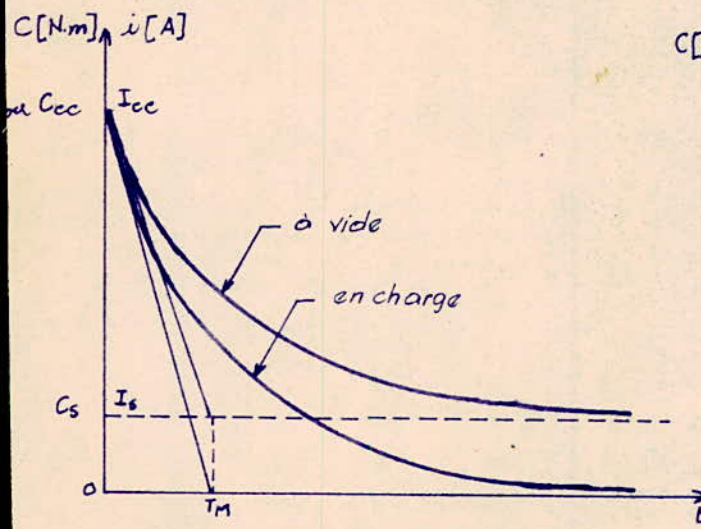


Fig II3

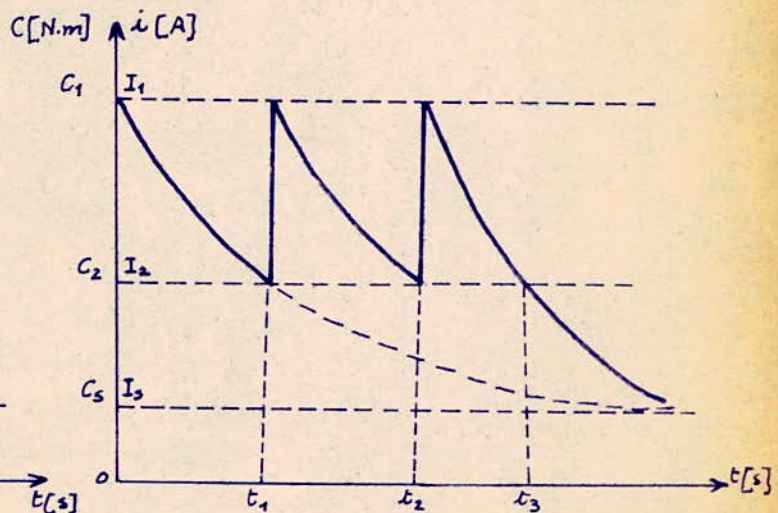


Fig II4

Le mode de variation du couple développé sur l'arbre du moteur est donné, comme admis, aux pertes à vide constantes près, par le couple électromagnétique de la machine :

$$C = c i \quad , \quad i \text{ est donné par la relation (II12)}$$

$$i = I_s + (I_{cc} - I_s) e^{-t/T_m}$$

d'où,

$$C = c I_s + (c I_{cc} - c I_s) e^{-t/T_m}$$

où

$cI_s = C_s$  est le couple résistant statique

$cI_{cc} = C_d$  le couple de démarrage.

$$\Rightarrow C = C_s + (C_d - C_s) e^{-t/T_M} \quad (\text{II14})$$

Lors du démarrage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$

$$C = C_d e^{-t/T_M} \quad (\text{II15})$$

Graphiquement, la courbe du couple est obtenue en multipliant l'échelle des ordonnées de la courbe du courant par le coefficient  $c$ . (fig II3 et II4)

#### II14 Durée du régime transitoire

La durée du régime transitoire entre 2 courants limites déterminés par les oscillations du courant, donc du couple, est pour :

$I_{id} = I_1$  ;  $i = I_2$  la relation (II12) s'écrit alors :

$$I_2 = I_s + (I_1 - I_s) e^{-t/T_M}$$

$$e^{-t/T_M} = \frac{I_2 - I_s}{I_1 - I_s}$$

$$t_d = T_M \ln \frac{I_1 - I_s}{I_2 - I_s} \quad (\text{II16})$$

Dans le cas d'un démarrage à plusieurs échelons rheostatiques  $R_1, R_2, R_x$  auxquels correspondent les constantes de temps  $T_{M1}, T_{M2}, T_{M3}, \dots, T_{Mx}$ , le temps de démarrage aura les valeurs  $t_{d1}, t_{d2}, t_{d3}, \dots, t_{dx}$  tel que :

$$t_{dx} = T_{Mx} \ln \frac{I_1 - I_s}{I_2 - I_s} \quad (\text{II16}')$$

Si la valeur du courant de charge est constante,

$$t_{dx} = k T_{Mx}$$

Au fur et à mesure que le rhéostat est mis hors, la résistance d'induit diminue,  $T_M$  diminue,  $t_d$  aussi :  $t_{d1} > t_{d2} > t_{d3}$  (voir fig II2 et II4). La durée du processus transitoire au dernier échelon ( $I_2 = I_3$ ) est théoriquement infinie ; pratiquement on prend pour cet échelon  $t = (4 \text{ à } 5) T_M$ .  
 À partir de la relation (II9) on a une autre expression de la durée de démarrage :

$$t_d = T_M \ln \frac{\Omega_s}{\Omega_s - \Omega_d} \quad (\text{II16''})$$

pour  $\Omega_d = \Omega_s$  (fin de démarrage),  $t_d$  infinie ; pratiquement, on prend  $t_d = (4 \text{ à } 5) T_M$ .

## II2 FREINAGE ET CHANGEMENT DE SENS DE ROTATION

### II21 Principe

Le freinage électrique d'un moteur à courant continu sicut peut se faire soit :

- à partir du circuit d'excitation (alimenté dans ce cas séparément)
  - o en augmentant le flux jusqu'à rendre la fem induite  $E$  égale à la tension du réseau  $U$ , auquel cas le courant dans le circuit d'induit est nul (d'après II1), le moteur s'arrête.
  - o En entraînant le moteur à l'aide d'un moteur auxiliaire à une vitesse supérieure à la vitesse de marche à vide idéale  $\Omega_0$ , il fonctionne alors en génératrice en parallèle avec le réseau auquel il livre de l'énergie. Dans les 2 cas, on parle de freinage avec récupération de l'énergie par le réseau.

- à partir du circuit d'induit où :



o On annule la fem, donc le courant, donc le couple en déconnectant l'induit du réseau pour le brancher sur une résistance, le moteur s'arrête: c'est le freinage dynamique appelé encore rhéostatique.

o On change la polarité de la tension aux bornes de l'enroulement d'induit du moteur en marche, le sens du courant dans l'enroulement d'excitation restant le même, le courant changera alors de sens en s'annulant (d'après II1 toujours), le couple aussi: c'est le freinage à contre-courant (appelé encore par couplage inverse) avec changement de sens de rotation. Ce dernier pouvant être assimilé analytiquement à un freinage à contre-courant suivi d'un démarrage dans le sens inverse. Cette remarque nous servira dans les calculs ultérieurs.

Dans ces mêmes calculs, on ne développera que les freinages dynamique et à contre-courant; on n'étudiera pas le freinage avec récupération de l'énergie de par la difficulté de traduire analytiquement la loi de variation des flux en fonction du temps.

### II22 freinage dynamique.

On vient de voir que lors d'un tel freinage, on annulait la tension, par conséquent, la vitesse de marche à vide idéale est nulle aussi. Dans l'équation (II8), en faisant  $\Omega_0 = 0$ , il vient:

$$\Omega = -\Delta\Omega_s + k' e^{-t/T_M} \quad (\text{II17})$$

la constante d'intégration est déterminée par les conditions limites:

$$\text{pour } t=0, \quad \Omega = \Omega_s = -\Delta\Omega_s + k'$$

$$\Rightarrow k' = \Omega_s + \Delta\Omega_s$$

a. mode de variation de la vitesse

l'expression (II17) s'écrit alors :

$$\Omega = -\Delta\Omega_s + (\Omega_s + \Delta\Omega_s) e^{-t/T_M} \quad (\text{II18})$$

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $c_s = 0$ ,  $\Delta\Omega_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$\Omega = \Omega_0 e^{-t/T_M} \quad (\text{II19})$$

Les équations (II17), (II18) et (II19) ont été établies dans le cas d'un couple résistant statique actif (appelé encore potentiel) qui regroupe les couples dus à la pesanteur, à la traction et la torsion des corps élastiques, etc..., qui sont positifs ou négatifs selon qu'ils contribuent ou qu'ils freinent le mouvement, où  $\Omega_s$  conserve son signe, auquel cas le mode de variation de la vitesse varie suivant les exponentielles de la figure II5.

Dans le cas d'un couple résistant statique réactif tels les couples de compression, de coupe, de frottement qui change de signe avec le changement de sens de rotation, le freinage s'achève pour  $\Omega = 0$  (point A de la caractéristique). Les remarques faites au sujet du démarrage quant à la durée, théoriquement infinie des processus restent valables dans le cas du freinage dynamique.

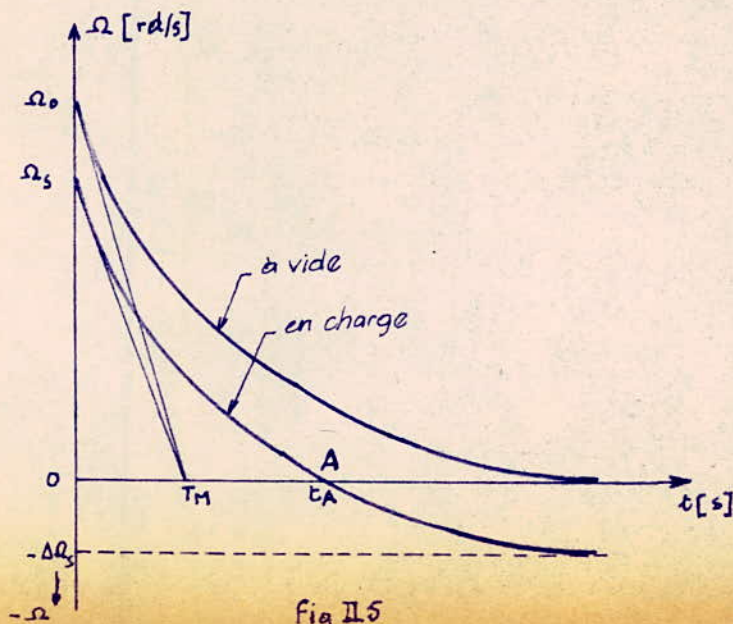


Fig II5

b. mode de variation du courant et du couple.

Il est obtenu d'après l'équation (II1)

$$i = I_s - \frac{J}{c} k' e^{-t/T_M}$$

où  $k'$  est telle que : pour  $t=0$ ,  $i = -I_{ifd}$  : courant initial lors du freinage

dynamique,  $|I_{ifd}| = +\frac{c\Omega_0}{R}$  (en faisant  $v=0$  et  $e = c\Omega_0$  dans l'équation (II1))

$$\text{d'où } k' = (I_s + I_{ifd}) \frac{c}{J} \quad I_{ifd} < 0$$

$$\text{et } i = I_s - (I_s + I_{ifd}) e^{-t/T_M} \quad (\text{II20})$$

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $c_s = 0$ ,  $I_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$ , d'où en valeur ab.

$$\text{solue, } |I_{ifd}| = +\frac{c\Omega_0}{R} = +\frac{U}{R} = +I_{cc}$$

$$i = -I_{cc} e^{-t/T_M} \quad (\text{II21})$$

Graphiquement, le mode de variation du courant de charge lors du freinage dynamique varie de l'origine suivant une exponentielle amortie par la constante de temps électromécanique (voir figure II6)

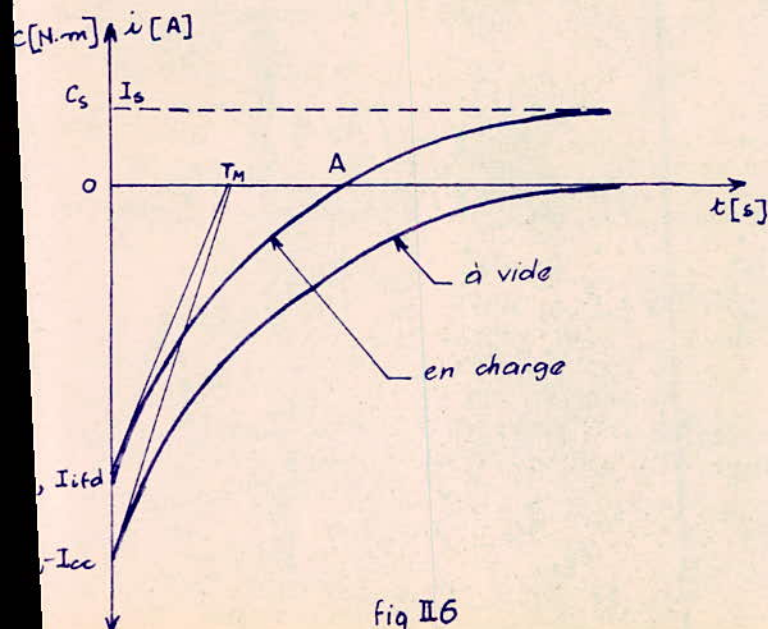


fig II.6

Le mode de variation du couple développé sur l'arbre du moteur lors du freinage dynamique est donné par le couple électromagnétique de la machine

$$C = c i \quad \text{où } i \text{ est donné par la relation (II 20)}$$

$$i = I_s - (I_s + I_{fd}) e^{-t/T_M}$$

$$\Rightarrow C = c I_s - (c I_s + c I_{fd}) e^{-t/T_M}$$

$$C = C_s - (C_s + C_{fd}) e^{-t/T_M} \quad (\text{II 22})$$

où

$c I_{fd} = C_{fd}$  : couple initial lors du freinage dynamique.

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$ ,  $|I_{fd}| = I_{cc}$ ,  $|C_{fd}| = C_{cc}$

$$C = -C_{cc} e^{-t/T_M} \quad (\text{II 23})$$

Graphiquement, la courbe du couple lors du freinage est obtenue en multipliant l'échelle des ordonnées de la courbe du courant par le coefficient  $c$ . (voir fig II 6)

$c$  - durée du régime transitoire

----- La loi de la vitesse lors du freinage dynamique est donnée par la relation (II 18). Le freinage est obtenu pour  $\Omega = \Omega_f$ ; d'où

$$e^{-t/T_M} = \frac{\Omega_f + \Delta\Omega_s}{\Omega_s + \Delta\Omega_s}$$

$$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_s + \Delta\Omega_s}{\Omega_f + \Delta\Omega_s} \quad (\text{II 24})$$

Si le freinage se fait jusqu'à l'arrêt :  $\Omega_f = 0$

$$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_s + \Delta\Omega_s}{\Delta\Omega_s} \quad (\text{II 24}')$$

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $\Delta\Omega_s = 0$ , le temps au bout duquel le processus de freinage s'achève est théoriquement infini. Ce qui,

pratiquement n'est pas vrai, car il existe toujours un couple de frottement qui fait que  $\Delta\Omega_s \neq 0$ . On considère en pratique que le processus de freinage s'achève pour  $t_f = (4 \text{ à } 5) T_M$ .

Dans le cas d'un couple résistant statique réactif, la durée du régime transitoire s'achève au point A (figure II5)

## II23 Freinage à contre-courant et changement de sens de rotation

### a. mode de variation de la vitesse

On a vu que le principe d'un tel freinage se réalisait par changement de polarité, ce qui se traduit par le changement du signe de la tension dans l'équation (II1) et de la vitesse de marche à vide idéale dans l'équation (II8). On a ainsi, dans le cas d'un couple actif

$$\Omega = -\Omega_0 - \Delta\Omega_s + k'' e^{-t/T_M} \quad (\text{II25})$$

La constante d'intégration est déterminée par les conditions initiales:

$$\text{pour } t=0, \quad \Omega = \Omega_s = -\Omega_0 - \Delta\Omega_s + k''$$

$$\Rightarrow k'' = \Omega_s + \Omega_0 + \Delta\Omega_s$$

Dans le cas d'un couple résistant réactif, celui-ci change de signe avec le changement de sens de rotation,  $\Delta\Omega_s$  changera également de signe (car on a posé  $\Delta\Omega_s = C_s \frac{R}{c^2}$ ), on aura ainsi dans la relation (II25):

$$\Omega = -\Omega_0 + \Delta\Omega_s + k'' e^{-t/T_M} \quad (\text{II25}')$$

$$\text{pour } t=0, \quad \Omega = -\Omega_0 + \Delta\Omega_s + k'' = \Omega_s$$

$$\Rightarrow k'' = \Omega_0 + \Omega_s - \Delta\Omega_s$$

d'où

$$\Omega = -(\Omega_0 - \Delta\Omega_s) + (\Omega_0 + \Omega_s - \Delta\Omega_s) e^{-t/T_M} \quad (\text{II26})$$

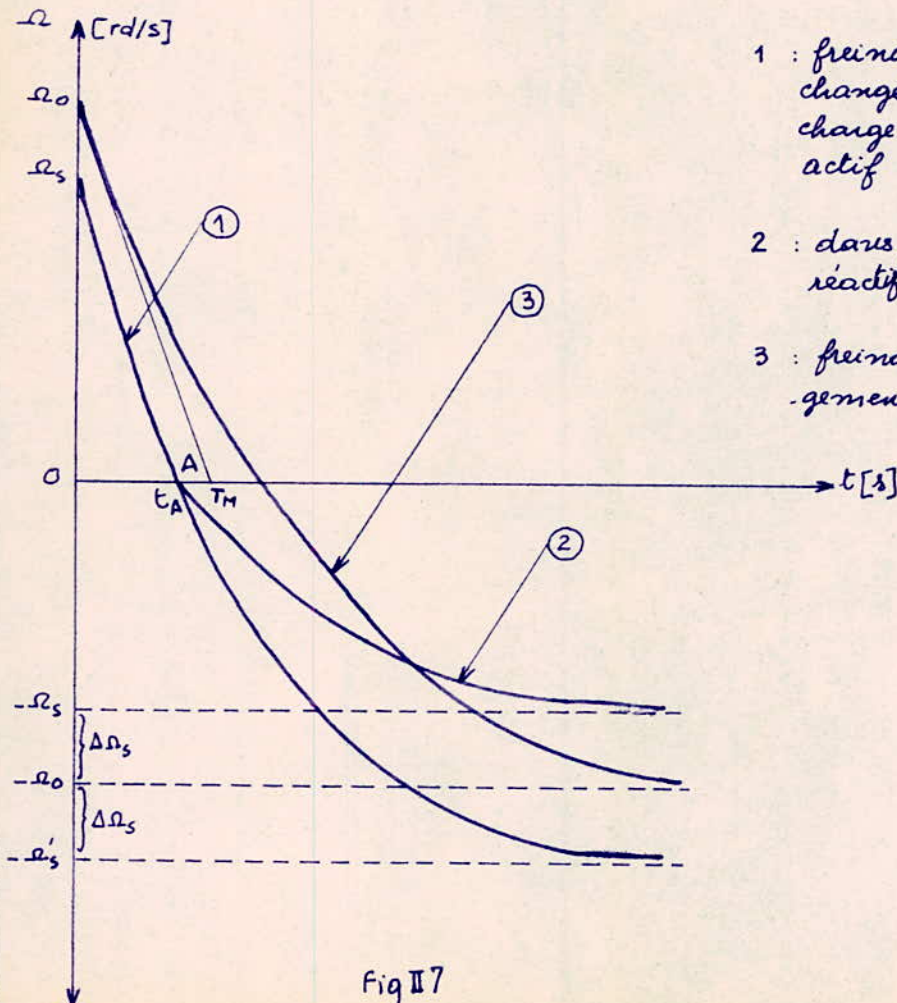
l'expression (II25) s'écrit ; dans le cas d'un couple résistant statique actif

$$\Omega = -(\Omega_0 + \Delta\Omega_s) + (\Omega_0 + \Omega_s + \Delta\Omega_s) e^{-t/T_M} \quad (\text{II26}')$$

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $c_s = 0$ ,  $\Delta\Omega_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$\Omega = -\Omega_0 + 2\Omega_0 e^{-t/T_M} \quad (\text{II27})$$

Graphiquement, sachant que les équations (II26') et (II26) ont été établies dans le cas d'un couple résistant statique actif et réactif tel que  $\Delta\Omega_s$  conserve ou non son signe lors du freinage à contre-courant, le mode de variation de la vitesse varie alors suivant une exponentielle (voir figure II7)



- 1 : freinage à contre-courant, plus changement de sens de rotation en charge avec un couple résistant actif
- 2 : dans le cas d'un couple résistant réactif.
- 3 : freinage à contre-courant, plus changement de sens de rotation à vide.

Fig II7

b. mode de variation du courant et du couple

Il est obtenu d'après l'équation (II11)

$$i = I_s - \frac{J}{c} k'' e^{-t/TM}$$

où  $k''$  est telle que : pour  $t=0$ ,  $i = -I_{ifcc}$  courant de charge initial lors du

freinage à contre-courant,  $|I_{ifcc}| = + \frac{U + c \Omega_0}{R}$  (d'après l'équation (II11))

$$I_{ifcc} < 0$$

d'où  $k'' = (I_s + I_{ifcc}) \frac{c}{J}$

et  $i = I_s - (I_{ifcc} + I_s) e^{-t/TM}$  (II28)

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $c_s = 0$ ,  $I_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$ , d'où en valeur absolue

$$|I_{ifcc}| = + \frac{U + c \Omega_0}{R} = + \frac{2U}{R} = + 2I_{cc}$$

$$i = - 2I_{cc} e^{-t/TM} \quad (II29)$$

Graphiquement, le mode de variation du courant est représenté par une exponentielle qui dépend de la nature (actif ou réactif) du couple résistant statique.

(voir figure II8). Par analogie au mode de variation de la vitesse, on obtient celui du

courant et du couple dans le cas d'une charge réactive en changeant

dans l'équation (II28)  $I_s$  en  $-I_s$

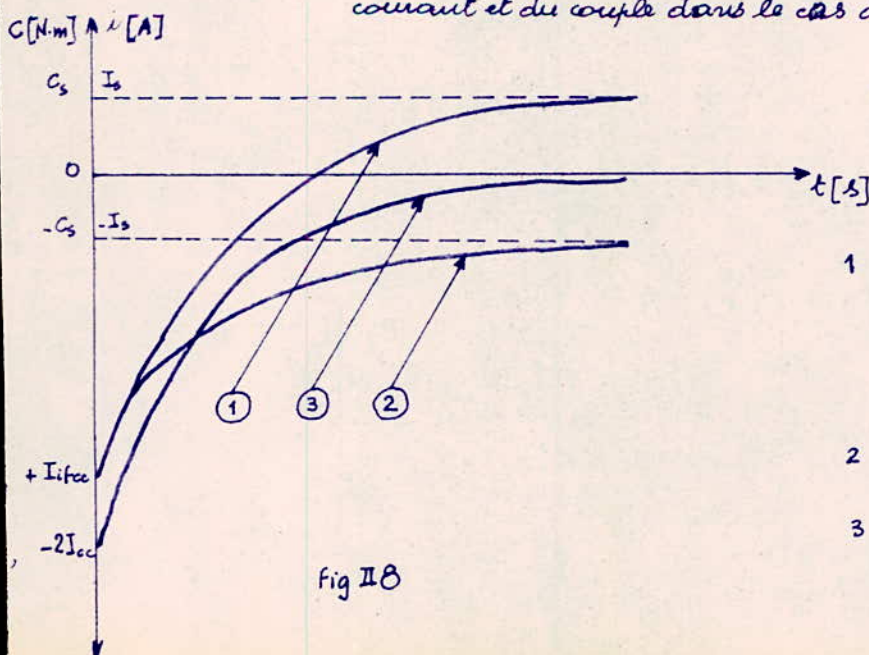


Fig II8

- 1 : freinage à contre-courant plus changement de sens de rotation en charge avec un couple résistant actif
- 2 : dans le cas d'un <sup>couple</sup> résistant réactif
- 3 : freinage à contre-courant, plus changement de sens de rotation à vide.

Le mode de variation du couple développé sur l'arbre du moteur lors du freinage à contre-courant et du changement de sens de rotation est celui du couple électromagnétique de la machine :

$$C = c i \quad \text{où } i \text{ est donné par la relation (II 28)}$$

$$i = I_s - (I_{ifec} + I_s) e^{-t/T_M}$$

$$\Rightarrow C = c I_s - (c I_{ifec} + c I_s) e^{-t/T_M}$$

$$C = C_s - (C_s + C_{fec}) e^{-t/T_M} \quad (\text{II 30})$$

où

$c I_{ifec} = C_{fec}$  est le couple initial lors du freinage à contre-courant.

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$ ,  $|I_{ifec}| = 2I_{cc}$ ,  $|C_{fec}| = 2C_{cc}$

$$C = -2C_{cc} e^{-t/T_M} \quad (\text{II 31})$$

Graphiquement, la courbe du couple lors du freinage à contre-courant et du changement de sens de rotation est obtenue en multipliant l'échelle des ordonnées de la courbe du courant par le coefficient  $c$ .

c. durée du régime transitoire

La loi de la vitesse lors du freinage à contre-courant est donnée par la relation (II 26'). Le freinage est obtenu pour  $\Omega = \Omega_f$ , d'où

$$e^{-t/T_M} = \frac{\Omega_f + \Omega_0 + \Delta\Omega_s}{\Omega_0 + \Omega_s + \Delta\Omega_s}$$

$$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_0 + \Omega_s + \Delta\Omega_s}{\Omega_f + \Omega_0 + \Delta\Omega_s} \quad (\text{II 32})$$

si le freinage a lieu jusqu'à l'arrêt (point A de la figure II 7) :  $\Omega_f = 0$

$$t_A = T_M \ln \frac{\Omega_0 + \Omega_s + \Delta\Omega_s}{\Omega_0 + \Delta\Omega_s} \quad (\text{II 32'})$$



dans le cas où le freinage se fait à vide :  $c_s = 0$ ,  $\Delta \Omega_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_0 + \Omega_0}{\Omega_0 + \Omega_f} \quad (\text{II32}'')$$

jusqu'à l'arrêt :  $\Omega_f = 0$

$$t_f = T_M \ln 2 \quad (\text{II32}''')$$

Pour déterminer la durée totale du processus transitoire de changement de sens de rotation, il suffit de faire <sup>dans</sup> les équations (II32), (II32') et (II32'')

$\Omega_f = -\Omega_s$  dans le cas d'un couple résistant actif et de changer, en plus,  $\Delta \Omega_s$  en  $-\Delta \Omega_s$ , dans le cas d'un couple résistant réactif.

### II3 TABLEAU RÉCAPITULATIF

voir page suivante : tableau I

Typ. rég. tr.		au court-circuit de charge	au couple moteur	regime transitoire	Vitesse	courant, couple	
Démarrage	en charge	$\Omega = \Omega_s (1 - e^{-t/T_M})$ $T_M = \frac{J \Omega_0}{C_{cc}}$	$i = I_s + (I_{cc} - I_s) e^{-t/T_M}$ $I_s = \frac{C_s}{R}$ $I_{cc} = \frac{U}{R}$	$C = C_s + (C_d - C_s) e^{-t/T_M}$ $C_d = C_{cc} = \epsilon I_{cc}$	$t_d = T_M \ln \frac{\Omega_s}{\Omega_s - \Omega_d}$ ou $t_d = T_M \ln \frac{I_1 - I_2}{I_2 - I_s}$ Pratiquement, $t_d = (4 \text{ à } 5) T_M$		
	à vide	$\Omega = \Omega_0 (1 - e^{-t/T_M})$	$i = I_{cc} e^{-t/T_M}$	$C = C_d e^{-t/T_M}$	$t_d = (4 \text{ à } 5) T_M$		
Freinage dynamique	en charge	$\Omega = -\Delta \Omega_s + (\Omega_s + \Delta \Omega_s) e^{-t/T_M}$	$i = I_s - (I_s + I_{fd}) e^{-t/T_M}$ $ I_{fd}  = \frac{C_s \Omega_s}{R}$	$C = C_s - (C_s + C_{fd}) e^{-t/T_M}$ $C_{fd} = \epsilon I_{fd}$	$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_s + \Delta \Omega_s}{\Omega_f + \Delta \Omega_s}$ à l'arrêt, $\Omega_f = 0$ $t_f = T_M \ln \frac{\Omega_s + \Delta \Omega_s}{\Delta \Omega_s}$ Pratiquement, à vide		
	à vide	$\Omega = \Omega_0 e^{-t/T_M}$	$i = -I_{cc} e^{-t/T_M}$	$C = -C_{cc} e^{-t/T_M}$	$t_{fd} = (4 \text{ à } 5) T_M$		
Freinage à contre-courant (charge de sens de rotation)	en charge	$\Omega = \left[ -(\Omega_0 + \Delta \Omega_s) + (\Omega_0 + \Omega_s + \Delta \Omega_s) e^{-t/T_M} \right]$	$i = I_s - (I_s + I_{fcc}) e^{-t/T_M}$ $I_{fcc} = \frac{U + C_s \Omega_s}{R}$	$C = C_s - (C_{fcc} + C_s) e^{-t/T_M}$ $C_{fcc} = \epsilon I_{fcc}$	$t_f = T_M \ln \frac{\Omega_0 + \Omega_s + \Delta \Omega_s}{\Omega_0 + \Omega_f + \Delta \Omega_s}$ à l'arrêt, $\Omega_f = 0$ $t_f = T_M \ln \frac{\Omega_0 + \Omega_s + \Delta \Omega_s}{\Omega_0 + \Delta \Omega_s}$		
	à vide	$\Omega = -\Omega_0 + \Omega_0 e^{-t/T_M}$	$i = -2I_{cc} e^{-t/T_M}$	$C = -2C_{cc} e^{-t/T_M}$	$t_f = T_M \ln 2$		

Tableau I

# chapitre III LES RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LES MOTEURS A INDUCTION TRIPHASÉS

## III1 GÉNÉRALITÉS

Dans ce qui va suivre, on développera les calculs dans le cas d'un moteur à induction à rotor en court-circuit à simple cage, bien que, dans la pratique de par ses caractéristiques au démarrage: faible couple, fort courant, on lui préfère d'autres types de moteurs à induction tels:

- le moteur à rotor bobiné dont les caractéristiques au démarrage sont assez valables: fort couple et faible courant et qui offre, en plus, la possibilité d'insérer un rhéostat de démarrage. Toutefois ce type de moteur coûte cher et l'emplacement du rhéostat complique l'installation et engendre des pertes.

- On rencontre aussi des moteurs à refoulement de courant dans l'enroulement rotorique: Ce sont les moteurs à rotor en court-circuit à double cage et à encoches profondes; ces moteurs offrent l'avantage d'améliorer considérablement les propriétés de démarrage dont voici un tableau comparatif pour les 3 types de moteurs:

Pour un moteur de 250 kW, 3000 V,  $2p=6$

Type de moteur	$I_d/I_n$	$I_c/I_n$	$C_d/C_n$	$C_c/C_n$	$C_n$ } grandeurs $I_n$ } nominales.  $C_d$ } grandeurs de $I_d$ } démarrage.  $C_c$ } grandeurs $I_c$ } maximales. (ou critiques)
à rotor en court-circuit	5,8	4,04	0,8	2,63	
à double cage	4,12	2,63	1,13	2,0	
à encoches profondes	3,81	2,13	1,24	1,86	

(tableau relevé dans l'ouvrage de MM KOSTENKO et PIOTROVSKI (tII p598))

Toutefois, le choix du moteur à rotor en court-circuit (dont on peut améliorer les propriétés de démarrage en le réalisant d'une façon spéciale) se justifie par le fait de nous permettre de faire les hypothèses suivantes :

- tous les paramètres du moteur ne dépend pas du glissement.
- les résistances des circuits statorique et rotorique sont identiques.

et de pouvoir ainsi appliquer la formule de KLOSS

$$C = \frac{2 C_c}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}} \quad (\text{III 1})$$

où

$C$  est le couple électromagnétique de la machine pour le glissement  $g$ ,  
c'est aussi, aux pertes à vide près, le couple développé sur l'arbre du moteur.

$C_c$  sa valeur pour le glissement critique  $g_c$

en fonction des paramètres du moteur, on a :

$$g_c = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2}} \quad ; \quad C_c = \frac{3p U_1^2}{4\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2}]} \quad (\text{III 1}')$$

où

$R_1$  est la résistance par phase du stator

$R_2$  celle du rotor.

$X_{cc} = X_1 + X_2$  ;  $X_1$  est la réactance par phase du stator,  $X_2$  celle du rotor.

$U_1$  la tension entre phase du stator.

$f_1$  la fréquence du réseau.

$p$  le nombre de paire de pôles.

On notera toutefois que devant le développement fastidieux des calculs on ne donnera que le mode de variation du glissement (de la vitesse donc)

et la durée des régimes transitoires.

La détermination du mode de variation du courant rotorique et du couple développé sur l'arbre du moteur est identique à celle faite dans le cas du moteur à courant continu shunt. On rappelle qu'il suffit, pour cela, d'exprimer :

- la loi du couple en fonction du glissement, elle est donnée par la formule de KLOSS :  $C = f(g)$

- la loi du couple en fonction du courant rotorique :  $C = f(i_2')$

- la loi du glissement en fonction du temps :  $g = f(t)$  qu'on verra plus bas.

En traduisant analytiquement ces différentes lois et en éliminant les paramètres  $\alpha$  dans les équations obtenues, on aboutit aux lois :

$$C = f(t) \quad \text{et} \quad i_2' = f(t)$$

Pour avoir analytiquement le mode de variation du courant statorique qui, nous le verrons, au chapitre suivant, ne nous intéresse pas dans la détermination des pertes variables, on écrit la loi de conservation du flux qui, en grandeur vectorielle et en courant, donne :

$$\vec{I}_0 = \vec{I}_1 + \vec{I}_2'$$

où

$I_0$  est le courant à vide par phase statorique.

$I_1$  le courant par phase statorique

$I_2'$  le courant par phase rotorique ramené au stator.

En connaissant le déphasage relatif des 3 vecteurs-courants, le courant magnétisant et le mode de variation du courant rotorique (voir plus haut)

on détermine  $i_1 = f(t)$ .

Par ailleurs, devant les mêmes difficultés, on divisera l'étude en 2 parties selon que l'on soit à faibles ou à fort glissements. Le glissement critique est la limite, sur laquelle nous y reviendrons plus tard.

## III2 ÉTUDE DES RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LE CAS DE FAIBLES GLISSEMENTS

### III21 Démarrage

a. principe : On utilise 4 modes de démarrage pour le moteur à induction à  $r_{ptor}$  en court-circuit :

- branchement direct du moteur sur le réseau.
- démarrage à l'aide d'une bobine d'inductance dans le circuit statorique.
- démarrage à l'aide d'un autotransformateur.
- démarrage étoile-triangle.

Le branchement direct sur le réseau est prépondérant vu que les réseaux électriques possèdent une puissance suffisante. Ce mode de branchement est très simple mais il est accompagné d'appels de courant plus ou moins forts qui peuvent être réduits par la réduction de la tension aux bornes du moteur, mais le couple de démarrage est alors réduit proportionnellement au carré de la tension.

Le démarrage par insertion d'une bobine d'inductance dans le circuit statorique réduit l'appel de courant, mais réduit également le couple de démarrage.

On retrouve les mêmes inconvénients dans le démarrage par auto-transformateur et le démarrage étoile-triangle, ce dernier peut être considéré

comme un cas particulier du démarrage par autotransformateur où le rapport de transformation est  $\sqrt{3}$ .

b. mode de variation du glissement: C'est aussi celui de la vitesse car on a

$$g = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}, \quad \Omega_0 = \frac{2\pi f}{p} \quad \text{où } f \text{ est la fréquence du réseau.}$$

à faible glissement, la formule de KLOSS (III 31) s'écrit en négligeant  $g$  devant  $g_c$

$$C = 2 \frac{C_c}{g_c} g \quad (\text{III 2})$$

L'équation du mouvement combinée à la relation (III 2) donne :

$$C = C_s + J \frac{d\Omega}{dt} = 2 \frac{C_c}{g_c} g \quad \text{avec } \frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \frac{dg}{dt}$$

$$-2 \frac{C_c}{g_c} g - J \Omega_0 \frac{dg}{dt} + C_s = 0$$

$$-g - \frac{J \Omega_0}{2 C_c} g_c \frac{dg}{dt} + \frac{C_s}{2 C_c} g_c = 0 \quad (\text{III 3})$$

on pose :

$$\begin{cases} \frac{J \Omega_0}{2 C_c} g_c = T_1 \\ \frac{C_s}{2 C_c} g_c = g_s \end{cases} \quad \text{qui n'est autre que le glissement correspondant au couple résistant statique.}$$

Le mode de variation du glissement est obtenu en intégrant cette équation différentielle du 1<sup>er</sup> ordre. La solution est :

$$g = C_1 e^{-t/T_1} + C_2 \quad (\text{III 4})$$

Les constantes d'intégration  $C_1$  et  $C_2$  sont déterminées par les conditions limites :

$$\left. \begin{array}{l} \text{pour } t=0 \quad g=1 = C_1 + C_2 \\ \text{pour } t \text{ grand } g=g_s = C_2 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} C_1 = 1 - g_s \\ C_2 = g_s \end{array}$$

l'équation (III 4) s'écrit alors :

$$g = (1 - g_s) e^{-t/\tau_1} + g_s \quad (\text{III } 5)$$

Lors du démarrage et sans frottement :  $c_s = 0$ ,  $g_s = 0$

$$g = e^{-t/\tau_1} \quad (\text{III } 6)$$

Graphiquement, la mise en vitesse du moteur à induction triphasé depuis le démarrage jusqu'au glissement de charge  $g_s$  suit l'allure d'une exponentielle.

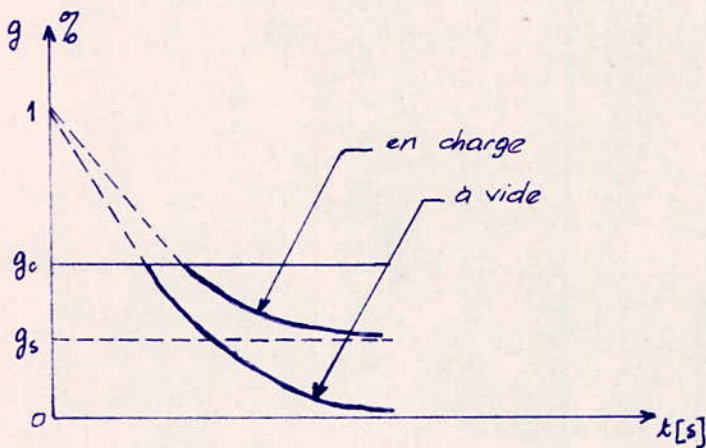


Fig III 1

### III 22 Freinage et changement de sens de rotation

a. principe : On retrouve les 3 modes de freinage d'un moteur à courant continu avec des spécificités propres au moteur à induction triphasé. Ces modes de freinage sont :

- le freinage avec récupération de l'énergie par le réseau.
- le freinage dynamique.
- le freinage à contre-courant.

On peut réaliser, en plus, le freinage "subsynchrone" (traduit du roumain în subsincronă) d'un moteur à induction triphasé dont le principe est basé sur l'alimentation du stator par une tension assymétrique.



Le freinage avec récupération d'énergie par le réseau se réalise en entraînant le moteur à une vitesse supérieure à celle du synchronisme (ce régime est employé pour les moteurs à commutation de pôles); le moteur fonctionne alors en générateur fournissant de l'énergie au réseau et en absorbant la puissance réactive. Ce mode de freinage est utilisé dans les installations de levage et de manutention lors de la descente de lourdes charges.

Lors du freinage dynamique, le stator est débranché du réseau et est excité en courant continu ou par une excitatrice ou un redresseur branché sur 2 des 3 phases du stator; différentes connexions se présentent ainsi. Dans ce mode de freinage, le moteur asynchrone représente un générateur synchrone (alternateur) transformé où le stator crée un champ immobile dans l'espace et le rotor représente l'induit du générateur. L'énergie de freinage est alors absorbée par le rotor; la variation du couple résistant est obtenue par le réglage de la tension du courant continu.

Lors du freinage à contre-courant, on change le sens de rotation du champ par commutation de 2 phases quelconques du stator. Dans ce cas, le rotor tourne dans le sens inverse de celui du champ.

Pour réaliser le freinage subsynchrone, il est nécessaire d'avoir une alimentation du stator en tension assymétrique; celle-ci peut être obtenue pratiquement de différentes façons:

- par une alimentation monophasée du moteur asynchrone; les 2 autres phases étant en court-circuit.
- par une alimentation du moteur en inversant une phase.
- par alimentation du moteur par une tension assymétrique.

on citera le freinage subsynchrone réalisé par couplage de 2 moteurs sur le même arbre et développant des couples opposés. On notera toutefois les inconvénients du freinage subsynchrone qui sont : dans le cas de l'alimentation monophasée, bien que très répandue, la mauvaise utilisation de la machine monophasée par rapport à la machine triphasée, l'influence de la charge monophasée sur la symétrie de la tension du réseau triphasé et un mauvais facteur de puissance; dans le cas de l'alimentation du moteur par une tension asymétrique, le couple moteur utile diminue et les pertes supplémentaires augmentent. Il est intéressant de noter que le freinage d'un moteur à induction triphasé peut s'effectuer en plusieurs temps: d'abord par récupération, puis à contre-courant (ou par freinage dynamique). Si on néglige le temps de commutation des dispositifs d'entraînement, la durée du freinage en deux (ou plusieurs) temps est de beaucoup inférieure à celle du freinage en un temps grâce à l'augmentation du couple de freinage efficace qu'on aurait pu voir si on avait étudié le mode de variation du couple; d'autre part on ne considérera que le cas d'un couple résistant statique actif.

b. le freinage dynamique: La caractéristique mécanique du moteur asynchrone lors du freinage est représentée par le quadrant II de la figure III 2

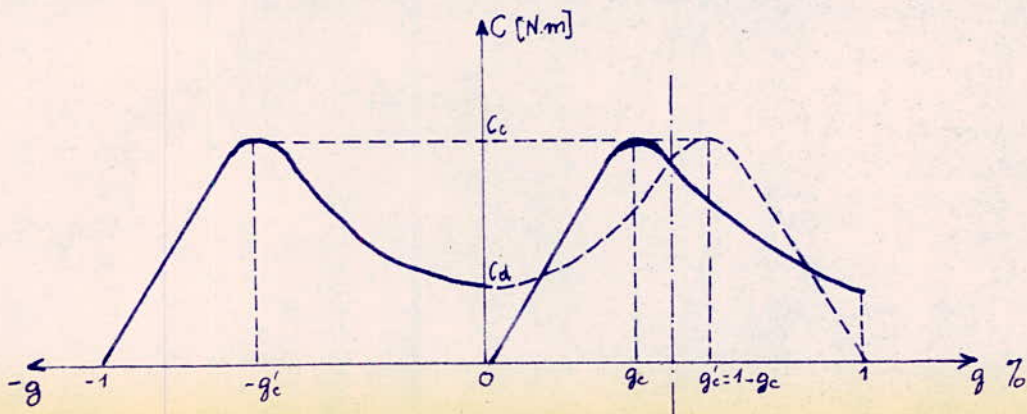


Fig III 2

Auquel cas la formule de KLOSS établie en régime moteur (quadrant I) n'est plus valable. Toutefois, en effectuant un changement de variable adéquat on passe dans le premier quadrant, en remplaçant dans la formule de KLOSS en vertu de la symétrie de la figure :

$c$  par  $-c$  ;  $g$  par  $1-g$  ; et  $g_c$  par  $1-g_c$

Il vient, le couple critique restant le même, en combinant avec l'équation du mouvement :

$$-C = \frac{-2C_c}{\frac{1-g}{1-g_c} + \frac{1-g_c}{1-g}} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_s = -J\Omega_0 \frac{dg}{dt} + C_s \quad (\text{III 7})$$

à faible glissement :  $g \ll g_c$  et  $1-g \gg 1-g_c$

l'expression (III 7) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} -\frac{2C_c}{1-g_c}(1-g) &= -J\Omega_0 \frac{dg}{dt} + C_s \\ -(1-g) + \frac{J\Omega_0}{2C_c} \cdot (1-g_c) \frac{dg}{dt} - \frac{C_s}{2C_c}(1-g_c) &= 0 \quad (\text{III 7}') \end{aligned}$$

En posant

$$\begin{cases} T_2 = \frac{J\Omega_0}{2C_c} (1-g_c) \\ 1-g_s = -\frac{C_s}{2C_c} (1-g_c) \end{cases}, \text{ il vient :}$$

$$-(1-g) + T_2 \frac{dg}{dt} + (1-g_s) = 0 \quad (\text{III 7}'')$$

Equation différentielle linéaire du 1<sup>er</sup> ordre dont la solution est :

$$g = 1 - e^{-t/T_2} + g_s \quad (\text{III 8})$$

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$  ,  $g_s = 0$

$$g = 1 - e^{-t/T_2} \quad (\text{III 8}')$$

Graphiquement, le mode de variation du glissement lors du freinage dynamique établi par les équations (III 8) et (III 8') est donné par la figure III 3.

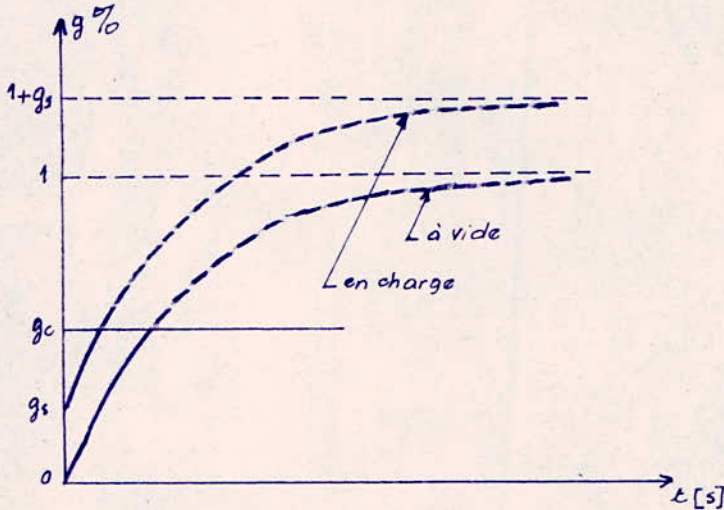


fig III 3

c. le freinage à contre-courant et le changement de sens de rotation.

L'inversion de phase lors du freinage à contre-courant accompagné du changement de sens de rotation se traduit pour la vitesse de synchronisme du moteur du changement de signe de  $\Omega_0$  à  $-\Omega_0$  lié au changement de signe de la fréquence d'alimentation ; le glissement passe alors de

$$g_s = \frac{\Omega_0 - \Omega_s}{\Omega_0} \quad \text{à} \quad g'_s = \frac{-\Omega_0 - \Omega_s}{-\Omega_0} = \frac{\Omega_0 + \Omega_s}{\Omega_0} > 1$$

l'équation (III 4) donne, suivant les conditions limites et sachant que la caractéristique mécanique d'un tel freinage se situe dans le quadrant I de la fig III 2

$$\left. \begin{array}{l} \text{pour } t=0 \quad g = g_s = C_1 + C_2 \\ t \text{ grand } \quad g = g'_s = C_2 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} C_1 = g_s - g'_s \\ C_2 = g'_s \end{array}$$

d'où

$$g = (g_s - g'_s) e^{-t/\tau_1} + g'_s \quad (\text{III 9})$$

Lors du freinage à vide et sous frottement :  $C_s = 0$  ,  $g_s = 0$  ,  $g'_s = 2$

$$g = 2(1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (\text{III 10})$$

Graphiquement, les équations (III 9) et (III 10) se traduisent par la figure III 4

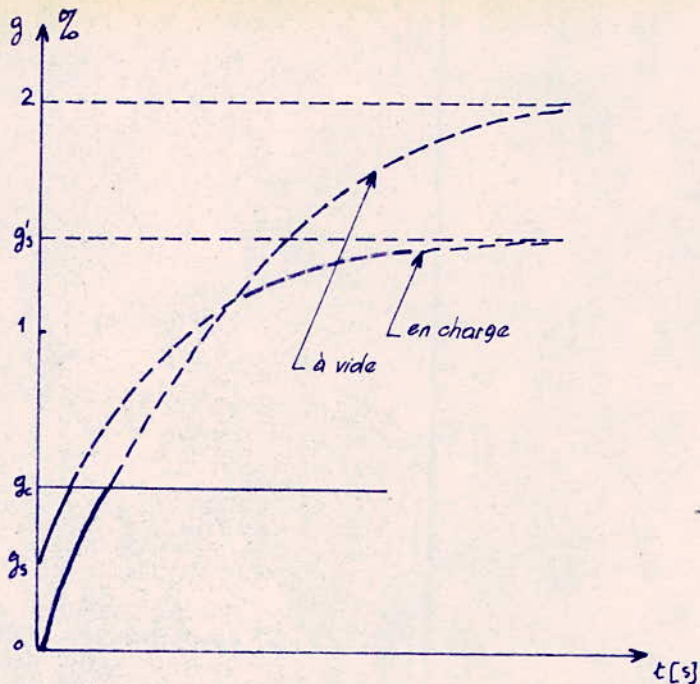


fig III 4

### III 3 ETUDE DES REGIMES TRANSITOIRES DANS LE CAS DE FORTS GLISSEMENTS

#### III 31 Démarrage

À forts glissements la formule de KLOSS (III 1) s'écrit en négligeant \$g\_c\$ devant \$g\$

$$C = 2C_c g_c \cdot \frac{1}{g} \quad (\text{III 11})$$

à qui on ajoute l'équation du mouvement, donnant ainsi :

$$C = C_s + J \frac{d\Omega}{dt} = 2C_c g_c \cdot \frac{1}{g} \quad \text{avec } \frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \frac{dg}{dt}$$

$$\frac{1}{g} + \frac{J\Omega_0}{2C_c g_c} \frac{dg}{dt} - \frac{C_s}{2C_c g_c} = 0 \quad (\text{III 12})$$

on pose

$$\begin{cases} \frac{J\Omega_0}{2C_c g_c} = T_3 \\ \frac{C_s}{2C_c g_c} = \frac{1}{g_s} \end{cases}$$

d'où l'expression (III 12) s'écrit :

$$\frac{1}{g} + T_3 \frac{dg}{dt} - \frac{1}{g_s} = 0 \quad (\text{III 13})$$

Equation différentielle linéaire du 1<sup>er</sup> ordre dont la solution sans second membre est :

$$t = -T_3 \frac{g^2}{2} + K \quad (\text{III 14})$$

d'où la solution générale :

$$g = \sqrt{\frac{2}{T_3} (K-t)} + g_s \quad (\text{III 15})$$

ou encore

$$t = K - \frac{T_3}{2} (g - g_s)^2 \quad (\text{III 16})$$

au démarrage, les conditions initiales sont :

$$t=0, \quad g=1, \quad \text{d'où} \quad K = \frac{T_3}{2} (1 - g_s^2)$$

l'expression (III 16) s'écrit alors :

$$t = \frac{T_3}{2} \left[ (1 - g_s^2)^2 - (g - g_s)^2 \right] \quad (\text{III 17})$$

c'est l'équation d'une parabole dont la concavité est tournée vers le bas et dont les axes principaux de symétrie se coupent au point :

$$t = t_s = \frac{T_3}{2} (1 - g_s^2) ; \quad g = g_s$$

quelques points particuliers :

$$t=0 ; \quad g=1$$

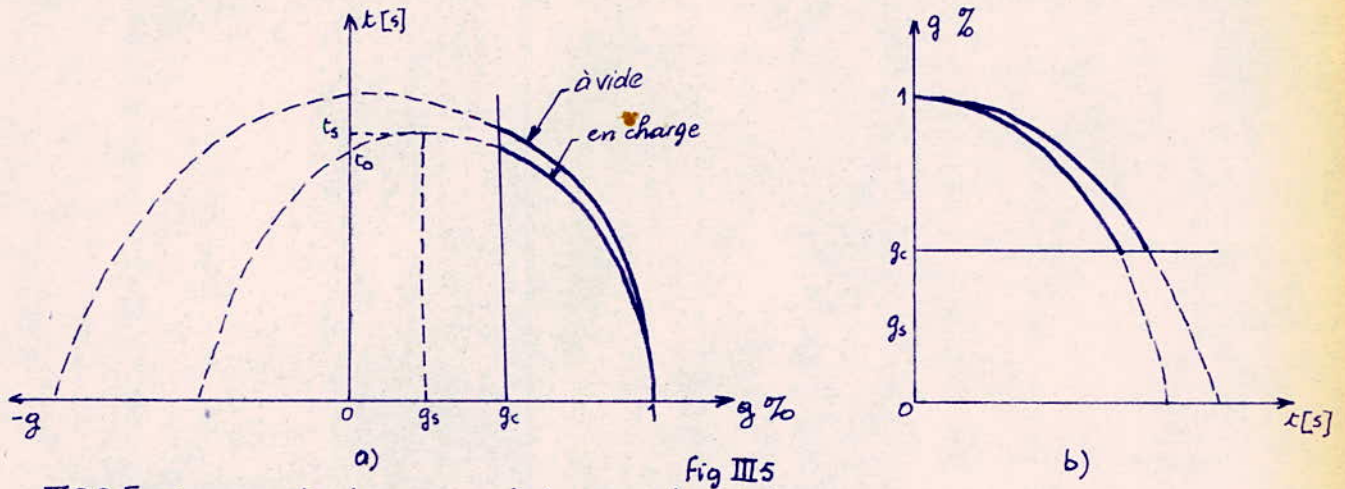
$$g=0 ; \quad t = t_0 = \frac{T_3}{2} \left[ (1 - g_s)^2 - g_s^2 \right]$$

lors du démarrage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$ ,  $g_s = 0$ , (III 17) s'écrit :

$$t = \frac{T_3}{2} (1 - g^2) \quad (\text{III 17'})$$

Graphiquement, aux équations (III 17) et (III 17') correspondent les figures

III 5 a et b.



III 32 Freinage et changement de sens de rotation

a. freinage dynamique

à forts glissements, on néglige  $g_c$  devant  $g$ , donc  $(1-g)$  devant  $(1-g_c)$ ; auquel cas, l'expression (III 7) s'écrit :

$$-\frac{1}{1-g} + \frac{J\omega_0}{2C_c(1-g_c)} \frac{dg}{dt} - \frac{C_s}{2C_c(1-g_c)} = 0 \quad (\text{III 18})$$

en posant :

$$\begin{cases} T_4 = \frac{J\omega_0}{2C_c} \cdot \frac{1}{(1-g_c)} \\ \frac{1}{1-g_s} = -\frac{C_s}{2C_c} \frac{1}{(1-g_c)} \end{cases} \text{, il vient, en résolvant l'équation différentielle linéaire du premier ordre :}$$

solution sans second membre :  $t = -2T_4[(g-1)^2 - 1] + K$  qu'on met sous la

$$\text{forme : } g = \sqrt{-\frac{1}{2T_4}(t-K)+1} + 1$$

la solution de l'équation, générale est :  $g = \sqrt{-\frac{1}{2T_4}(t-K)+1} + 1 + g_s$

ou encore

$$t = -2T_4[(g-1-g_s)^2 - 1] + K \quad (\text{III 18'})$$

les conditions initiales lors du freinage dynamique s'écrivent :  $t=0, g=g_s$

d'où  $K=0$

et

$$t = -2T_4 [(g-1-g_s)^2 - 1] = -2T_4 (g-g_s)(g-g_s-2) \quad (\text{III } 18'')$$

c'est l'équation d'une parabole dont la concavité est tournée vers le bas et les axes principaux de symétrie se coupant au point :

$$t = 2T_4, \quad g = 1+g_s$$

les points particuliers sont :

$g=0$	$t=t_0 = -2T_4 [(-1-g_s)^2 - 1] < 0$	car en régime normal, le glissement de charge est inférieur à 1 (régime moteur)
$g=g_s$	$t=t_s = 0$	
$g=g_c$	$t=t_c = -2T_4 [(g_c-g_s-1)^2 - 1]$	
$g=1$	$t=t_1 = -2T_4 (g_s^2 - 1)$	
$g=1+g_s$	$t=t_{(1+g_s)} = +2T_4$	
$g=2+g_s$	$t=t_{(2+g_s)} = 0$	

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $c_s=0, g_s=0$

$$t = -2T_4 g (g-2) \quad (\text{III } 18''')$$

Graphiquement, les équations (III 18'), (III 18''), et (III 18''') se traduisent par les courbes de la figure III 6 a et b.

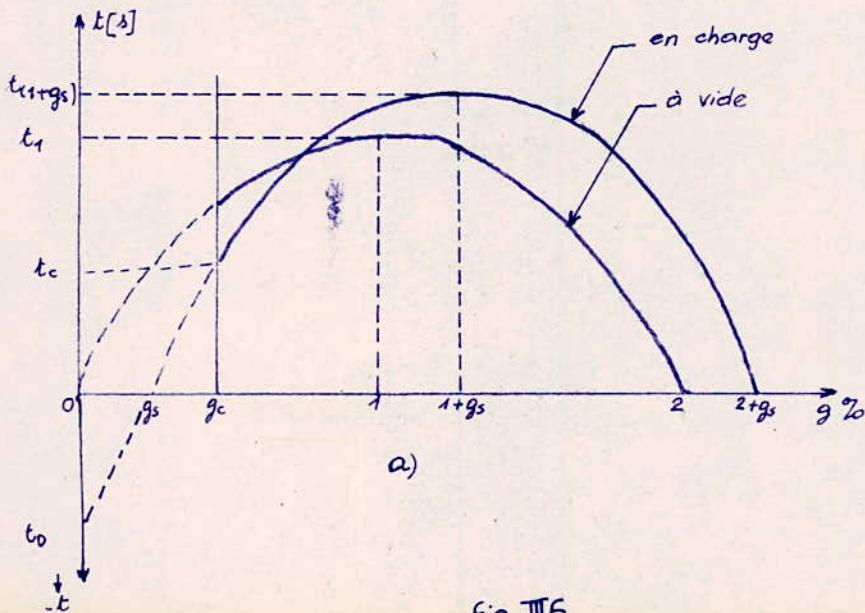
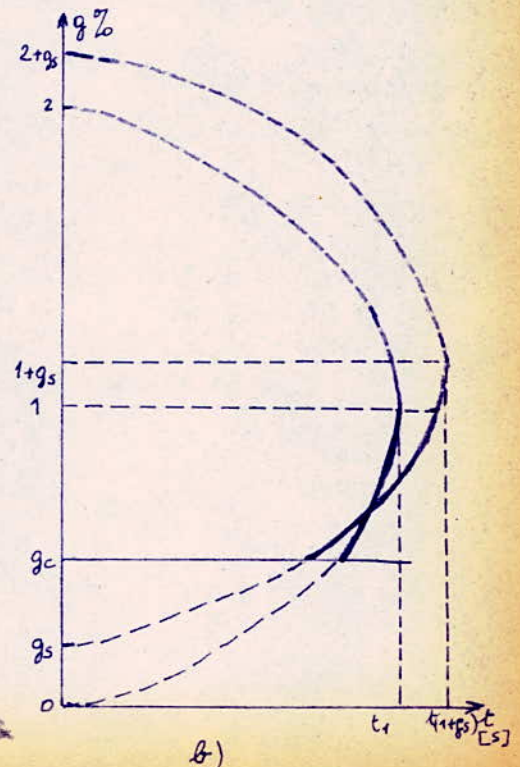


Fig III 6





b. freinage à contre-courant et changement de sens de rotation

Les conditions initiales lors du freinage à contre-courant et le changement de sens de rotation sont, si l'on tient compte que  $g_s$  devient  $g'_s$ , solution particulière de l'équation (III 13), (III 16) s'écrit :

$$t = K - \frac{T_3}{2} (g - g'_s)^2$$

pour  $t=0$   $g = g_s \Rightarrow K = \frac{T_3}{2} (g_s - g'_s)^2$

alors

$$t = \frac{T_3}{2} [(g_s - g'_s)^2 - (g - g'_s)^2] \quad (\text{III 19})$$

c'est une parabole dont la concavité est tournée vers le bas et dont les axes principaux de symétrie se coupent au point :

$$g = g'_s ; t = \frac{T_3}{2} (g_s - g'_s)^2$$

les points particuliers sont :

$$g=0, t=t_0 = \frac{T_3}{2} [(g_s - g'_s)^2 - g_s'^2] < 0 \quad \text{car } g_s < 1 \text{ et } g'_s > 1$$

$$g=g_c, t=t_c = 0$$

$$g=g_c, t=t_c = \frac{T_3}{2} [(g_s - g'_s)^2 - (g_c - g'_s)^2] > 0 \quad \text{car } g_c > g_s$$

$$g=1, t=t_1 = \frac{T_3}{2} [(g_s - g'_s)^2 - (1 - g'_s)^2] > 0$$

$$g=g'_s, t=t'_s = \frac{T_3}{2} [(g_s - g'_s)^2] > 0$$

$t'_s > t_1 > t_c$  compte tenu des considérations pratiques sur le glissement

Lors du freinage à vide et sans frottement :  $g_s = 0, g'_s = 2$

$$t = \frac{T_3}{2} [4 - (g-2)^2] \quad (\text{III 20})$$

Graphiquement, les équations (III 19) et (III 20) se traduisent par les courbes de la figure III 7 a et b.

La valeur des points particuliers lors du freinage à vide sont un à un supérieurs aux points correspondants en charge

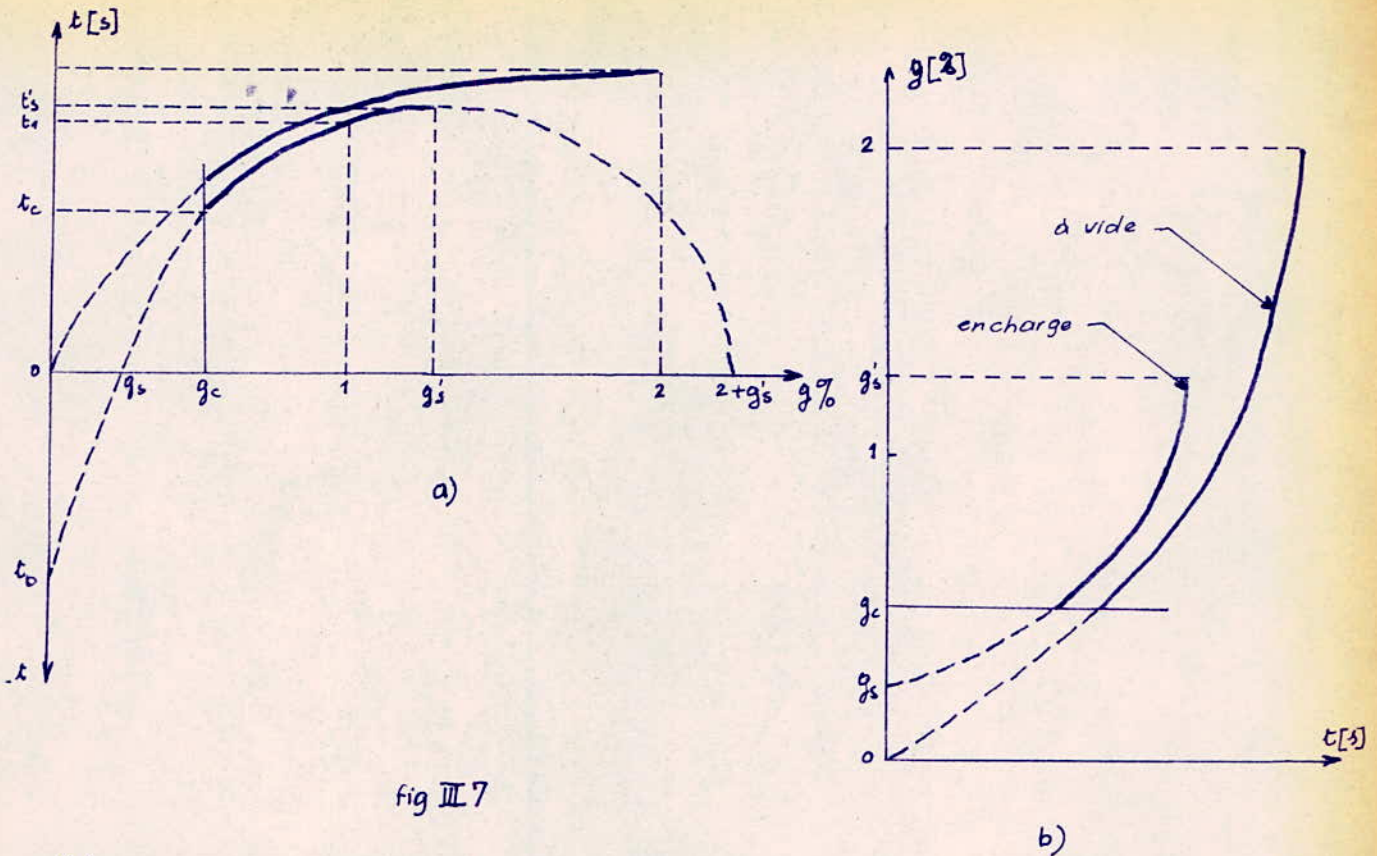


fig III 7

Nota

Jusqu'ici, l'étude analytique du mode de variation du glissement a été faite mathématiquement sans tenir compte des limites pratiques imposées aux paramètres  $g$  et  $t$ . Il est évident que ce choix est délibéré et volontaire et, ne se justifie que par la finalité de l'étude qui est la détermination de l'allure générale de la variation du glissement. Toutefois, les hypothèses fondamentales de fort et faible glissement se justifient dans la pratique, ainsi que le choix d'un glissement de charge  $g_s$  inférieur au glissement critique  $g_c$ .

#### III 4 DURÉE DES RÉGIMES TRANSITOIRES

Pour simplifier le problème, on considère que le système de commande est entraîné à vide et sans frottement (couple résistant nul); auquel cas, la formule de KLOSS, combinée à l'équation du mouvement donne:

$$C = J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{2C_c}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}} \quad (\text{III21})$$

en remarquant que  $\frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \frac{dg}{dt}$  il vient, après séparation des variables

$$2 \frac{dt}{\frac{J\Omega_0}{C_c}} = - \left[ \frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g} \right] dg \quad (\text{III22})$$

on pose

$\frac{J\Omega_0}{C_c} = T_M'$  appelée constante de temps électromécanique représentant le temps durant lequel le système de travail possédant un moment d'inertie  $J$  aurait passé sans charge de l'état immobile à la vitesse de synchronisme  $\Omega_0$  sous l'action d'un couple constant égal au couple critique  $C_c$ .

En intégrant (III22), il vient :

$$2 \frac{t}{T_M'} = - \left[ g_c \ln g + \frac{g^2}{2g_c} \right] + K \quad (\text{III23})$$

en tenant compte des conditions limites :

. au début du régime transitoire  $g = g_1$  pour  $t = 0$ ,  $K = g_c \ln g_1 + \frac{g_1^2}{2g_c}$  (III24)

. à la fin :  $g = g_2$ , il vient :

$$t = \frac{T_M'}{2} \left[ g_c \ln \frac{g_1}{g_2} + \frac{1}{2g_c} (g_1^2 - g_2^2) \right] \quad (\text{III25})$$

On a ainsi, connaissant  $g_1$  et  $g_2$ , c'est-à-dire les valeurs du glissement au début et à la fin du régime transitoire, la durée du régime en question.

On remarque toutefois que pour  $g_1 = 0$  ou  $g_2 = 0$ , cette durée est théoriquement infinie; pratiquement, on peut admettre que le processus transitoire est achevé (ou commence) selon qu'il s'agit d'un démarrage ou d'un freinage lorsque la valeur du glissement diffère de sa valeur permanente de 5% au maximum.

III 41 Démarrage

Le régime transitoire de démarrage depuis l'arrêt au synchronisme lors de la marche à vide donne les valeurs de glissements suivantes:  $g_1 = 1$  ;  $g_2 = 0$

Ce qui, transcrit dans l'équation (III 25) se traduit par une durée théoriquement infinie ; en admettant le démarrage achevé pour  $g_2 = 0,05$ , l'expression devient :

$$t_d = \frac{T_M'}{2} \left[ g_c \ln \frac{1}{0,05} + \frac{1 - (0,05)^2}{2g_c} \right] \quad (\text{III 26})$$

en négligeant  $(0,05)^2$  devant l'unité, on obtient en valeur relative :

$$\frac{t_d}{T_M'} = \frac{1}{4g_c} + 1,5g_c \quad (\text{III 26}')$$

par conséquent la valeur relative du temps de démarrage dépend de la valeur du glissement critique qui est proportionnelle à la résistance du circuit rotorique (d'après III 1'), et admet une valeur minimale :

$$\left( \frac{t_d}{T_M'} \right)_{\min} = 1,22 \quad \text{pour } g_c = 0,407 \quad (\text{III 27})$$

III 42 Freinage et changement de sens de rotation

a. freinage dynamique Lors de la marche à vide idéale (couple résistant nul) la formule de KLOSS en régime de freinage dynamique (relation (III 7)), combinée à l'équation du mouvement prend la forme :

$$\frac{2C_c}{\frac{1-g}{1-g_c} + \frac{1-g_c}{1-g}} = J \Omega_0 \frac{dg}{dt} \quad (\text{III 28})$$

en séparant les variables :

$$2 \frac{dt}{\frac{J \Omega_0}{C_c}} = \left[ \frac{1-g}{1-g_c} + \frac{1-g_c}{1-g} \right] dt \quad \text{avec } \frac{J \Omega_0}{C_c} = T_M'$$

$$dt = -\frac{T_H'}{2} \left[ \frac{1-g}{1-g_c} + \frac{1-g_c}{1-g} \right] d(1-g) \quad (\text{III } 28')$$

la durée du freinage dynamique est obtenue en intégrant cette équation entre  $g_1=0$  et  $g_2=0,95$  (correspondant à l'unité théoriquement)

$$t_{fd} = -\frac{T_H'}{2} \left[ \frac{(1-g)^2}{2(1-g_c)} + (1-g_c) \ln(1-g) \right]_0^{0,95} \quad (\text{III } 29)$$

$$t_{fd} = -\frac{T_H'}{2} \left[ \frac{(1-0,95)^2 - 1}{2(1-g_c)} + (1-g_c) \ln(1-0,95) \right]$$

$$t_{fd} = \frac{T_H'}{2} \left[ \frac{1 - (0,05)^2}{2(1-g_c)} + (1-g_c) \ln \frac{1}{0,05} \right]$$

en négligeant  $(0,05)^2$  devant l'unité, il vient :

$$t_{fd} = \frac{T_H'}{2} \left[ \frac{1}{2(1-g_c)} + (1-g_c) \ln \frac{1}{0,05} \right] \quad (\text{III } 29')$$

en valeur relative :  $\frac{t_{fd}}{T_H'} = \frac{1}{4(1-g_c)} + 1,5(1-g_c)$  (III 29'')

qui est minimale pour  $g_c = 0,593$  et est :

$$\left( \frac{t_{fd}}{T_H'} \right)_{\min} = 1,22$$

b. freinage à contre-courant et changement de sens de rotation. La durée du freinage à contre-courant lors de la marche à vide idéale jusqu'à l'arrêt

se fait pour les glissements :  $g_1 = 2$  et  $g_2 = 1$ .

L'expression (III 25) s'écrit alors :

$$t_{fcc} = \frac{T_H'}{2} \left[ g_c \ln 2 + \frac{3}{2g_c} \right] \quad (\text{III } 30)$$

en valeur relative  $\frac{t_{fcc}}{T_H'} = 0,345 g_c + \frac{0,75}{g_c}$  (III 30')

la durée du freinage à contre-courant présente une valeur minimale :

$$\frac{t_{fcc}}{T_H'} = 1,027 \quad \text{pour } g_c = 1,47 \quad (\text{III } 31)$$

### III5 REMARQUES - CONCLUSIONS

À ce stade de l'analyse, il est important de

faire les remarques suivantes :

- Premièrement, pour les faibles glissements, on constate graphiquement que le mode de variation du glissement en fonction du temps est le même que dans le moteur à courant continu shunt, dans le cas où on définit le glissement d'un tel moteur comme la variation relative de la vitesse qu'on note  $\delta$  tel que :

$$\delta = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \quad \text{où } \Omega \text{ est la vitesse de rotation du moteur à courant continu shunt ; } \Omega_0 \text{ sa vitesse lors de la marche à vide.}$$

On peut faire la même constatation si on considère les caractéristiques mécaniques du moteur à CC shunt et du moteur asynchrone triphasé pour  $g < g_c$ , dont l'écriture est donnée :

pour le moteur à CC shunt, par les relations (II7) et (II8) qui deviennent :

$$C = e^2 \left( \frac{\Omega_0}{R} - \Omega \right) \quad (\text{III32})$$

pour le moteur asynchrone triphasé par la formule de KLOSS où on néglige  $g$  devant  $g_c$

$$C = \frac{2C_c}{g_c} g = \frac{2C_c}{\Omega_0 g_c} (\Omega_0 - \Omega) \quad (\text{III33})$$

cette dernière expression représente la partie linéaire de la caractéristique mécanique naturelle (fig III2) d'un moteur asynchrone triphasé.

Cette importante remarque nous permet de conclure que, d'une façon générale et quelque soit le régime transitoire considéré, pour les faibles glissements (on reviendra plus bas sur la limite qui, en réalité, n'est pas le glissement critique) dans un système d'entraînement électrique, le moteur asynchrone se comporte comme un moteur à courant-courant shunt,

qu'ainsi, toutes les conclusions concernant les modes de variation de vitesse (ou du glissement), du couple développé sur l'arbre du moteur, du courant et de la durée des régimes transitoires restent valables dans le moteur asynchrone triphasé pour la dite gamme de glissements. Ceci compte tenu du fait qu'on peut écrire (supposer) que le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant rotorique.

Deuxièmement, la limite entre les faibles et les forts glissements, qui n'est autre que la limite de linéarité de la caractéristique mécanique du moteur à induction, n'est pas, en pratique, le glissement critique  $g_c$ .

Ceci,

d'une part, il serait faux de conclure que c'est le glissement critique car tous nos raisonnements ont été déduits de la formule de KLOSS, qui est doublement approchée du fait de son établissement et de son inexactitude en régime dynamique (on reviendra plus tard sur ce second aspect).

d'autre part, elle n'existe pas, car la caractéristique mécanique réelle du moteur n'est pas linéaire pour les faibles glissements.

Néanmoins, en se fixant une marge d'erreur nous permettant d'assimiler cette partie de la caractéristique mécanique réelle, qui est une courbe, à une droite, on peut admettre avec une bonne approximation que la caractéristique est linéaire jusqu'à  $g = g'_c = 0,9g_c$ .

Les importantes remarques faites, on peut donner le mode de variation du glissement en fonction du temps en groupant les deux cas : faibles et forts glissements. On aura ainsi une courbe finale qui, toute proportion gardée, n'a pour but que de donner l'allure générale de la variation de la vitesse

et justifier ainsi la forme des courbes qu'on peut obtenir, pratiquement, à l'aide d'un dispositif automatique indicateur qu'on fixe sur l'arbre du moteur en mouvement de rotation, lors des régimes transitoires.

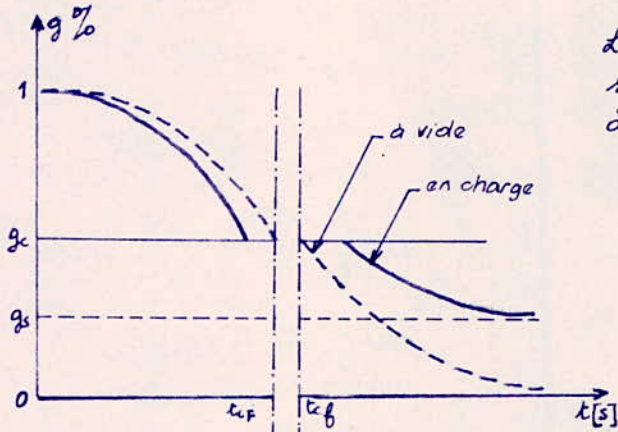


fig III 8: Démarrage

Le rattachement des courbes au démarrage se fait au point  $g = g_c$  et  $t = t_c$ ; ce dernier, à vide, a les valeurs suivantes:

à faibles glissements, (III 6) donne:

$$t_c = t_{cf} = T_1 \ln \frac{1}{g_c}$$

à forts glissements, (III 17) donne:

$$t_c = t_{cf} = \frac{T_3}{2} \ln (1 - g_c^2)$$

d'où  $\frac{t_{cb}}{t_{cf}} = \frac{-\frac{2}{g_c} \ln g_c}{g_c^2 (1 - g_c^2)} \approx 6$  pour notre cas de figure où  $g_c \approx 0,5$ .

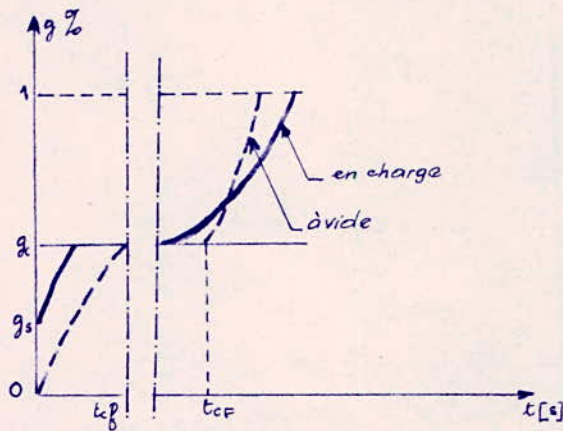


fig III 9: Freinage dynamique

Le rattachement des courbes lors du freinage dynamique se fait au point  $g_c$  et  $t_c$  tel que, à vide, on a:

à faibles glissements, (III B') donne:

$$t_{cf} = T_2 \ln (1 - g_c)$$

à forts glissements, (III 18''') donne:

$$t_{cf} = -2T_4 \ln g_c (g_c - 2)$$

d'où le rapport  $\frac{t_{cb}}{t_{cf}} = \frac{\ln (1 - g_c)}{\ln g_c (g_c - 2)} \cdot \frac{-(1 - g_c)^2}{2} \approx \frac{1}{3}$  pour  $g_c \approx 0,5$

Le rattachement des courbes lors du freinage à contre-courant et du changement de sens de rotation se fait:

pour  $g_c = g$ ,  $t = t_c$  suivant qu'on soit:

à faibles glissements,  $t_{cf} = T_1 \ln \frac{2}{2 - g_c}$  d'après la relation (III 10)

à forts glissements,  $t_{cf} = \frac{T_3}{2} [4 - (g_c - 2)^2]$  d'après la relation (III 20)

d'où le rapport  $\frac{t_{cb}}{t_{cf}} = 2g_c^2 \frac{\ln \frac{2}{2 - g_c}}{4 - (g_c - 2)^2} \approx 0,1$  pour  $g_c \approx 0,5$



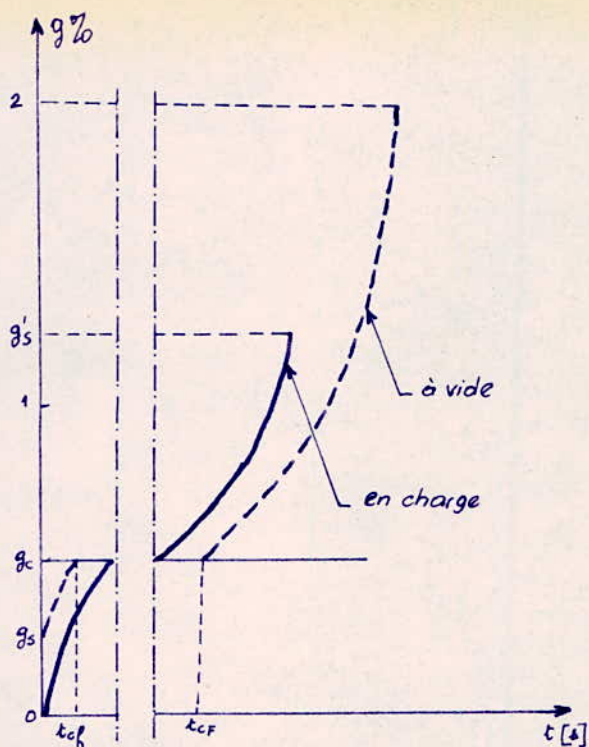


Fig III 10: Freinage à contre-courant et changement de sens de rotation

En guise de conclusion sur cette étude sommaire des régimes transitoires des moteurs asynchrones, nous noterons l'importante remarque de Mr Tchilikine sur l'influence des phénomènes électromagnétiques dans les systèmes d'entraînement électrique à moteur asynchrone. Il écrit en substance :

" L'analyse des processus transitoires dans les systèmes de commande à moteur asynchrone (a été réalisée dans l'hypothèse où on néglige les phénomènes électromagnétiques) \* en se servant de caractéristiques statiques. On supposait qu'à chaque valeur de la vitesse correspondait une intensité de courant bien déterminée définie par les paramètres de bobinages, la grandeur et la fréquence de la tension appliquée aux bornes du moteur. Il en découlait qu'au moment du branchement du moteur sur le réseau, ces bobinages étaient instantanément parcourus par des courants déclenchant aussitôt un couple

\* le contenu de la parenthèse n'est pas de l'auteur cité

électromagnétique, (ces grandeurs sont facilement calculables).\*

Cette approche de l'analyse des régimes transitoires est simplifiée car elle néglige le processus transitoire électromagnétique.

La machine asynchrone est un système complexe de circuits statoriques et rotoriques couplés magnétiquement entre eux, l'inductance mutuelle des paires distinctes de circuits variant avec la rotation du rotor. Lorsque cet ensemble complexe est branché sur le réseau alternatif, dans ses circuits apparaissent des courants transitoires qui peuvent différer essentiellement de leurs valeurs permanentes (établies par la courbe  $s$  de la figure III.11)\*

Si maintenant sur la base de la caractéristique mécanique statique du moteur on se représente le processus de démarrage, le graphique de la variation de la vitesse et du couple dans le temps sera analogue à celui donné sur la figure III.12a.

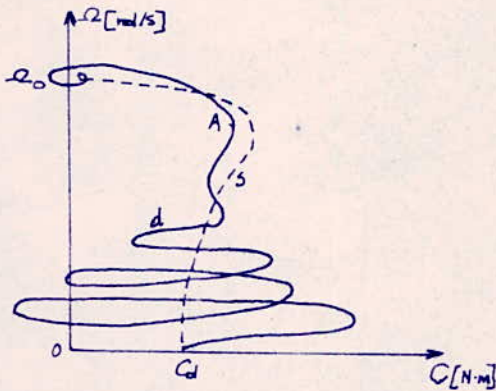
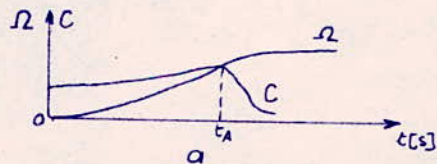
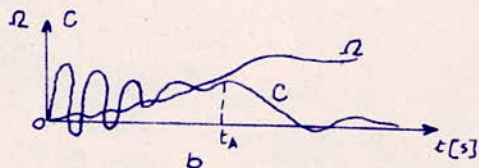


Fig III.11



sans tenir compte des processus électromagnétiques



avec intervention des processus électromagnétiques

Fig III.12

Toutefois, ces courbes ne répondent à la dynamique réelle des variables dans le régime transitoire car pour la vitesse de rotation donnée les courants transitoires diffèrent des valeurs permanentes correspondantes. Ainsi le couple électro-

\* le contenu des parenthèses n'est pas de l'auteur cité

- magnétique du moteur en régime transitoire diffère-t-il de sa valeur permanente. La figure 12b montre les graphiques de variation du couple et de la vitesse du moteur au démarrage tenant compte des processus électromagnétiques transitoires. Si l'on établit, au moyen des graphiques de la figure III 12.6 la caractéristique mécanique  $\Omega = f(C)$ , elle se présentera sur la figure III 11 sous forme de la courbe d dite caractéristique mécanique dynamique.

Contrairement à la caractéristique mécanique statique, la caractéristique dynamique est déterminée non seulement par les paramètres de bobinage du moteur mais aussi par ceux de l'ensemble de commande (moment d'inertie, couple statique) et la nature du processus transitoire (démarrage, freinage, etc...). La modification de ces derniers entraîne celle du caractère des courants transitoires et par conséquent des couples transitoires, ce qui détermine le changement de la caractéristique mécanique dynamique.

Une étude détaillée des processus électromagnétiques transitoires au démarrage sous pleine tension que dans la pratique ceux-ci sont complètement amortis avant que le moteur n'atteigne la vitesse répondant au glissement critique sur la caractéristique mécanique statique... L'amplitude des oscillations est d'autant faible et leur amortissement plus rapide que la partie de la caractéristique mécanique statique est moins rigide et le moment d'inertie plus grand.

En résumé, l'analyse au démarrage des processus électromagnétiques transitoires du moteur asynchrone montre qu'au début le couple est déterminé par des courants transitoires conditionnés essentiellement par les opérations de commutation, quant à la phase finale du processus transitoire, la

fonction  $C = f(t)$  est déterminée par le rapport de l'inertie mécanique du rotor (moment d'inertie du rotor) à l'inertie électromagnétique liée à l'inductance des enroulements de la machine asynchrone.

Ainsi, l'étude des processus électromagnétiques dans le moteur à induction présente un intérêt théorique et pratique; car, comme nous l'avons souligné plus haut, la négligence de ces effets déforme la vraie nature des processus transitoires ayant lieu dans la commande électrique à moteur asynchrone. Des études ont montré que la valeur maximale du couple transitoire peut de beaucoup dépasser le couple nominal du moteur: de 2 à 4 fois au démarrage, de 8 à 15 fois à l'inversion.

On doit en tenir compte au cours d'études de commande électrique en exploitation.

### III 6 TABLEAU RECAPITULATIF

voir page suivante: tableau II

Type rég. / Trans.	Faible glissement $g < g_c$	Fort glissement $g > g_c$	En valeur relative $\tau$	Valeur relative minimale $\tau_{min}$	(cas d'un couple résistant statique actif)
Démarrage	en charge	$g = (1 - g_c) e^{-t/T_1} + g_s$ $T_1 = \frac{J \Omega_0}{2C} g_c$	$t = \frac{T_3}{2} [(1 - g_s)^2 - (g - g_s)^2]$ $T_3 = \frac{J \Omega_0}{2C} g_c$		
	à vide	$g = e^{-t/T_1}$	$t = \frac{T_3}{2} (1 - g^2)$	$\tau_d = \frac{t_d}{T_3} = \frac{1}{4g_c} + 1,5g_c$ $T_3 = \frac{J \Omega_0}{C}$	
Freinage dynamique	en charge	$g = 1 - e^{-t/T_2} + g_s$ $T_2 = \frac{J \Omega_0}{2C} (1 - g_c)$	$t = -2T_4 (g - g_s) (g - g_s - 2)$ $T_4 = \frac{J \Omega_0}{2C_0} \frac{1}{(1 - g_c)}$		
	à vide	$g = 1 - e^{-t/T_2}$	$t = -2T_4 g (g - 2)$	$\tau_{fd} = \frac{t_{fd}}{T_3} = \frac{1}{4(1 - g_c)} + 1,5(1 - g_c)$	
Freinage à contre-courant et change de sens de rotation	en charge	$g = (g_s - g_s') e^{-t/T_1} + g_s'$	$t = \frac{T_3}{2} [(g_s - g_s')^2 - (g - g_s')^2]$		
	à vide	$g = 2(1 - e^{-t/T_1})$	$t = \frac{T_3}{2} [4 - (g - 2)^2]$	$\tau_{fcc} = \frac{t_{fcc}}{T_3} = \frac{0,75}{g_c} + 0,345g_c$	

Tableau II

# chapitre IV INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PERTES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

## IV1 NOTIONS PRINCIPALES

### IV11 Définitions

D'une façon générale les pertes apparaissent lors d'un processus de transformation de l'énergie d'une forme à une autre (électrique en mécanique dans notre cas) sous forme de puissance. Une partie importante de ces pertes est constituée par la chaleur.

Dans une machine électrique, on peut les classer en deux catégories :

a. les pertes constantes: On désigne sous cette appellation toutes les pertes liées aux grandeurs physiques :

- flux magnétique (implicitement, induction magnétique)
- fréquence d'alimentation, tension d'alimentation
- vitesse de rotation de la machine.

Ces grandeurs sont constantes durant le régime permanent de fonctionnement, quelque soit la charge.

Les pertes constantes peuvent se répartir comme suit :

- les pertes mécaniques, qui comprennent :
  - . les pertes par frottement aux paliers
  - . les pertes par frottement aux balais (bagues et collecteurs)
- les pertes dans le fer, qui comprennent :
  - . les pertes par hystérésis
  - . les pertes par courant de Foucault
- les pertes par chute de tensions aux contacts des balais

b. Les pertes variables: Ce sont les pertes liées à la grandeur physique densité de courant électrique (implicitement, courant électrique). Les grandeurs varient avec la charge en régime permanent.

Ces pertes sont localisées dans le "cuivre" (enroulements) de la machine.

c. Remarques: Dans la littérature technique, on rencontre d'autres types de classification dont :

- celle, liée à la localisation des pertes, en :

- pertes mécaniques, pertes dans le fer, pertes dans le cuivre et au contact des balais

- celle, liée à la nature physique des pertes, en :

- pertes à fréquence fondamentale et pertes à fréquence harmonique.

- celle, liée à l'importance quantitative des pertes, en :

- pertes normales et pertes supplémentaires (ou parasites)

Le choix de notre classification se justifie par la nature même de notre thèse.

Une autre remarque s'impose quant à la définition de la charge d'une machine électrique, qu'il faut nécessairement différencier de la charge d'un système d'entraînement électrique. On désigne par charge d'une machine électrique, la résistance du circuit rotorique (résistance propre de l'enroulement, plus la résistance additionnelle)

### III.12 Les pertes variables

On a ainsi défini les pertes variables dans les moteurs d'entraînement comme liés au courant électrique circulant dans les enroulements du moteur ; l'origine et la nature

physique sont :

a. Les pertes principales : dues à l'effet Joule dans les enroulements, qui est la résistance qu'oppose le conducteur au passage du courant électrique qui se traduit par l'échauffement du conducteur. Ce sont les pertes les plus importantes.

b. Les pertes supplémentaires :

- à vide, elles sont dues aux courants de Foucault qui apparaissent par suite d'une répartition non uniforme du champ magnétique principal dans l'encoche qui induit un champ électrique et se traduit par une augmentation de la résistance. Ces pertes ne dépendent pas de la charge.

- en charge, il y'a :

. celles dues à l'effet pelliculaire (dit encore Kelvin) par suite d'une répartition non uniforme de la densité de courant suivant la section d'un conducteur, augmentant ainsi sa résistance.

. celles dues à l'effet Field qui augmente la résistance du conducteur par suite de l'influence du flux de fuite transversal à l'encoche et qui crée des courants de Foucault dans la masse de cuivre.

. celles relatives à chaque machine :

pour le moteur à courant continu shunt, on notera les pertes supplémentaires qui apparaissent lors de la commutation.

pour le moteur à induction triphasé, celles dues aux harmoniques supérieurs du courant.



## IV2 IMPORTANCE DU PROBLÈME

Dans les machines électriques, les pertes sont relativement faibles. Pour avoir une idée, dans les machines à courant continu de moyenne et de grande puissance, elles représentent 4 à 10% de la puissance fournie.

Néanmoins, vu la quantité considérable d'énergie transformée dans les systèmes de commande électrique, la question des pertes joue actuellement un très grand rôle, car chaque pour cent des pertes correspond en valeur absolue à de très grandes quantités d'énergie non utilisées.

D'autre part, vu que les pertes sont transformées en chaleur, elles échauffent le moteur, or l'utilisation du moteur d'entraînement dans des conditions optimales est un des problèmes les plus importants dans la construction et l'exploitation des systèmes de commande électrique dont voici quelques traits :

- La puissance du moteur doit être déterminée de manière telle qu'il fonctionne autant que possible à la température maximale admissible par la classe d'isolation utilisée dans la construction du moteur en question

- La surélévation de la température par rapport à la température admissible, même dans un seul organe du moteur peut conduire à la détérioration de l'isolament ou, dans le meilleur cas, à la diminution de la durée de vie de la machine due au vieillissement rapide de l'isolament.

- Le fonctionnement du moteur à une température plus petite que

celle admissible par sa classe d'isolation conduit à une sous-utilisation du moteur, à l'augmentation du prix de revient de l'installation, à l'abaissement du rendement ; dans le cas du moteur à induction triphasé le facteur de puissance diminue.

Il est à noter que l'échauffement des machines électriques, leur puissance, sont rapportés à la température du milieu ambiant, qui est normalisée en fonction des conditions climatiques.

Nous voyons que l'importance du problème de l'étude <sup>des</sup> pertes dans les machines électriques qui entre dans le cadre de l'étude de :

- la fiabilité du système moteur - machine de travail, liée à l'échauffement qui risque de diminuer la durée de vie du moteur.
- la productivité du système qui se traduit par le souci d'utiliser le moteur de façon optimale de point de vue rendement.

# LES PERTES VARIABLES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

## V1 LE CALCUL DES PERTES VARIABLES

En régime permanent de fonction.

- nement, les pertes principales Joule dans un conducteur (ou dans un enroulement) d'une machine électrique sont données sous forme de puissance par la relation:

$$P_J = RI^2, [W] \quad (V1)$$

où,

$R$  est la résistance du conducteur (ou de l'enroulement) en ohm  $[\Omega]$

$I$  le courant la (le) parcourant, en Ampère  $[A]$

Pour avoir l'expression des pertes variables, on doit tenir compte en plus des pertes supplémentaires qu'on admet, à charge variable, proportionnelles au carré du courant.

On affecte ainsi, l'expression (V1) des pertes principales Joule, d'un coefficient  $K_S$ , supérieur à l'unité, qui représente l'accroissement de la résistance par suite des pertes supplémentaires.

$$P_0 = K_S P_J = K_S RI^2 \quad (V2)$$

Le calcul du coefficient  $K_S$  est compliqué; basé sur les équations de Maxwell, il a été donné par l'Américain Field, puis repris par Emde, Rogowski, et Dreyfus.

Toutefois le calcul précis des pertes supplémentaires restent impossible. Dans la pratique, on admet:

- pour les machines à courant continu sans enroulement de compensation à charge nominale, les pertes supplémentaires sont égales à 1% de la puissance, pour les machines compensées, ces pertes représentent 0,5% de la puissance.

- pour les machines à induction triphasé, dans le cas d'une charge nominale, les pertes supplémentaires sont égales à 0,5% de la puissance.

Pour la simplicité des calculs, dans ce qui va suivre, on assimilera les pertes variables aux pertes principales Joule sans perdre de vue, leur différence spécifique: les pertes supplémentaires. Cette hypothèse se justifie d'autant plus que les pertes Joule représentent, pour la grande majorité, les pertes variables. Toutefois, pour tenir compte des pertes supplémentaires, il suffit de multiplier la relation (IV.1) par le coefficient correcteur  $K_s$ .

Par ailleurs, comme nous l'avons indiqué dans l'introduction de la première partie, on examinera que le cas du moteur à courant continu shunt et du moteur à induction triphasé; on donnera l'expression des pertes variables, en régime permanent sous forme de puissance et en régime dynamique sous forme d'énergie.

## VI.2 LES PERTES VARIABLES DANS LES MOTEURS A CC SHUNT

Les pertes

variables dans les moteurs à courant continu shunt apparaissent dans les circuits d'induit et d'excitation.

Si,

$R$  est la résistance du circuit d'induit

$I$  le courant circulant dans l'induit

$R'$  la résistance du circuit d'excitation (propre de l'enroulement et additionnelle)

$I_e$  le courant d'excitation,  $U_e$  la tension

Alors, les pertes variables globales sont, sous forme de puissance :

$$P_v = RI^2 + U_e I_e \quad (\text{V3})$$

avec  $U_e = R' I_e = RI$

l'expression (V3) s'écrit encore :

$$P_v = RI^2 + \frac{R'}{R} I^2 = \left(1 + \frac{R'}{R}\right) RI^2 = K_e RI^2 \quad (\text{V4})$$

où

$$K_e = 1 + \frac{R'}{R}$$

comme  $R \ll R'$ ,  $\Rightarrow K_e \approx 1$  et  $P_v = RI^2$  (V4')

On calculera ainsi les pertes variables dans les moteurs à courant continu sans tenir compte des pertes d'excitation

En régime dynamique, l'énergie des pertes variables est :

$$dA_v = R i^2 dt \quad (\text{V5})$$

L'énergie des pertes variables réelles, en tenant compte des pertes supplémentaires et des pertes d'excitation, est :

$$dA_v = K_s K_e R i^2 dt \quad (\text{V6})$$

$K_s, K_e$  sont constantes.

### V3 LES PERTES VARIABLES DANS LES MOTEURS A INDUCTION TRIPHASE

Les

perdes variables dans les circuits statorique et rotorique d'un moteur à induction triphasé, données sous forme de puissance en régime permanent, sont :

$$P_{\sigma} = 3(R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2) \quad (\text{V7})$$

la loi de conservation du flux nous donne, en grandeur vectorielle et en courant :

$$\vec{I}_0 = \vec{I}_1 + \vec{I}'_2 \quad (\text{V8})$$

qui s'écrit :  $I_1^2 = I_2'^2 + I_0^2 - 2\vec{I}'_2 \cdot \vec{I}_0 \quad (\text{V9})$

Comme, en général, le déphasage  $(\vec{I}_0, \vec{I}'_2)$  est grand, du fait que :

- le courant magnétisant est pratiquement en phase avec le flux principal.
- la réactance par phase du rotor étant supérieure à sa résistance par phase ; le courant rotorique est ainsi très décalé par rapport au flux principal,

le produit scalaire  $\vec{I}'_2 \cdot \vec{I}_0$  est ainsi négligeable dans l'équation (V9)

d'où  $I_1^2 = I_2'^2 + I_0^2 \quad (\text{V9}')$

et

$$P_{\sigma} = 3I_2'^2 (R_1 + R_2) + 3R_1 I_0^2 \quad (\text{V10})$$

Du fait que le courant magnétisant est lié au flux principal qui est constant en régime permanent à charge variable, les pertes Joule qu'il engendre dans le stator sont donc constantes ; on les note  $P_{\sigma 0}$  telles que :

$$P_{\sigma 0} = 3R_1 I_0^2$$

On peut les déterminer par un essai à vide : on alimente la machine, le rotor étant ouvert est immobile. La puissance absorbée servira à compenser les pertes dans le cuivre du stator dues au courant

magnétisant et les pertes fer dans le stator et le rotor.

$$p_{10}, \text{ alors : } P_{10} = 3R_1 I_0^2 + p_{f1} + p_{f2} \quad (\text{V11})$$

connaissant  $p_{f1}$  et  $p_{f2}$ , on déduit  $P_{10}$

ou encore, on détermine la composante active du courant magnétisant  $I_{0a}$

$$I_{0a} = \frac{P_{10}}{3U_1} \quad (\text{V12})$$

Comme le courant magnétisant est en phase avec le flux principal, la composante réactive de ce courant est négligeable; alors :

$$P_{10} \simeq 3RI_{0a}^2$$

à charge variable, les pertes variables aux pertes dues au courant magnétisant près, sont :

$$P_V = 3I_2'^2 (R_1 + R_2') \quad (\text{V13})$$

cette écriture se justifie d'autant plus que les pertes Joule dues au courant magnétisant sont faibles; pour en tenir compte, on peut les rajouter à la fin des calculs.

En régime dynamique, l'énergie des pertes variables dans les moteurs à induction triphasé est :

$$dA_V = 3 i_2'^2 (R_1 + R_2') dt \quad (\text{V14})$$

L'énergie des pertes variables réelles, en tenant compte des pertes supplémentaires et des pertes Joule dues au courant magnétisant, est :

$$dA_V = 3K_s' (R_1 + R_2') i_2'^2 dt + P_{10} dt \quad (\text{V15})$$

$K_s'$ ,  $P_{10}$  sont constantes.

# chapitre VII INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PERTES VARIABLES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES DURANT LES RÉGIMES TRANSITOIRES

## VII1 REMARQUES PRÉLIMINAIRES

Durant les régimes transitoires des systèmes de commande électrique, tous les paramètres physiques du moteur d'entraînement varient: aussi bien le flux magnétique dans l'entrefer, implicitement l'induction magnétique, que la densité de courant électrique (et le courant lui-même), que la vitesse de rotation et le couple développé sur l'arbre du moteur. Toutes ces variations sont liées à la nature même du régime transitoire et se traduisent énergétiquement par la variation des puissances absorbée, transmise et fournie et par conséquent, par la variation des pertes dans les moteurs d'entraînement: aussi bien les pertes constantes que les pertes variables.

L'objet de notre projet est d'étudier uniquement la variation des pertes variables définies au chapitre précédent.

## VII2 IMPORTANCE DU PROBLÈME

L'importance de l'étude des pertes variables dans les machines électriques durant les régimes transitoires des systèmes de commande résulte de l'importance commune des études des régimes transitoires et des pertes en général.

On a vu dans les chapitres précédents que cette importance venait du souci d'assurer un bon fonctionnement et d'augmenter la productivité du système de commande.



ces deux raisons principales : la fiabilité et la productivité du système ne font qu'une si l'on tient compte de leur lien de causalité qui fait qu'un système ne peut être productif que s'il est fiable.

Pour souligner ce trait commun entre les deux études : celle des régimes transitoires et celle des pertes, faisons un parallèle entre elles :

- Dans l'optique de l'étude des régimes transitoires, pour assurer un bon fonctionnement et une longue durée de vie de la machine, il faut réduire la durée des régimes transitoires, la machine étant calculée pour un régime nominal. La réduction de cette durée qui, dans la plupart des cas, est un temps non productif, permet une augmentation de la productivité.

- Dans l'optique de l'étude des pertes, pour assurer un bon fonctionnement et une longue durée de vie de la machine, il faut réduire l'échauffement, le moteur étant calculé pour une température nominale. La réduction de l'échauffement, donc des pertes, se traduit par un gain d'énergie disponible pouvant assurer un accroissement de la productivité.

Il est à présent temps de souligner le lien organique entre les régimes transitoires et les pertes dans les machines électriques. Celles-ci sont calculées et construites pour un régime fonctionnement et un seul, optimal : c'est le régime nominal durant lequel les pertes sont minimales. Il est évident que tout autre régime (transitoire entre autres) engendre des pertes supérieures : si ce n'est pas des pertes d'énergie dans la machine, ce sera des pertes de rendement.

d'où l'importance considérable de l'étude des pertes dans les machines électriques durant les régimes transitoires.

La spécification et la particularisation de l'étude aux pertes variables se justifie par la simple raison que, d'une part, celles-ci représentent une partie importante des pertes dans les machines électriques et d'autre part, par l'impossibilité de traduire analytiquement les pertes constantes (certaines du moins) dont la seule possibilité de les déterminer est l'expérience.

## chapitre VII DETERMINATION DES PERTES VARIABLES DANS LES MOTEURS A COURANT CONTINU SHUNT

à chaque instant, l'énergie des pertes variables dans un moteur à courant continu shunt est donnée par la relation (V5) :

$$dA = Ri^2 dt \quad (\text{V5})$$

L'équation d'équilibre électrique du moteur (II1) étant :

$$U = e + Ri \quad (\text{II1})$$

Pour faire apparaître les pertes variables durant le régime transitoire qui dure de  $t_1$  à  $t_2$ , on multiplie la relation (II1) par  $i dt$  et on l'intègre entre les instants  $t_1$  et  $t_2$  :

$$\int_{t_1}^{t_2} U i dt = \int_{t_1}^{t_2} e i dt + \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt \quad (\text{VII1})$$

d'un point de vue physique,

$\int_{t_1}^{t_2} U i dt$  représente l'énergie absorbée dans le circuit d'induit du moteur pendant le régime transitoire qui dure de  $t_1$  à  $t_2$ .

$\int_{t_1}^{t_2} e i dt$  représentera l'énergie fournie à l'arbre du moteur dans le même intervalle de temps, aux pertes constantes près.

L'énergie des pertes variables étant :

$$A = \int_{t_1}^{t_2} dA = \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt = \int_{t_1}^{t_2} (U - e) i dt \quad (\text{VII2})$$

comme  $U = c \Omega_0$  ;  $e = c \Omega$  , (VII2) s'écrit alors :

$$A = \int_{t_1}^{t_2} c(\Omega_0 - \Omega) i dt = \int_{t_1}^{t_2} C(\Omega_0 - \Omega) dt \quad (\text{VII3})$$

en remarquant que  $C = ci$

En remplaçant  $C$  par son expression de l'équation du mouvement (I3), on aboutit finalement à l'égalité :

$$A = \int_{t_1}^{t_2} C_s (\Omega_0 - \Omega) dt + J \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} (\Omega_0 - \Omega) d\Omega \quad (\text{VII 4})$$

$\Omega_1, \Omega_2$  étant les valeurs de la vitesse angulaire correspondant aux temps initial  $t_1$  et final  $t_2$ , le processus transitoire ayant lieu dans l'intervalle  $t_2 - t_1$ .

Comme on a supposé le couple résistant statique constant, on peut écrire :

$$A = \underbrace{C_s \left[ \Omega_0 (t_2 - t_1) - \int_{t_1}^{t_2} \Omega dt \right]}_{A'} + J \underbrace{\left[ \Omega_0 (\Omega_2 - \Omega_1) - \frac{\Omega_2^2 - \Omega_1^2}{2} \right]}_{A''} \quad (\text{VII 5})$$

$A'$  représente la chaleur produite durant le processus transitoire due à la présence de la charge.

$A''$  celle produite dans le même intervalle de temps par l'inertie des masses en mouvement de rotation.

### VII 1 PERTES D'ÉNERGIE AU DÉMARRAGE

Durant le processus transitoire de

démarrage, les conditions initiale et finale sont :

$$t_1 = 0 ; \Omega_1 = 0$$

$$t_2 = t_d ; \Omega_2 = \Omega_s$$

L'énergie des pertes variables au démarrage sera, en portant ces conditions dans l'équation (VII 5) :

$$A_d = \underbrace{C_s \left[ \Omega_0 t_d - \int_0^{t_d} \Omega dt \right]}_{A'_d} + J \underbrace{\left[ \Omega_0 \Omega_s - \frac{1}{2} \Omega_s^2 \right]}_{A''_d} \quad (\text{VII 6})$$

la chaleur produite par la présence de la charge  $A'_d$  peut être déterminée

graphiquement: connaissant le mode de variation de la vitesse ( $\beta_{II12}$ , ch II) et la durée du processus transitoire ( $\beta_{II14}$ , ch II), l'intégrale  $\int_0^{t_d} \Omega dt$  représentera l'aire sous la courbe de la fonction  $\Omega = f(t)$  et A'd l'aire au dessus de la courbe comprise entre les axes  $t=0$  et  $t=t_d$  et l'axe horizontal  $\Omega = \Omega_0$  (figure VII.1)

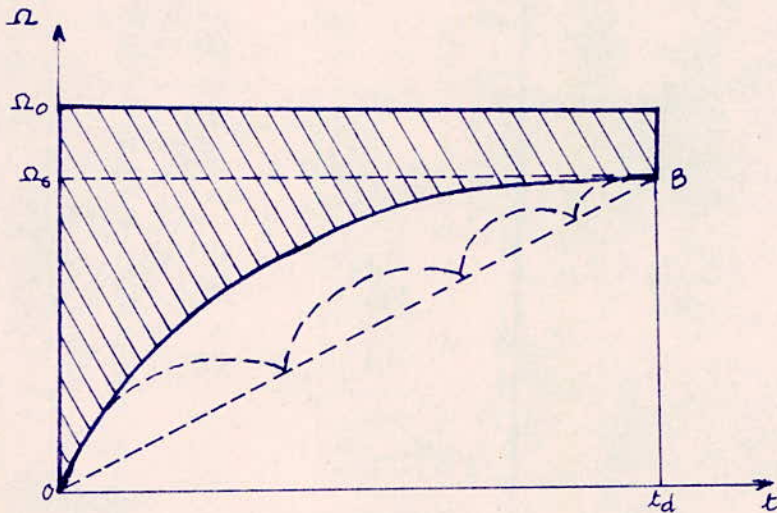


Fig VII 1

Dans le cas du démarrage à vide et sans frottement:  $C_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$A_{do} = \frac{1}{2} J \Omega_0^2 \quad (\text{VII } 7)$$

l'énergie des pertes au démarrage à vide idéal est égale à l'énergie cinétique accumulée dans les corps en mouvement de rotation.

Par ailleurs, le travail exécuté par le moteur pendant le démarrage est déterminé également par la réserve d'énergie cinétique accumulée pendant cette période, c'est-à-dire:

$$A_{meca} = \frac{1}{2} J \Omega_0^2$$

Par conséquent, la dépense d'énergie électrique dans le circuit d'induit lors du démarrage à vide du moteur est égale au double de la valeur de la réserve d'énergie cinétique:

$$A_{elect} = A_{meca} + A_{do} = J \Omega_0^2 \quad (\text{VII } 7')$$

Remarque:

Si on définit la moyenne de la fonction  $\Omega = f(t)$  qu'on note  $\tilde{\Omega}$  et le couple dynamique qu'on note  $C_g$  tels que:

$$\tilde{\Omega} = \frac{1}{t_d} \int_0^{t_d} \Omega dt \quad \text{et} \quad C_g = J \frac{d\Omega}{dt}$$

et dans l'hypothèse où le démarrage est réalisé à couples résistant et électromagnétique constants, ce dernier peut être obtenu dans le cas d'un flux constant par un démarrage rhéostatique avec un très grand nombre de plots, la vitesse sera linéaire et variera alors suivant la droite OB (fig VIII 1)

la vitesse moyenne sera:  $\tilde{\Omega} = \frac{1}{2} \Omega_s$

le couple dynamique:  $C_g = J \frac{\Omega_s}{t_d}$

Alors:

$$\frac{1}{2} J \Omega_s^2 = \frac{\tilde{\Omega}}{\frac{1}{2} \Omega_s} \cdot \underbrace{C_g t_d}_{J \Omega_s} = C_g \tilde{\Omega} t_d \quad (\text{VII 8})$$

Si, par ailleurs, on admet que  $\Omega_0 \approx \Omega_s$  (cas de faibles charges), l'égalité (VII 6) s'écrit:

$$Ad = C_s \Omega_s t_d - \underbrace{C_g \tilde{\Omega} t_d}_{\frac{1}{2} C_s \Omega_s t_d} + \frac{1}{2} J \Omega_s^2 = \frac{1}{2} C_s \Omega_s t_d + \frac{1}{2} C_g \Omega_s t_d$$

en définissant:

$P_s = C_s \Omega_s$  comme la puissance statique correspondant au couple résistant statique

$P_g = C_g \Omega_s$  la puissance dynamique correspondant au couple résistant dynamique

Alors

$$Ad = \frac{1}{2} P_s t_d + \frac{1}{2} P_g t_d \quad (\text{VII 9})$$

Dans le cas où on néglige les pertes à vide, la puissance absorbée par le moteur est égale à la puissance électromagnétique:

$$\text{d'où} \quad P_a = P_{em} = C \Omega \quad (\text{VII 11})$$

Dans nos hypothèses, l'équation du mouvement s'écrit:

$$\Omega = \frac{C-C_s}{J} t + K$$

pour  $t=0$ ,  $\Omega=0$ ,  $\Rightarrow K=0$

$$\Omega = \frac{C-C_s}{J} t \quad (\text{VII 13})$$

Les puissances s'écrivent alors:

$$P_a = C \frac{C-C_s}{J} t \quad \text{représentée par la droite OF sur la figure VII 2}$$

$$P_s = C_s \frac{C-C_s}{J} t \quad \text{droite OG}$$

$$P_d = C_s \frac{C-C_s}{J} t$$

on vérifie ainsi pour  $t=t_d$  que :  $P_a = P_s + P_d$

Les échanges d'énergie sont représentés par les aires:

triangle OGD : (aire =  $\frac{1}{2} P_d t_d$ ) représente le travail utile durant le démarrage

triangle OGF : (aire =  $\frac{1}{2} P_d t_d$ ) = (OFTd - OGD) correspond à l'énergie cinétique accumulée dans les corps en mouvement de rotation

- Par conséquent, l'aire du triangle OFE représente l'énergie des pertes variables durant le démarrage.

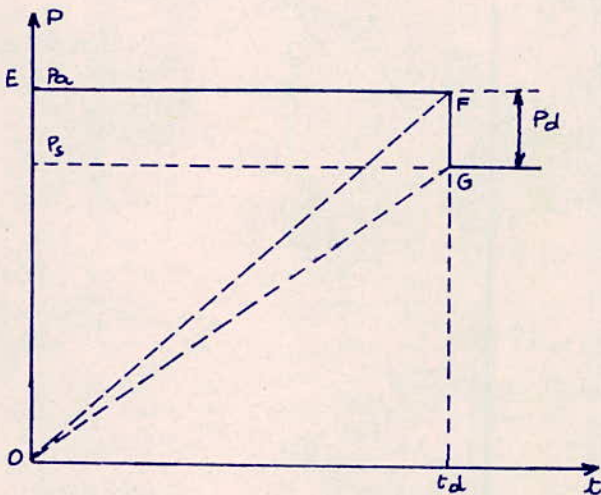


fig VII 2

## VII 2 PERTES D'ENERGIE LORS DU FREINAGE ET DU CHANGEMENT DE SENS DE ROTATION

### VII 21 Freinage dynamique

On sait ( § II 22, ch II ) que lors du freinage dynamique

la vitesse de marche à vide idéale est nulle :  $\Omega_0 = 0$

les conditions initiale et finale sont, dans le cas d'un couple résistant actif

$$t_1 = 0 ; \Omega_1 = \Omega_s$$

$$t_2 = t_f ; \Omega_2 = 0$$

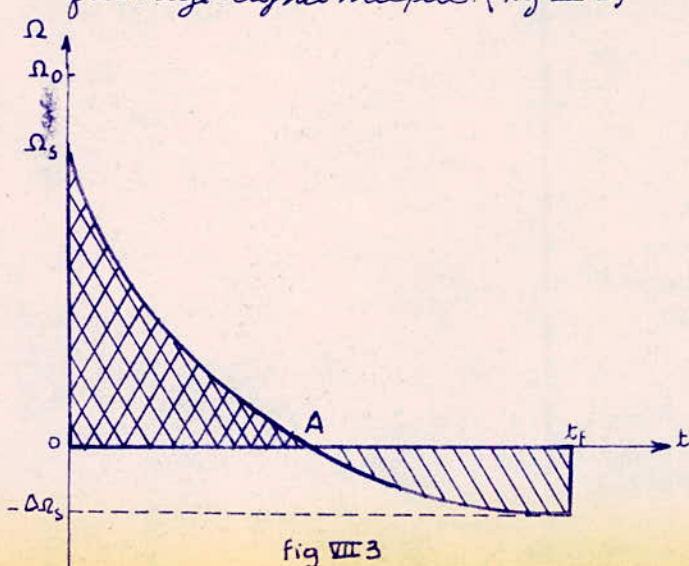
L'énergie des pertes variables lors du freinage dynamique sera, en portant ces conditions dans l'équation (VII 5) :

$$A_{fd} = \underbrace{-C_s \int_0^{t_f} \Omega dt}_{A'_{fd}} + \underbrace{\frac{1}{2} J \Omega_s^2}_{A''_{fd}} \quad (\text{VII 14})$$

$A'_{fd}$  représente la chaleur reçue ( signe moins ) due au couple résistant de freinage de la charge

$A''_{fd}$  celle produite par les corps en mouvement de rotation.

la chaleur reçue  $A'_{fd}$  peut être déterminée graphiquement car on connaît le mode de variation de la vitesse  $\Omega = f(t)$  et la durée du processus de freinage dynamique. ( fig VII 3 )



- Pertes dues à un couple résistant réactif
- dues à un couple résistant actif

fig VII 3



Si le freinage dynamique commence à vide et sans frottement:  $C_s = 0$ ;  $\Omega_s = \Omega_0$

$$A_{fd0} = \frac{1}{2} J \Omega_0^2 \quad (\text{VII } 15)$$

On constate ainsi qu'à vide, la chaleur produite dans le rotor du moteur à courant continu durant le freinage dynamique est égale à l'énergie cinétique des corps en mouvement de rotation.

### VII.22 Freinage à contre-courant

On sait (§II.23, ch II) que lors du freinage à contre-courant, on inverse le sens de rotation du moteur par changement de polarité la tension changeant de signe, la vitesse de marche à vide également.

On remplace dans l'équation VII.5  $\Omega_0$  par  $-\Omega_0$ , il vient en tenant compte des conditions initiale et finale pour le cas d'un couple résistant actif:

$$t_1 = 0 ; \quad \Omega_1 = \Omega_s$$

$$t_2 = t_f ; \quad \Omega_2 = 0$$

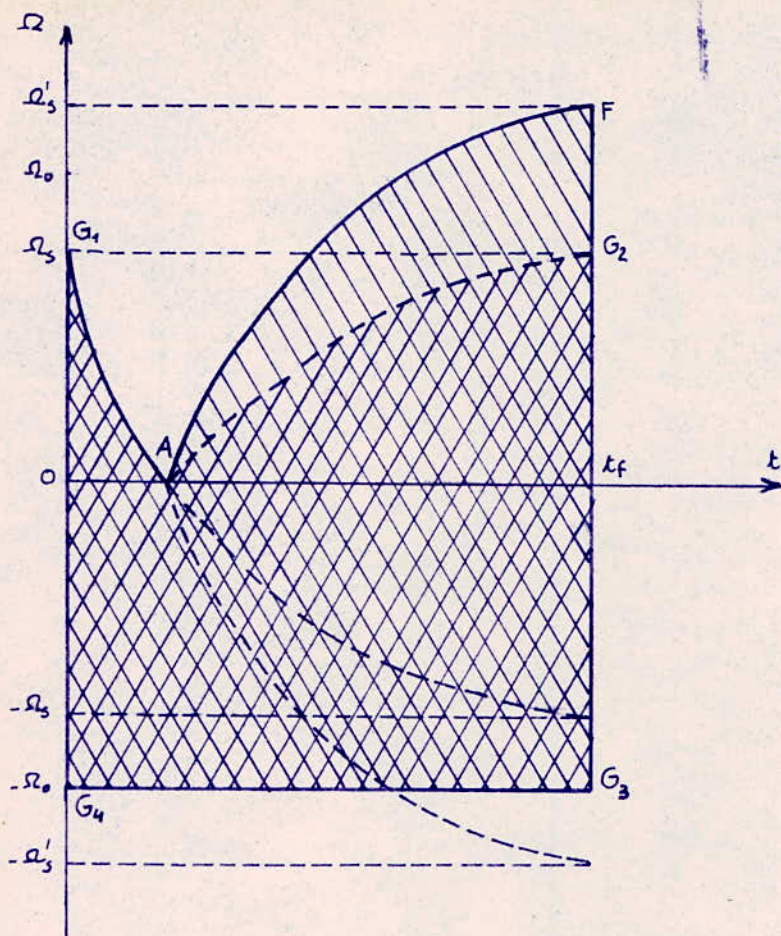
$$A_{fcc} = -C_s \underbrace{\left[ \Omega_0 t_f + \int_0^{t_f} \Omega dt \right]}_{A'_{fcc}} + J \underbrace{\left[ \Omega_0 \Omega_s + \frac{1}{2} \Omega_s^2 \right]}_{A''_{fcc}} \quad (\text{VII } 16)$$

$A'_{fcc}$  représente la chaleur reçue (signe moins) due au couple résistant de freinage de la charge.

$A''_{fcc}$  celle produite par les corps en mouvement de rotation.

$A'_{fcc}$  peut être déterminée graphiquement connaissant le mode de variation de la vitesse  $\Omega = f(t)$  et la durée du processus transitoire de freinage à contre-courant.

voir figure VII.4



l'aire  $G_1AFG_2G_3G_4OG_1$  correspond aux pertes variables dues à un couple résistant actif.

l'aire  $G_1AG_2G_3G_4OG_1$  correspond aux pertes variables due à un couple résistant réactif.

Fig VII 4

Si le freinage à contre a lieu lors du fonctionnement à vide :  $e_s = 0$ ,  $\Omega_s = \Omega_0$

$$A_{fcco} = \frac{3}{2} J \Omega_0^2 \quad (\text{VII.17})$$

L'énergie des pertes variables lors du freinage à contre-courant à vide sont 3 fois plus grandes que l'énergie cinétique accumulée par les corps en mouvement de rotation.

### VII 23 Changement de sens de rotation

Comme énoncé précédemment, on assimile

le changement de sens de rotation à un freinage à contre-courant suivi d'un démarrage dans l'autre sens : freinage de  $\Omega_s$  à 0, puis

démarrage dans l'autre sens jusqu'à  $-\omega_s$ , l'énergie dégagée sous forme de chaleur dans le circuit rotorique notée  $A_r$  est égale à la somme des quantités de chaleur produites lors du freinage à contre-courant et du démarrage

$$A_r = A_{fec} + A_d \quad (\text{VII.17})$$

les remarques, quant à la détermination graphique de l'énergie des pertes variables dues à la présence de la charge, faites lors du démarrage et du freinage à contre-courant restent valables; on peut ainsi superposer les figures VII.1 et VII.4.

Si le changement de sens de rotation a lieu à vide :

$$A_{ro} = A_{fco} + A_{do} = \frac{3}{2} J \omega_0^2 + \frac{1}{2} J \omega_0^2 = 2 J \omega_0^2 \quad (\text{VII.18})$$

L'énergie des pertes variables durant le changement de sens de rotation à vide est quatre fois plus grande que l'énergie cinétique accumulée dans les corps en mouvement de rotation.

### VII.3 REMARQUES. TABLEAU RÉCAPITULATIF

a. Remarques: et ce stade du développement des calculs, il est important de faire les remarques suivantes:

- Premièrement, on remarque l'analogie entre l'énergie des pertes variables durant le démarrage à vide du moteur à courant continu shunt qui n'est autre que l'énergie cinétique des masses en mouvement de rotation  $A_d = \frac{1}{2} J \omega_0^2$  et l'énergie électromagnétique  $W_{em} = \frac{1}{2} L i^2$  ou l'énergie électrostatique  $W_e = \frac{1}{2} C U^2$  d'un circuit électrique soumis à une tension  $U$  et parcouru par un courant  $i$ .  
Cette analogie peut s'expliquer par le fait qu'on a affaire dans les trois

cas à une forme de transformation d'énergie identique: l'inertie dans le premier cas, c'est l'inertie mécanique des corps en mouvement de rotation; dans le second et troisième c'est, respectivement l'inertie magnétique et électrique du circuit.

- La deuxième constatation a trait au rapport de l'énergie des pertes devant le démarrage, le freinage à contre-courant et le changement de sens de rotation dans le cas d'un couple résistant nul, qui ne dépend pas de la résistance rotorique, ni de la durée du processus transitoire et qui est  $1/3/4$ .

- On remarque, également, que les pertes variables à vide durant les régimes de freinage sont plus importantes que les pertes en charge. Cela s'explique par la nature du couple résistant actif qui de résistant en régime moteur devient efficace lors du freinage.

#### b. Tableau récapitulatif

voir page suivante tableau III

Type régime	en charge	à vide	Expression analytique $f$	Détermination graphique
Démarrage	$A_d = C_s \underbrace{\left[ \int_0^{t_d} \omega_0 t dt - \int_0^{t_d} \omega dt \right]}_{A'_d} + J \underbrace{\left[ \omega_0 \omega_1 - \frac{\omega_1^2}{2} \right]}_{A''_d}$	$A_{d0} = \frac{1}{2} J \omega_0^2$	$d'_{fd} = \frac{A'_d}{C_s} = \omega_0 t_d - \int_0^{t_d} \omega dt$	
Freinage dynamique	$A_{fd} = -C_s \underbrace{\int_0^{t_f} \omega dt}_{A'_{fd}} + \frac{1}{2} J \omega_s^2 \underbrace{\quad}_{A''_{fd}}$	$A_{fd0} = \frac{1}{2} J \omega_0^2$	$d'_{fd} = \left  \frac{A'_{fd}}{C_s} \right  = \int_0^{t_f} \omega dt$	
Freinage à contre-courant	$A_{fcc} = -C_s \underbrace{\left[ \omega_0 t_f + \int_0^{t_f} \omega dt \right]}_{A'_{fcc}} + J \underbrace{\left[ \omega_0 \omega_s + \frac{\omega_s^2}{2} \right]}_{A''_{fcc}}$	$A_{fcc0} = \frac{3}{2} J \omega_0^2$	$d'_{fcc} = \left  \frac{A'_{fcc}}{C_s} \right  = \omega_0 t_f + \int_0^{t_f} \omega dt$	
chgt de sens de rotation	$A_r = A_{fcc} + A_d$	$A_{r0} = A_{fcc0} + A_{d0}$ $A_{r0} = 2J \omega_0^2$		

chapitre VIII DÉTERMINATION DES PERTES VARIABLES  
DANS LES MOTEURS A INDUCTION TRIPHASÉS

On a vu qu'à chaque instant, l'énergie des pertes variables dans un moteur à induction triphasé est donnée par la relation (VII 14)

$$dA = 3i_2'^2 (R_1 + R_2) dt \quad (\text{VII 14})$$

Pour faire apparaître l'énergie des pertes durant le régime transitoire qui dure de  $t_1$  à  $t_2$ , on intègre la relation (VII 14) entre ces 2 instants, en supposant les résistances statorique et rotorique constantes.

$$A = \int_{t_1}^{t_2} dA = \int_{t_1}^{t_2} 3i_2'^2 (R_1 + R_2) dt = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \int_{t_1}^{t_2} 3R_2 i_2'^2 dt \quad (\text{VIII 1})$$

En remarquant que la puissance des pertes Joule rotoriques  $3R_2 i_2'^2$  représente la différence entre la puissance électromagnétique  $C\Omega_0$  et la puissance mécanique  $C\Omega$ .

$$3R_2 i_2'^2 = C\Omega_0 - C\Omega = C\Omega \frac{g}{1-g}$$

en tenant compte de l'équation de mouvement:  $C = C_s + J \frac{d\Omega}{dt}$

$$C\Omega = C_s \Omega + J\Omega \frac{d\Omega}{dt} = C_s \Omega - J\Omega \Omega_0 \frac{dg}{dt} \quad \text{avec} \quad \frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \frac{dg}{dt}$$

de plus,  $\Omega = \Omega_0 (1-g)$

la relation (VIII 1) s'écrit alors:

$$A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \int_{t_1}^{t_2} C\Omega \frac{g}{1-g} dt = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \int_{t_1}^{t_2} \left(C_s \Omega + J\Omega \frac{d\Omega}{dt}\right) \frac{g}{1-g} dt = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \int_{t_1}^{t_2} \left(C_s \Omega - J\Omega \Omega_0 \frac{dg}{dt}\right) \frac{g}{1-g} dt$$

$$A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \int_{t_1}^{t_2} \left(C_s \Omega_0 - J\Omega_0^2 \frac{dg}{dt}\right) g dt$$

$$A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left[ C_s \Omega_0 \int_{t_1}^{t_2} g dt + \frac{1}{2} J \Omega_0^2 (g_1^2 - g_2^2) \right] \quad (\text{VIII 2})$$

$g_1$  et  $g_2$  correspondent respectivement au glissement au temps  $t_1$  du début du processus transitoire et au temps  $t_2$  de la fin.

Comme pour le moteur à courant continu shunt, l'énergie dégagée sous forme de chaleur est due d'une part, à la présence du couple résistant de la charge et d'autre part à l'inertie des corps en mouvement de rotation.

### VIII 1 PERTES D'ENERGIE AU DEMARRAGE

Durant le processus transitoire de

démarrage, les conditions initiale et finale sont :

$$t_1 = 0 \quad ; \quad g_1 = 1$$

$$t_2 = t_d \quad ; \quad g_2 = g_s$$

L'énergie des pertes variables au démarrage sera, en portant ces conditions dans l'équation (VIII 2)

$$A_d = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}_{A'd} \left[ C_s \int_0^{t_d} g dt + \frac{1}{2} J \omega_0^2 (1 - g_s^2) \right] \quad (\text{VIII 3})$$

la chaleur produite par la présence de la charge  $A'd$  peut être déterminée graphiquement connaissant le mode de variation du glissement  $g = f(t)$  (cf ch III) et la durée du processus transitoire. Voir figure VIII 1

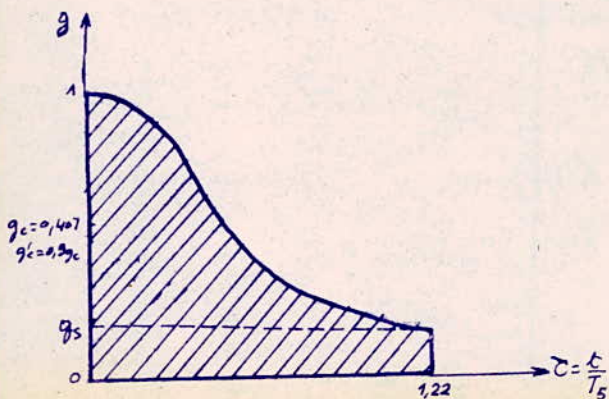


Fig VIII 1

Lors du démarrage à vide et sans frottement :  $c_s = 0$  ,  $g_s = 0$

$$A_{do} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \frac{J \Omega_0^2}{2} \quad (\text{VIII } 4)$$

$\frac{R_1}{R_2'} \frac{J \Omega_0^2}{2}$  représente les pertes statoriques.

## VIII 2 PERTES D'ENERGIE LORS DU FREINAGE ET DU CHANGEMENT DE SENS DE ROTATION

### VIII 21 freinage dynamique

Ce mode de freinage introduit les conditions initiale

et finales suivantes :

$$t_1 = 0 \quad ; \quad g_1 = g_s$$

$$t_2 = t_f \quad ; \quad g_2 = 1$$

Par ailleurs, nous apprécierons les pertes variables dans le stator et dans le rotor de façon séparée ; ceci à cause du fait que le stator est alimenté en courant continu.

a. stator : dans le cas où il est couplé en étoile, l'énergie des pertes variables lors du freinage dynamique est :

$$A_{fd} = 2R_1 I_c^2 t_f \quad \text{VIII } 5$$

où

$R_1$  est la résistance par phase

$I_c$  l'intensité du courant continu.

$t_f$  la durée du processus de freinage (cf § III 42, a ch III)

Dans la pratique, afin d'analyser le fonctionnement du moteur asynchrone en régime de freinage dynamique, on suppose que le stator est alimenté non pas en courant continu, mais en courant triphasé équivalent  $I_{eq}$  ;



cette hypothèse suppose l'égalité des f.m.m engendrées par le courant continu et le courant alternatif équivalent.

Sous le cas de couplage étoile, on a l'équivalence:  $I_{eq} = \frac{\sqrt{3}}{3} I_c$

L'énergie des pertes variables dans le stator prend alors la forme:

$$A'_{fd_{R_1}} = 3R_1 I_{eq}^2 t_f \quad (\text{VIII 6})$$

b. rotor: en partant de la relation qui existe entre les pertes variables, la puissance électromagnétique et la puissance mécanique, et en tenant compte des conditions initiale et finale, il vient:

$$A'_{fd_{R_2}} = \int_0^{t_f} 3R_2' i_2^2 dt = \int_0^{t_f} (C\omega_0 - C\omega) dt \quad (\text{VIII 7})$$

Comme lors du freinage dynamique, on a  $\omega_0 = 0$ , d'où:

$$A'_{fd_{R_2}} = - \int_0^{t_f} C\omega dt \quad (\text{VIII 8})$$

en remplaçant  $C$  par son expression dans l'équation du mouvement, on a:

$$A'_{fd_{R_2}} = \underbrace{\int_0^{t_f} \omega dt}_{A'd} + \frac{1}{2} J \omega_s^2 \quad (\text{VIII 9})$$

le mode de variation du glissement (de la vitesse donc) et la durée du processus transitoire étudiés au chapitre III nous permettent de déterminer graphiquement la chaleur produite par la présence de la charge  $A'd$ . (voir figure VIII 2)

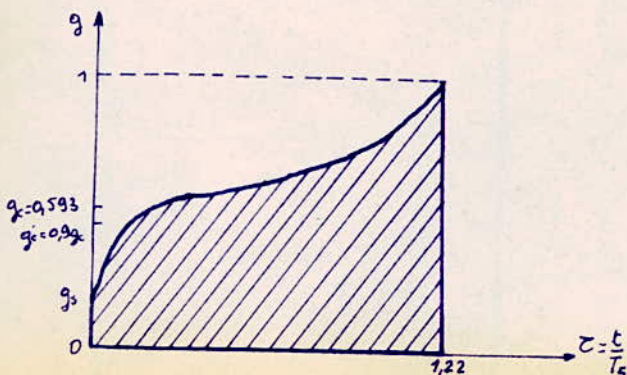


Fig VIII 2

lors du freinage à vide et sans frottement :  $C_s = 0$  ;  $\Omega_r = \Omega_0$

l'énergie des pertes variables dans le rotor est :

$$A_{fd_{R_2}^0} = \frac{1}{2} J \Omega_0^2 \quad (\text{VIII } 10)$$

### VIII 22 Freinage à contre-courant

les conditions initiale et finale sont :

$$t_1 = 0 ; g_1 = g'_s > 1$$

$$t_2 = t_f ; g_2 = 1$$

comme le freinage à contre-courant se réalise par commutation de phase, la vitesse de synchronisme change de signe dans l'équation (VIII 2) ; auquel cas l'énergie des pertes variables s'écrit :

$$A_{fcc} = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}_{A_{fcc}} \left[ -C_s \Omega_0 \int_0^{t_f} g dt + \frac{1}{2} J \Omega_0^2 (g'_s{}^2 - 1) \right] \quad (\text{VIII } 11)$$

le mode de variation du glissement et la durée du processus transitoire étudiés au chapitre III nous permettent de calculer la chaleur produite par la présence de charge  $A'_{fcc}$ . Elle est représentée graphiquement par l'aire délimitée par la courbe  $g = f(\tau)$  et les axes  $\tau = 0$  ,  $g = 0$  et  $\tau = 1,027$  (fig VIII 3)

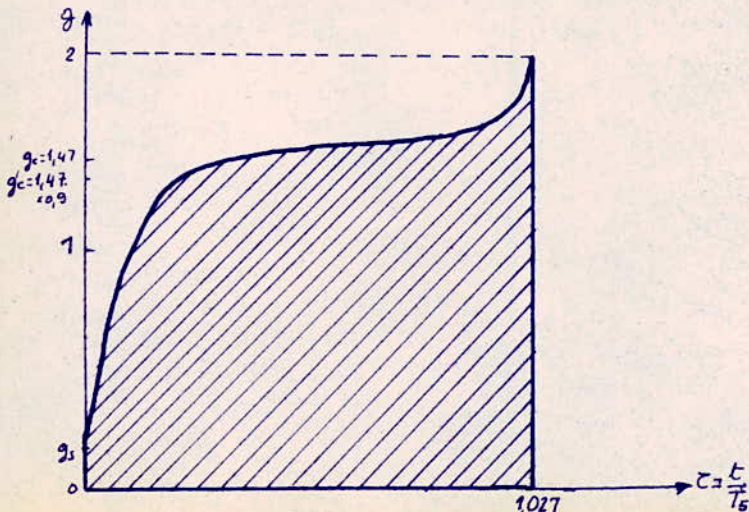


Fig VIII 3

Si le freinage commence à vide et sans frottement :  $g_s = 0$  ;  $g_1 = 2$

l'énergie des pertes variables sera :

$$A_{fcco} = 3 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) J \frac{\Omega_0^2}{2} \quad (\text{VIII } 12)$$

### VIII 23 Changement de sens de rotation

En assimilant le changement de sens de rotation à un freinage à contre-courant suivi d'un démarrage dans l'autre sens : freinage de  $g_s$  à  $g = 1$ , puis démarrage dans l'autre sens jusqu'à  $g_s$ , l'énergie dégagée sous forme dans les circuits statorique et rotorique du moteur à induction triphasé est égale à la quantité de chaleur produite et reçue respectivement lors du démarrage et du freinage à contre-courant.

$$A_r = A_{fcc} + A_d \quad (\text{VIII } 13)$$

Par superposition des figures VIII 1 et VIII 3, on obtient graphiquement l'énergie produite par la présence de la charge.

Si le changement de sens de rotation a lieu à vide :

$$A_{ro} = A_{fcco} + A_{do} = 4 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) J \frac{\Omega_0^2}{2} \quad (\text{VIII } 14)$$

### VIII 3 TABLEAU RECAPITULATIF

voir page suivante tableau IV

Type de régime	En charge	à vide	Expression analytique de $\Delta f$	Détermination graphique
Démarrage	$A_d = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}_{A'd} \left[ C_s \int_0^{t_d} g dt + \frac{1}{2} J \Omega_0^2 (1 - g_1^2) \right]$	$A_{d0} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{J \Omega_0^2}{2}$	$\Delta f_d = \frac{A'd}{C_s} = \int_0^{t_d} g dt \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$	
Freinage dynamique	stator $A_{fd_{R_1}} = 3 R_1 I_{eq}^2 t_f$ $I_{eq} = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) I_c$			
	rotor $A_{fd_{R_2}} = \underbrace{-C_s \int_0^{t_f} a dt + \frac{1}{2} J \Omega_s^2}_{A'fd_{R_2}}$	$A_{fd_{R_2}0} = \frac{1}{2} J \Omega_0^2$	$\Delta f_{fd_{R_2}} = \left  \frac{A'fd_{R_2}}{C_s} \right  = \int_0^{t_f} a dt = \int_0^{t_f} \Omega_0 (1 - g) dt$	
Freinage à contre-courant	$A_{fcc} = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}_{A'fcc} \left[ -C_s \Omega_0 \int_0^{t_f} g dt + \frac{J \Omega_0^2}{2} (g_s^2 - 1) \right]$	$A_{fcc0} = 3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{J \Omega_0^2}{2}$	$\Delta f_{fcc} = \left  \frac{A'fcc}{C_s} \right  = \int_0^{t_f} g dt \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \Omega_0$	
chgt de sens de rotation	$A_r = A_{fcc} + A_d$	$A_{r0} = A_{fcc0} + A_{d0}$ $A_{r0} = 4 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{J \Omega_0^2}{2}$		

## chapitre IX RÉDUCTION DES PERTES VARIABLES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

En se basant sur les résultats établis aux chapitres précédents, on peut tirer certaines conclusions concernant les moyens qui peuvent conduire à la réduction des pertes ainsi que les sollicitations thermiques que subit le moteur durant les régimes transitoires.

### IX1 PARAMÈTRES QUI INFLUENT DANS LES PERTES

Parmi les différents para-

mètres qui interviennent durant les régimes transitoires dans les systèmes de commande électrique, exceptés ceux liés à la charge (machine de travail), qu'on ne peut modifier sans modifier la charge elle-même.

On peut citer ceux sur lesquels, on peut agir pour réduire ces pertes. Ce sont :

- le moment d'inertie  $J$

- la vitesse de marche à vide idéale ou de synchronisme  $\Omega_0$

#### IX11 Le moment d'inertie

Dans le cas d'une commande simple : un moteur entraînant une machine de travail avec deux axes de rotation différents, le moment d'inertie du système réduit à un seul axe de rotation (celui du moteur par exemple) s'écrit en traduisant le fait que la réserve totale d'énergie cinétique des parties tournantes du système ramenée à un même axe reste invariable.

Si

$J$  est le moment d'inertie du système.

$J_m$  le moment d'inertie du moteur tournant à la vitesse  $\Omega_m$

$J_c$  le moment d'inertie de la machine de travail tournant à la vitesse  $\Omega_c$

Alors :

$$J \frac{\Omega_m^2}{2} = J_m \frac{\Omega_m^2}{2} + J_c \frac{\Omega_c^2}{2} \quad (\text{IX.1})$$

$$J = J_m + J_c \left( \frac{\Omega_c}{\Omega_m} \right)^2$$

on définit le rapport de transmission des vitesses  $i = \frac{\Omega_m}{\Omega_c}$

$$J = J_m + \frac{J_c}{i^2} \quad (\text{IX.2})$$

### IX.12 La vitesse de marche à vide idéale ou de synchronisme $\Omega_0$

on l'a définie aux

chapitres II et III

. pour le moteur à courant continu shunt :  $\Omega_0 = \frac{U}{k\phi} = \frac{U}{c}$  à flux constant (IX.3)

. pour le moteur à induction triphasé  $\Omega_0 = \frac{2Tf}{p}$  (IX.4)

### IX.2 MOYENS DE REDUIRE LES PERTES

L'énergie des pertes variables est directement

proportionnelle au moment d'inertie et au carré de la vitesse de marche à vide.

La réduction de ces derniers contribue considérablement à la réduction des pertes.

#### IX.21 Réduction du moment d'inertie

Si la charge est imposée,  $J_c$  imposé donc, ana-

-lytiquement la réduction du moment d'inertie du système de commande

peut se faire en jouant sur les paramètres de la relation (IX.2)

a. Action sur le moment d'inertie du moteur :

On peut diminuer le moment

d'inertie du moteur soit :

. En remplaçant un seul moteur par deux moteurs de puissance réduite de moitié. Une telle substitution diminue le diamètre des rotors des moteurs et malgré l'accroissement du poids total des moteurs, leur

moment d'inertie total diminue d'environ 20%

- En utilisant des moteurs spéciaux à rotor allongé qui trouvent leur emploi dans l'industrie métallurgique, du travail du bois, etc... Les moteurs de ce type ont un diamètre plus petit que celui des moteurs ordinaires, ce qui réduit leur moment d'inertie.

Toutefois l'action sur le moment d'inertie du moteur n'est efficace que dans la mesure où sa valeur diffère peu de moment d'inertie total du système de commande.

b. Action sur le rapport de transmission de vitesse:

Intervenant au dénominateur

de l'expression du moment d'inertie total, l'augmentation du rapport de transmission par l'emploi d'un variateur de vitesse se traduit par la diminution du moment d'inertie total.

Toutefois l'intérêt d'une telle action, théoriquement évident, est sujet à des constatations: premièrement, l'emploi d'un réducteur de vitesse, du fait de l'influence de son propre moment d'inertie, n'est possible que dans les systèmes d'entraînement à grand moment d'inertie; deuxièmement, l'utilisation d'un réducteur de vitesse engendre des pertes (mécaniques entre autres) qui risqueraient de compromettre le gain de chute des pertes variables obtenue par son emploi.

## IX.22 Réduction de la vitesse de marche à vide idéale

a. moteur à courant continu shunt:

Dans le cas de la marche à flux constant, la réduction de la vitesse de marche à vide idéale du moteur à courant continu shunt se fait par action sur la tension d'alimentation du moteur

Dans le cas particulier du régime transitoire de démarrage, les pertes peuvent être diminuées par variation échelonnée de la tension appliquée au moteur comme cela se fait, par exemple, lors :

- de branchement série- parallèle des moteurs
- dans les systèmes Génératrice-Moteur (groupe Ward-Leonard) où la variation continue de la tension lors du démarrage peut être considérée approximativement comme une variation échelonnée à très grand nombre de paliers.

Examinons successivement ces deux modes de réduction des pertes dans les moteurs à courant continu shunt.

- branchement série- parallèle de 2 moteurs : Dressons un graphique approximatif des puissances. Pour simplifier la construction, nous admettrons que le démarrage a lieu à vide, les couples des moteurs étant constants : (fig II 1)

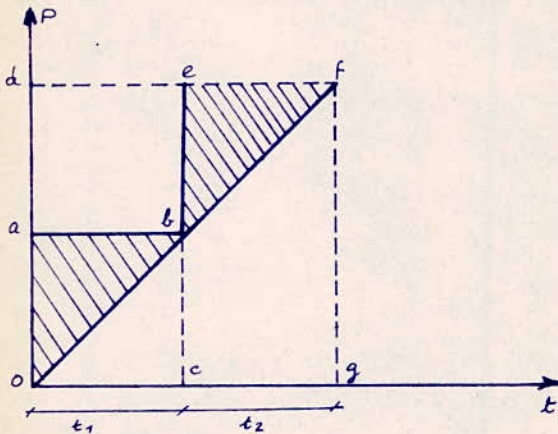


fig II 1

Pendant le temps  $t_1$ , les moteurs sont connectés en série et chacun d'eux reçoit la moitié de la tension du réseau; dans ce cas, pour chacun des moteurs, l'énergie de démarrage sur premier palier est déterminée par le rectangle  $Oabc$ .

la puissance électrique prise au réseau lors de la marche à ce palier



peut être considérée comme constante et proportionnelle à l'ordonnée  $0a$ , tandis que la puissance mécanique varie suivant la droite  $Ob$  :

$$P_{\text{méca}} = C \Omega, \quad C = \text{cte}; \quad \Rightarrow \Omega = kt \quad \text{d'après } C \cdot C_s = \frac{J d\Omega}{dt}$$

$$P_{\text{méca}} = K t \quad (\text{IX5})$$

l'aire hachurée  $Oab$  caractérise les pertes d'énergie durant le premier temps de démarrage.

Après avoir atteint la moitié de la vitesse qui est une vitesse permanente du premier temps, les moteurs sont commutés en parallèle et chacun d'eux reçoit une tension deux fois plus grande. La puissance double et devient proportionnelle à l'ordonnée  $ce$ , tandis que la droite de puissance mécanique  $bf$  est la continuation de la droite  $Ob$  étant donné que l'accélération est constante (constance des couples des moteurs), les pertes d'énergie durant le deuxième temps de démarrage sont caractérisées par l'aire hachurée du triangle  $bef$ . Les pertes totales d'énergie durant le démarrage sont déterminées par la somme des aires des deux triangles identiques  $Oab$  et  $bef$ ; elles seront:  $\frac{1}{2} \frac{J \Omega_0^2}{2}$  car on a vu au chapitre VII § VIII 1, c fig VIII 2 que l'aire  $ofd$  représentait les pertes variables correspondant au démarrage à un seul temps (un seul palier) qui sont:  $\frac{J \Omega_0^2}{2}$  qui est aussi la valeur de l'énergie transmise à l'arbre.

La dépense totale d'énergie électrique pendant la durée de démarrage est:

$$A_{\text{élect}} = \frac{J \Omega_0^2}{2} + \frac{1}{2} \frac{J \Omega_0^2}{2} = \frac{3}{4} J \Omega_0^2 \quad (\text{IX6})$$

En comparant cette dernière égalité avec l'équation VIII 7', on voit que la dépense d'énergie lors du démarrage à 2 temps est égale à 75% de la dépense d'énergie lors du démarrage à un seul temps si le moteur atteint la même vitesse.

- emploi du groupe Ward-Leonard : le graphique approximatif des puissances a dans ce cas la forme présentée par la figure IX2.

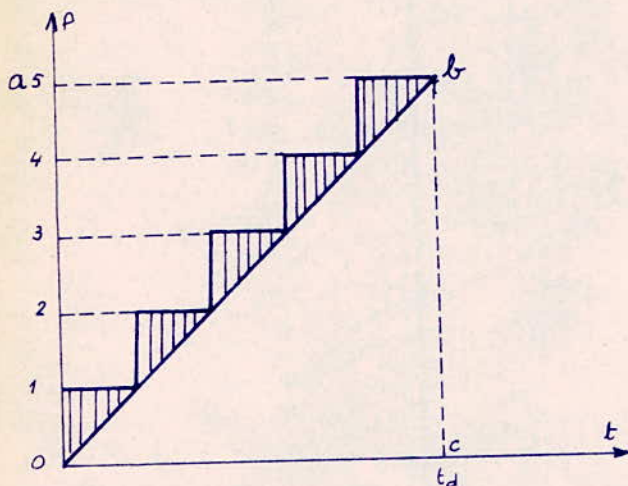


Fig IX2

Lors de la variation continue (supposée échelonnée) de la tension appliquée au moteur, on a, par analogie au branchement de deux moteurs parallèle-série, l'expression des pertes qui seront inversement proportionnelles au nombre d'échelons de démarrage  $p$ :

$$A'd = Ad \cdot \frac{1}{p} = \frac{J\Omega_0^2}{2} p$$

l'énergie transmise à l'arbre étant toujours (aire  $Obc$ ) égale à l'énergie cinétique des corps en mouvement de rotation accumulée pendant la durée de démarrage :

$$A'meca = A'méca = \frac{J\Omega_0^2}{2}$$

la dépense totale d'énergie électrique pendant la durée de démarrage est :

$$A'_{\text{élect}} = A'd + A'meca = \frac{J\Omega_0^2}{2} \frac{1}{p} + \frac{J\Omega_0^2}{2} = J\Omega_0^2 \frac{p+1}{2p}$$

$$A'_{\text{élect}} = A_{\text{élect}} \frac{p+1}{2p} \quad (\text{IX7})$$

c-Remarque : Il est évident que l'examen de ces deux types de montage n'a pour nous, qu'un intérêt méthodologique, en ce sens qu'il nous permet

de voir comment on peut agir sur la tension d'alimentation du moteur à courant continu s'il s'agit de réduire les pertes au démarrage. Bien que ces montages contribuent à réduire de moitié la valeur de ces pertes, on ne les emploie pas uniquement dans ce but; car, exception faite pour certaines grandes installations où les pertes au démarrage sont assez importantes, leur prise de revient est très grande.

Cependant, dans le cas où le système de commande doit assurer une grande continuité de service, ou dans le cas où un réglage progressif de la vitesse dans de larges limites est nécessaire, leurs emplois respectifs se justifient.

#### b. moteur à induction triphasé

La réduction de la vitesse de synchronisme d'un moteur asynchrone triphasé peut se faire d'après la relation II4, en agissant :

- sur la fréquence d'alimentation  $f$
- sur le nombre de paires de pôles  $p$

L'augmentation du nombre de paires de pôles se traduit par la réduction de la vitesse de synchronisme et celle du glissement. Ce mode de diminution des pertes est donc conditionné par les limites de glissement, et si on travaille à glissement donné, il n'est plus possible.

Le réglage par variation de fréquence engendre les plus faibles pertes.

#### c. autres moyens de réduire les pertes :

- Dans le cas de faibles charges (machine-outil par exemple) l'emploi du démarrage étoile-triangle répété diminue la valeur des pertes.
- l'augmentation de la résistance du circuit rotorique par l'emploi de moteurs asynchrones à forte résistance rotorique fait diminuer

les pertes variables dans le stator lors du démarrage, eu égard à la relation VIII.4

### IX.3 CONCLUSIONS

D'une façon générale, une analyse basée sur les relations de calcul sur la réduction des pertes est une analyse paramétrique et théorique à la fois. Elle ne peut prétendre à des résultats valables que si elle est menée de pair avec une analyse technologique et une analyse économique qui serviraient de contraintes à la recherche paramétrique.

L'une donnerait l'éventail des moyens et des possibilités matérielles et techniques : différents montages, schémas etc... qui assaieront l'étude théorique, l'autre tiendrait compte de la rentabilité d'une telle opération.

Par ailleurs, l'existence de résultats chiffrés aurait pu mettre en évidence l'importance relative des pertes variables d'un régime transitoire à un autre, d'une machine électrique à une autre et permettre ainsi de conclure en conséquence.

Dans ce cadre, notre chapitre ne constitue qu'une ébauche d'une telle analyse qui pourrait faire l'objet entier d'un projet de fin d'étude.

# Table des matières

## AVANT-PROPOS

## PREMIERE PARTIE RÈGIME TRANSITOIRE DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

### chapitre I INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

- I1 Position du problème
- I2 Notions principales
- I3 Restrictions de calcul

### chapitre II LES RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LES MOTEURS A COURANT CONTINU SHUNT

- II1 Démarrage
- II2 Freinage et changement de sens de rotation
- II3 Tableau récapitulatif

### chapitre III LES RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LES MOTEURS A INDUCTION TRIPHASE

- III1 Généralités
- III2 Etude des régimes transitoires dans le cas des faibles glissements
- III3 Etude des régimes transitoires dans le cas des forts glissements
- III4 Durée des régimes transitoires
- III5 Remarques - Conclusions
- III6 Tableau récapitulatif

## DEUXIÈME PARTIE PERTES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

### chapitre IV INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PERTES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUE

- IV1 Notions principales
- IV2 Importance du problème

### chapitre V LES PERTES VARIABLES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES

- V1 Calcul des pertes variables
- V2 Les pertes variables dans les moteurs à courant continu shunt
- V3 Les pertes variables dans les moteurs à induction triphasé

TROISIÈME PARTIE      PERTES VARIABLES DANS LES MACHINES ÉLECTRIQUES  
DURANT LES RÉGIMES TRANSITOIRES

chapitre VI      INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PERTES VARIABLES DANS LES  
MACHINES ÉLECTRIQUES DURANT LES RÉGIMES TRANSITOIRES

- VI1 Remarques préliminaires
- VI2 Importance du problème

chapitre VII      DÉTERMINATION DES PERTES VARIABLES DANS  
LES MOTEURS A COURANT CONTINU SHUNT

- VII1 Pertes d'énergie au démarrage
- VII2 Pertes d'énergie lors du freinage et du changement de sens de rotation
- VII3 Tableau récapitulatif - Remarques

chapitre VIII      DÉTERMINATION DES PERTES VARIABLES DANS  
LES MOTEURS A INDUCTION TRIPHASÉ

- VIII1 Pertes d'énergie au démarrage
- VIII2 Pertes d'énergie lors du freinage et du changement de sens de rotation
- VIII3 Tableau récapitulatif

chapitre IX      RÉDUCTION DES PERTES VARIABLES DANS  
LES MACHINES ÉLECTRIQUES

- IX1 Paramètres intervenant dans les pertes
- IX2 Moyens de réduire les pertes

## Bibliographie

- A BELOT      *Les pertes dans les machines tournantes, technique de l'ingénieur*  
tome II D447, Paris
- N.V BOTAN      *Bases de calcul de la commande électrique, Edition Technica, Bucarest*  
(en roumain)      1970
- M.KOSTENKO      *Les machines électriques, tomes I et II*, Edition Mir, Moscou 1969  
L. PIOTROVSKI
- C. SAAL      *Cours polycopiés professés à l'Institut polytechnique de IASCI, 1970*  
(Roumanie)
- M. TCHILIKINE      *La commande électrique*, Edition Mir, Moscou 1970