

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



FACULTE DES SCIENCE DES L'INGENIEUR

COURS : ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

Master1 : Electrotechnique Industriel (S2)



2021/2022

DR ZERZOURI NORA

Département d'électrotechnique

UE Fondamentale Code : UEF 1.2.2
VHS : 45h (Cours : 1h30, TD : 1h30)

Crédits : 4

Matière : Entraînements Electriques
Coefficient : 2

Préface

Chaque fois que le terme moteur électrique ou générateur électrique est utilisé, nous avons tendance à penser que la vitesse de rotation de ces machines n'est totalement contrôlée que par la tension et la fréquence. Mais la vitesse de rotation d'une machine électrique peut être contrôlée avec précision en mettant en œuvre le concept d'entraînement électrique. Le principal avantage d'un entraînement électrique est que la commande de mouvement peut être facilement optimisée.

Le système d'entraînement est largement utilisé dans un grand nombre d'applications industrielles et domestiques telles que les usines, les systèmes de transport, les usines textiles, les ventilateurs, les pompes, les moteurs, les robots, etc.

Ce cours traite les principes fondamentaux des entraînements électriques qui est destiné aux étudiants de premier année master option Electrotechnique spécialité Electrotechnique Industriel pendant un semestre.

Le travail s'articule principalement autour de deux chapitres : **généralités sur les entraînements électriques, fonctionnement des entraînements électriques.** qui couvrent le programme officiel de module : entraînements électriques

Semestre : 2

UE Fondamentale Code : UEF 1.2.2

Matière : Entraînements Electriques

VHS : 45h (Cours : 1h30, TD : 1h30)

Crédits : 4

Coefficient : 2

Objectifs de l'enseignement :

Ce cours a pour objectif de permettre aux étudiants d'acquérir les connaissances nécessaires au choix des composants d'un entraînement électrique. Il leur permettra aussi de comprendre les enjeux et les solutions disponibles dans le domaine des entraînements électriques en électrotechnique industrielle.

I. Généralités sur les entraînements électriques

Définition des entraînements électriques, point de vue fonctionnel, structure d'un entraînement électrique, méthodologie d'étude d'un entraînement électrique

(03semaines)

II. Caractéristiques des charges $C(\Omega)$

Charge ventilateur, charge de levage, d'ascension, de traction etc...

(03semaines)

III. Fonctionnement des entraînements électriques :

Procédés de variation de vitesses, de démarrage et de freinage des moteurs CC, des moteurs asynchrones et des moteurs synchrones **(09 semaines)**

- Principe de variation de la vitesse des moteurs à CC;
- Entraînement à vitesse variable par redresseurs commandés;
- Entraînement à vitesse variable par hacheurs;
- Principe de réglage de la vitesse des moteurs à c. alternatif;
- Entraînement à vitesse variable par onduleur de tension;
- Entraînement à vitesse variable par onduleur de courant (sans et avec contrôle du glissement)

Mode d'évaluation ;

Control continu : 40% ; Examen : 60%.

Polycopiés et livres

Table des matières

Chapitre 1 : Généralités sur les entraînements électriques	1
Introduction.....	1
Point de vue fonctionnel	1
Structure d'un entraînement électrique	1
Définition.....	3
Reduction du moment d'inertie sur l'arbre moteur	3
Reduction des couples	4
Equation du mouvement de l'entraînement électrique	5
Caractéristique mécanique des machines de production	6
Chapitre 2 : Fonctionnement des entraînements électriques	9
Procédés de démarrage, freinage et variation des vitesses des moteurs à courant continu	9
Procédés démarrage, freinage et variation des vitesses des moteurs asynchrones	15
Procédés démarrage, freinage et variation des vitesses des moteurs synchrones	34
Entraînement à vitesse variable par redresseurs commandés	37
Entraînement à vitesse variable par hacheur	54
Entraînement à vitesse variable par onduleur de tension	72
Entraînement à vitesse variable par onduleur de courant	84

1 GENERALITES SUR LES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

1.1 INTRODUCTION :

Les systèmes utilisés pour commander un mouvement sont appelés entraînements. La commande d'un mouvement est nécessaire dans les applications industrielles et domestiques telles que les systèmes de transport, les laminoirs, les usines de papiers, les usines de textiles, les machines-outils, les ventilateurs, les pompes, les machines à laver, etc.

La commande de mouvement peut être en translation, en rotation ou en combinaison des deux. Généralement, un système d'entraînement est essentiellement doté d'une charge mécanique, d'un système de transmission, et d'un moteur principal. Cependant, les moteurs électriques sont principalement utilisés comme moteur principal en raison de certains avantages

Avantage des entraînements électriques:

- Caractéristiques de commande flexibles
- Le démarrage et le freinage sont faciles et simples
- Offre une large gamme de couples sur une large gamme de vitesse
- Disponibilité d'une large gamme d'énergie électrique
- Fonctionnement dans presque tous les types de conditions environnemental
- Pas de gaz d'échappement émis
- Capable de fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse
- Peut-être démarré et accélérer très rapidement

1.2 Point De Vue Fonctionnel :

Le choix d'un entraînement électrique dépend d'un certain nombre de facteurs importants :

- Conditions de fonctionnement au régime statique (nature des caractéristiques mécaniques, réglage de la vitesse, plage de variation de la vitesse, rendement, service de fonctionnement, quadrant de fonctionnement, caractéristiques nominales, etc.)
- Exigences de fonctionnement transitoire (valeurs d'accélération et de décélération, de démarrage et de freinage, d'inversion de la vitesse)
- Besoins en sources : type de sources, capacité, amplitude de la tension, facteur de puissance, harmoniques, etc.)
- Cout d'investissement et de fonctionnement, besoin de maintenances, durée de vie.
- Restrictions d'espace et de poids
- Fiabilité.

1.3 Structure D'un Entraînement Electrique :

Un système d'entraînement électrique moderne comprend cinq blocs fonctionnels principaux : Une charge mécanique, un moteur, un convertisseur statique, une source d'alimentation et un contrôleur.

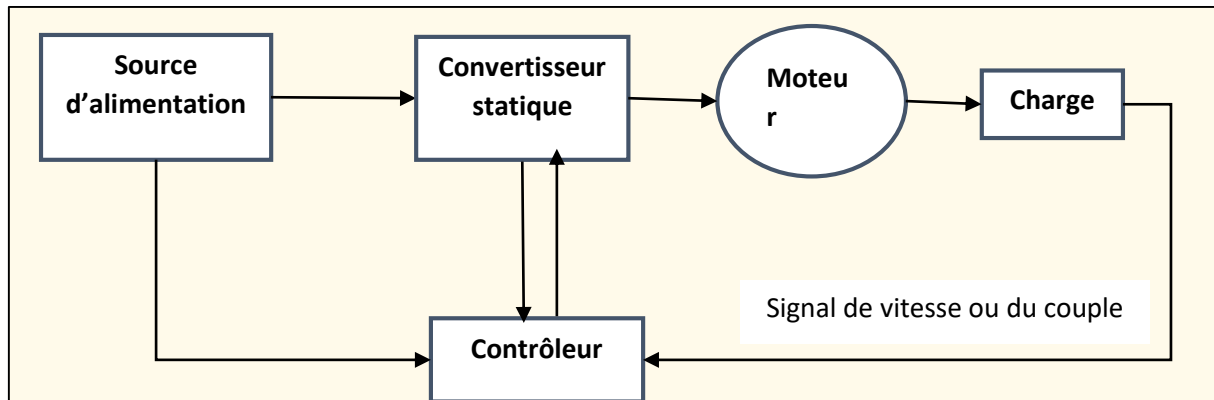


Figure 1.1 : Structure d'un entraînement électrique

- Source d'alimentation : la source d'alimentation fournit l'énergie au système d'entraînement, elle peut être continue ou alternatif (monophasé ou triphasé)
- Convertisseur statique : le convertisseur est connecté entre le moteur et la source d'alimentation et lui fournit une tension, un courant et une fréquence réglable. Le convertisseur convertit également la forme d'onde électrique selon le besoin du moteur
Type de convertisseur :
 - Redresseur commandé (CA à CC)
 - Onduleur (CC à CA)
 - Gradateur (CA à CA)
 - Hacheur (CC à CC)
 - Cyclo convertisseur (CA à CA)
- Contrôleur : le contrôleur bien conçu à plusieurs fonctions, la fonction de base consiste à surveiller les variables du système, à les comparer avec les valeurs souhaitées, puis à ajuster la sortie du convertisseur jusqu'à ce que le système atteigne les performances souhaitées. Cette fonctionnalité est utilisée dans les contrôles de vitesse et de position
- Moteur électrique :
 - Le critère de base lors de la sélection d'un moteur électrique pour une application d'entraînement donnée est qu'il respecte le niveau de puissance et les performances requises par la charge en régime stabilisé et en fonctionnement dynamique
 - Facteurs environnementaux : dans l'industrie comme dans l'industrie agro-alimentaire, l'industrie chimique et l'aviation l'environnement doit être propre

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

et dépourvus d'arc. Les moteurs à induction sont utilisés à la place des moteurs à courant continu.

- Charge mécanique :

Les charges mécaniques généralement appelées machines, telles que les débits dans les pompes, les ventilateurs, les robots, les machines-outils sont couplées à l'arbre du moteur.

On classe différents couples de charge en deux catégories : Couple de charge active et couple de charge passive. Les couple de charge susceptible d'entraîner le moteur dans des conditions d'équilibre sont appelés couples de charge actives, ces couples de forces conservant généralement leurs signes lorsque le sens de rotation est changé. Les couples dus à la force de gravité, les monte-charges et les ascenseurs.

1.4 Définition :

On appelle entraînement électrique un ensemble de dispositifs qui réalise la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique ainsi obtenue. On distingue trois types principaux de l'entraînement électrique : Entraînement électrique général, individuel et à plusieurs moteurs.

- ❖ On appelle entraînement général celui ou un seul moteur électrique transmet par l'intermédiaire d'une ou de plusieurs transmissions le mouvement à un groupe de machines.
- ❖ On appelle entraînement électrique individuel un système d'entraînement ou un seul moteur électrique actionne une seule machine
- ❖ On appelle entraînement à plusieurs moteurs un système comprenant plusieurs entraînements individuels dont chacun est destiné à actionner un seul élément du groupe de production

1.5 Réduction Des Moments D'inertie Sur L'arbre Du Moteur :

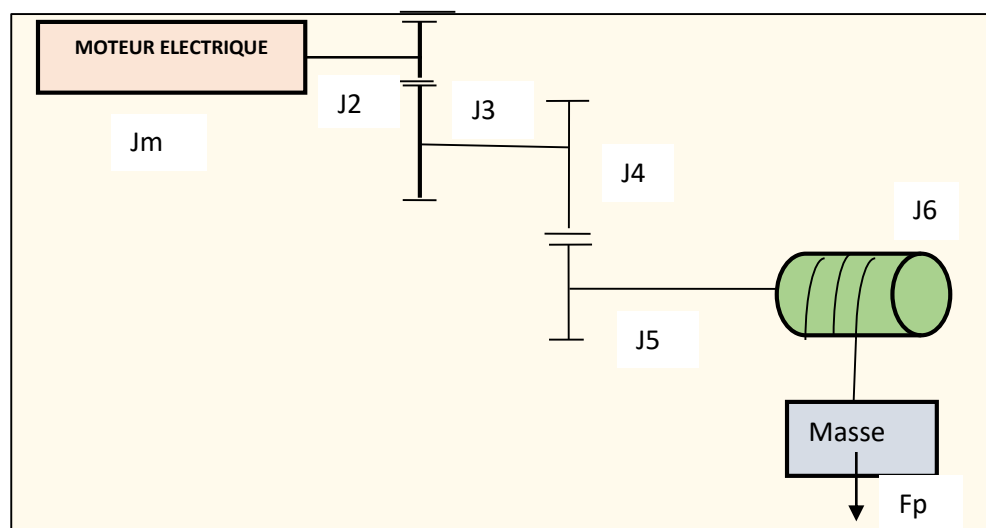


Figure 1.2 : Système moteur –charge avec engrenage

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

On remarque que la partie mécanique se présente comme un ensemble de système de masse liées entre elles et se déplacent à des vitesses différentes. Pour simplifier la tâche on ramène tous les paramètres des éléments mécaniques à une seule vitesse de calcul ; d'habitude il est plus commode de ramener tous les paramètres à la vitesse du moteur. Cette réduction se base sur la conservation de l'énergie cinétique

L'énergie emmagasinée dans les masses tournantes est :

$$\begin{aligned}
 E_m &= \frac{1}{2} J_m \omega_m^2 \\
 E_1 &= \frac{1}{2} J_1 \omega_1^2 \\
 E_2 &= \frac{1}{2} J_2 \omega_2^2 \\
 E_3 &= \frac{1}{2} J_3 \omega_3^2 \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 E_n &= \frac{1}{2} J_n \omega_n^2
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

L'énergie totale réduit à l'arbre du moteur est :

$$E_t = \frac{1}{2} J_m \omega_m^2 + \frac{1}{2} J_1 \omega_1^2 + \frac{1}{2} J_2 \omega_2^2 + \frac{1}{2} J_3 \omega_3^2 + \dots \dots \dots + \frac{1}{2} J_n \omega_n^2 + \frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} J_t \omega_m^2
 \tag{1.2}$$

J_t : moment d'inertie total

On peut écrire alors que :

$$J_t = J_m + J_1 \left(\frac{\omega_1}{\omega_m}\right)^2 + J_2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_m}\right)^2 + J_3 \left(\frac{\omega_3}{\omega_m}\right)^2 + \dots \dots \dots + J_p \left(\frac{\omega_n}{\omega_m}\right)^2 + m \left(\frac{v}{\omega_m}\right)^2
 \tag{1.3}$$

Le moment d'inertie total peut s'écrire encore d'une façon générale :

$$J_t = J_m + \sum_{i=1}^n J_i \left(\frac{\omega_i}{\omega_m}\right)^2 + \sum_{a=1}^n m_a \left(\frac{v_a}{\omega_m}\right)^2
 \tag{1.4}$$

1.6 Réduction Des Couples :

La réduction des couples se fait par le principe de la conservation de la puissance

$$P_n = \eta_T P_m
 \tag{1.5}$$

Où

η_T : Rendement globale de la transmission

P_m : Puissance statique sur l'arbre moteur

P_n : Puissance statique sur l'arbre de la charge

$$\left. \begin{aligned} P_n &= C_n \omega_n \\ P_m &= C_m \omega_m \end{aligned} \right\} \Rightarrow C_n \omega_n = \eta_T C_m \omega_m$$

Ce qui donne :

$$C_n = \eta_T C_m \frac{\omega_m}{\omega_n} \Rightarrow C_m = \frac{C_n}{\eta_T i_r} \quad (1.6)$$

Avec :

$$i_r = \frac{\omega_n}{\omega_m} : \text{Rapport de transmission}$$

C_m : Couple résistant réduit à l'arbre du moteur

C_n : Couple résistant

Lorsqu'il y a plusieurs étages de transmission entre le moteur d'entraînement et la machine entraînée, avec les rapports d'engrenage i_1, i_2, \dots , et les rendements respectifs $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_j$ le couple de charge par rapport à l'arbre du moteur est donné par :

$$C_m = C_n \times \frac{1}{\eta_1 \eta_2 \dots \eta_j} \times \frac{1}{i_1 i_2 \dots i_j} \quad (1.7)$$

1.7 Equation Du Mouvement De L'entrainement Electrique :

Le moteur et la charge qu'il entraîne peuvent être représentés par le système de rotation illustré à la Figure (1.3). Bien que la charge, en général, puisse ne pas tourner à la même vitesse que le moteur, il est commode de la représenter de cette manière de sorte que toutes les parties du système de charge moteur aient la même vitesse angulaire. Dans le cas où la vitesse de la charge diffère de celle du moteur, on peut trouver un système équivalent (comme expliqué plus loin)

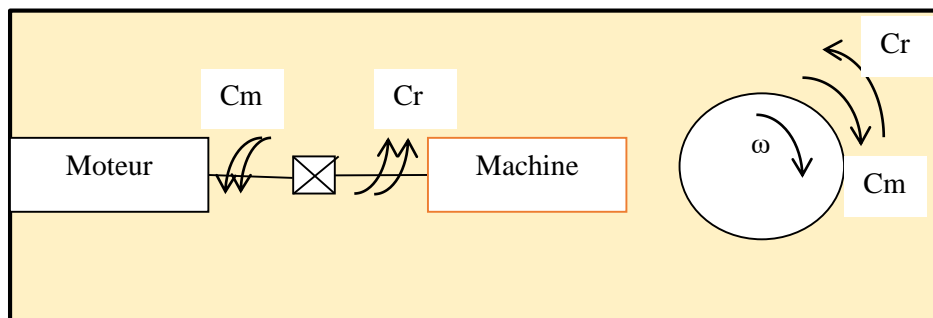


Figure 1.3 : Système moteur –charge

L'équation du mouvement de l'entrainement électrique est régie de la loi fondamentale de la dynamique :

Pour le corps en rotation :

$$\sum C_{ex} = J \frac{d\omega}{dt} \Rightarrow C_m - C_r = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.8)$$

Pour le corps en translation :

$$\sum F_{ex} = M \frac{dv}{dt} \quad (1.9)$$

En analysant l'équation d'équilibre des couples on voit que :

- Si $C_m > C_r \Rightarrow C_m - C_r > 0 \Rightarrow J \frac{d\omega}{dt} > 0$: Couple dynamique du dispositif d'entraînement est en accélération
- Si $C_m < C_r \Rightarrow C_m - C_r < 0 \Rightarrow J \frac{d\omega}{dt} < 0$: Couple dynamique du dispositif d'entraînement est en décélération
- Si $C_m = C_r \Rightarrow C_m - C_r = 0 \Rightarrow J \frac{d\omega}{dt} = 0$: La vitesse est constante, le dispositif d'entraînement fonctionne en régime permanent

1.8 Caractéristique Mécanique De La Machine De Production :

La caractéristique mécanique est la relation entre la vitesse de rotation et le couple résistant de la machine $\omega = f(C_r)$

Les caractéristiques mécaniques de différentes machines ne sont pas les mêmes, cependant on peut obtenir quelques résultats plus généraux en utilisant la formule expérimentale pour la caractéristique mécanique d'une machine :

$$C_r = C_o + (C_{rn} - C_o) \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^x \quad (1.10)$$

Où

C_r : Couple résistant de la machine entraînée à la vitesse ω

C_o : Couple de frottement dans la partie mobile de la machine

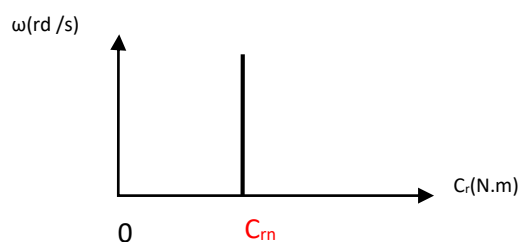
C_{rn} : Couple résistant à la vitesse nominale ω_n

x : Coefficient qui caractérise la variation du couple résistant en fonction de la variation de la vitesse

Cette formule nous permis de classer les caractéristiques mécaniques des machines de production comme suit :

- ✓ Caractéristique mécanique indépendante de la vitesse
 $x = 0, C_r = C_{rn}$

Exemple : mécanisme de levage, ascenseur



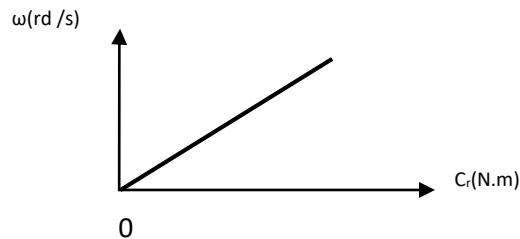
Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

- ✓ Caractéristique mécanique qui croit de façon linéaire

$$x = 1, C_o = 0$$

$$C_r = C_{rn} \frac{\omega}{\omega_n} = \frac{C_{rn}}{\omega_n} \omega$$

$$\frac{C_{rn}}{\omega_n} = A = const \Rightarrow C_r = A\omega$$



Dans ce cas le couple résistant varie linéairement avec la vitesse ω et augmente avec cette dernière

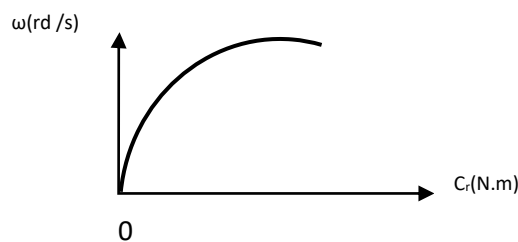
Exemple : lors de l'entraînement d'une génératrice à excitation indépendante débitante sur une résistance fixe.

- ✓ Caractéristique mécanique croissante de façon non linéaire

$$x = 2, C_o = 0$$

$$C_r = C_{rn} \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = \frac{C_{rn}}{\omega_n^2} \omega^2$$

$$\frac{C_{rn}}{\omega_n^2} = B = const \Rightarrow C_r = B\omega^2$$



Exemple : Ventilateur, Pompe centrifuge

- ✓ Caractéristique mécanique décroissant de façon non linéaire

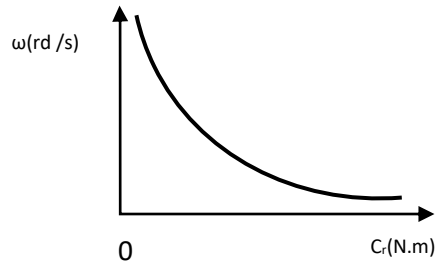
$$x = -1, C_o = 0$$

$$C_r = C_{rn} \frac{\omega_n}{\omega} = \frac{1}{\omega} C_{rn} \omega_n$$

$$C_{rn} \omega_n = K = const \Rightarrow C_r = \frac{K}{\omega}$$

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Le couple varie en raison inverse de la vitesse et la puissance absorbée par la machine reste constante



Exemple : certains tours, aléseuses fraiseuses, bobineuses

Ces caractéristiques ne présentent pas tous les cas possibles mais donne une idée des caractéristiques de certaines machines types.

Exercice N°1

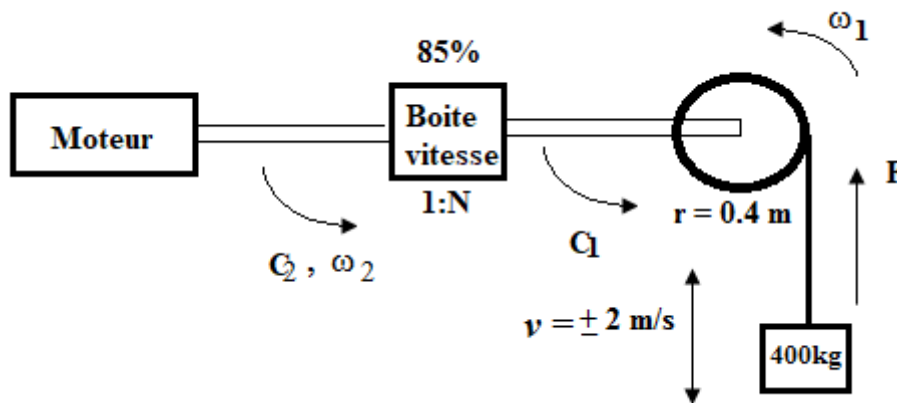
Un moteur à CC de puissance nominale 10 kW, tourne à la vitesse nominale de 1500 tr/min entraîne une charge qui développe un couple constant $C_r = 30$ N.m. L'inertie du système d'entraînement est de $0,10$ kg.m². Calculez le temps nécessaire pour accélérer la charge de zéro à 800 tr/min, en supposant que le moteur développe un couple nominal pendant la phase d'accélération.

Exercice N°2

Un moteur électrique est utilisé dans un palan pour monter et descendre des poids allant jusqu'à 400 kg à des vitesses allant jusqu'à ± 2 m/s. Le poids est suspendu à partir d'un câble qui est enroulé sur un tambour de rayon de 0,4 m. Le tambour est entraîné par le moteur d'entraînement par une boîte de vitesses qui a un rendement de 85%. La vitesse maximale du moteur est de ± 1300 tr/min. Il est demandé de :

(b) Déterminez le couple et la puissance fournie par le moteur lors de la levée du poids maximal à la vitesse maximale.

(c) Calculez le couple et la puissance fournis par le moteur lors de la descente du poids maximal à la vitesse maximale.



Solution :

Exercice N°1 :

La vitesse nominale est $N=1500\text{tr/min} \rightarrow \omega = \frac{2\pi N}{60} = \frac{2\pi 1500}{60} = 157\text{rd/s}$

Le couple nominal est $C_n = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{10000}{157} = 63,6\text{N.m}$

$$C_a = C_m - C_r = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$C_a = 63.6 - 30 = 33,6\text{N.m}$$

$$C_a = J \frac{\Delta\omega}{\Delta t} \Rightarrow \Delta t = J \frac{\Delta\omega}{C_a}$$

$$\Delta\omega = (800 - 0) \frac{2\pi}{60} = 83,73\text{rd/s}$$

$$\Delta t = t_2 - t_1 = J \frac{\Delta\omega}{C_a} = \frac{0.1 \times 83.73}{33.6} = 250\text{ms}$$

Comme $t_1=0$, le temps d'accélération est $t_2=250\text{ms}$

Exercice N°2 :

1. Durant la montée de la charge

Le couple développé par le moteur est :

$$C_2 = \frac{C_1}{i\eta_t} = \frac{1569,6}{27 \times 0.85} = 68,4\text{N.m}$$

Ou i est le rapport de réduction

$$i = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{136}{5} = 27$$

$$\omega_1 = \frac{v}{r} = \frac{2}{0.4} = 5 \text{rd/s}$$

Le couple applique sur le tambour :

$$C_2 = F \times r = m \times g \times r = 400 \times 9,81 \times 0.4 = 1569,6 \text{N.m}$$

La puissance développée par le moteur est :

$$P_2 = C_2 \times \omega_2 = 68,4 \times 136 = 9302,4 \text{W}$$

2. Durant la descente de la charge

Le tambour entraine le moteur qui fonctionne en régime générateur et par là :

Le couple applique sur le moteur :

$$C_2 = \frac{C_1 \eta_t}{i} = \frac{1569,6 \times 0.85}{27} = 49,41 \text{N.m}$$

La puissance absorbée par le moteur est :

$$P_2 = C_2 \times (-\omega_2) = 49,41 \times (-136) = -6,72 \text{Kw}$$

Le signe négatif signifie la fonction en générateur

2 FONCTIONNEMENT DES ENTRAÎNEMENTS ELECTRIQUES

2.1 Procédés De Démarrage, De Freinage Et De Variation Des Vitesses Des Moteurs A Cc

2.1.1 Démarrages

Pour assurer le démarrage d'un moteur, on doit se poser les deux questions suivantes :

- Le couple moteur est-il suffisant pour vaincre le couple résistant
- L'intensité appelée au moment de démarrage n'est-elle pas trop élevée

Deux possibilités de démarrage :

Démarrage direct ou le moteur est branché directement à la pleine tension, initialement au repos (vitesse nulle), le courant dans ce cas peut être destructif, il peut atteindre 50 fois le courant nominal

$$I_d = \frac{U_n}{R_{ind}} \quad (2.1)$$

Pour limiter cette intense valeur de courant soit on démarre le moteur avec une tension réduite ou on insère avec le circuit d'induit un rhéostat de démarrage, le courant de démarrage peut être limité jusqu'à $2I_n$

$$I_d = \frac{U_n}{R_{ind} + R_{ad}} \quad (2.2)$$

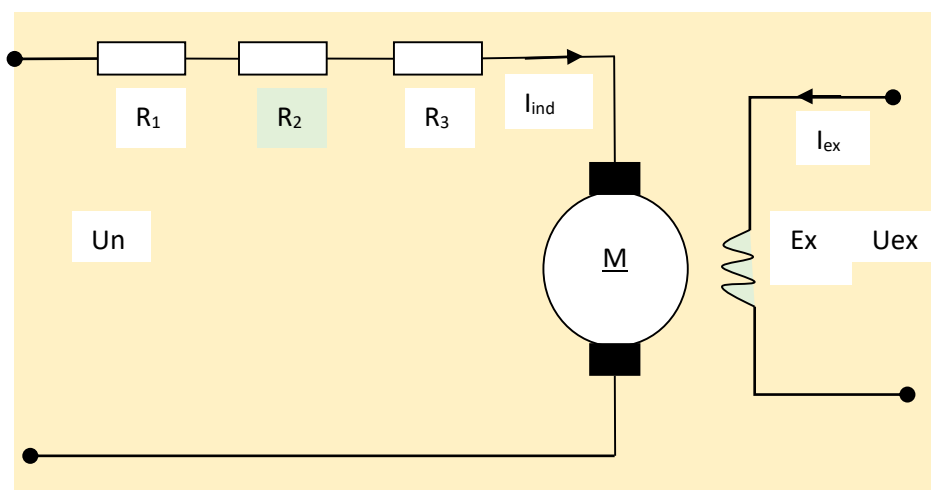


Figure 2.1 : Démarrage rhéostatique moteur à CC

2.1.2 Freinage

Pour arrêter un moteur à courant continu, on doit appuyer sur le bouton d'arrêt afin de couper l'alimentation. En coupant l'alimentation, la vitesse diminue graduellement sous l'effet des

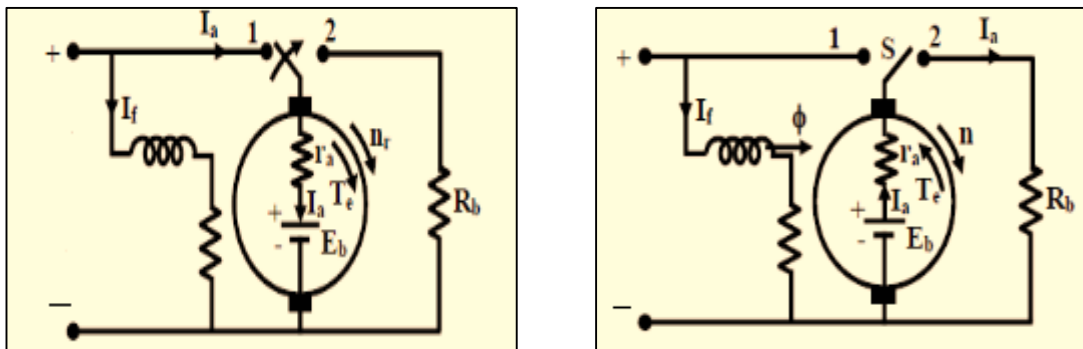
Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

perdes par frottement. Le moteur prend un certain temps pour s'arrêter. Dans certaines applications, il faut freiner le moteur rapidement. Parmi les méthodes de freinage :

- Le freinage rhéostatique ;
- Le freinage par contre-courant ;
- Le freinage par récupération d'énergie.

2.1.2.1 Freinage Rhéostatique

Le freinage rhéostatique consiste à ouvrir le circuit de l'induit et à le raccorder aux bornes d'une résistance afin que la puissance emmagasinée dans le moteur soit dissipée dans cette résistance. Lorsqu'on coupe l'alimentation de l'induit, le champ étant toujours alimenté, le moteur devient alors une génératrice à excitation séparée qui fonctionne à vide. En raccordant une résistance R aux bornes de l'induit, la tension induite produit un courant circulant dans le sens inverse dans cette résistance. Il en résulte un couple de freinage d'autant plus grand que ce courant est grand. En pratique, on choisit la résistance R telle que le courant de freinage, soit environ deux fois le courant nominal. Le moteur fonctionne dans les quadrants 2 ou 4.



Machine en régime moteur

Machine en régime de freinage rhéostatique

Figure 2.2 : Principe de freinage dynamique

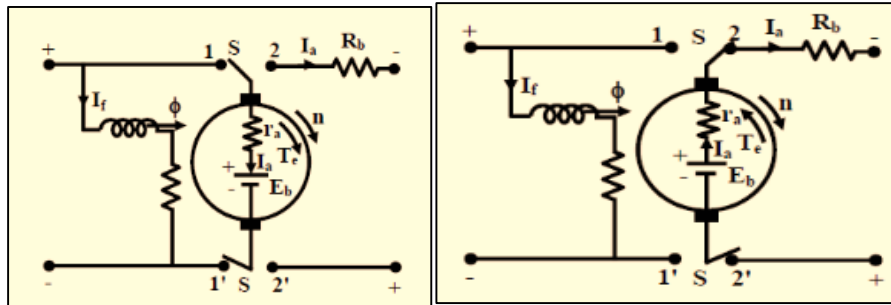
La tension induite diminue progressivement au fur et à mesure que le moteur ralentit. Le courant décroît également. Par conséquent, le couple de freinage diminue et s'annule lorsque le moteur cesse de tourner. Pour un freinage plus rapide, on diminue la résistance de freinage R .

2.1.2.2 Freinage Par Contre-Courant

On utilise le freinage par contre-courant pour arrêter un moteur très rapidement. Cette méthode consiste à inverser brutalement le sens du courant dans l'induit. En inversant le sens du courant de l'induit, la tension du circuit devient égale à la somme de la tension d'alimentation et de la tension induite. Le courant produit dans le sens inverse est très élevé. Pour limiter ce courant, on place une résistance de freinage R en série avec l'induit au moment où l'on inverse le sens du courant. La valeur de cette résistance est calculée de façon à limiter le courant de freinage à

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

environ deux fois le courant nominal du moteur. Contrairement au freinage rhéostatique, un couple est développé même à l'arrêt. Dès que le moteur s'arrête, il faut ouvrir immédiatement le circuit afin de l'empêcher de redémarrer dans le sens inverse. Pour cela, on place un interrupteur centrifuge qui détecte le passage de la vitesse par zéro et ouvre le circuit.



Machine en régime moteur

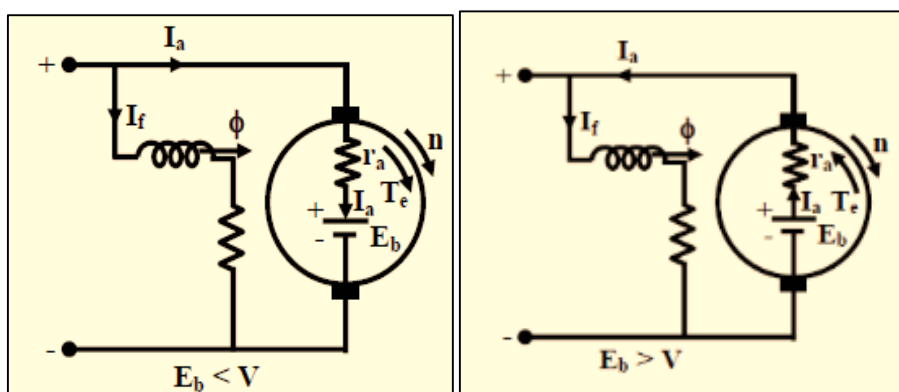
Machine en régime de freinage à contre-courant

Figure 2.3 : Principe de freinage à contre-courant

2.1.2.3 Freinage Par Récupération D'énergie

Comme nous l'avons vu pour le freinage rhéostatique, pendant le freinage par récupération d'énergie, le moteur fonctionne en génératrice ; seulement au lieu de perdre l'énergie de freinage dans des résistances, on la récupère sur le réseau d'alimentation.

Cette forme de freinage convient bien à la traction électrique (train, trolley, métro...) où les masses à freiner ou à ralentir sont importantes. Le point de fonctionnement du moteur doit pouvoir être placé dans n'importe quels quadrants du plan couple-vitesse de rotation, car le moteur doit pouvoir tourner dans les deux sens (marche avant et marche arrière), avec un couple moteur ou de freinage.



Machine en régime moteur

Régime de freinage par récupération de l'énergie

Figure 2.4 : principe de freinage par récupération de l'énergie

Résumé sur le freinage

A la suite de cette étude, vous devriez retenir plus particulièrement les points suivants :

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

- Le freinage rhéostatique consiste à dissiper l'énergie de freinage dans une résistance. Le moteur fonctionne alors en génératrice.

- Le couple de freinage est d'autant plus grand que le courant est grand et donc que la résistance est faible.

- Le freinage par contre-courant consiste à inverser brusquement le sens du courant dans l'induit.

Il faut impérativement ouvrir le circuit dès que le moteur s'arrête pour l'empêcher de repartir dans l'autre sens. On utilise pour cela un interrupteur centrifuge.

- Le freinage par récupération d'énergie consiste à renvoyer sur le réseau d'alimentation l'énergie de freinage. Pour cela, la commande du moteur doit être faite par un pont tout thyristor monophasé ou triphasé simple ou double (tête-bêche) selon l'application.

2.1.3 Variation De La Vitesse De Rotation

La vitesse de rotation d'un moteur à excitation indépendante ou shunt est donnée par l'équation suivante :

$$\omega = \frac{U_a - I_a R_a}{K\phi} \quad (2.3)$$

Elle peut donc être donc modifié en agissant sur les trois paramètres R_a , ϕ et U_a , le couple moteur et le courant d'induit, étant considéré constant (couple résistant constant). Il en résulte trois modes de réglage de vitesse

2.1.3.1 Réglage Par Rhéostat :

Les paramètres ϕ et U_a étant fixés à leur valeur nominale et le couple moteur étant constant, la vitesse peut être variée en introduisant un rhéostat R_{th} dans le circuit d'induit. Dans ce cas :

$$\omega = \frac{U_a}{K\phi} - \frac{I_a(R_a + R_{th})}{K\phi} \quad (2.4)$$

A mesure que la valeur de la Résistance série R_{th} augmente, la vitesse est diminuée, permettant e maintenir le courant, donc le couple constant. La caractéristique mécanique est une série de droites, convergeant au point :

$$C_m = 0 ; I_a = 0 \rightarrow \omega = \frac{U_a}{K\phi} \quad (2.5)$$

Les inconvénients de cette solution sont :

- Des caractéristiques d'allure série, le point de fonctionnement devenant fortement dépendant du couple résistant,
- Une importante dissipation de l'énergie dans le rhéostat

Ce système n'est donc employé que pour le démarrage ou le freinage du moteur, en particulier en traction électrique

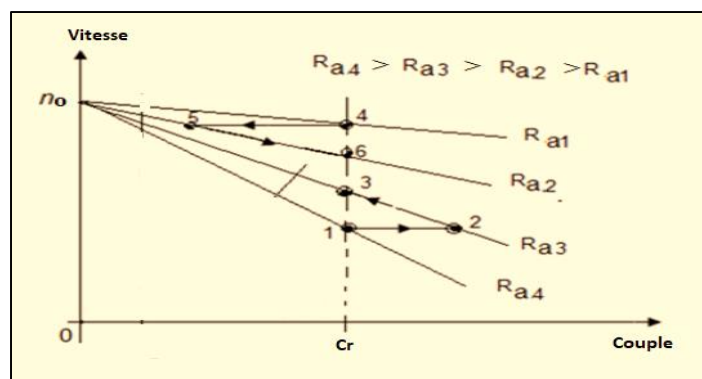


Figure 2.5 : Caractéristiques mécaniques pour différents R_{ad}

2.1.3.2 Réglage Par Flux :

Afin d'obtenir un couple maximal au démarrage, le flux d'excitation doit être ajusté à sa valeur nominale aux vitesses faibles. Toute réduction du flux ne peut donc entraîner qu'une augmentation de la vitesse au-dessus de la vitesse nominale. Il faut noter cependant que dans ce mode de réglage, le couple correspondant au courant nominal de la machine diminue dans les mêmes proportions que la réduction du flux. De plus dans cette zone, la tension d'alimentation d'induit étant constante pour un courant d'induit constant égal à la valeur nominale, le moteur fonctionne à puissance constante, donc avec un couple maximum décroissant avec la vitesse.

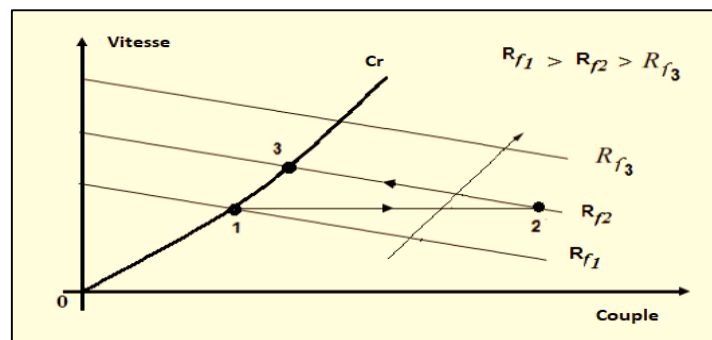


Figure 2.6 : Caractéristiques mécaniques pour flux variable

2.1.3.3 Réglage Par Action Sur La Tension D'induit :

Le flux étant réglé à sa valeur nominale, la vitesse peut être variée d'une valeur nulle à la valeur nominale en variant la tension d'alimentation de l'induit de zéro à la valeur nominale. On obtient alors des caractéristiques parallèles à la caractéristique naturelle. Les avantages de cette solution sont :

- * Un control de vitesse sans pertes d'énergie, contrairement au réglage rhéostatique
- * La conservation de caractéristiques mécaniques à l'allure shunt.

Cette solution est donc la plus couramment employée pour réglage de la vitesse. Elle requiert cependant une alimentation en courant continu variable, de puissance environ égale à la puissance maximale du moteur.

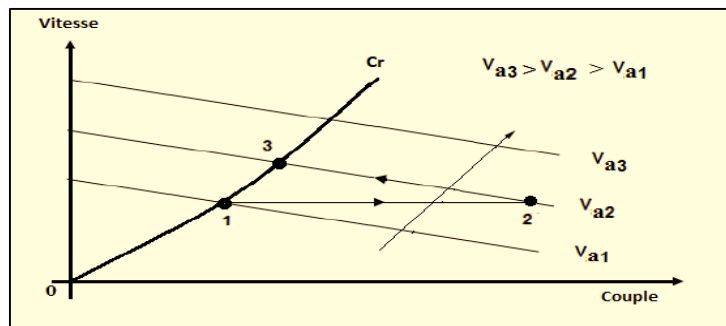


Figure 2.7 : Caractéristiques mécaniques pour tension d'induit variable

Remarque

Le réglage de la vitesse d'un moteur série peut se faire de façon identique à celui d'un moteur shunt : par rhéostat, par réglage du flux d'excitation, par réglage de la tension d'alimentation.

Exercice N°1

Un moteur à excitation indépendante à les données nominales suivantes : 400 V, 750 tr / min, 70 A et une résistance d'induit de 0,3 Ω. Lorsqu'il fonctionne dans des conditions nominales, le moteur doit subir un freinage avec récupération d'énergie avec un courant d'induit limité à 90 A. Quelle est la valeur de la résistance externe qui doit être connectée en série avec l'induit pour ce freinage? Calculez le couple de freinage initial et sa valeur lorsque la vitesse du moteur est à 900 tr / min. Négliger la saturation.

Exercice N°2

Un moteur shunt de 500 V à flux constant entraîne une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse. Lorsqu'il fonctionne à 900 tr / min, il absorbe un courant d'induit de 45 A. Trouvez la vitesse à laquelle le moteur tourne si une résistance de 8Ω est connectée en série avec l'induit. La résistance d'induit est de 1Ω.

Solution

Ex : 1

La vitesse du moteur est : $\omega = \frac{2\pi \cdot 750}{60} = 78,5 \text{ rad/s} \Rightarrow K\phi = \frac{400 - 70 \times 0,3}{78,5} = 4,82 \text{ Vs/rad}$

Le couple développé est : $C_{em} = K\phi I_a = 4,82 \times 70 = 338 \text{ N.m}$

Au moment de freinage le courant est limité à 90A au point 3 de la caractéristique donc :

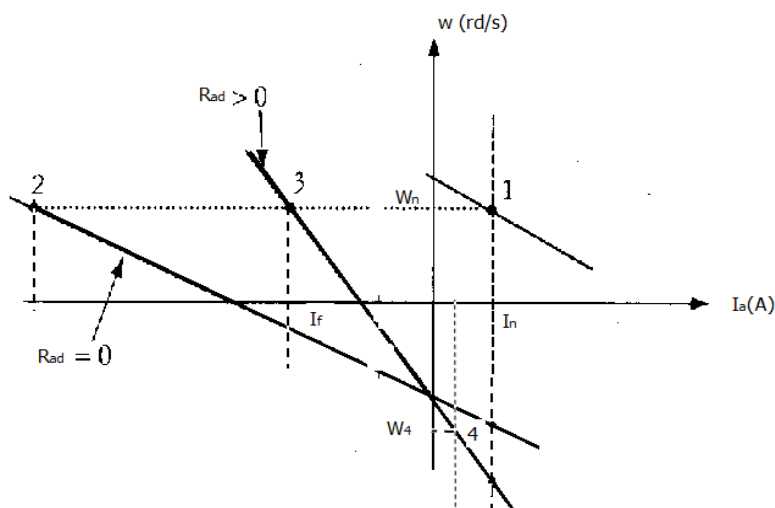
$$R_{ad} = \frac{U - k\phi\omega}{I_f} - R_a = \frac{-400 - 4,82 \times 78,5}{-90} - 0,3 = 8,64 \Omega$$

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Le couple de freinage est : $C_f = K\phi I_f = 4,82 \times 90 = 433,8 \text{ N.m}$

Le couple développé à vitesse 900tr/min : $\omega = \frac{2\pi \cdot 900}{60} = 94,2 \text{ rd/s}$

$$C_{e2} = k\phi \left(\frac{U - K\phi\omega_4}{R_a + R_{ad}} \right) = 4,82 \times \left(\frac{-400 + 4,82 \times 94,2}{8,94} \right) = 29,13 \text{ N.m}$$



Exe : 2

Le couple le moteur est : $C_{em} = K\phi I_a$

Le couple résistant est : $C_r = AN^2$

Au régime permanent $C_{em} = C_r \Rightarrow \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{I_{a1}}{I_{a2}}$

Comme : $E_a = K\phi\omega = K'N \Rightarrow \left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2 = \frac{I_{a1}}{I_{a2}}$

$$E_{a1} = 500 - 45 = 455V$$

$$E_{a2} = 500 - 9I_{a2}$$

On substitue les deux équations :

$$\frac{455^2}{(500 - 9I_{a2})} = \frac{45}{I_{a2}}$$

On obtient cette équation de second ordre suivant :

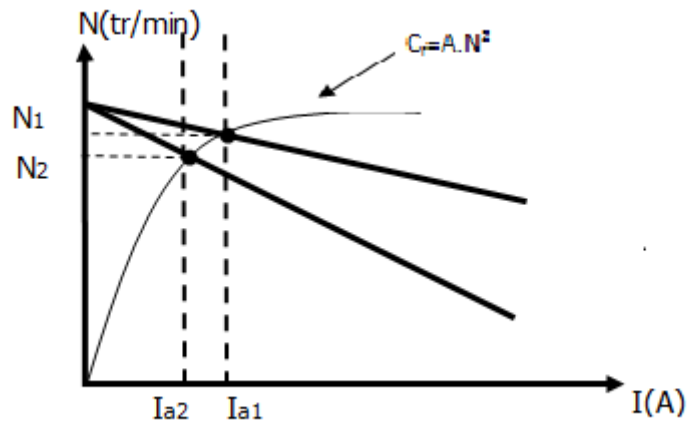
$$I_{a2}^2 - 167,9I_{a2} + 3086,6 = 0$$

Qui a la solution suivante : $I_{a2} = 21A$

$$E_{a2} = 500 - 9 \times 21 = 311V$$

La nouvelle vitesse est :

$$N_2 = \frac{E_{a2}}{E_{a1}} N_1 = \frac{311}{455} \times 900 = 615,2 \text{ tr/min}$$



2.2 Procédés De Démarrage, De Freinage Et De Variation Des Vitesses Des Moteurs Asynchrones

2.2.1 Introduction :

Les caractéristiques de vitesse par rapport au couple des moteurs asynchrones sont importantes dans le choix d'un entraînement électrique. De plus, le rapport du couple maximal au couple nominal, le rapport du courant de démarrage au courant nominal, le rapport du couple de démarrage au couple nominal et le rapport du courant à vide au courant nominal sont d'importance égale. La méthode la plus pratique pour déterminer les caractéristiques ci-dessus consiste à utiliser le circuit équivalent du moteur à induction. La Figure (2.7) montre le circuit équivalent approximatif, qui représente les performances du moteur à induction à un glissement g . Toutes les grandeurs définies dans cette figure sont des valeurs par phase et toutes les grandeurs de rotor ont été ramenées au stator. Le terme R_2'/g peut être considéré comme la somme de deux résistances R_2' et $(1-g)R_2'/g$ où R_2' est la résistance réelle du rotor et $(1-g)R_2'/g$ est une résistance fictive qui représente, électriquement, la puissance mécanique développée dans le rotor.

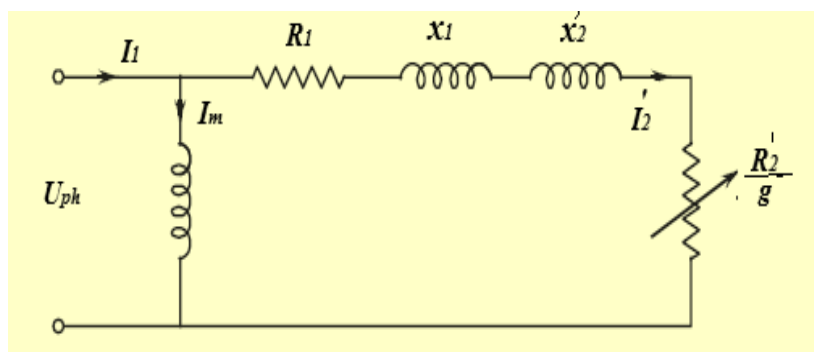


Figure 2.8 : Circuit équivalent simplifié du moteur asynchrone

D'après le circuit équivalent, on peut écrire que :

$$\text{La puissance du glissement est : } P_g = 3I_2'^2 \left(\frac{R_2'}{g} \right) \quad (2.6)$$

$$\text{Les pertes joule rotorique est : } \Delta P_2 = 3R_2'I_2'^2 \quad (2.7)$$

$$\text{La puissance mécanique développée est : } P_m = 3I_2'^2 \left(\frac{R_2'(1-g)}{g} \right) \quad (2.8)$$

$$\text{La puissance mécanique est aussi : } P_m = C_m \omega = C_m \omega_s (1 - g) \quad (2.9)$$

$$\text{Le couple moteur est : } C_m = \frac{3}{\omega_s} I_2'^2 \left(\frac{R_2'}{g} \right) \quad (2.10)$$

$$\text{Le courant rotorique est : } I_2' = \frac{U_{ph}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad (2.11)$$

En substituons ces équations on trouve l'équation de vitesse du moteur asynchrone suivante :

$$C_m = \frac{3U_{ph}^2 \frac{R_2'}{g}}{\omega_o \left(\left(R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + x_{cc}^2 \right)} \quad (2.12)$$

Où : $x_{cc} = x_1 + x_2'$

A partir de l'équation de vitesse la caractéristique du moteur asynchrone est la suivante :

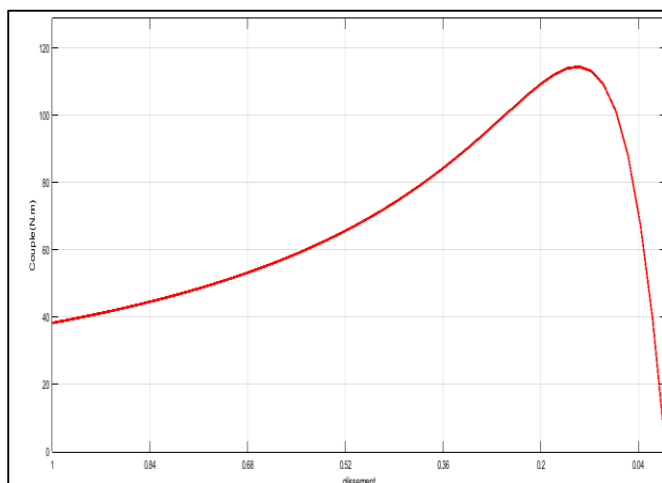


Figure 2.9 : Caractéristique mécanique du moteur asynchrone

2.2.2 Démarrage

Le démarrage d'un entraînement électrique implique un changement de son état de repos à une vitesse de rotation en régime permanent. Le processus de démarrage est un phénomène important dans tout le fonctionnement. Lors de la mise sous tension d'un moteur asynchrone, celui-ci provoque un fort appel de courant qui peut provoquer des chutes de tension importantes dans une installation électrique. Pour ces raisons en autres, il faut parfois effectuer un démarrage différent du démarrage direct. Il est donc logique de limiter le courant pendant le démarrage à une valeur acceptable. Mais si l'on limite le courant, on limite du fait la tension (dans certain cas seulement).

Le dispositif de démarrage d'un moteur doit satisfaire aux exigences suivantes :

Mécaniques :

- a. le moteur doit pouvoir démarrer : le couple de démarrage C_d doit vaincre le couple résistant C_r de la charge à entraîner : $C_d > C_r$.
- b. Les conditions d'accélération doivent être compatibles avec la charge (ex : escalier mécanique).

Electriques :

- c. Le courant de démarrage I_d peut atteindre 4 à 8 fois l'intensité nominale I_n . Ce courant de démarrage doit donc être compatible avec la ligne d'alimentation du moteur.
- d. La chute de tension au démarrage ne doit pas excéder 10%.
- e. Le courant de démarrage ne doit pas provoquer le déclenchement des protections.

On distingue principalement trois procédés électromécaniques pour assurer le démarrage des moteurs asynchrones triphasés. Ils ont pour intérêt de limiter le courant en ligne et de rendre le démarrage moins brutal.

2.2.2.1 Démarrage Direct

Dans ce procédé, le stator du moteur est branché directement sur le réseau d'alimentation triphasé. Le démarrage s'effectue en un seul temps. Seuls les moteurs asynchrones triphasés à rotor en court-circuit ou rotor à cage peuvent être démarrés suivant ce procédé.

Si le réseau accepte la pointe d'intensité au démarrage, ce procédé est simple à mettre en œuvre. Au démarrage, la pointe d'intensité est de l'ordre de 4 à 8 fois l'intensité nominale.

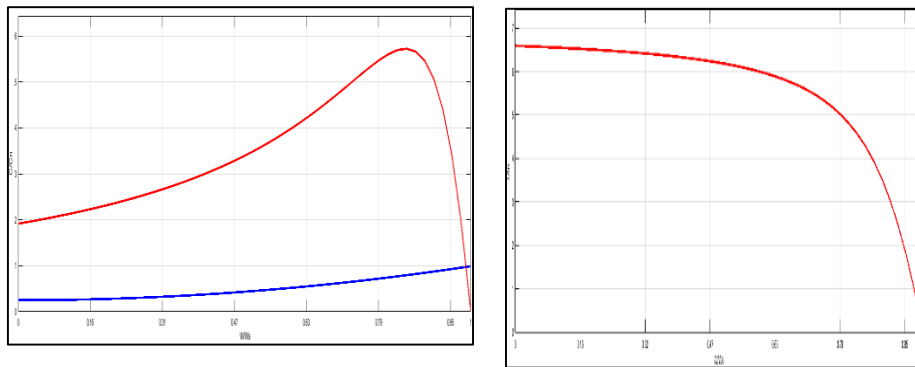
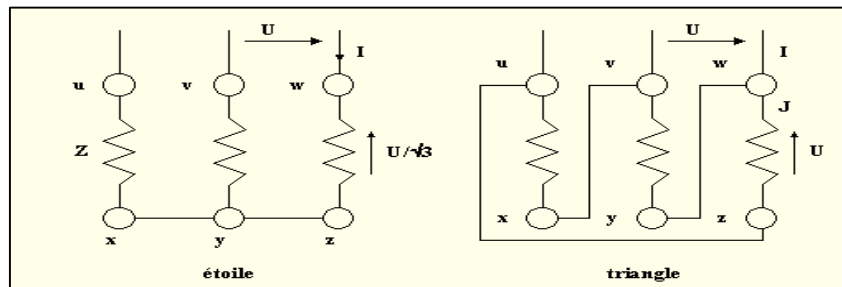


Figure 2.10 : Evolution du courant et du couple de démarrage direct

Le couple de décollage (pour vaincre le couple résistant de la charge entraînée) est important, environ 0,5 à 1,5 fois le couple nominal. La surintensité au moment du démarrage peut être de 4 & 7 fois l'intensité nominale $I_d = 4 \text{ à } 7I_n$, et le couple moteur est en moyenne de 1,5 à 2 fois le couple nominal.

2.2.2.2 Démarrage Etoile Triangle :

Ce procédé ne peut s'appliquer qu'aux moteurs dont toutes les extrémités d'enroulements sont sorties sur la plaque à bornes. De plus, il faut que le moteur soit compatible avec un couplage final triangle.



$$I = \frac{U}{\sqrt{3}Z}$$

$$J = \frac{U}{Z}; I = J * \sqrt{3} = \sqrt{3} \frac{U}{Z}$$

Principe de démarrage :

- **Premier temps :** mise sous tension et couplage étoile des enroulements. Le moteur démarre à tension réduite $U/\sqrt{3}$.
- **Deuxième temps :** suppression du couplage étoile et mise en couplage triangle. Le moteur est alimenté à pleine tension

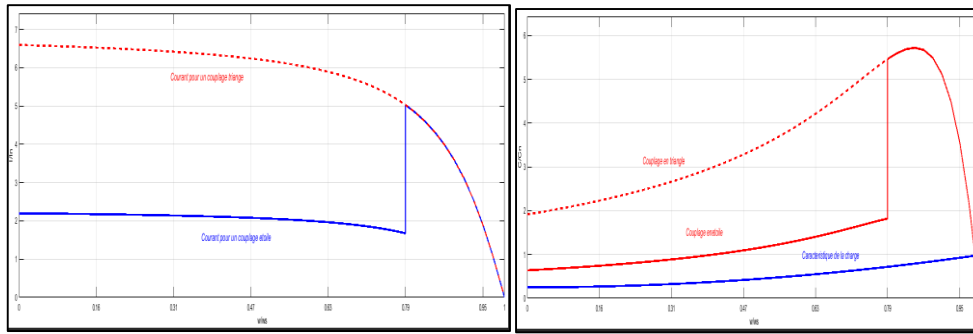


Figure 2.11 : Evolution du courant et du couple de démarrage étoile-triangle

- La courbe $I = f(n)$ montre que l'appel de courant au moment du démarrage est le tiers de l'appel en démarrage direct triangle. $I_d = 1,3 \text{ à } 2,6 I_n$.
- Le couple étant proportionnel au carré de la tension appliquée, la tension étant $U/\sqrt{3}$, le couple est sensiblement 3 fois plus faible qu'en démarrage direct : $C_d = 0,2 \text{ à } 0,5 C_n$.

2.2.2.3 Démarrage Rotorique

Le démarrage rotorique a pour principe de limiter les courants rotoriques circulant dans l'induit, on insère dans le circuit rotorique des résistances qui sont ensuite court-circuitées progressivement. Le moteur se comportant alors comme un transformateur, le courant de ligne sera limité lui aussi. Pour ce démarreur, il faut impérativement un moteur à rotor bobiné. Le démarrage rotorique est utilisé en général pour les machines de puissances $> 100 \text{ KW}$ exemple de charge : Compresseurs rotatifs à piston, les pompes...

Par ailleurs, ce type de démarrage est extrêmement souple, car il est facile d'ajuster le nombre et l'allure des courbes représentant les temps successifs aux impératifs mécaniques ou électriques (couple résistant, valeur d'accélération, pointe maximale de courant, etc.).

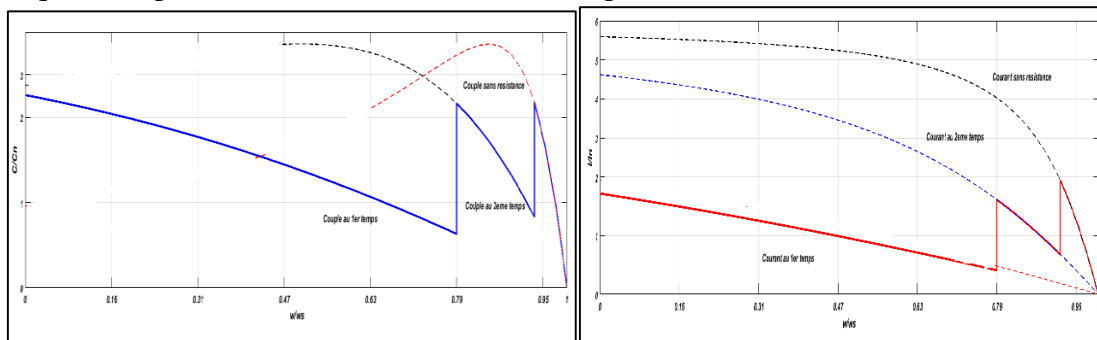


Figure 2.12 : Evolution du courant et du couple de démarrage rotorique

2.2.3 Freinage :

Dans un grand nombre d'applications, l'arrêt du moteur est obtenu simplement par décélération naturelle. Le temps de décélération dépend alors uniquement de l'inertie de la machine entraînée. Mais il est souvent nécessaire de réduire ce temps. Le freinage électrique apporte dans ce cas une solution efficace et simple. Par rapport aux freinages mécaniques, il offre l'avantage d'être régulier et de ne mettre en œuvre aucune pièce d'usure.

2.2.3.1 Freinage Par Récupération De L'énergie :

Pour ce régime de fonctionnement on doit respecter la condition $\omega > \omega_0$. Pour réaliser le régime de freinage par récupération de l'énergie, on fait changer deux séquences de phase de l'enroulement statoriques, cette conversion de phase fait changer la direction du champ statorique tournant induisant ainsi des f.é.m. et des courants dans l'enroulement rotoriques en sens inverse, par la suite le couple moteur, le moteur passe alors au quadrant 4 fonctionnant ainsi comme générateur. Lorsque le rotor d'un moteur à induction tourne plus vite que le champ du stator, le glissement devient négatif et la machine génère de l'énergie. Par conséquent, chaque fois que le moteur a tendance à tourner plus vite que le champ tournant, un freinage par récupération de l'énergie se produit et l'énergie est renvoyée au réseau. La courbe vitesse-couple s'étend jusqu'au deuxième quadrant.

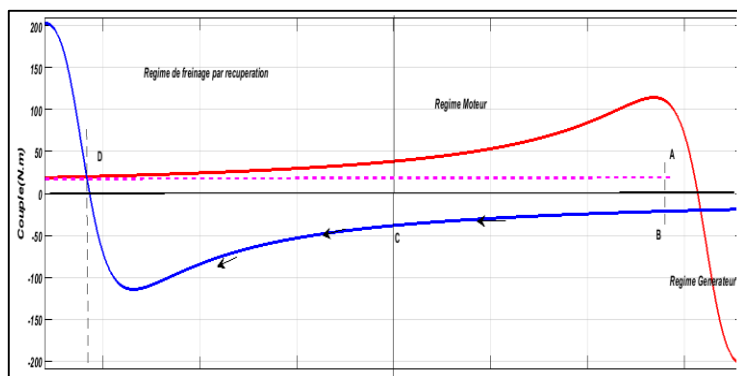


Figure 2.13 : Caractéristiques mécaniques de freinage par récupération de l'énergie

2.2.3.2 Freinage A Contre-Courant

On peut obtenir le freinage à contre-courant soit par insertion d'une grande résistance dans le circuit rotorique, soit par permutation de deux phases de l'enroulement dont le principe consiste, à isolé le moteur du réseau alors qu'il tourne encore, et de le reconnecter sur le réseau en sens inverse. C'est un mode de freinage très efficace avec un couple, en général supérieur au couple de démarrage, qui doit être arrêté suffisamment tôt pour éviter que le moteur ne reparte en sens inverse. Divers dispositifs automatiques sont employés pour commander l'arrêt dès que la vitesse approche de zéro : - détecteurs d'arrêt à friction, détecteurs d'arrêt centrifuges, - dispositifs chronométriques, - relais de mesure de la fréquence ou de la tension au rotor (rotor bobiné), etc.

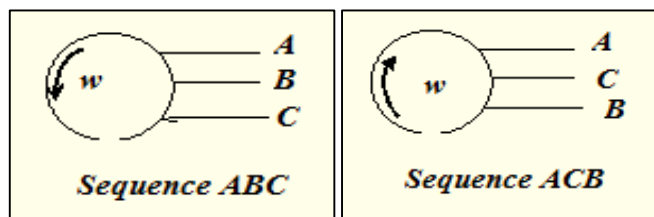


Figure 2.14 : Changement des sequences de phase

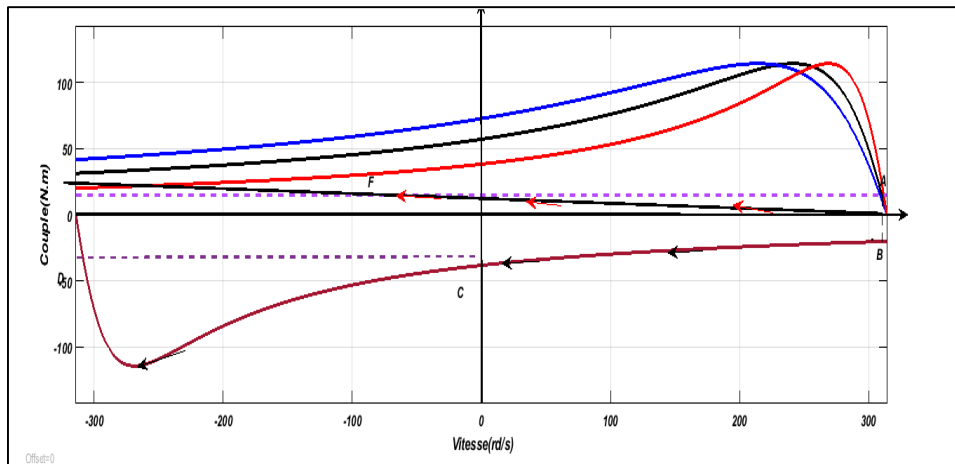


Figure.2.15 : Caractéristiques mécaniques au régime de freinage à contre-courant

2.2.3.3 Freinage Dynamique

Le procédé consiste à envoyer du courant redressé dans le stator préalablement séparé du réseau. Ce courant redressé crée un flux fixe dans l'entrefer du moteur. Pour que la valeur de ce flux corresponde à un freinage convenable, le courant doit être environ 1.3 fois le courant nominal. L'excédent de pertes thermiques dû à cette légère surintensité est généralement compensé par le fait que le freinage est suivi d'un temps d'arrêt.

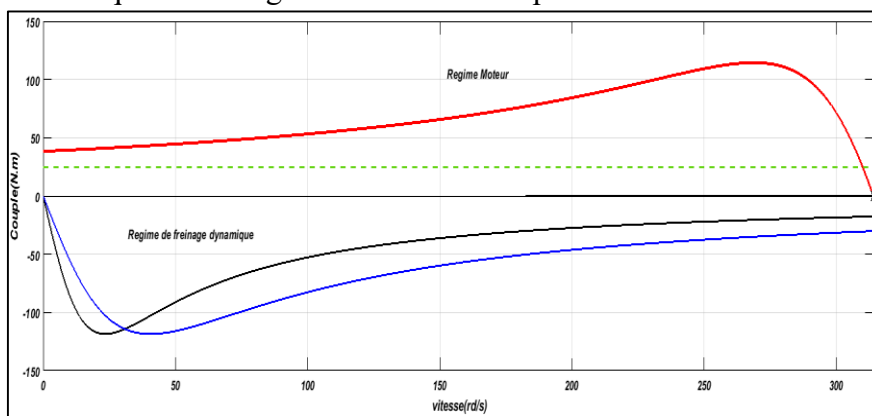


Figure 2.16 : Caractéristiques mécanique au régime de freinage dynamique

2.2.4 Procédés De Variation De La Vitesse Des Moteurs Asynchrones

Les différents procédés de variation de la vitesse envisageables consistent à mettre à profit les modifications de la caractéristique couple-vitesse résultant de la variation des paramètres intervenant dans l'expression (2.12)

D'après l'expression du couple moteur, les paramètres sur lesquels on peut agir pour modifier la caractéristique mécanique sont :

- La tension d'alimentation U_{ph} ;
- La résistance rotorique R'_2 ;
- La fréquence de la tension d'alimentation f .

2.2.4.1 Action Sur La Tension D'alimentation

Le procédé le plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone consiste à alimenter la machine à fréquence constante mais à faire varier la valeur de la tension à ses bornes. Le couple varie comme le carré de la tension, et en particulier le couple max, en revanche, le glissement critique ne dépend pas de la tension. Partant de la caractéristique à tension nominale, la seule variation possible est une diminution de la tension U_{ph} .

Il est bien connu que le couple d'un moteur à induction varie directement proportionnellement au carré de la tension. Le couple d'un moteur à induction est approximativement donné par :

$$C_m = \frac{3U_{ph}^2 \frac{R_2}{g}}{\omega_o \left(\left(\frac{R_2'}{g} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right)} \tag{2.13}$$

Le glissement maximal correspondant au couple maximal est indépendant de la tension. Cependant, cela peut varier en variant la résistance du rotor comme l'indique la relation suivante :

$$g_{max} = \frac{R_2'}{x_1 + x_2'} \tag{2.14}$$

Alors que le couple maximal est dépendant de la tension du stator. Sa valeur est donnée par la relation suivante :

$$C_{max} = \frac{3U_{ph}^2}{2\omega_s(x_1 + x_2')} \tag{2.15}$$

Cela change avec carré de la tension appliquée. Si la tension est réduite à 80%, le couple maximal tombe à 64%. La variation de la tension appliquée est obtenue au moyen d'un variateur de tension.

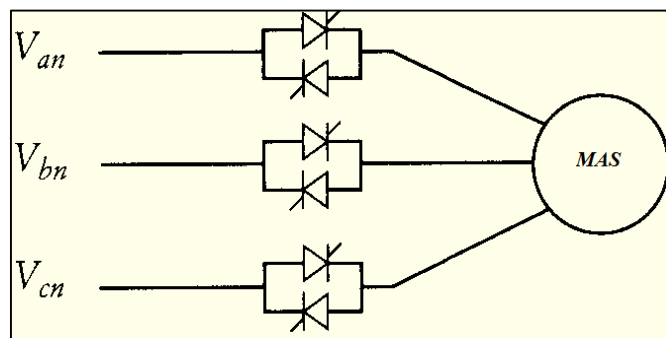


Figure 2.17 : Variateur de tension alternative utilisant des thyristors antiparallèles pour le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone

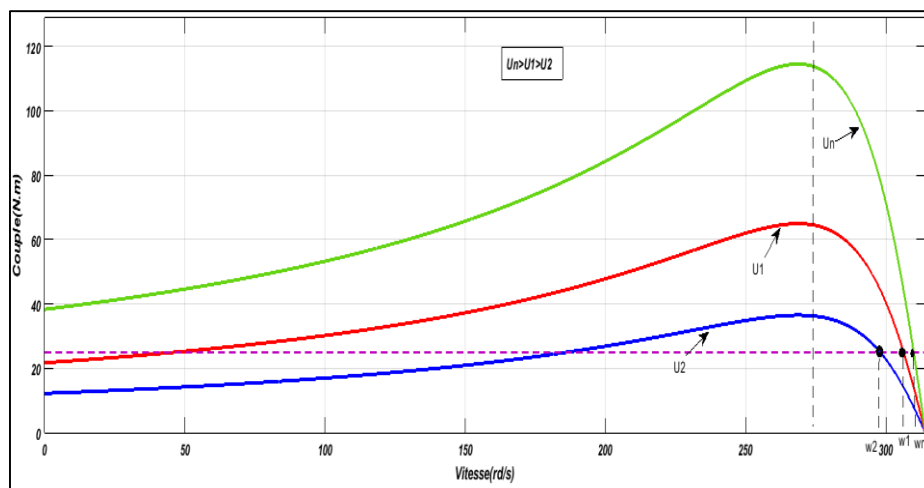


Figure 2.18 : Modification des caractéristiques mécaniques par la tension d'alimentation

La tension du stator peut varier de zéro à la valeur complète de l'angle d'amorçage. Le facteur de puissance côté ligne est très faible en raison des harmoniques et de la puissance réactive due du convertisseur.

Lorsqu'un moteur à induction à cage est alimenté par une alimentation à tension variable pour la variation de la vitesse, les observations suivantes peuvent être faites :

- La courbe de vitesse de couple au-delà du point de couple maximal a une forme négative. Un point de fonctionnement stable dans cette région n'est pas possible pour une charge à couple constant.
- Le variateur de tension doit être capable de résister à des courants de démarrage élevés.
- La plage de contrôle de vitesse est plutôt limitée.
- Le facteur de puissance du moteur est médiocre.

2.2.4.2 Action Sur La Résistance Rotorique R'_2

Le contrôle de la vitesse par variation de glissement peut être obtenu en utilisant une résistance variable dans le circuit du rotor. D'après les équations, il est clair que la valeur maximale du couple ne dépend pas de la valeur de la résistance du rotor. Cependant, la résistance du rotor influe sur le glissement maximal. Une famille de courbes a été représentée sur la figure 4.9 pour une résistance variable dans le circuit du rotor. Le glissement maximal du moteur à une valeur donnée de la résistance du rotor est donné par :

$$g'_{max} = g_{max} \frac{R'_2 + R_{ad}}{R'_2} \quad (2.16)$$

Où : R'_2 est la résistance du rotor et R_{ad} est la résistance incluse.

La résistance externe peut être ajoutée très facilement aux phases d'un rotor à bague. La méthode conventionnelle de variation de la résistance au moyen de contacteurs mécaniques est illustrée à la Figure 2.19. Avec le développement des thyristors, il est devenu possible d'utiliser une résistance contrôlée par hacheur dans le circuit du rotor.

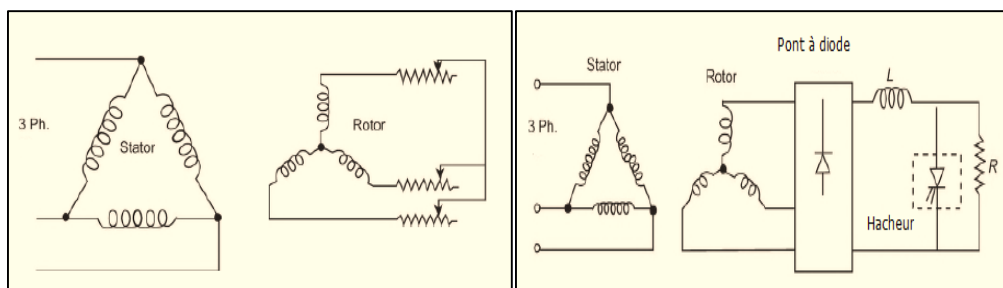


Figure 2.19 : Moteur asynchrone et rhéostat rotorique

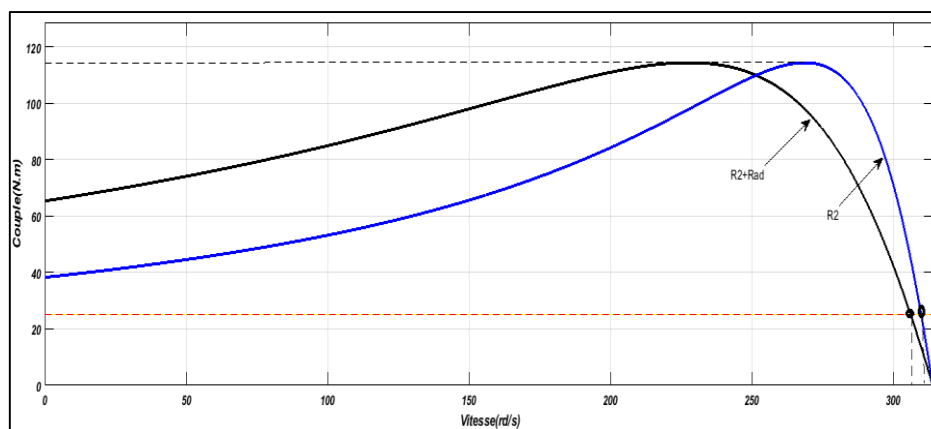


Figure 2.20 : Modification des caractéristiques du moteur par insertion de rhéostat rotorique

Inconvénients :

- Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse ; la vitesse à vide étant toujours voisine de la vitesse synchrone.
- L'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes joule rotoriques.
- D'autre part, ce réglage est mauvais du point de vue technique car les caractéristiques, dans leur partie utile, sont concourantes.

Avantage :

Ce procédé de réglage présente deux avantages importants :

- On peut régler la vitesse d'une charge quelconque car la partie utilisée des courbes $C(\Omega)$ est toujours stable. Elle l'est même d'autant plus que R_h est plus grand ;
- Les pertes dues à l'accroissement du glissement sont dissipées hors du moteur dans la résistance additionnelle. On peut, sans surintensité, développer le couple nominal à toutes les vitesses.

2.2.4.3 Action Sur Le Glissement : Cascade Hypo Synchrone

Dans la méthode rhéostatique présentée précédemment, pour diminuer la vitesse du moteur (c.à.d. accroître son glissement), on prélève de l'énergie au rotor (énergie de glissement), la puissance correspondant à cette énergie est transformée en chaleur dans le rhéostat.

Pour améliorer le rendement, il suffit d'utiliser cette énergie au lieu de la gaspiller. On peut, par exemple, la renvoyer au réseau d'alimentation.

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Dans cette méthode de contrôle de vitesse, la puissance de glissement circule dans une seule direction. Elle s'écoule du rotor vers l'alimentation principale. Par conséquent, la vitesse ne peut être contrôlée qu'en dessous de la vitesse de synchronisme.

Le circuit pour l'entraînement est illustré à la Figure 2.21. La puissance de glissement du circuit rotorique est convertie en tension continue V_d par un redresseur à diodes.

L'inductance L_d filtre les ondulations présentes dans la tension continue V_d . Cette tension continue est ensuite convertie en tension alternative à la fréquence de ligne (50 Hz) à l'aide d'un onduleur à thyristor et envoyé vers la source alternative. Ce variateur offre un fonctionnement à couple constant.

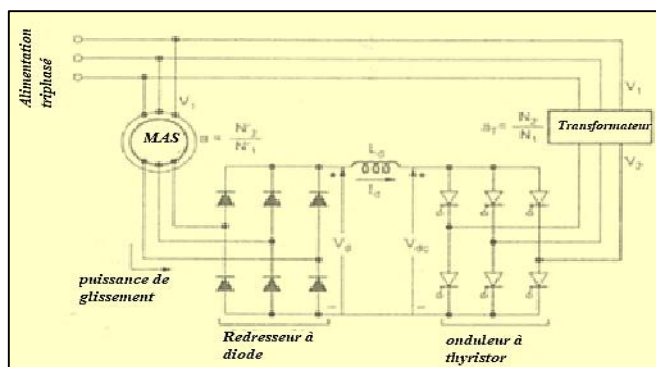


Figure 2.21 : Schéma de principe de la cascade hypo synchrone

Cette tension rotoriques est redressée par un redresseur à diodes. La tension de sortie du redresseur à diodes est donnée par,

$$V_d = \frac{\pi}{3} V_{ml} \quad (2.17)$$

Ici, V_{ml} est la valeur maximale de la tension de ligne fournie au redresseur à diodes.

La tension de ligne du rotor par phase :

$$e_r = gE_2 \quad (2.18)$$

Où : E_2 est la force électromotrice du rotor par phase à l'arrêt et elle est donnée en entrée au Tension entre phase :

$$V_l = \sqrt{3}gE_2$$

La tension maximale est :

$$V_{lm} = \sqrt{2}(\sqrt{3}gE_2) = \sqrt{6}gE_2$$

$$V_d = \frac{\pi}{3} \sqrt{6}gE_2 \quad (2.19)$$

Dans le moteur asynchrone, le rapport du nombre des brins actifs et le rapport de tension sont donnés par :

$$\frac{E_2}{V_s} = \frac{N_2}{N_1}; \quad E_2 = \frac{N_2}{N_1} V_s = kV_s \quad (2.19)$$

Où : N_1 et N_2 sont les nombres effectifs de brins actifs rotorique et statorique

En substituons les équations (2.18) et (2.19)

$$V_d = \frac{\pi}{3} \sqrt{6}gkV_s = 2,34kV_s \quad (2.20)$$

De la même façon on écrit la tension à la sortie du pont à thyristor :

$$V_{dc} = -\frac{3V_{ml}}{\pi} \cos \alpha \quad (2.21)$$

Où : $V_{ml} = \sqrt{2}\sqrt{3}V_s$

$$V_{dc} = -\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V_s}{\pi} \cos \alpha = -\frac{3\sqrt{6}V_s}{\pi} \cos \alpha$$

$$V_{dc} = -2.34V_s \cos \alpha \quad (2.22)$$

A vide, $V_d=V_{dc}$ donc :

$$\begin{aligned} -2.34V_s \cos \alpha &= 2,34gkV_s \\ -\cos \alpha &= gk \\ g &= -\frac{1}{k} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.23)$$

Pour $k=1$, le glissement $g=-\cos\alpha$

Pour $\alpha=90^\circ$, le glissement $g=0$, (vitesse de synchronisme)

Pour $\alpha=180^\circ$, le glissement $g=1$, (vitesse égale à zéro)

Il voit clairement que la vitesse du moteur peut varier de la vitesse nulle à la vitesse de synchronisme lorsque l'angle d'allumage de l'onduleur varie de 180° à 90° .

La puissance de glissement total est donnée par :

$$\begin{aligned} gP_g &= V_{dc}I_d \\ g\omega_s C_{em} &= V_{dc}I_d \\ C_{em} &= \frac{V_{dc}I_d}{g\omega_s} \end{aligned} \quad (2.24)$$

En remplaçant les valeurs de V_{dc} et g des équations (2.22) et (2.23) dans l'équation (2.24), nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{2.34kV_s I_d}{\omega_s} \quad (2.25)$$

Il est clair que le couple électromagnétique est :

- Proportionnel au courant I_d
- Proportionnel à la tension statorique V_s
- Inversement proportionnel à la vitesse de synchronisme ω_s

Le courant continu I_d peut être présenté par l'équation suivante :

$$I_d = \frac{V_d - V_{dc}}{R_d} \quad (2.26)$$

En remplaçant V_d et V_{dc} par leurs expressions on trouve que :

$$g = -\frac{1}{k} \cos \alpha + \frac{I_d R_d}{2.34kV_s} \quad (2.27)$$

La vitesse de rotation est alors :

$$\omega_m = \omega_s \left(1 + \frac{1}{k} \cos \alpha - \frac{I_d R_d}{2.34kV_s} \right) \quad (2.28)$$

D'après l'équation du couple électromagnétique on peut écrire que :

$$I_d = \frac{\omega_s C_{em}}{2.34kV_s} \quad (2.29)$$

En introduisant l'expression du courant on va avoir :

$$\omega_m = \omega_s \left(1 + \frac{1}{k} \cos \alpha - BC_{em} \right) \quad (2.30)$$

Avec : $B = \frac{\omega_s R_d}{(2.34kV_s)^2}$

A vide on peut écrire que :

$$\omega_m = \omega_s \left(1 + \frac{1}{k} \cos \alpha \right) \quad (2.31)$$

En utilisant l'équation (2.31), les caractéristiques vitesse-couple sont dessinés comme le montre la Figure 2.24.

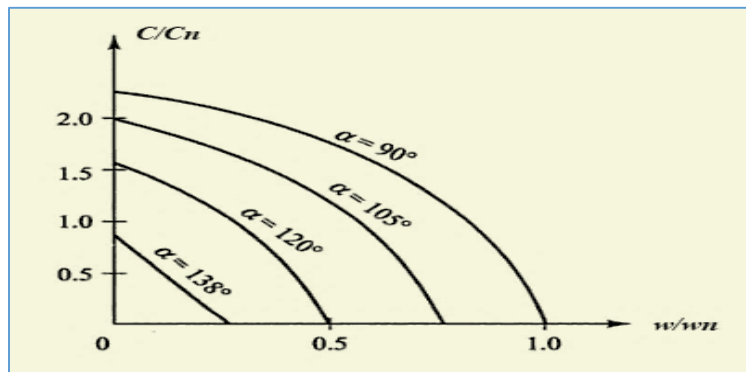


Figure 2.22 : Modification des caractéristiques du moteur par action sur le glissement

Les systèmes statiques Kramer sont utilisés dans les pompes de grande puissance et les charges de type compresseur où la plage de contrôle de vitesse est inférieure et au-dessous de la vitesse de synchronisme.

2.2.4.4 Action Sur La Fréquence

La possibilité de régler la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de la fréquence découle de la formule suivante :

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (2.32)$$

Ce mode de réglage est utilisé pour les mécanismes qui exigent le réglage de vitesse progressive. Si on néglige les chutes ohmiques des enroulements statorique :

$$U_1 = E_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_1 = E_1 + \Delta U_1 \quad (2.33)$$

Si : $\Delta U_1 \approx 0 \Rightarrow U_1 \approx E_1$

Et comme : $E_1 = 4,44f\Phi N_1 \Rightarrow f \approx \frac{U}{\Phi}$ d'après cette équation : (2.34)

On peut ainsi réaliser la variation de f pour U constant donc avec flux variable

On peut ainsi réaliser la variation de f pour U variable donc avec flux constant

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

La vitesse synchrone étant directement proportionnelle à la fréquence de la tension statorique, tout changement de fréquence entraîne une variation équivalente de la vitesse du moteur. Deux possibilités sont envisagées pour varier la fréquence :

- 1- Soit en faisant augmenter la fréquence par rapport à la fréquence de base (fréquence du réseau d'alimentation). Donc U constant et flux variable
- 2- Soit en faisant diminuer la fréquence par rapport à la fréquence de base donc U variable et flux constant

On pose que

$$a = \frac{f_d}{f_b} \quad (2.35)$$

f_d : vitesse désire ; f_b : fréquence de base

a peut prendre une valeur supérieur à 1 ou inférieur à 1

1^{er} cas : pour $a > 1$

L'expression du couple dans ce cas est :

$$C = \frac{3U_s^2 \frac{R_2'}{ag}}{\omega_s \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + a^2 (x_1 + x_2')^2 \right]} \quad (2.36)$$

Donnant ainsi un couple maximal

$$C_{max} = \frac{3U_s^2}{2a\omega_s \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + a^2 x_{cc}^2} \right)} = \frac{3U_s^2}{2a\omega_s \left(R_1 \pm a \sqrt{\frac{R_1^2}{a^2} + x_{cc}^2} \right)} \quad (2.37)$$

Si on néglige $\frac{R_1}{a} \ll x_{cc}$

$$C_{max} = \frac{3U_s^2}{2a\omega_s(ax_{cc})} = \left(\frac{U_s}{f} \right)^2 \frac{3}{8\pi^2 L_{cc}} \quad (2.38)$$

D'après l'équation du couple maximal si la fréquence augmente le couple maximal diminue

L'augmentation de la fréquence d'alimentation entraîne les cinq changements suivants :

- Augmentation de la vitesse de marche à vide selon l'équation (2.32)
- Une diminution du couple maximum. D'après l'équation (2.38) le couple maximal est inversement proportionnel à la fois à la vitesse de synchronisme ω_s et à la réactance équivalente qui augmente avec l'augmentant de la fréquence.
- Une diminution du couple de démarrage donnée par l'équation (2.39) :

$$C_d = \frac{3U_{ph}^2 R_2'}{a\omega_s (R_2'^2 + x_{cc}^2)} \quad (2.39)$$

Comme le montre cette équation, lorsque le coefficient (a) augmente, le couple de démarrage diminue.

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

- à mesure que la vitesse augmente en raison de l'augmentation de la fréquence, le glissement au couple maximal g_{max} diminue lorsque la réactance équivalente augmente. Aussi, la vitesse au couple maximal N_{max} donnée par l'équation (2.40) augmente :

$$N_{max} = N_s(1 - g_{max}) \quad (2.40)$$

- Une diminution du courant de démarrage

$$I'_{2d} = \frac{U_{ph}}{\sqrt{\left(\left(R_1 + \frac{R'_2}{a}\right)^2 + a^2 x_{cc}^2\right)}} \quad (2.41)$$

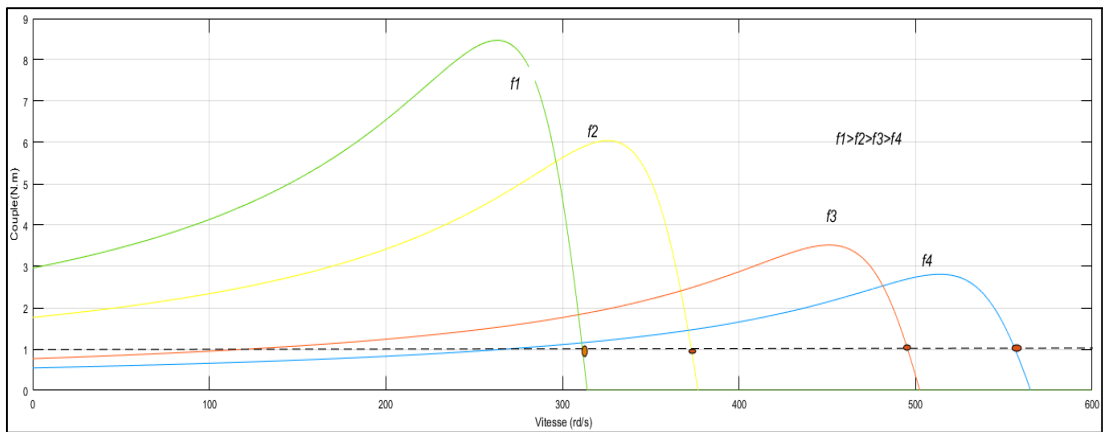


Figure 2.23 : Modification des caractéristiques du moteur par variation de la fréquence ($f > f_b$)

2^{eme} cas : pour $a < 1$:

Cette technique de commande est obtenue pour des fréquences inférieures à la fréquence de base, encore dite réglage de vitesse à flux constant :

Pour la fréquence de base on a : $\frac{U_n}{f_b} = \Phi$

Pour la fréquence désirée on a : $\frac{U_1}{f_1} = \Phi$

En égalisant les deux équations, on obtient : $U_1 = a U_n$

Pour une fréquence quelconque l'expression du couple s'écrit :

$$C = \frac{3U_s^2 \frac{R'_2}{ag}}{\omega_s \left[\left(\frac{R_1}{a} + \frac{R'_2}{ag} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]} \quad (2.42)$$

Et le couple maximal

$$C_{max} = \frac{3U_s^2}{2a\omega_s \left(\frac{R_1}{a} + \sqrt{\left(\frac{R_1}{a} \right)^2 + x_{cc}^2} \right)} \quad (2.43)$$

Si on néglige $\frac{R_1}{a} \ll x_{cc}$

$$C_{max} = \frac{3U_s^2}{2\omega_s X_{cc}} = \left(\frac{U_s}{f}\right)^2 \frac{3}{8\pi^2 L_{cc}} \quad (2.44)$$

Comme $\frac{U}{f} = cont \Rightarrow C_{max}$ est aussi constant quel que soit la valeur de la fréquence choisie lorsque $a < 1$

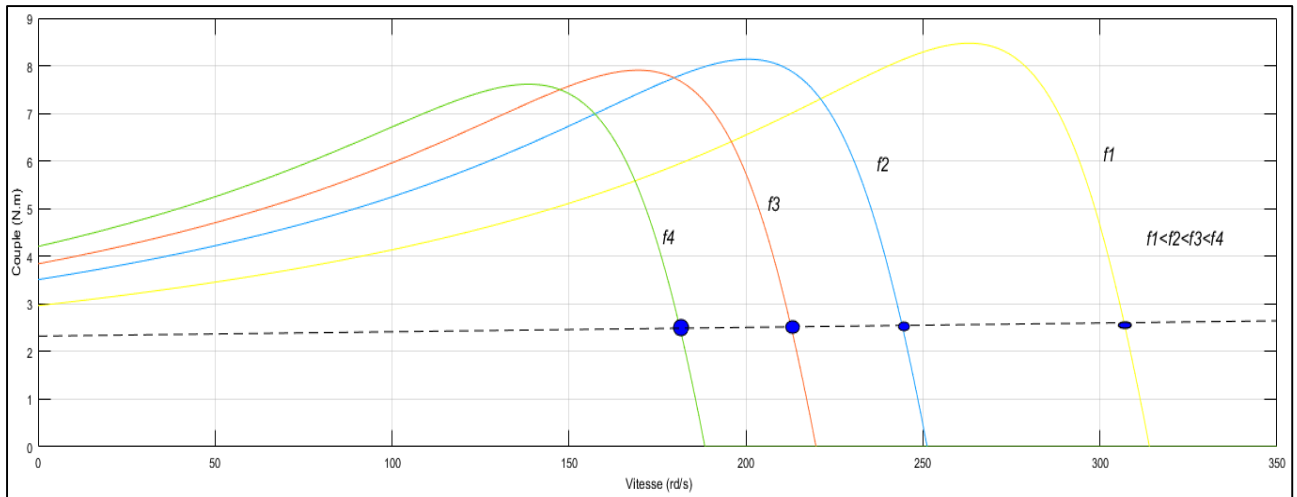


Figure 2.24 : Modification des caractéristiques du moteur par variation de la fréquence ($f < f_b$)

Étant donné que la tension peut être modifiée pour maintenir le flux constant, un fonctionnement à couple constant est possible jusqu'à la fréquence nominale. Au-delà de la fréquence nominale, la tension reste à sa valeur nominale et la machine fonctionne en mode d'affaiblissement de flux. Le moteur fonctionne avec une puissance constante à toutes les vitesses. Ces modes sont représentés sur la figure 4.23.

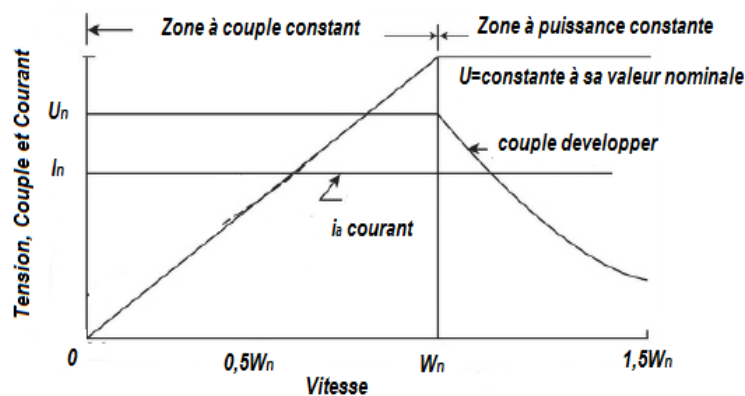


Figure 2.25 : Zone de réglage à couple constant et variable du moteur asynchrone à vitesse variable

La caractéristique vitesse -couple du moteur asynchrone dépend de type de la commande. Il est nécessaire de varier la tension et la fréquence pour répondre aux exigences vitesse et couple, comme indiqué sur la Figure (2.25) où il y a deux régions. Dans la première région, la vitesse peut être modifiée par une commande de tension avec couple constant. Dans la deuxième région, le moteur est contrôlé par tension constante et couple variable.

2.2.5 Procédés De Démarrage, De Freinage Et De Variation Des Vitesses Des Moteurs Synchrones

2.2.5.1 Introduction :

Un moteur synchrone fonctionne à une vitesse constante égale à celle du synchronisme. Cela signifie que la vitesse du rotor est la même que celle du champ magnétique tournant excité par le stator. Il n'y a pas de différence entre le stator des moteurs synchrones et des moteurs asynchrones. Le stator est constitué d'un enroulement de trois phases distribuées qui définit un champ magnétique tournant.

La conception la plus courante du moteur synchrone est la conception de pôle saillant avec des enroulements à rotor concentrés. Les moteurs synchrones sont classés dans les groupes suivants, selon la conception, la construction de leurs rotors :

- Moteur excité au rotor
- Moteur à aimant permanent
- Moteur à reluctance

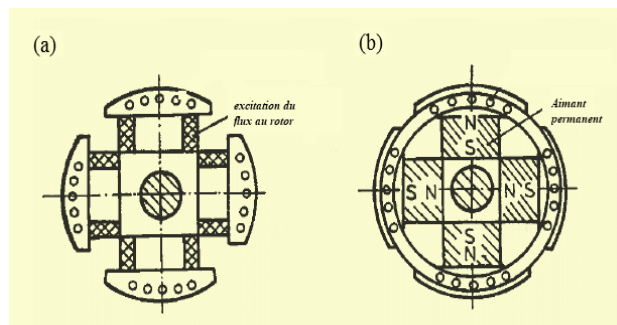


Figure II.15 moteur synchrone (a) : à pôle saillant et (b) : à aimant permanent

2.3.2 Relations fondamentales :

A. Vitesse :

La vitesse du rotor est donnée par le rapport de la fréquence d'entrée au nombre de paires de pôles, Equation (2.32).

B. Tension induite :

La tension induite dans une phase de l'enroulement du stator :

$$E_f = \pi\sqrt{2}fN_1K_w\Phi_f \quad (2.45)$$

Où :

N_1 : Nombre de conducteur actif

K_w : coefficient d'enroulement

Φ_f : flux d'excitation

C. Puissance électromagnétique :

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Pour un moteur synchrone à pôle saillant, la puissance électromagnétique est exprimée comme :

$$P_e = \frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \sin \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \sin 2\delta \quad (2.46)$$

Où : V_1 est la tension de phase statorique, E_f est la f.e.m induit par le flux d'excitation magnétique, δ est l'angle de charge (l'angle entre V_1 et E_f), X_{sd} est la réactance synchrone dans l'axe direct (appelée réactance synchrone d'axe D) et X_{sq} est la réactance synchrone dans l'axe en quadrature (appelé la réactance synchrone de l'axe Q).

D. Réactance synchrone :

Pour un moteur synchrone à pôle saillant, les réactances synchrones d'axe D et d'axe Q sont :

$$X_{sd} = X_1 + X_{ad} \qquad X_{sq} = X_1 + X_{aq} \quad (2.47)$$

$X_1 = 2\pi f L_1$: est la réactance de fuite d'enroulement du stator, L_1 est l'inductance de fuites de stator, X_{ad} est la réaction inductive de l'enroulement d'axe D et X_{aq} est la réaction inductive de l'enroulement d'axe Q. les réactions inductives X_{ad} et X_{aq} correspondent à la réactance mutuelle X_m d'un moteur à induction. D'habitude $X_{sd} > X_{sq}$, sauf dans le cas de certaines machines synchrones à aimant permanent.

E. Couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique développé par un moteur synchrone est déterminé par la puissance électromagnétique P_e et également par la vitesse synchrone angulaire $\omega_s = 2\pi n_s/60$, ce qui est égal à la vitesse angulaire mécanique du rotor. L'équation peut être écrite comme suit :

$$C_e = \frac{P_e}{\omega_s} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \sin \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \sin 2\delta \right) \quad (2.48)$$

2.2.5.2 Démarrage Des Moteurs Synchrones :

2.2.5.2.1 Démarrage Au Moyen D'un Moteur Auxiliaire

Le moteur synchrone a un moteur de démarrage auxiliaire sur son arbre, capable de l'amener à la vitesse synchrone à laquelle la synchronisation avec le circuit de puissance est possible. Ce moteur auxiliaire est généralement un moteur à induction. Au démarrage, le moteur synchrone excessif est accéléré presque à une vitesse synchrone à l'aide du moteur à induction. À la première heure, le moteur synchrone est connecté au secteur avec une résistance additionnelle au rotor. La valeur de cette résistance est d'environ dix fois celle de la résistance de l'enroulement. Une fois la vitesse est proche de la vitesse synchrone, la résistance additionnelle est supprimée et l'excitation est branchée à la source de tension continue. Le moteur synchrone est ensuite mis en synchronisme. L'inconvénient de cette méthode est qu'il est impossible de démarrer le moteur sous charge. Des moteurs auxiliaires plus grands et une installation très coûteuse seraient impliqués, ce qui est généralement impraticable.

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

2.2.5.2.2 Démarrage Par Changement De Fréquence

Dans ce procédé, la fréquence de la tension appliquée au moteur est changée en douceur de zéro jusqu'à la valeur nominale. Le moteur fonctionne de manière synchrone pendant toute la période de démarrage. Les onduleurs à semi-conducteurs sont couramment utilisés pour y parvenir.

2.2.5.2.3 Démarrage Asynchrone

Un moteur synchrone qui a un enroulement sur son rotor peut être démarré comme moteur à induction. Le couple de démarrage est produit à la suite de l'interaction entre le champ magnétique tournant du stator et les courants d'enroulement du rotor. Au début du démarrage, à l'aide de la méthode de démarrage asynchrone, l'enroulement rotorique du moteur synchrone doit être court-circuité ou bien fermé via une résistance.

2.2.5.3 Variation De La Vitesse

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable. Pour éviter le "décrochage" de la machine, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques ω_s soit telle que $\omega_s = p \Omega$ (p représente le nombre de paires de pôles de la machine et Ω la vitesse angulaire de rotation du rotor). L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence f_s est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

Exercice N°1 :

Un moteur asynchrone a les données nominales suivantes : 2600KW, 2200V, 8 pôles, 50Hz 735tr/min. les paramètres de la machine sont : $R_1=0,075\Omega$; $R_2'=0,1\Omega$; $x_1=0,45\Omega$; $x_2'=0,55\Omega$.

Pour un démarrage étoile-triangle, Calculer :

1. Le courant de démarrage,
2. Le rapport couple de démarrage et couple nominal,
3. Le rapport couple maximal et couple nominal.

Solution

$$\text{Glissement : } g = \frac{\omega_o - \omega_m}{\omega_o} = \frac{750 - 735}{750} = 0.02$$

Le courant simple nominal :

$$I_{sn} = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g_n}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} = \frac{2200}{\sqrt{\left(0.075 + \frac{0.1}{0.02}\right)^2 + (0.45 + 0.55)^2}} = 425.3A$$

Le courant de ligne nominal :

$$I_n = \sqrt{3} I_{sn} = \sqrt{3} * 425.3 = 736.7A$$

La vitesse angulaire à vide est :

$$\omega_o = \frac{2\pi * 750}{60} = 78.54rd/s$$

Le couple nominal :

$$C_n = \frac{3I_{sn}R'_2}{g\omega_o} = \frac{3 * 425.3^2 * 0.1}{0.02 * 78.54} = 34545.5 N.m$$

Courant de démarrage (g=1):

$$I_d = \frac{u_s}{\sqrt{(R_1+R'_2)^2 + (X_1+X'_2)^2}} = \frac{2200/\sqrt{3}}{\sqrt{(0.075+0.1)^2 + (0.45+0.55)^2}} = 1251A$$

Couple de démarrage (g=1):

$$C_d = \frac{3I_dR'_2}{\omega_o} = \frac{3 * 1251^2 * 0.1}{78.54} = 5979.3 N.m$$

Rapport Cd/Cn :

$$\frac{C_d}{C_n} = \frac{5979.3}{34545.5} = 0.173$$

Couple maximal :

$$C_{max} = \frac{3}{2 * 78.54} * \frac{\left(\frac{2200}{\sqrt{3}}\right)^2}{\left(0.075 + \sqrt{0.075^2 + (0.45 + 0.55)^2}\right)} = 28588 N.m$$

Rapport Cmax/Cn :

$$\frac{C_{max}}{C_n} = \frac{28588}{34545.5} = 0.83$$

Exercice N°2 :

Un moteur asynchrone a les données nominales suivantes : 400V, 6 pôles, 50Hz. les paramètres de la machine sont : $R_1=0 \Omega$; $R_2=0,2\Omega$; $x_1+x_2=1\Omega$, l'enroulement statorique est montée en triangle. Le moteur entraine un ventilateur à la vitesse nominale avec un glissement 0,04. trouver la valeur de la résistance insérée dans le rotor pour que la charge tourne à la vitesse 850tr/min

Solution

vitesse de synchronisme est :

$$N_o = \frac{60 * 50}{3} = 1000 tr/min$$

Donc $\omega_o=104,72$ rd/s

La vitesse nominale est $N=N_o(1-0.04)=1000*(1-0.04)=960 tr/min$

Le couple nominal est :

$$C_n = \frac{3}{104,72} * \frac{(400)^2 * \frac{0.2}{0.04}}{\left(\left(\frac{0.2}{0.04}\right)^2 + 1^2\right)} = 881.47 N.m$$

$$C_r = KN^2$$

Cours : Entraînements Electriques

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

$$\text{Donc } K = \frac{C_r}{N^2} = \frac{881.47}{960^2} = 0.000956$$

Pour la vitesse 850tr/min le couple est :

$$C_r = 0.000956 * 850^2 = 691 \text{ N.m}$$

$$\text{Dans ce cas le glissement est : } g = \frac{1000 - 850}{1000} = 0.15$$

Au régime permanent $C_r = C_m$

$$691 = \frac{3}{104,72} * \frac{(400)^2 * \frac{(0.2 + R_{ad})}{0.15}}{\left(\left(\frac{0.2 + R_{ad}}{0.15} \right)^2 + 1^2 \right)}$$

On pose que $x = R_{ad} + 0.2$

On trouve l'équation suivante : $x^2 - 6.633x + 1 = 0$

Qui donne la solution suivante : $R_{ad} = 0.77 \Omega$

2.3 Entraînement A Vitesse Variable Par Redresseurs Commandes

2.3.1 Introduction

Les convertisseurs statiques sont largement utilisés dans l'industrie pour l'entraînement des machines électriques tournantes à courant continu et à courant alternatif dans de large gamme de vitesse de rotation, les variateurs de vitesses permettent non seulement de faire varier la vitesse d'un moteur au cours de son fonctionnement, mais aussi de faire démarrer ou freiner plus au moins rapidement, ou encore de restituer de l'énergie au réseau.

La variation de vitesse électronique des moteurs à courant continu met en œuvre deux types de convertisseurs :

- Les redresseurs alternatifs –continu commandés
- Les Hacheurs continu-continu

2.3.2 Les Redresseurs Commandes

Le redresseur commandé assure directement la conversion de l'alternatif en continu, il s'intercale entre le réseau alternatif et le récepteur à courant continu

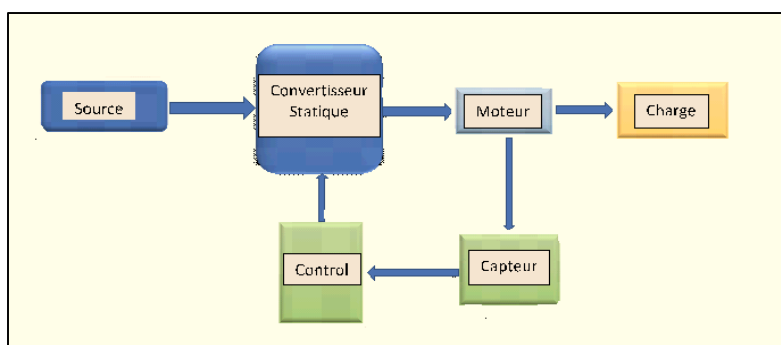


Figure 2.26 Schéma fonctionnel du système d'entraînement.

La tension continue maximale à la sortie du convertisseur doit être égale à la tension nominale du moteur, si la tension alternative en amont du convertisseur est égale à la tension de la source on peut s'en passer du transformateur. Dans le cas contraire on utilise un transformateur pour adapter la tension du réseau avec la tension en amont du convertisseur. Souvent on utilise un self de lissage pour filtrer et assurer la continuité du courant.

Les convertisseurs statiques utilisés dans la commande des moteurs à courant continu sont généralement à base de thyristors, on retrouve les redresseurs commandés et les redresseurs semi commandés

2.3.2.1 Redresseur Semi-Commande :

A la différence d'un pont tout thyristors, la tension redressée ne peut devenir négative, en conséquence le pont mixte ne peut fonctionner en onduleur non autonome [le pont mixte est non réversible]

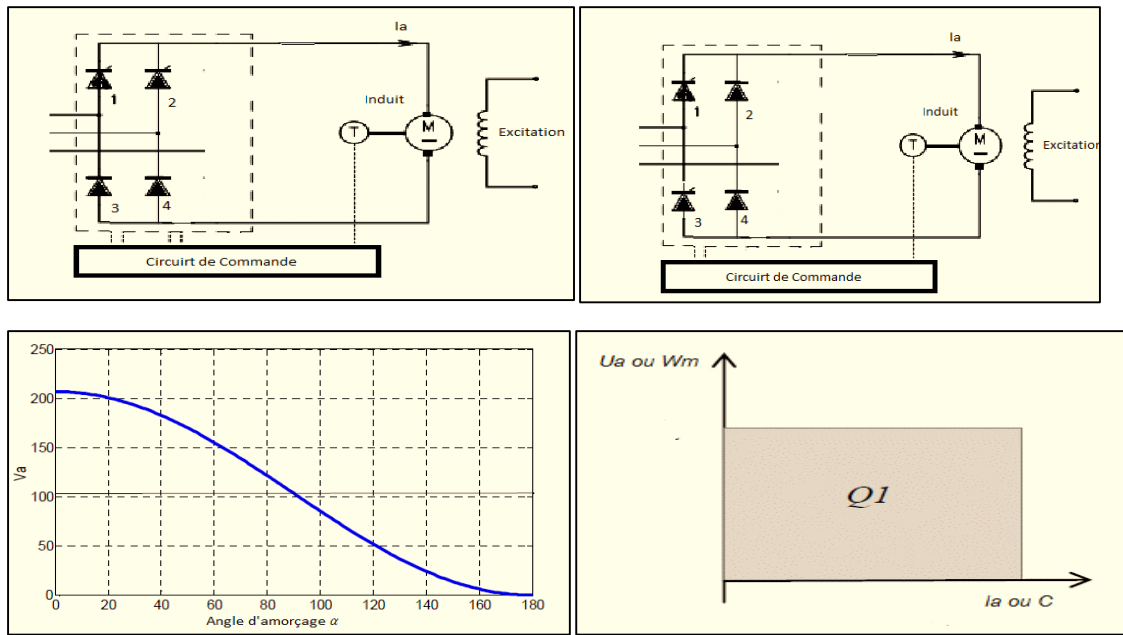


Figure 2.27 Redresseur monophasé semi-commande et quadrant de fonctionnement du Moteur à CC

Lorsque le moteur est alimenté par un redresseur semi-contrôlé, il ne fonctionne que dans un seul quadrant.

2.3.2.2 Redresseur Complètement Commande :

Il existe des redresseurs complètement commandés monophasés et triphasés. Les redresseurs monophasés sont utilisés pour les puissances allant jusqu'à 15KW et dans des cas particuliers jusqu'à 50KW. Pour les grandes puissances on utilise les redresseurs triphasés

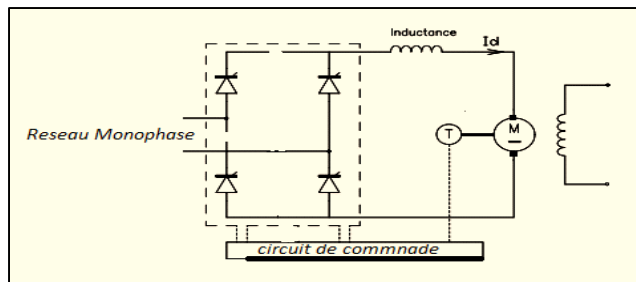


Figure 2.28 Redresseur monophasé complètement commande avec moteur à CC

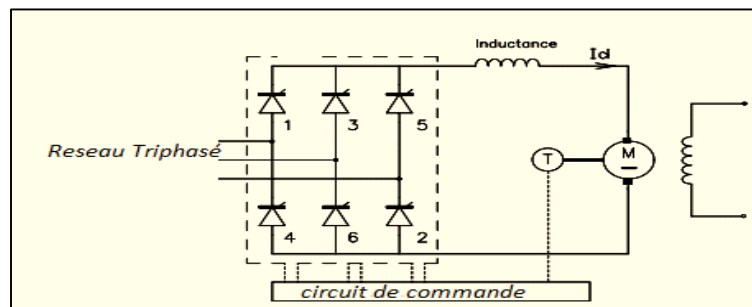


Figure 2.29 Redresseur triphasé complètement commande avec moteur à CC

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Un moteur alimenté par un redresseur complètement contrôlé fonctionne dans deux quadrants Q1 et Q4, le convertisseur fonctionne en redresseur dans le quadrant Q1 ou le régime de fonctionnement de la machine est en moteur ($U_a > 0$) et en onduleur non autonome (assisté) dans le quadrant Q4 et pour que le moteur fonctionne en générateur il faut que la charge soit active.

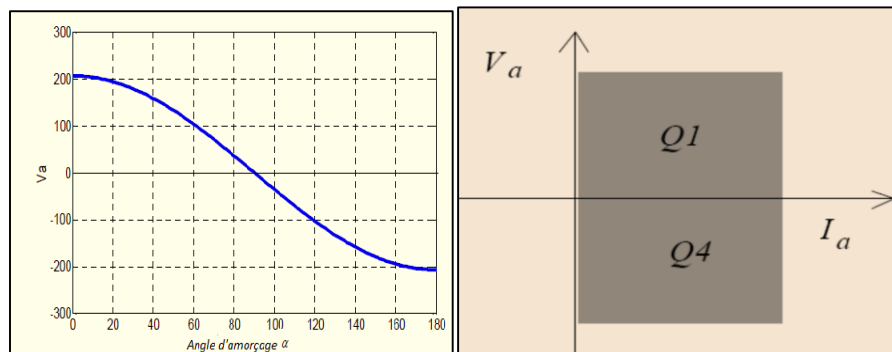


Figure 2.30 : Quadrants de fonctionnements du Moteur à CC

2.3.2.2.1 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Redresseur Monophasé Complètement Commandé

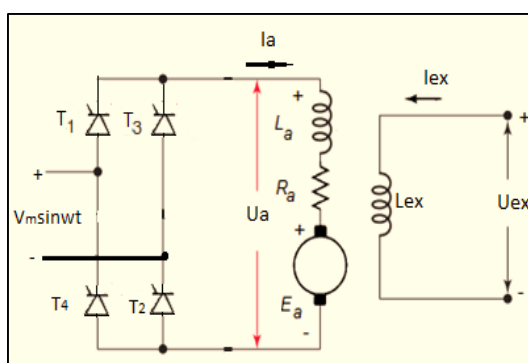


Figure 2.31 : Schéma de montage

Aux faibles charges le moteur alimenté par un redresseur peut être soumis à une conduction continue et une conduction discontinue du courant d'induit

Dans l'analyse qui suit, Les notations qu'on utilise sont :

V_m : Amplitude de la tension d'alimentation

ω : vitesse angulaire rd/s

α : Angle d'amorçage

β : angle au moment d'annulation du courant

Lorsque le moteur est alimenté par un redresseur, les caractéristiques mécaniques du moteur ne sont plus linéaires aux faibles charges (courant, couple), il existe principalement deux modes de fonctionnement : mode de conduction continue et mode de conduction discontinue

a) Mode de Conduction Continu

❖ Régime moteur

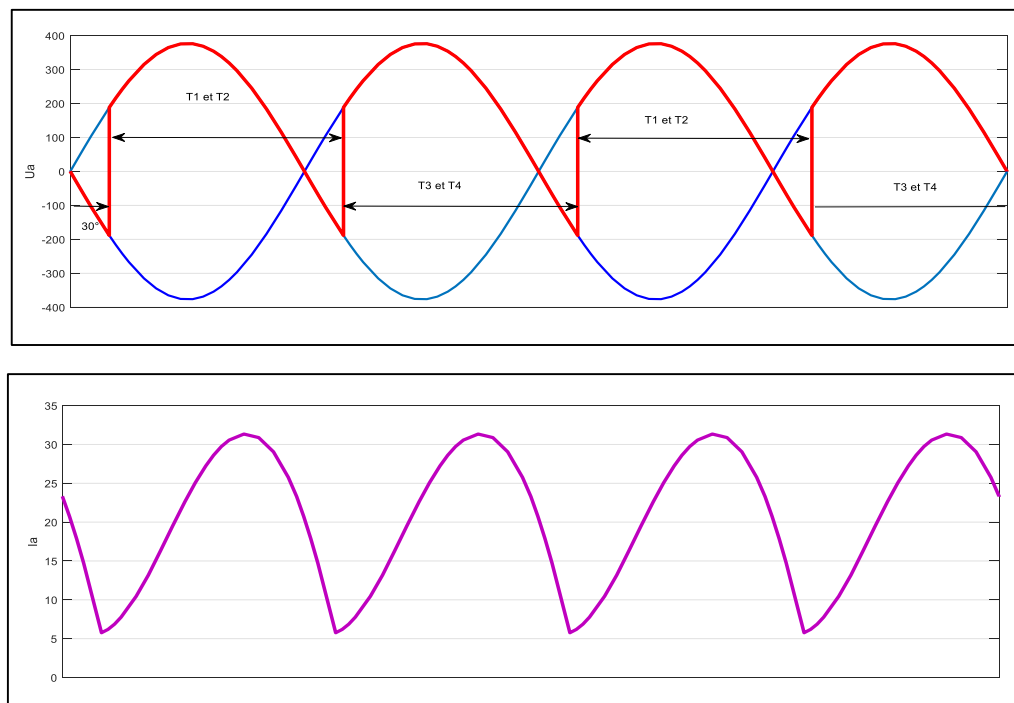


Figure 2.31 Allures de la tension et du courant d'induit au régime moteur (Conduction Continue)

Lorsque T_1 et T_2 sont en conduction

$$u_a = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_m \sin \omega t \quad (2.49)$$

Lorsque T_3 et T_4 sont en conduction

$$u_a = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = -V_m \sin \omega t \quad (2.50)$$

La solution générale de l'équation différentielle (2.49) se compose de trois composantes à savoir :

1. La composante alternative i_1 due à la tension du réseau
2. La composante alternative i_2 due à la tension continue E_a
3. La composante alternative i_3

On a donc :

$$i_a(t) = i_1 + i_2 + i_3 \quad (2.51)$$

On obtient la composante alternative à l'aide du calcul des courants alternatifs en régime permanent appliquée au circuit équivalent :

$$i_1 = \frac{V_m}{\sqrt{R_a^2 + (L_a \omega)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.52)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{L_a \omega}{R_a} \quad (2.53)$$

φ : Le déphasage dans le circuit RL pour un phénomène alternatif permanent

La composante continue i_2 se déduit facilement parce que $\frac{di}{dt} = 0$, on peut donc tirer de l'équation différentielle (2.49) avec $V_m \sin \omega t = 0$:

$$i_2 = -\frac{E_a}{R_a} \quad (2.54)$$

Finalement avec la constante de temps $\tau = \frac{L_a}{R_a}$ du circuit RL, la composante transitoire est donnée par :

$$i_3 = K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.55)$$

K est la constante d'intégration qui se détermine à partir des conditions initiales

La solution de l'équation (2.49) est :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{E_a}{R_a} + K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.56)$$

$$\text{À } \omega t = \alpha \Rightarrow i_a(\omega t) = i_a(\alpha) \quad (2.56)$$

$$\text{À } \omega t = \alpha + \pi \Rightarrow i_a(\omega t) = i_a(\alpha + \pi) \quad (2.57)$$

En égalisant les équations (2.56) et (2.57) et en faisant les transformations nécessaires on trouve $i_a(t)$:

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \left(\sin(\omega t - \varphi) - \frac{2 \sin(\alpha - \varphi) e^{(\alpha - \omega t) \cot \varphi}}{1 - e^{-\pi \cot \varphi}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (2.58)$$

E_a : force contre électromotrice du moteur

$$E_a = K \Phi \omega_m \quad (2.59)$$

Une fois avoir trouvé l'expression du courant d'induit i_a , la valeur moyenne est alors :

$$I_a = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \pi} i_a(\omega t) d\omega t \quad (2.60)$$

Ou encore à partir de l'équation de la vitesse du moteur :

$$I_a = \frac{U_a - E_a}{R_a} \quad (2.61)$$

U_a est la tension moyenne de la tension redressée :

$$U_a = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \pi} U_a(\omega t) d\omega t = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (2.62)$$

L'équation mécanique du moteur est alors :

$$\omega_m = \frac{2V_m \cos \alpha}{K \Phi} - \frac{C R_a}{K \Phi^2} \quad (2.63)$$

Lorsque la conduction est continue les caractéristiques mécaniques sont des caractéristiques linéaires

❖ Régime générateur

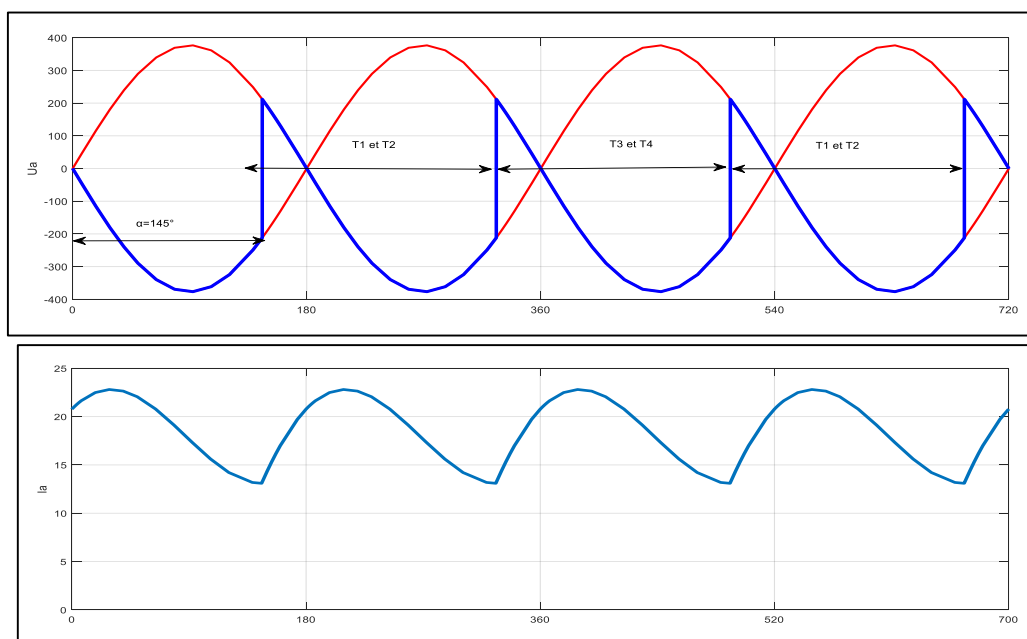


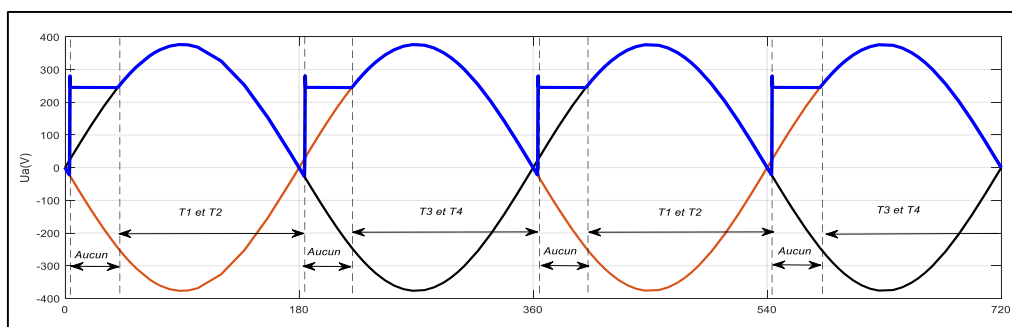
Figure 2.32 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime générateur (Conduction Continue)

b) Mode de Conduction Discontinue

❖ Régime moteur

Pendant l'intervalle $\alpha \leq \omega t \leq \beta$, l'induit du moteur est connecté au réseau et $U_a = V_a(t)$

Pendant l'intervalle $\beta \leq \omega t \leq \alpha + \pi$, l'induit du moteur est déconnecté du réseau et $U_a = 0$



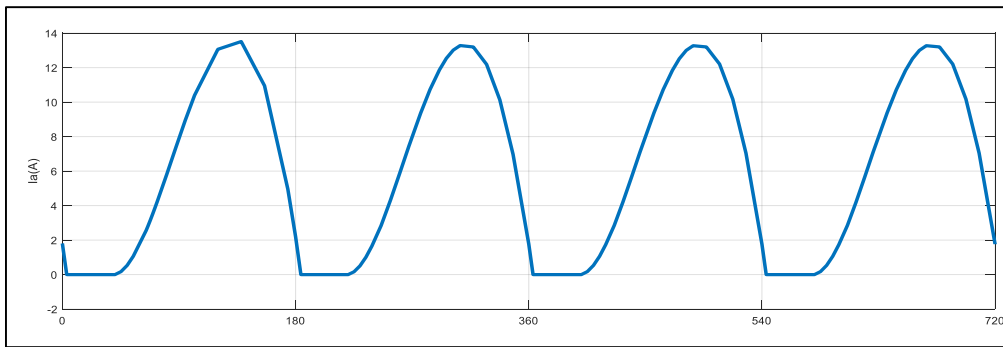


Figure 2.33 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime moteur
(Conduction Discontinue)

Et par là :

$$u_a = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_m \sin \omega t \quad \text{pour } \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad (2.64)$$

$$u_a = E_a \quad \text{et} \quad i_a(t) = 0 \quad \text{pour } \beta \leq \omega t \leq \alpha + \pi \quad (2.65)$$

La solution de l'équation différentielle est :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{E_a}{R_a} + K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.66)$$

On détermine la constante d'intégration d'après la condition initiale suivante :

$$i_a(\beta) = 0$$

On substitue la valeur de la constante d'intégration K à partir de l'équation (2.66), on obtient alors :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} (\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha) \cot \varphi}) - \frac{E_a}{R_a} (1 - e^{-(\omega t - \alpha) \cot \varphi}) \quad (2.67)$$

A savoir que β se détermine à partir de l'équation du courant pour $i_a(\beta) = 0$

$$i_a(\beta) = \frac{V_m}{Z_a} (\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\beta - \alpha) \cot \varphi}) - \frac{E_a}{R_a} (1 - e^{-(\beta - \alpha) \cot \varphi}) = 0 \quad (2.68)$$

L'angle β se détermine par une des méthodes d'itérations

Après avoir trouvé la valeur de β on peut calculer la tension moyenne aux bornes de l'induit

$$U_a = E_a + R_a I_a \quad (2.69)$$

U_a et I_a sont les valeurs moyennes, la tension moyenne est alors :

$$U_a = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\beta}^{\pi + \alpha} E_a \, d\omega t \right] = \frac{1}{\pi} [V_m (\cos \alpha - \cos \beta) + (\pi + \alpha - \beta) E_a] \quad (2.70)$$

Le courant d'induit se compose de la composante continue et des harmoniques. Lorsque le flux est constant, seule la composante continue produit un couple constant. Les harmoniques produisent des composantes de couple alternées, dont la valeur moyenne est nulle. L'équation de la vitesse est :

$$\omega_m = \frac{V_m(\cos \alpha - \cos \beta)}{K\phi(\beta - \alpha)} - \frac{\pi R_a}{K\phi^2(\beta - \alpha)} C \quad (2.71)$$

Les caractéristiques mécaniques dans ce cas ne sont plus linéaires

❖ Régime générateur

Dans ce cas on commande les thyristors avec un angle d'amorçage supérieur à 90°, on obtient les chronogrammes tension et courant redressés suivants :

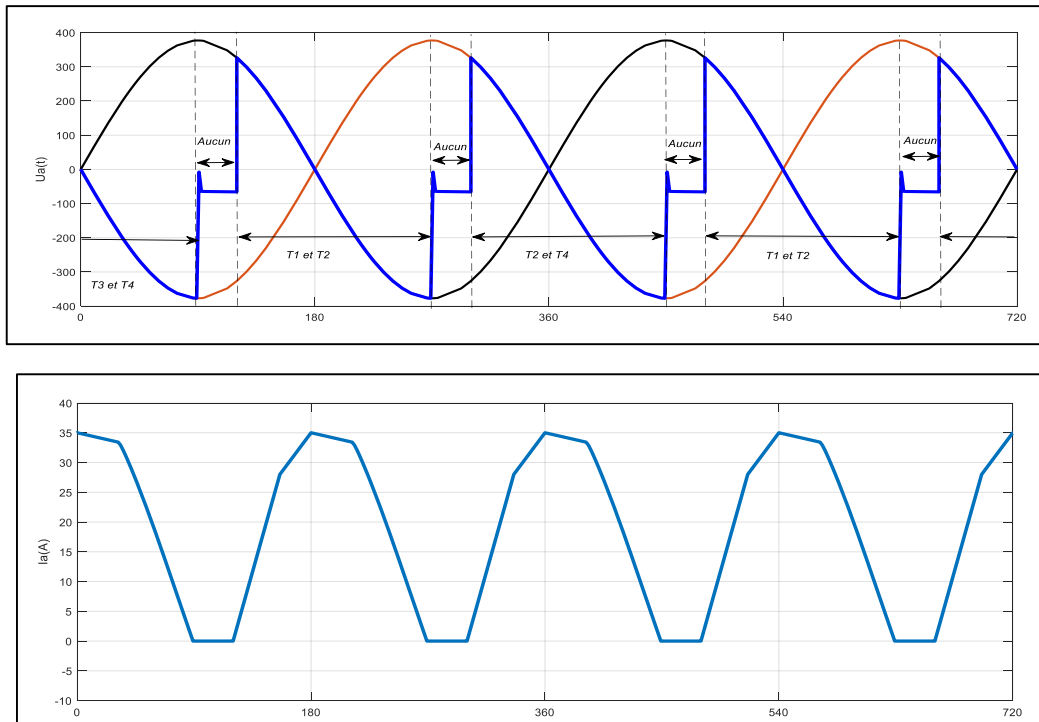


Figure 2.34 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime générateur (Conduction Discontinue)

❖ Caractéristiques mécaniques

La frontière entre les conductions continues et discontinues est indiquée par une ligne pointillée Figure 2.35. Pour des couples inférieurs à la valeur nominale, un entraînement de faible puissance fonctionne principalement en conduction discontinue. En conduction continue, les caractéristiques vitesse-couple sont des droites parallèles,

On note que le fonctionnement dans le quadrant 1 est pour la marche moteur et le fonctionnement dans le quadrant 4 est pour le freinage générateur. La chute de vitesse avec une charge à conduction continu en est en partie due à la chute de tension de la résistance d'induit.

La chute est plus rapide de la vitesse indiquée par les graphiques à gauche du demi-cercle en pointillés pour un angle d'amorçage lorsqu'une conduction discontinue se produit, c'est-à-dire que le courant d'induit instantané n'est pas supérieur à zéro à tout moment.

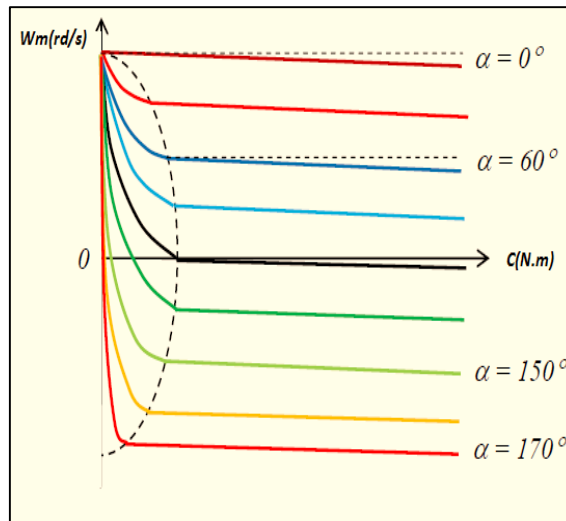


Figure 2.35 : Caractéristiques vitesse-couple

Pour déterminer la valeur de la vitesse critique qui sépare les deux frontières, on égalise l'expression (19) du courant à zéro pour la valeur $\beta = \pi + \alpha$

$$i_a(\pi + \alpha) = \frac{V_m}{Z_a} (\sin(\pi + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-(\pi)\cot\varphi}) - \frac{E_a}{R_a} (1 - e^{-(\pi)\cot\varphi}) = 0$$

Après développement on trouve la vitesse critique :

$$\omega_{cr} = \frac{R_a V_m}{K\Phi Z_a} \sin(\alpha - \varphi) \left[\frac{1 + e^{-\pi \cot\varphi}}{e^{-\pi \cot\varphi} - 1} \right] \quad (2.72)$$

Le courant critique est alors :

$$I_{acr} = \frac{\frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha + K\Phi\omega_{cr}}{R_a} \quad (2.73)$$

Les équations sont valables pour le régime moteur et le régime générateur.

2.3.2.2 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Redresseur Triphasé Complètement Commandé

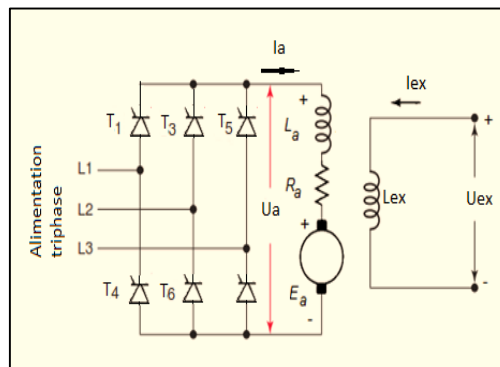


Figure 2.36 : Schéma de montage

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Les thyristors sont mis en conduction dans l'ordre de leur numérotation, avec un décalage de phase de 60° . La commutation de ligne d'un thyristor impair se produit avec la mise sous tension du thyristor impair suivant. Il en va de même pour les thyristors à nombre pair. Par conséquent, chaque thyristor conduit pendant 120° et seuls deux thyristors sont conducteurs à la fois un impair et un pair.

Le fonctionnement du moteur est analogue à celui du cas précédent, il possède les mêmes modes de conduction :

2 modes de conduction continue pour le régime moteur et générateur

2 modes de conduction discontinue pour le régime moteur et générateur

a) Mode de Conduction Continu

❖ Régime moteur

La tension composée est prise comme référence :

$$V_{ab}(t) = V_m \sin \omega t \quad (2.74)$$

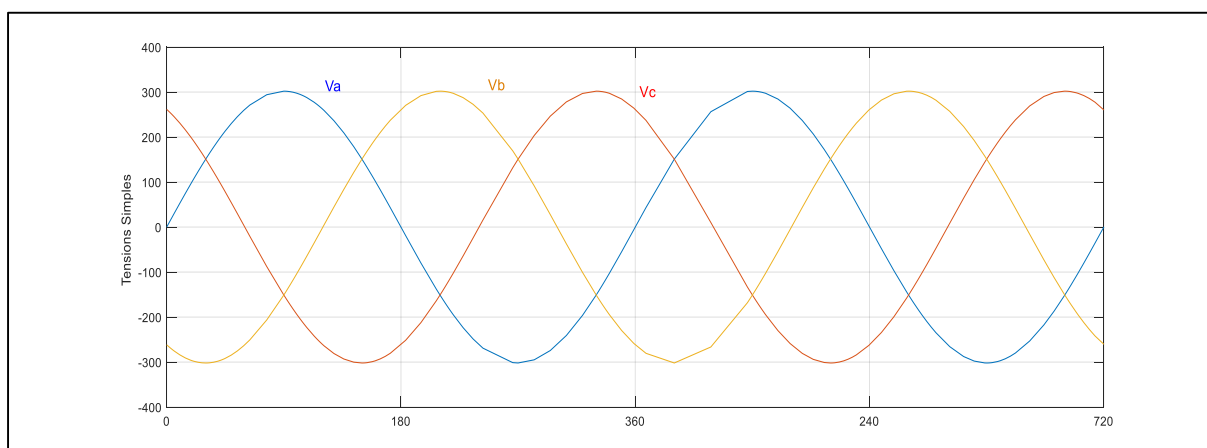
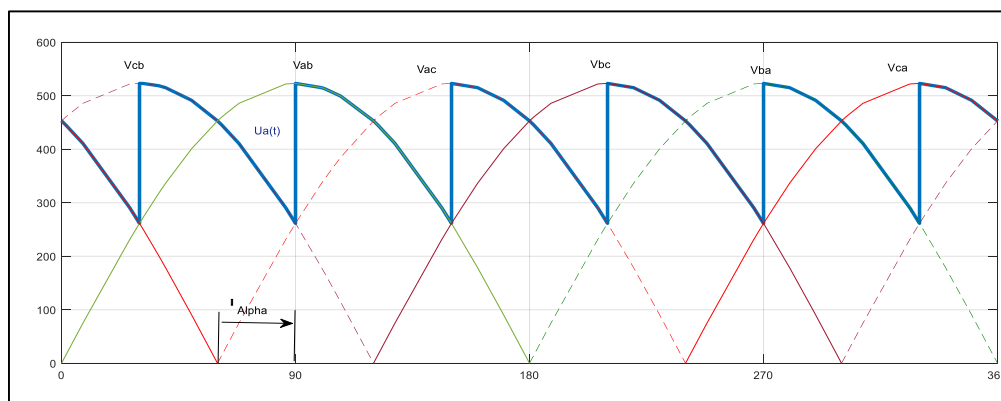


Figure 2.37 : Allure des tensions simples



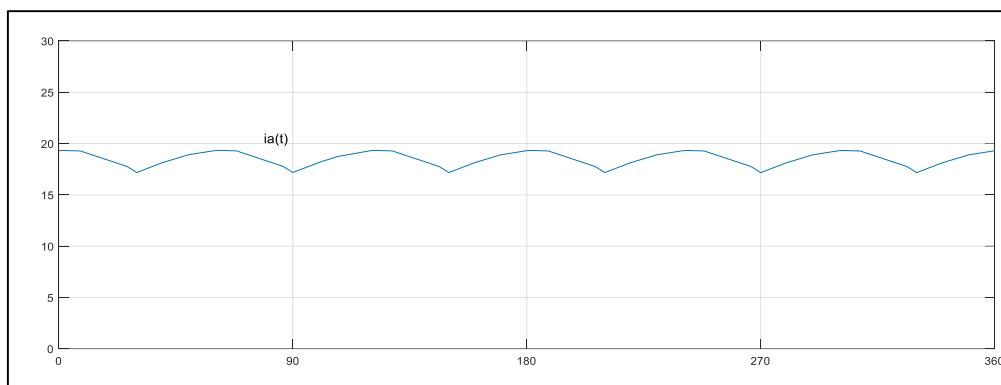


Figure 2.38 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime Moteur (Conduction continue)

Lorsque $\frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha$, T_1 et T_6 sont conducteurs, la tension d'équilibre est :

$$u_a = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_{AB}(t) \quad (2.75)$$

Le courant $i_a(t)$ circulant dans l'induit du moteur est :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{E_a}{R_a} + K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.76)$$

La constante K se détermine de la même façon que pour les cas précédents avec les conditions initiales suivantes :

$$i_a\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) = i_a\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2.77)$$

En substituant ces deux équations, on trouve l'expression du courant sous cette forme :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{E_a}{R_a} + \frac{V_m}{Z_a} \sin(\alpha - \varphi) \frac{e^{(\alpha + \frac{\pi}{3} - \omega t) \cot \varphi}}{(1 - e^{-\frac{\pi}{3} \cot \varphi})} \quad (2.78)$$

Equation de la caractéristique mécanique est :

$$\omega = \frac{U_a - R_a I_a}{K \Phi} \quad (2.79)$$

Avec U_a la valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_a = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (2.80)$$

La vitesse est :

$$\omega = \frac{3V_m}{K\Phi} \cos \alpha - \frac{R_a C_{em}}{K\Phi^2} \quad (2.81)$$

❖ Régime générateur

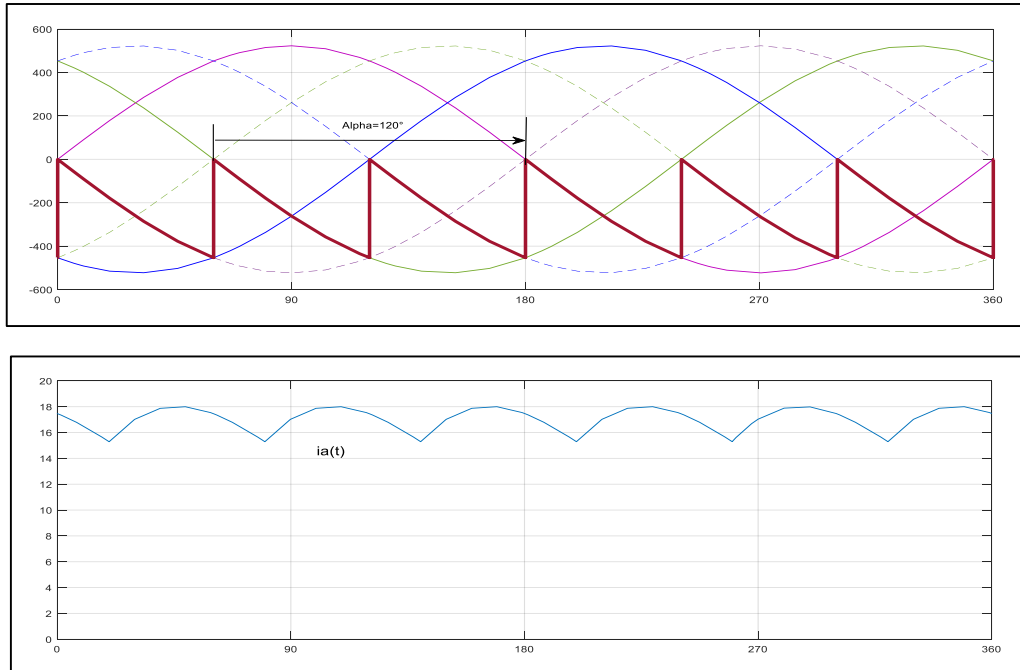


Figure 2.39 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime générateur (Conduction continue)

b) Mode de Conduction Discontinu

❖ Régime moteur

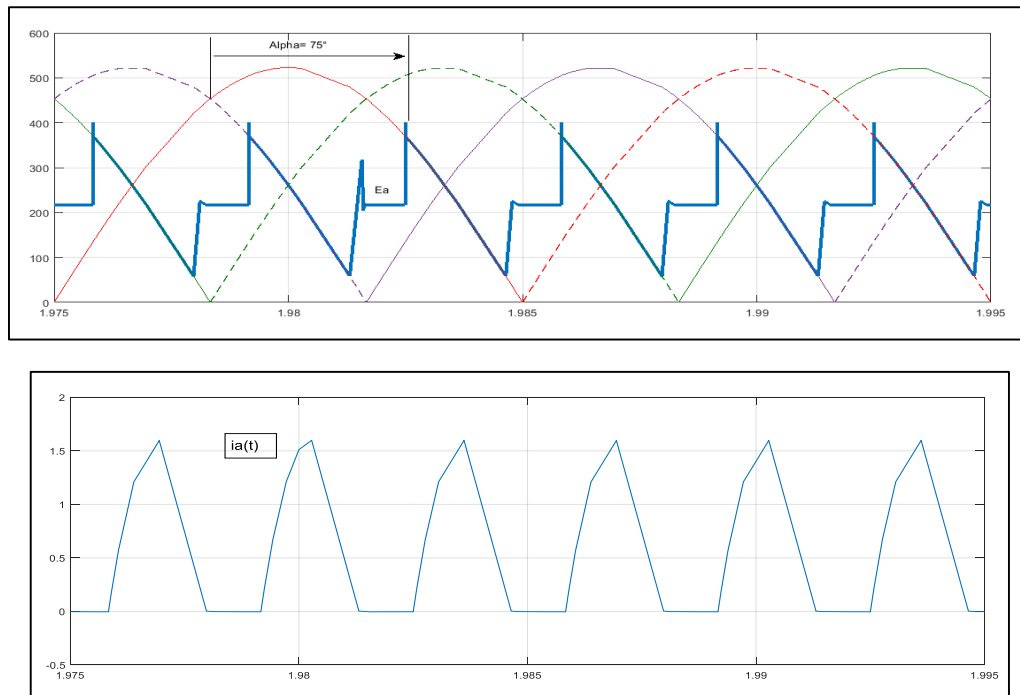


Figure 2.40 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime Moteur (Conduction Discontinue)

La tension redressée pendant l'intervalle $\alpha + \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \frac{2\pi}{3}$ est

$$u_a = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_{AB}(t) \quad \text{Pour} \quad \alpha + \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \beta \quad (2.82)$$

$$u_a = E_a \quad \text{et} \quad i_a(t) = 0 \quad \text{Pour} \quad \beta \leq \omega t \leq \alpha + \frac{2\pi}{3} \quad (2.83)$$

La solution de l'équation (2.82) avec la condition initiale $i_a(\alpha + \frac{\pi}{3}) = 0$ donne :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{(\alpha + \frac{\pi}{3} - \omega t) \cot g \varphi} \right] - \frac{E_a}{R_a} \left[1 - e^{(\alpha + \frac{\pi}{3} - \omega t) \cot g \varphi} \right] \quad (2.84)$$

Puisque $i_a(\beta) = 0$, on peut écrire que :

$$i_a(t) = \frac{V_m}{Z_a} \left[\sin(\beta - \varphi) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{(\alpha + \frac{\pi}{3} - \beta) \cot g \varphi} \right] = \frac{E_a}{R_a} \left[1 - e^{(\alpha + \frac{\pi}{3} - \beta) \cot g \varphi} \right] \quad (2.85)$$

β peut être obtenu par la solution de l'équation (2.84). Maintenant la tension moyenne est :

$$U_a = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\beta} V_m \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\beta}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} E_a \, d\omega t \right] =$$

$$\frac{3}{\pi} \left[V_m \left(\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \cos \beta \right) + E_a \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} - \beta \right) \right] \quad (2.86)$$

L'équation de la vitesse du moteur est dans ce cas :

$$\omega_m = \frac{V_m (\cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) - \cos \beta)}{K\phi (\beta - \alpha - \frac{\pi}{3})} - \frac{\pi R_a}{3K\phi^2 (\beta - \alpha - \frac{\pi}{3})} C_{em} \quad (2.87)$$

La marche à vide est obtenue lorsque la f.é.m.

$$E_a = V_m \quad \text{pour} \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \quad \text{et}$$

$$E_a = V_m \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{pour} \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \pi$$

La vitesse de rotation de marche à vide est :

$$\omega_{mo} = \frac{V_m}{K\phi} \quad \text{pour} \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}$$

$$\omega_{mo} = \frac{V_m \sin(\alpha + \frac{\pi}{3})}{K\phi} \quad \text{pour} \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \pi$$

❖ Régime générateur

D'après les formes d'onde de U_a et i_a pour les régimes moteur et générateur sont régies par les mêmes équations. Par conséquent, les équations (2.86) et (2.87) sont également applicables au régime générateur. Étant donné que le régime générateur est destiné au freinage par récupération de l'énergie pour lequel E est négatif, la vitesse doit être prise négative pour le fonctionnement au quatrième quadrant et $K\phi$ doit être prise négative pour le fonctionnement au deuxième quadrant

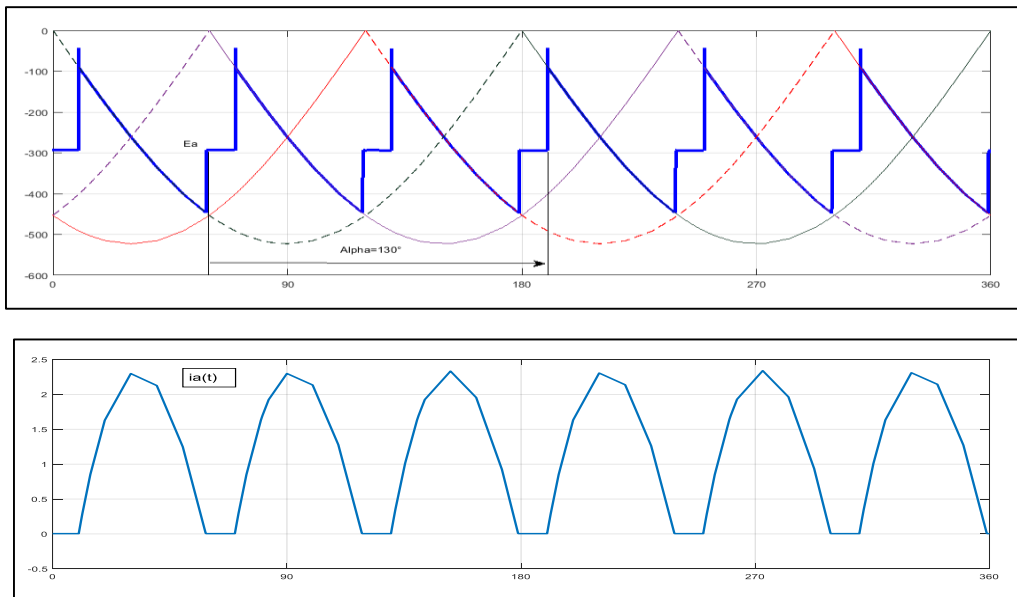


Figure 2.41 : Allures de la tension et du courant d'induit au régime générateur (Conduction Discontinue)

En fonctionnement en mode discontinu, le couple moteur augmente avec β . La frontière entre conductions discontinues et continues est atteinte lorsque $\beta = \alpha + \frac{2\pi}{3}$. En remplaçant la valeur de β dans l'équation du courant en mode discontinu et en l'égalisant à zéro, on trouve l'expression de la vitesse critique ω_{mcr} :

$$\omega_{mcr} = \frac{R_a V_m}{Z_a K \Phi} \left[\frac{\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{-\frac{\pi}{3} \cot \varphi}}{1 - e^{-\frac{\pi}{3} \cot \varphi}} \right] \quad (2.88)$$

Le couple critique est alors :

$$C_{cr} = K \Phi I_{acr} \quad (2.89)$$

Avec :

$$I_{acr} = \frac{3V_m - \pi K \Phi \omega_{mcr}}{R_a} \quad (2.90)$$

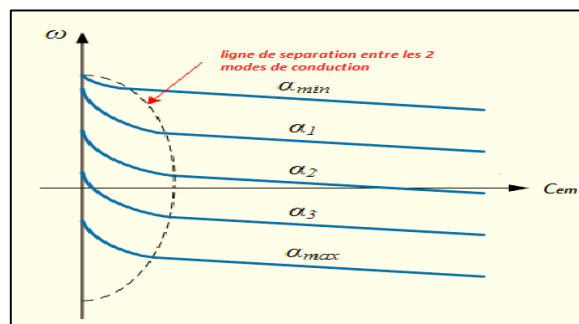


Figure 2.42 : Caractéristiques vitesse-couple

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

Pour diminuer la partie des courants discontinus, on insère une self de lissage dans le circuit d'induit.

2.3.2.2.3 Fonctionnement Dans Les Quatre Quadrants :

Pour obtenir un fonctionnement dans les 4 quadrants, on utilise les deux méthodes suivantes :

- Changement de la polarité d'induit
- Changement du sens du flux magnétique (polarité)

1) Redresseur complètement commande avec un pont à contacts mécaniques ou statiques

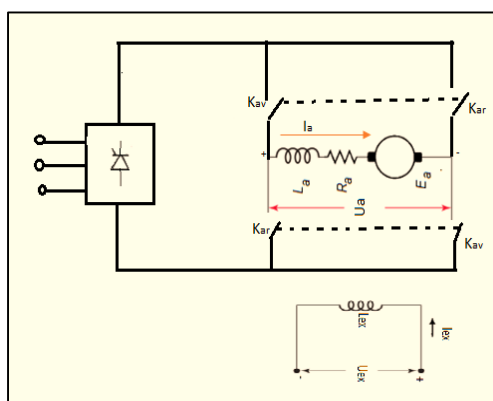


Figure 2.43 : Fonctionnement avec des contacts mécaniques

L'objectif des contacts est d'inverser la direction du courant d'induit du moteur par rapport au redresseur. Un réglage de l'interrupteur K donne le fonctionnement dans le premier et quatrième quadrant. L'inversion du courant d'induit assure alors le fonctionnement dans le deuxième et troisième quadrant. L'inconvénient des contacts mécaniques est la présence des étincelles au moment de fermeture et d'ouverture et que le temps de réponse qui varie de 100 jusqu'à 300 ms, mais puisque le prix des contacts est faible, ce système est utilisé pour les faibles puissances. Pour les moteurs de moyenne et grande puissance les convertisseurs de courant bidirectionnel.

2) Les convertisseurs de courant bidirectionnel

Dans certaines applications industrielles, le moteur peut nécessiter un fonctionnement dans quatre quadrants sans changement de commutation. Dans ce cas, la duplication des convertisseurs d'électronique de puissance est utilisée. La Figure (2.44) montre un schéma de circuit de commande à double convertisseur simple qui se compose de deux convertisseurs triphasés à pont complet connectés en parallèle inverse alimentant un moteur à courant continu. Un pont pour une direction du courant du moteur et l'autre pont pour la direction opposée du courant. Les commandes sont séparées pour empêcher leur fonctionnement simultané pour éviter le court-circuit les uns sur les autres. Le pont I assure le fonctionnement dans le premier et quatrième quadrant tandis que le pont II assure le fonctionnement dans le deuxième et troisième quadrant. Par conséquent, le convertisseur bidirectionnel est un entraînement à quatre

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

quadrants qui permet le fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants sans changement de commutation.

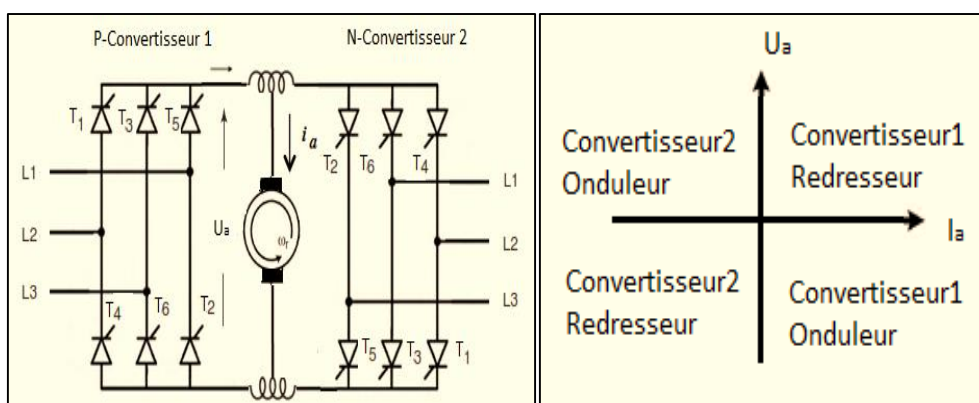


Figure 2.44 : quarte quadrant de fonctionnement

La tension d'induit fournie par le convertisseur-1 (pour un fonctionnement en conduction continue) est :

Pont 1 :

$$U_{a1} = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha_1 = U_{a0} \cos \alpha_1 = E_a - I_1 R_a \quad (2.91)$$

Pont 2 :

$$U_{a2} = -\frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha_2 = U_{a0} \cos \alpha_2 = E_a + I_1 R_a \quad (2.92)$$

Où :

$$U_{a0} = \frac{3}{\pi} V_m \text{ et } \alpha_2 = 180 - \alpha_1 \quad (2.93)$$

3) Convertisseur de courant bidirectionnel à commande adoptée (avec circulation de courant)

Il existe plusieurs possibilités de connexion de deux convertisseurs de courant permettant d'obtenir un courant continu réversible. On distingue le montage antiparallèle, le montage croisé et le montage en H, tous ces montages sont caractérisés par le fait qu'un courant peut circuler d'un convertisseur de courant à l'autre, sans passer par la charge dit courant de circulation. Pour limiter ce courant, il est nécessaire d'insérer des bobines d'induction entre les deux convertisseurs de courant, ces derniers sont appelés les selfs de courant de circulation ou self d'égalisation. Les selfs de courant de circulation sont dimensionnées de telle manière que le courant de circulation ne dépasse pas dans le cas les plus défavorables les 10% à 20% du courant nominal du moteur.

Avantage : le courant d'induit est maintenu constant à tout moment, aucune discontinuité ne se produit.

Inconvénient : la présence d'un courant de circulation réduit le rendement.

4) Mode de fonctionnement sans courant de circulation :

Dans ce mode, un seul convertisseur fonctionne à la fois. Une logique d'inversion est utilisée pour empêcher les deux ponts de s'allumer en même temps. Des inductances sont utilisées pour maintenir le courant continu à des niveaux bas acceptables. La discontinuité se produit à zéro et également une temporisation (ms) introduite au niveau de courant nul.

Avantage : Rendement plus élevée que celui avec circulation de courant, plus largement utilisé

Inconvénient : temps mort, discontinuité dans les régions à courant nul.

Exercice:

Un moteur à courant continu à excitation séparée à les données nominales suivante :

220V, 1500tr/min ; 10A

La résistance du circuit d'induit est $R_a=1\Omega$; l'induit du moteur est alimente par un pont monophasé complètement commande liée à une source alternative de 230V, 50Hz. On considère que la conduction est continue. Calculer :

1. La vitesse de rotation pour un angle d'amorçage $\alpha=45^\circ$ et un couple de charge de 5N.m
2. Le couple moteur pour un angle d'amorçage $\alpha=45^\circ$ et une vitesse de rotation $n=1000\text{tr/min}$

Solution

Calcul de $K\Phi$

$$K\Phi = \frac{220 - 10 \cdot 1}{157} = 1.34 \text{Vs/rd}$$

Pour $\alpha=30^\circ$

$$U_a = 2 \frac{V_m}{\pi} \cos\alpha = 2 * \frac{\sqrt{3} * 230}{\pi} * \cos 30 = 179.42 \text{V}$$

La vitesse pour $C= 5\text{N.m}$ et $I_a = \frac{5}{1.34} = 3.73\text{A}$

$$\omega = \frac{179.42 - 3.73 * 1}{1.34} = 131.11 \text{rd/s}$$

Pour la vitesse $\omega=125.6\text{rd/s}$

$$I_a = \frac{179.42 - 1.34 * 125.6}{1} = 11.12\text{A}$$

Le couple est alors :

$$C = k\Phi * I_a = 1.34 * 11.12 = 14.9 \text{N.m}$$

2.3.3 ENTRAÎNEMENTS A VITESSE VARIABLE PAR HACHEURS

2.3.3.1 INTRODUCTION

Un hacheur est un appareil statique qui convertit directement la tension d'entrée continue fixe en une tension de sortie continue variable, le hacheur est un semi-conducteur commandable connecte entre la source et la charge.

Les dispositifs à commutation automatique tels que les MOSFET, les transistors de puissance, les IGBT, les GTO et les IGCT sont utilisés pour construire des hacheurs car ils peuvent être commutés par un signal de commande de faible puissance et élevée pour la même valeur nominale.

Les hacheurs ont plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs à thyristors :

1. Le contenu d'ondulation est plus petit et ceci améliore la commutation et diminue l'échauffement harmonique du moteur.
2. Le hacheur fourni une tension continue à l'aide des batteries. Le problème du facteur de puissance ne se produit pas du tout.

Deux modes de fonctionnement peuvent résulter lorsque le hacheur fonctionne avec une charge telle que le moteur à courant continu, à savoir, fonctionnement en mode de conduction continue et mode de fonctionnement de conduction discontinue. Dans les deux cas, les formes d'onde de tension et de courant d'induit sont différentes et chacune a ses propres propriétés analytiques, comme cela sera discuté dans les sous-sections suivantes.

2.3.3.1.1 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Hacheur Série

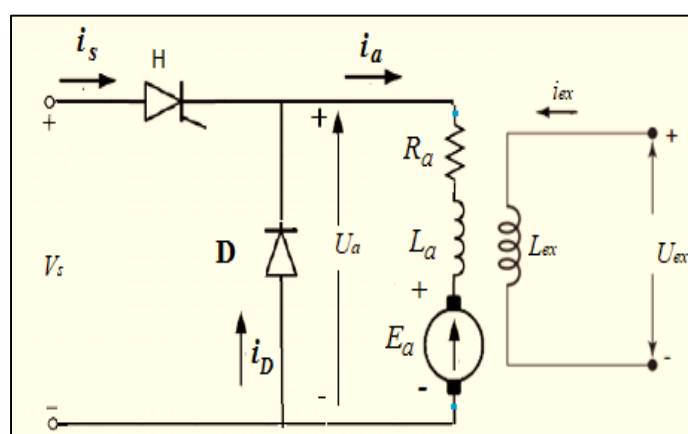


Figure 2.45 : Schéma de montage

a) Mode de Conduction Continu

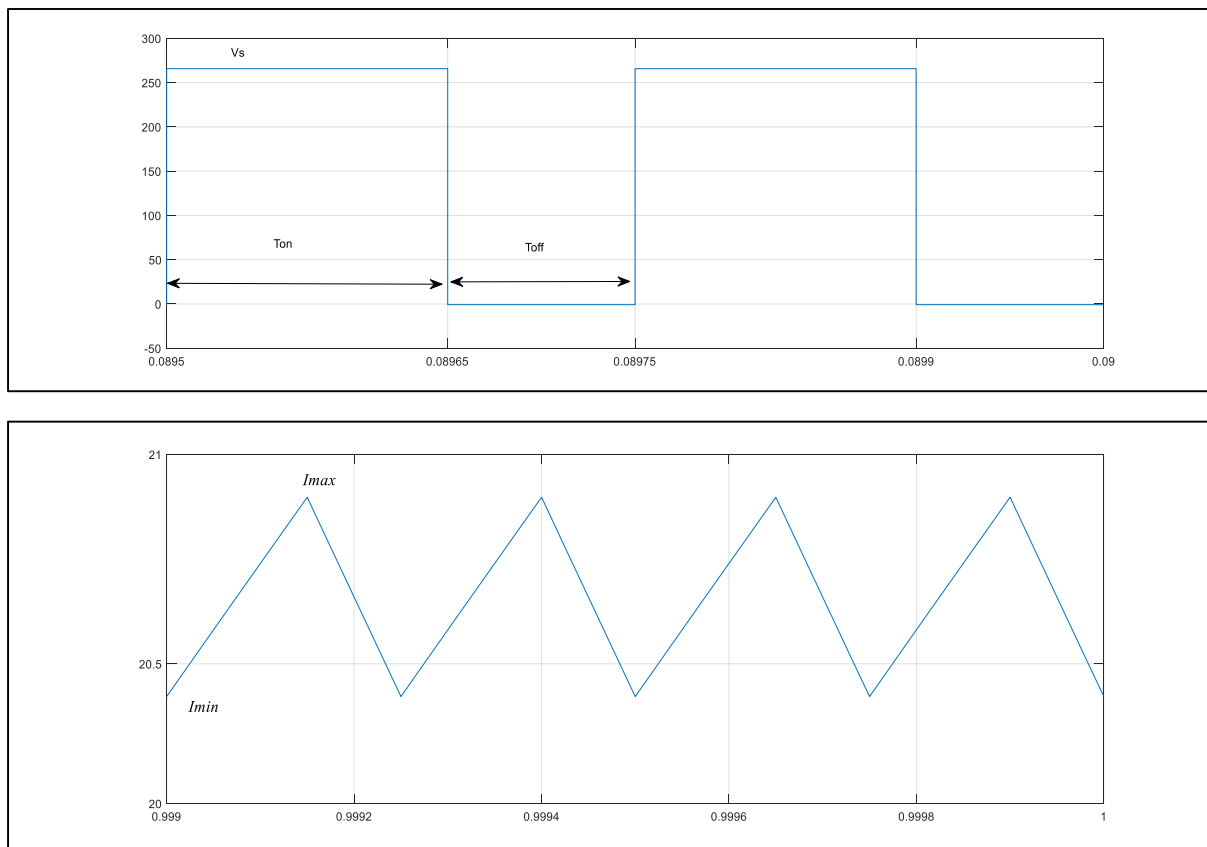


Figure 2.46 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Continue)

Durant la conduction de H pendant l'intervalle $0 < t < T_{on}$ la tension au borne de l'induit du moteur est celle de la source V_s et le courant d'induit passe de I_{min} à I_{max} , le fonctionnement est décrits par :

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad \text{pour } 0 < t < T_{on} \quad (2.94)$$

Le hacheur H s'ouvre à $t=T_{on}$, la circulation du courant est assurée par la diode D, dans ce cas la tension d'induit s'égalise à zéro, durant cette intervalle $T_{on} < t < T$, le fonctionnement est décrits par :

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \quad \text{pour } T_{on} < t < T \quad (2.95)$$

Durant ce fonctionnement le courant d'induit diminue de la valeur I_{max} à I_{min}

Le hacheur est caractérisé par le rapport cyclique α qui représente le rapport entre le temps de conduction de T_{on} et la période de fonctionnement T

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad (2.96)$$

A partir du chronogramme de la tension, la valeur moyenne est :

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_a(t) dt = \frac{V_s}{T} \int_0^{\alpha T} dt = \frac{\alpha T}{T} V_s$$

Donc :

$$U_a = \alpha V_s \quad (2.97)$$

La vitesse de rotation du moteur commandée par un hacheur série est :

$$\omega_m = \frac{\alpha V_s}{K\phi} - \frac{C R_a}{K\phi^2} \quad (2.98)$$

Les caractéristiques mécaniques pour un entrainement avec hacheur série sont les suivants :

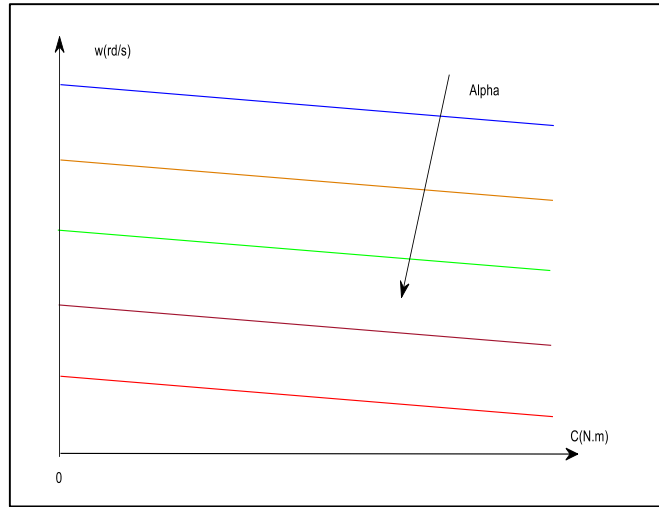


Figure 2.47 : Caractéristiques mécaniques pour différentes valeur de α

L'analyse vise à calculer l'ondulation du courant d'induit. Les équations du moteur pour les intervalles de fonctionnement sont les suivantes:

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.99)$$

Le courant $i_a(0) = I_{min}$

La solution de l'équation (2.99) avec cette condition initiale est :

$$i_a = \left(\frac{V_s - E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.100)$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant $i_a(\alpha T) = I_{max}$, l'équation (2.99) devient alors :

$$I_{max} = \left(\frac{V_s - E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \right) + I_{min} e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \quad (2.101)$$

La période de la roue libre est pour $\alpha T \leq t \leq T$

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \quad (2.102)$$

Le courant $i_a(\alpha T) = I_{max}$

La solution de l'équation (2.99) avec cette condition initiale est :

$$i_a = \left(-\frac{E_a}{R_a}\right) \left(1 - e^{-\frac{t-\alpha T}{\tau}}\right) + I_{max} e^{-\frac{t-\alpha T}{\tau}} \quad (2.103)$$

On substitue la valeur de i_a par I_{min} dans l'équation (2.98) à l'instant $t=\alpha T$ donne :

$$I_{min} = \left(-\frac{E_a}{R_a}\right) \left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}}\right) + I_{max} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \quad (2.104)$$

La résolution des équations (2.103) et (2.104) pour I_{min} et I_{max} donne :

$$I_{min} = \frac{V_s}{R_a} \left(\frac{e^{\frac{\alpha T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}\right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (2.105)$$

$$I_{max} = \frac{V_s}{R_a} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}\right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (4.106)$$

L'ondulation du courant à une importance pour déterminer la valeur de l'inductance de lissage L , Δi_a est donné par l'équation suivante :

$$\Delta i_a = I_{max} - I_{min} = \frac{V_s}{R_a} \left(\frac{1 + e^{\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{\alpha T}{\tau}} - e^{\frac{(1-\alpha)T}{\tau}}}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}\right) \quad (2.107)$$

On considère L_a très élevée donc $\tau \gg T$ donc les morceaux d'exponentielle sont des segments de droites ce qui permet un calcul simplifié des courant I_{max} et I_{min} (car $e^x = 1 + x$ pour $x \gg 1$).

L'expression de Δi_a est alors:

$$\Delta i_a = \frac{V_s}{L_a} T \alpha (1 - \alpha) = \frac{V_s}{f L_a} \alpha (1 - \alpha) \quad (2.108)$$

Donc la valeur maximal de l'ondulation est pour $\frac{d\Delta i_a}{d\alpha} = 0 \Rightarrow \frac{V_s}{f L_a} (1 - 2\alpha) = 0$

$$\text{Donc l'ondulation est maximale pour } \alpha=0.5 \Rightarrow \Delta i_{max} = \frac{V_s}{4f L_a} \quad (2.109)$$

Ainsi, pour réduire l'ondulation du courant doit-on agir sur les paramètres suivants :

- Augmentation de la fréquence de hachage f .
- Augmentation de la constante de temps τ du récepteur.
- Réduction de la durée relative des intervalles de coupure

b) Conduction discontinue

Il est possible qu'à de faibles valeurs de courant, ce dernier s'annule avant que le contacteur statique soit de nouveau enclenché, ainsi le courant devient intermittent

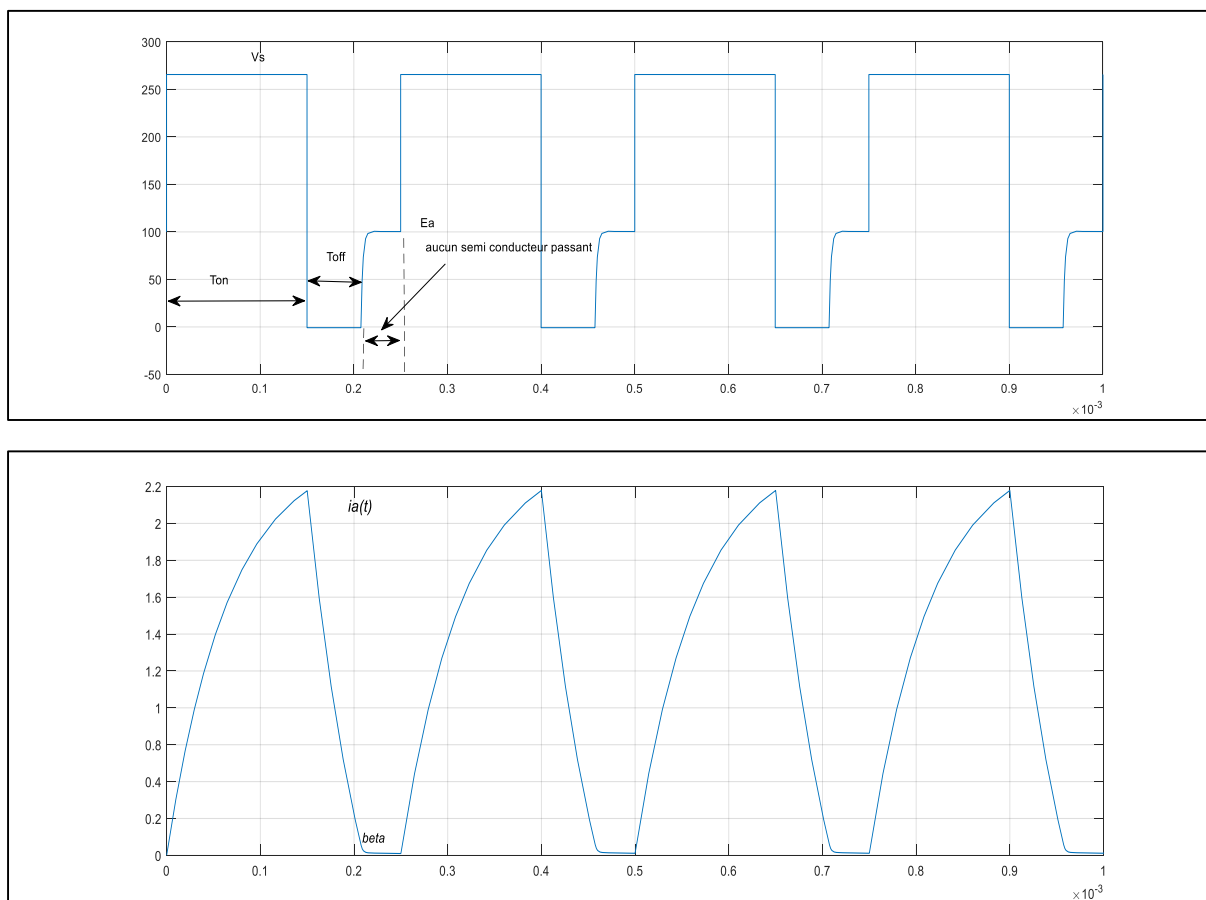


Figure 2.48 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Discontinue) la conduction est discontinue si la valeur minimale I_{min} du courant s'annule à chaque période à $t = \beta T$, soit $i_a(\beta T) = 0$. il y'a donc trois phase de fonctionnement.

- Phase1 pour $0 < t < \alpha T$ H est passant et D est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.110)$$

Le courant d'induit est alors

$$i_a(t) = \frac{V_s - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (2.111)$$

et le courant I_{max} est calculer pour

$$i_a(\alpha T) = I_{max} = \frac{V_s - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}\right) \quad (2.112)$$

- Phase2 pour $\alpha T < t < \beta T$ D est passant et H est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \quad (2.113)$$

Le courant d'induit est alors

$$i_a(t) = \frac{-E_a}{R_a} + \left(I_{max} + \frac{E_a}{R_a} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.114)$$

- Phase 3 pour $\beta T < t < T$ H et D sont bloqués

$$u_a(t) = E_a \text{ et } i_a(t) = 0 \quad (2.15)$$

Pour déterminer le temps de non conduction βT on pose :

$$i_a(\beta T) = 0 = \frac{-E_a}{R_a} + \left(I_{max} + \frac{E_a}{R_a} \right) e^{-\frac{\beta T}{\tau}} \quad (2.116)$$

$$\beta = \frac{\tau}{T} \text{Log} \left(\frac{R_a}{E_a} I_{max} + 1 \right) \quad (2.117)$$

c) Equation de la vitesse

La tension U_a est celle délivré par le hacheur qui a pour expression dans ce cas :

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_s dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} 0 dt + \frac{1}{T} \int_{\beta T}^T E_a dt \quad (2.118)$$

$$U_a = \alpha V_s + E_a(1 - \beta) \quad (2.119)$$

En substituons l'équation (2.119) dans l'équation (2.93) on trouve que :

$$\omega = \frac{\alpha V_s}{\beta K \Phi} - \frac{I_a R_a}{\beta K \Phi} \quad (2.120)$$

L'équation de la caractéristique de vitesse n'est pas linéaire car elle dépend en plus du rapport cycle α du coefficient β

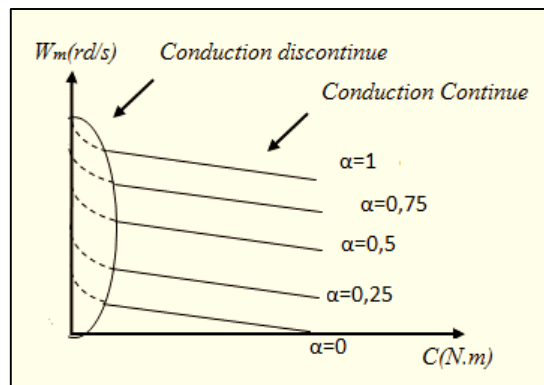


Figure 2.49 : Caractéristiques mécaniques pour différentes valeur de α (avec conduction discontinue)

La limite de la conduction continue

La limite de conduction continue commence à partir de $\beta T = T$ à cette limite $I_{min} = 0$

On pose que $T' = \alpha' T$, on le remplace dans l'équation du courant :

$$I_{min} = \frac{V_s}{R_a} \left(\frac{e^{\frac{\alpha' T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} = 0 \Rightarrow \left(\frac{e^{\frac{\alpha' T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right) = \frac{E_a}{V_s} \quad (2.121)$$

Donc

$$\alpha' = \frac{\tau}{T} \text{Log} \left(\frac{E_a}{V_s} (e^{\frac{T}{\tau}} - 1) + 1 \right) \quad (2.122)$$

Si $\alpha > \alpha' \Rightarrow$ Conduction est continue

Si $\alpha < \alpha' \Rightarrow$ Conduction est discontinue

2.3.3.1.2 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Hacheur Parallèle

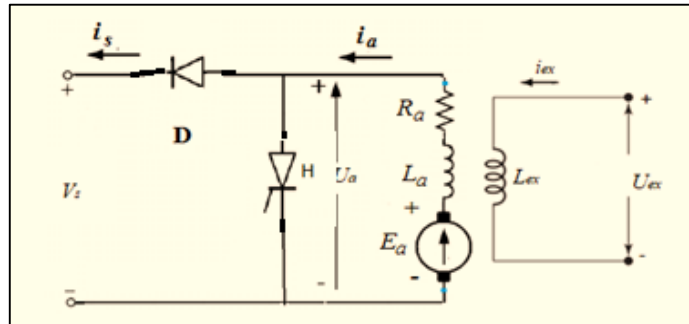


Figure 2.50 : Schéma de montage

a) Conduction continue

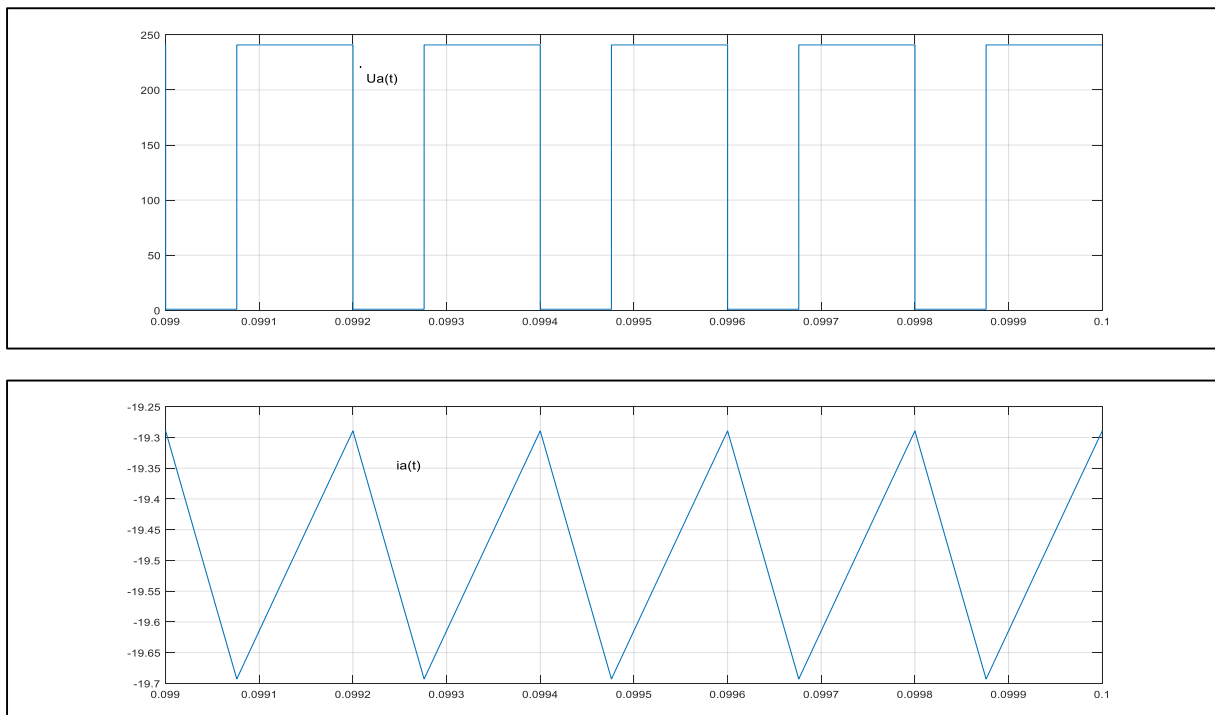


Figure 2.51 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Continue)

En mode générateur, l'énergie de la charge peut être envoyée à l'alimentation. Tant que le hacheur est allumé, l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique par le moteur, l'énergie magnétique stockée dans l'inductance du circuit d'induit est dissipé dans la résistance d'induit. Lorsque le hacheur est éteint, une tension élevée se produit aux bornes de l'induit du

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

moteur. Cette tension est supérieure à la tension d'alimentation V_s et l'énergie stockée dans l'inductance et l'énergie fournie par la machine est renvoyée à l'alimentation. Lorsque la tension d'induit se réduit par rapport de la tension d'alimentation la diode bloque le courant, empêchant tout court-circuit de la source.

Nous décomposant le fonctionnement en deux parties distinctes :

- Phase1 pour $0 < t < \alpha T$ H est passant et D est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \quad (2.123)$$

Le courant d'induit est alors :

$$i_a(t) = \frac{-E_a}{R_a} \left(I_{min} + \frac{E_a}{R_a} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.124)$$

- Phase2 pour $\alpha T < t < T$ D est passant et H est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.125)$$

Le courant d'induit est alors :

$$i_a(t) = \frac{V_s - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(\alpha T - t)}{\tau}} \right) + I_{max} e^{-\frac{\alpha T - t}{\tau}} \quad (2.126)$$

L'ondulation du courant est toujours :

$$\Delta i_a = I_{max} - I_{min} \quad (2.127)$$

Pour $T \ll \tau$

$$\Delta i_a = \frac{V_s}{R_a} \left(\frac{T}{\tau} \right) \alpha (1 - \alpha) \quad (2.128)$$

Les conclusions relatives aux procédés de réglage pour le hacheur série sont directement transposables aux hacheurs survolteurs

Pendant l'intervalle de stockage de l'énergie, $0 \leq t \leq \alpha T$ la tension aux bornes du moteur est nulle, le courant d'induit augmente de I_{min} à I_{max} , pendant l'intervalle $\alpha T \leq t \leq T$, la tension aux bornes de l'induit est V_s , le courant d'induit diminue de I_{max} à I_{min}

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_a(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_s dt = \frac{V_s}{T} [t]_{\alpha T}^T = V_s (1 - \alpha) \quad (2.127)$$

La vitesse de rotation du moteur est alors :

$$\omega_m = \frac{(1-\alpha)V_s}{K\phi} + \frac{CR_a}{K\phi^2} \quad (2.128)$$

Les caractéristiques mécaniques sont alors linéaires :

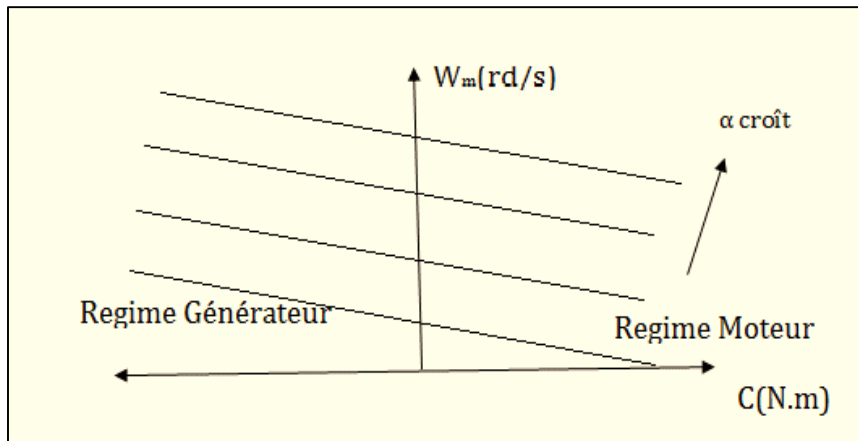


Figure 2.52 : Caractéristiques mécaniques pour différentes valeurs de α

b) Conduction discontinue

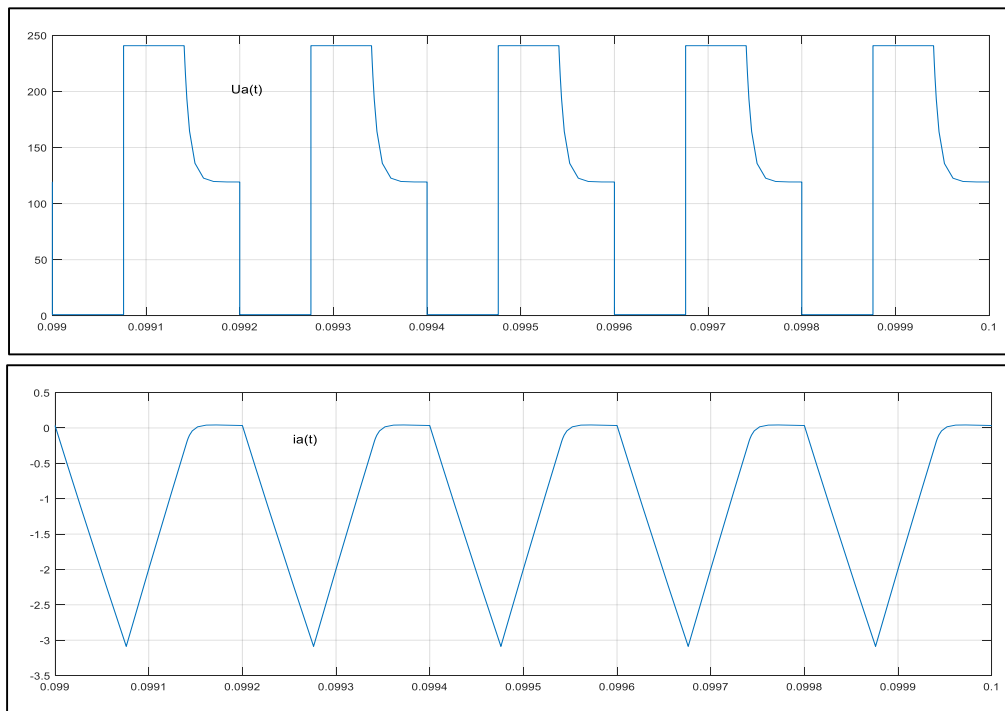


Figure 2.53 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Discontinue)

Le courant de charge atteint sa valeur nulle avant la fin de la séquence active, le courant de charge est alors :

- Phase 1 pour $0 < t < \alpha T$ H est passant et D est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \tag{2.129}$$

Le courant d'induit est alors

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

$$i_a(t) = \frac{-E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{Avec} \quad I_{max} = \frac{-E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (2.130)$$

- Phase2 pour $\alpha T < t < \beta T$ D est passant et H est bloqué

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.131)$$

Le courant d'induit est alors

$$i_a(t) = \frac{V_s - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(\alpha T - t)}{\tau}}\right) + I_{max} e^{-\frac{(\alpha T - t)}{\tau}} \quad (2.132)$$

- Phase3 pour $\beta T < t < T$ H et D sont bloqués

$$u_a(t) = E_a \quad \text{Et} \quad i_a(t) = 0 \quad (2.133)$$

Pour déterminer le temps de non conduction βT on pose :

$$i_a(\beta T) = 0 = \frac{V_s - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(\alpha - \beta)T}{\tau}}\right) + I_{max} e^{-\frac{(\alpha - \beta)T}{\tau}} \quad (2.134)$$

$$\beta = \frac{\tau}{T} \text{Log} \left(\frac{\left(\frac{V_s}{E_a} e^{\frac{\alpha T}{\tau}} - 1\right)}{\frac{V_s}{E_a} - 1} \right) \quad (2.135)$$

c) Equation de la vitesse

La tension U_a est celle délivré par le hacheur qui a pour expression dans ce cas :

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} 0 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} V_s dt + \frac{1}{T} \int_{\beta T}^T E_a dt$$

$$U_a = V_s(\beta - \alpha) + E_a(1 - \beta) \quad (2.136)$$

En substituons l'équation (4.42) dans l'équation (2.2) on trouve que :

$$\omega = \frac{V_s(\beta - \alpha)}{\beta K \Phi} + \frac{I_a R_a}{\beta K \Phi} \quad (2.137)$$

Si on veut un transfert d'énergie en sens inverse il sera donc nécessaire d'associer deux structures du type précédent et en outre, d'adopter pour chacune d'elle une politique de gestion de la commande

2.3.3.1.3 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Hacheur Réversible En Courant

La structure du hacheur est formée de deux interrupteurs réversibles en courant, commandés à l'ouverture et à la fermeture. La structure fonctionne donc avec courant positif ou négatif; la tension U_a est égale à V_s ou à 0; elle est donc positive en valeur moyenne; le suivant non réversibles.

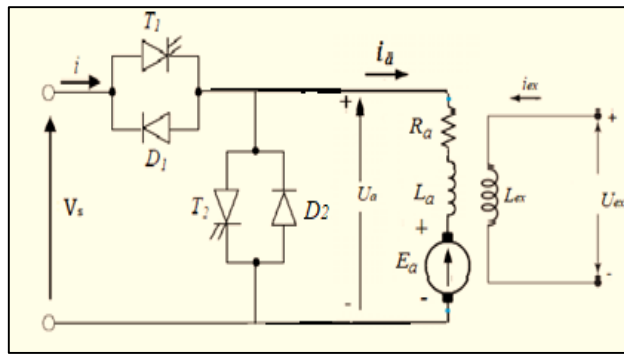


Figure 2.54 : Schéma de montage

T_1 et D_2 constitue le hacheur série, T_2 et D_1 constitue le hacheur parallèle.

On effectue la commande complémentaire des interrupteurs de telle manière que l'on ait :

T_1 fermé ou D_1 passant, et T_2 ouvert ou D_2 bloquée pendant αT , puis

T_1 ouvert ou D_1 bloquée, et T_2 fermé ou D_2 passant pendant $(1 - \alpha)T$

On obtient le schéma équivalent

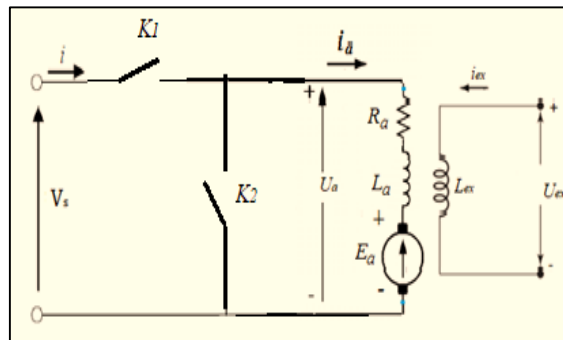


Figure 2.55 : Schéma de montage avec Interrupteur K_1 et K_2

De $t = 0$ à $t = \alpha T$, K_1 fermé et K_2 ouvert

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.138)$$

Il vient que le courant est :

$$i_a = \left(\frac{V_s - E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.139)$$

De $t = 0$ à $t = \alpha T$, K_1 ouvert et K_2 fermé

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0 \quad (2.140)$$

Il vient que le courant est :

$$i_a = \left(-\frac{E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \right) + I_{max} e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \quad (2.141)$$

Le chronogramme de la tension est strictement le même que pour un hacheur série en conduction continue. Par contre le chronogramme du courant n'est plus limité à la partie

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

positive. L'allure générale est la même mais il peut être positif ou négatif, tant en valeurs instantanées qu'en valeurs moyennes.

La figure (2.56) donne les formes d'onde de la tension et du courant pour divers régimes. A chaque instant, l'interrupteur conduisant le courant est fixé par la commande et le signe de i_a :

- De 0 à αT , la commande impose T_1 passant ou D_1 passante, T_1 si $i > 0$ et D_1 si $i_a < 0$
- De αT à T , la commande impose T_2 passant ou D_2 passante, K_2 si $i < 0$ et D_2 si $i_a > 0$.

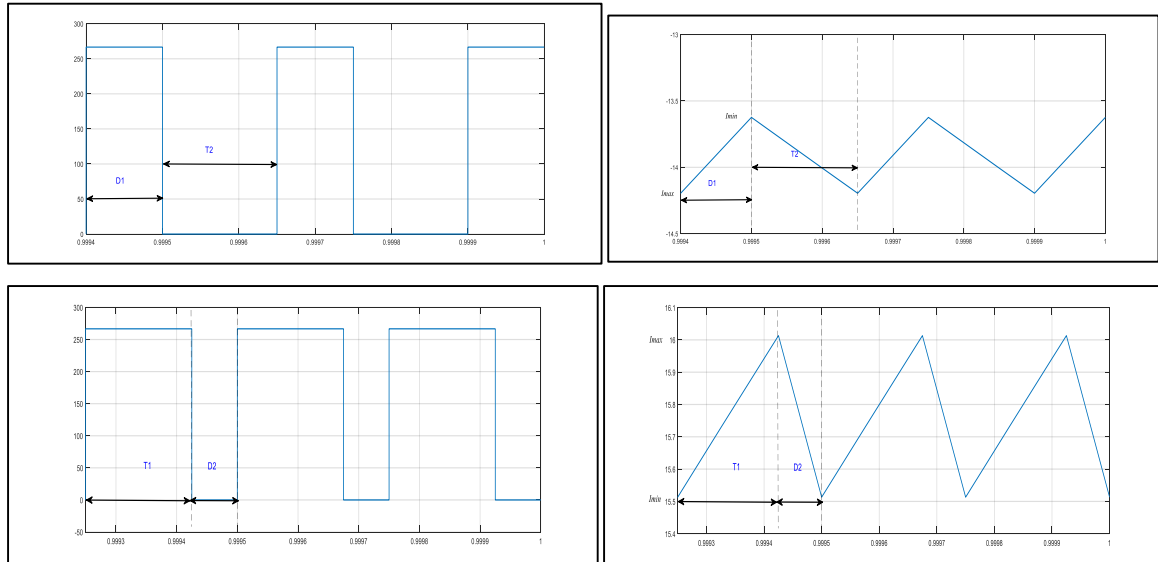


Figure 2.56 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Discontinue)

La valeur de la tension de sortie s'obtient de la même façon que pour le hacheur série.

$$U_a = \alpha V_s \quad (2.142)$$

De même, l'ondulation du courant I_a est donnée par :

$$\Delta i_a = \frac{V_s}{L_a} T \alpha (1 - \alpha) = \frac{V_s}{f L_a} \alpha (1 - \alpha) \quad (2.143)$$

2.3.3.1.4 Etude Et Analyse De Fonctionnement D'un Moteur A Cc A Excitation Indépendante Alimenté Par Un Hacheur Réversible En Tension

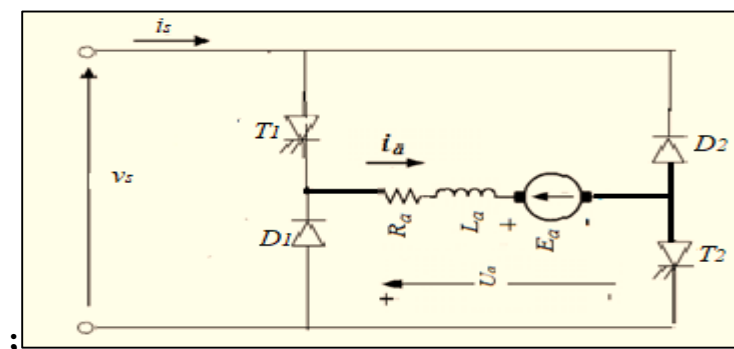


Figure 2.57 : Schéma de montage

Ce mode de commande ne fait pas appel à la séquence de roue libre, les interrupteurs T_1 et T_2 sont alors commandés simultanément à l'amorçage et au blocage

De $t=0$ à $t=\alpha T$ ils sont fermes, le reste de la période, ils sont ouverts. Comme dans le cas du hacheur série, il faut envisager deux cas :

- soit la conduction est continue, un courant i_a ne s'annule pas avant la fin de la période.
- Soit la conduction est discontinue, le courant s'interrompt avant la fin de la période. Dans ce cas, celle-ci, se décompose en 3 phases et non en 2.

a) Conduction continue

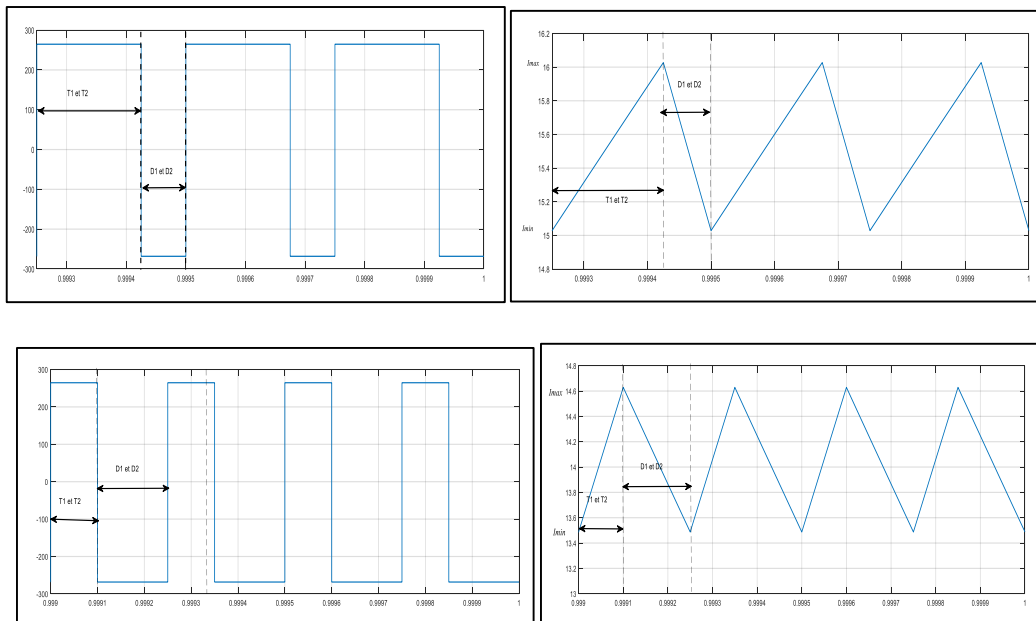


Figure 2.58 : Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction continue)

Phase1 : De $t = 0$ à $t = \alpha T$, T_1 et T_2 sont passants et D_1, D_2 bloquées alors :

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.139)$$

Le courant $i_a(0) = I_{min}$

La solution de l'équation (2.139) avec cette condition initiale est :

$$i_a = \left(\frac{V_s - E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.140)$$

Phase2 : De $t = \alpha T$ à $t = T$, D_1 et D_2 sont passants et T_1, T_2 bloquées alors :

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = -V_s \quad (2.141)$$

Le courant $i_a(\alpha T) = I_{max}$

La solution de l'équation (2.5) avec cette condition initiale est :

$$i_a = \left(-\frac{E_a + V_s}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{-(t-\alpha T)}{\tau}} \right) + I_{max} e^{-\frac{-(t-\alpha T)}{\tau}} \quad (2.142)$$

L'ondulation de courant vaut donc :

$$\Delta i_a = \frac{2V_s}{L_a} T \alpha (1 - \alpha) = \frac{2V_s}{fL_a} \alpha (1 - \alpha) \quad (2.143)$$

Elle est nulle lorsque α vaut 0 ou 1 et elle est maximale lorsque $\alpha = 0,5$ ainsi :

$$\Delta i_{max} = \frac{V_s}{2fL_a} \quad (2.144)$$

a) Equation de la vitesse

La tension U_a est celle délivré par le hacheur qui a pour expression dans ce cas :

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_a(t) dt \Rightarrow U_a = V_s (2\alpha - 1) \quad (2.145)$$

En substituons l'équation (2.145) dans l'équation (2.93) on trouve que :

$$\omega = \frac{V_s(2\alpha-1)}{K\phi} - \frac{I_a R_a}{K\phi} \quad (2.146)$$

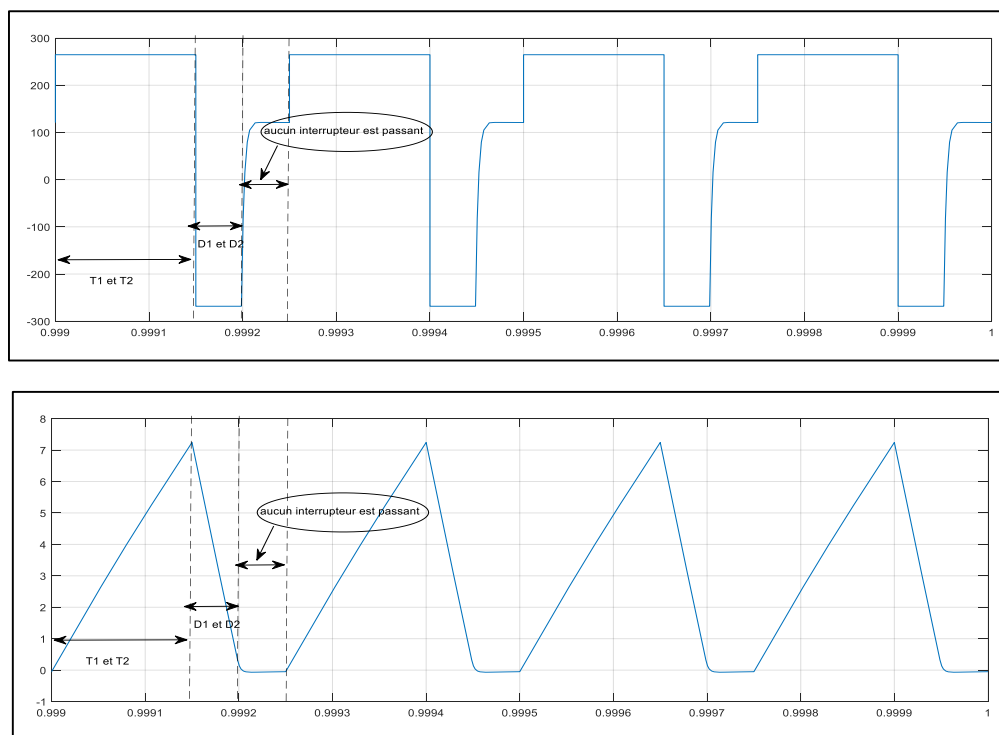


Figure 2.52 Allures de la tension et du courant d'induit (Conduction Discontinue)

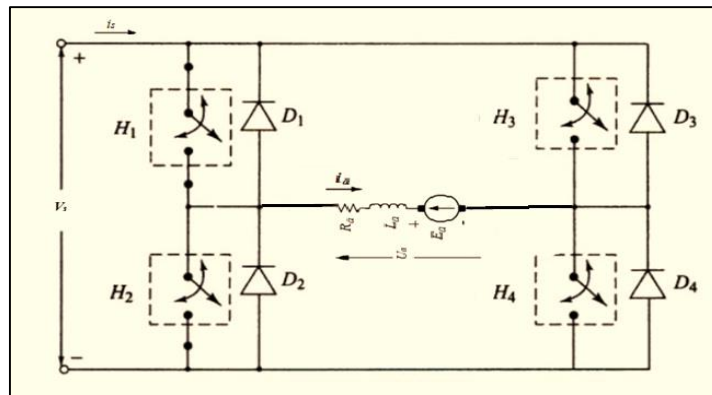
A. Etude et analyse de fonctionnement d'un moteur à CC à excitation indépendante alimenté par un Hacheur à quatre quadrants

Pour des applications nécessitant une inversion rapide de la vitesse de rotation et des prestations dynamiques élevées, cas du servo moteur d'une puissance de quelques KW, on utilise des convertisseurs réversibles en tension et en courant.

La tension moyenne de sortie et le courant moyen de sorti peuvent être positifs ou négatifs.

a) Schéma de principe

La figure ci-dessous donne le schéma d'un hacheur réversible en courant et en tension

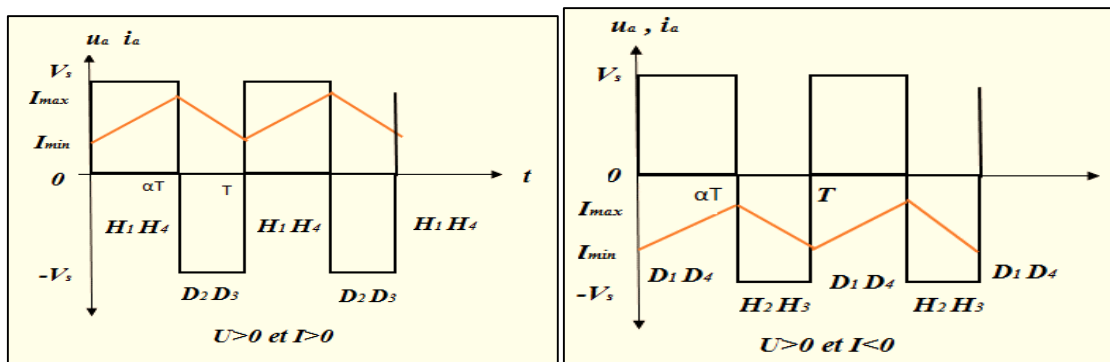


Grâce à la flexibilité des quatre commutateurs, un certain nombre de méthodes de contrôle différentes peuvent être utilisées pour produire une tension et un courant de sortie à quatre quadrants (tension et courant bidirectionnels). Toutes les méthodes pratiques devraient utiliser une commutation de dispositif complémentaire dans chaque branche (H_1 ou H_3 allumée mais pas les deux, et H_3 ou H_4 allumée mais pas les deux) afin de minimiser la distorsion et en assurant la continuité du courant.

Une méthode de contrôle consiste à contrôler le pont en H comme deux hacheurs à deux quadrants pratiquement indépendants, avec la restriction dominante qu'aucun interrupteur du même bras soit conducteur. Un hacheur est formé avec H_1 et H_4 groupés avec D_1 et D_4 , ce qui donne un courant positif i_a mais une tension bidirectionnelle $\pm u_a$ (fonctionnement QI et QIV). Le deuxième hacheur est formé en regroupant H_2 et H_3 avec D_2 et D_3 , ce qui donne un courant de sortie négatif $-i_a$, mais une tension bidirectionnelle $\pm u_a$ (fonctionnement QII et QIII).

On opte par la commande continue selon une séquence de commutation alternée des interrupteurs, dans ce cas on procède :

Pour $0 < t < \alpha T$ H_1 et H_4 sont fermés et H_3 et H_2 sont ouverts
 $\alpha T < t < T$ H_2 et H_3 sont fermés et H_1 et H_4 sont ouverts



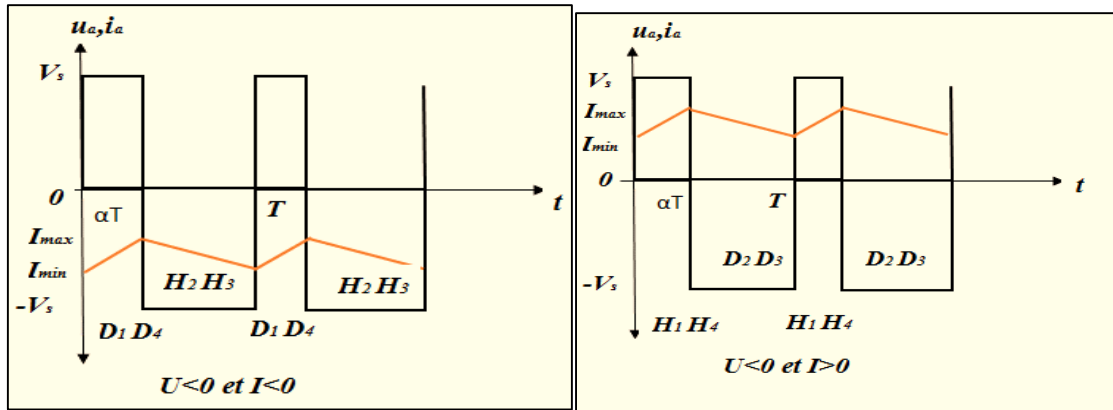


Figure 2.53 : Allures de la tension et du courant d'induit

De $t=0$ à $t=\alpha T$: H_1 et H_4 sont fermés, H_2 et H_3 sont ouverts

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V_s \quad (2.147)$$

La solution de cette équation est :

$$i_a(t) = I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} + \left(\frac{V_s - E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.148)$$

De $t=\alpha T$ à $t=T$: H_2 et H_3 sont fermés, H_1 et H_4 sont ouverts

$$u_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = -V_s \quad (2.149)$$

La solution de cette équation est :

$$i_a(t) = I_{max} e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} - \left(\frac{V_s + E_a}{R_a} \right) \left(1 - e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \right) \quad (2.150)$$

Pour déterminer les valeurs des courants maximales et minimales, il suffit de :

$$i_a(\alpha T) = I_{max} \quad \text{et} \quad i_a(T) = I_{min} \quad (2.151)$$

L'ondulation du courant de charge n'est que la différence entre sa valeur maximale et minimale :

$$\Delta I_a = I_{max} - I_{min} = \frac{4V_s}{R_a} \left(\frac{\alpha(1-\alpha)T}{\tau} \right) \quad (2.152)$$

L'ondulation est maximale pour $\alpha=0,5$ et vaut

$$\Delta I_{max} = \frac{TV_s}{R_a} \quad (2.153)$$

La tension moyenne est :

$$U_a = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_s dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T -V_s dt = (2\alpha - 1)V_s \quad (2.154)$$

La vitesse du moteur est :

$$\omega_m = \frac{(2\alpha-1)V_s}{K\Phi} - \frac{I_a R_a}{K\Phi} \quad (2.155)$$

Les caractéristiques mécaniques se présentent comme suit :

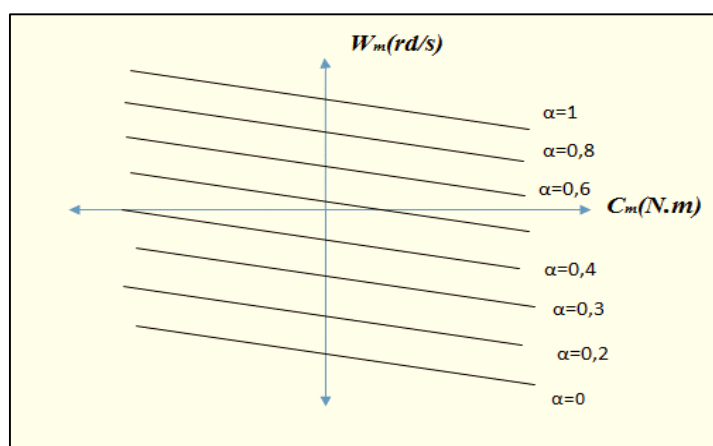


Figure 2.54 Caractéristiques mécaniques pour différentes valeur de α

Exercice N°3

Un moteur CC à excitation séparé a une résistance d'induit de $1,2 \Omega$. L'armature absorbe un courant de 25 A à 600 V lorsque le moteur entraîne une charge à 1000 tr/min . Si l'induit est connecté à l'alimentation via un hacheur abaisseur fonctionnant à 400 Hz avec un temps de marche de $1,5 \text{ ms}$, déterminer :

1. Le rapport cyclique α du hacheur,
2. La tension de sortie du hacheur,
3. La vitesse de rotation du moteur,

On suppose que le couple de charge et le flux restent constants.

Solution

$$1- \alpha = \frac{T_{on}}{T} = \frac{1,5}{2,5} = 0,6$$

$$T = \frac{1}{400} = 2,5 \text{ ms}$$

$$2- U_a = \alpha U = 0,6 * 600 = 360 \text{ V}$$

$$3- K\Phi = \frac{600 - 25 * 1,2}{104,67} = \frac{5,44 \text{ Vs}}{\text{rd}}$$

$$\omega = \frac{360 - 25 * 1,2}{5,44} = 60,66 \text{ rd/s}$$

2.5 Entraînement a vitesse variable par onduleur de tension

2.5.1 Introduction

La variation de vitesse des machines à courants alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Mais pour contrôler le flux dans la machine, il est nécessaire de faire varier également l'amplitude des tensions et courants. On peut envisager deux modes d'alimentation pour la machine :

1. Une alimentation en tension (onduleur de tension)
2. Une alimentation en courant (onduleur de courant ou commutateur)

Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont on peut considérer que la forme et l'amplitude sont indépendantes de la charge. Par contre en alimentation en courant, il n'en est pas de même et les courants fournis par les onduleurs de courant ou commutateur ont des formes et des amplitudes influencées par la commutation elle-même tributaire de la charge. En sortie du convertisseur (onduleur de tension ou de courant), on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s .

2.5.2 Rappels

Pour la variation de la vitesse de la machine asynchrone, nous allons travailler à partir de son schéma équivalent qui est valable en régime permanent sinusoïdal. Le schéma équivalent par phase de la machine asynchrone est donné par :

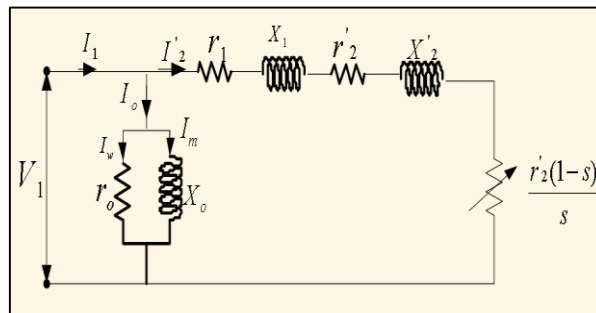


Figure.2.55 : Schéma équivalent simplifié

L'équation du couple électromagnétique qui décrit le fonctionnement du moteur asynchrone est :

$$C = \frac{3U_s^2 \frac{R'_2}{g}}{\omega_s \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{g} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]} \quad (2.156)$$

Le principe de la variation de la vitesse à fréquence variable d'un moteur à asynchrone a été décrit dans le Chapitre I et a été expliqué que le fonctionnement du moteur en dessous de la vitesse de base est effectué à un rapport constant (V / f) et que le fonctionnement au-dessus de la vitesse de base se fait à un couple constant. À basse vitesse, le rapport (V / f) peut être augmenté pour compenser la chute de résistance du stator. Le fonctionnement de l'entraînement au courant maximal admissible permet un fonctionnement à couple constant de l'arrêt à la

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

vitesse de base et un fonctionnement à puissance constante de la vitesse de base à la vitesse critique à laquelle le couple de décrochage est atteint.

2.5.3 Onduleur de tension triphasée :

Les onduleurs sont des convertisseurs de puissance statiques pour convertir le courant continu en courant alternatif. En contrôlant les périodes de conduction des thyristors, il est possible d'obtenir une fréquence variable aux bornes de sortie de l'onduleur. Cette alimentation à fréquence variable peut être utilisée pour alimenter un moteur à courant alternatif, afin de contrôler sa vitesse.

Le circuit de puissance d'un onduleur de source de tension triphasée est illustré à la figure ci-dessous. Il se compose de six contacts semi-conducteurs à commutation automatique S1 à S6 avec des diodes antiparallèles D1 à D6. Les commutateurs n'ont pas besoin d'avoir une capacité de blocage de tension inverse. Ils peuvent être réalisés en utilisant des transistors de puissance, des GTO, des MOSFET ou des thyristors avec des circuits de commutation forcée. Le moteur, qui est connecté aux bornes A, B et C, peut avoir une connexion en étoile ou en triangle. L'onduleur peut être utilisé comme un onduleur en six étapes ou comme un onduleur modulé en largeur d'impulsion (PWM).

Par conséquent, un onduleur alimentant un moteur triphasé doit être capable de fournir une alimentation à tension et fréquence variables. La commande de tension requise peut être obtenue soit à l'extérieur de l'onduleur, soit à l'intérieur de celui-ci. Dans le premier, la tension d'entrée de l'onduleur est variable, tandis que dans le second, elle est constante et la tension variable requise aux bornes de sortie est obtenue en contrôlant l'onduleur.

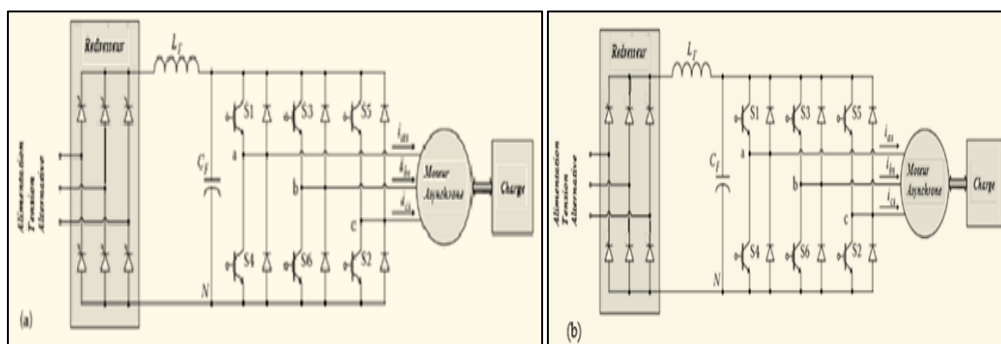


Figure.2.56 : Onduleur de tension et moteur asynchrone

La fréquence variable requise pour le contrôle de la vitesse des moteurs triphasés à courant alternatif est obtenue à partir d'un onduleur triphasé. Pour éviter la saturation magnétique et obtenir des conditions de flux constant dans la machine, la tension fournie au moteur doit également être modifiée.

La tension continue de l'onduleur est normalement obtenue à partir d'une alimentation de 50 Hz à l'aide d'un pont redresseur. Le redresseur et l'onduleur sont interconnectés au moyen d'éléments de stockage d'énergie. Ceux-ci fournissent une sorte de découplage entre le redresseur et l'onduleur. Ces convertisseurs sont appelés convertisseurs de liaison CC. Ils fournissent une tension variable, une alimentation à fréquence variable à partir d'une tension

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

constante, d'un réseau à fréquence constante et sont des dispositifs de conversion à deux étages. L'inductance dans la liaison continue lisse le courant tandis que le condensateur maintient la tension constante. Lorsque le contrôle de la tension est effectué à l'extérieur de l'onduleur, le redresseur doit être commandé en phase, en faisant varier l'angle d'amorçage, la tension de sortie du redresseur varie, et donc la tension d'entrée vers l'onduleur, peut être modifiée. Ils sont appelés onduleurs à pleine onde ou à tension variable. Si le contrôle de tension est disponible dans l'onduleur lui-même, la tension d'entrée de l'onduleur est constante et un simple redresseur à diodes suffit.

a. Schéma de principe :

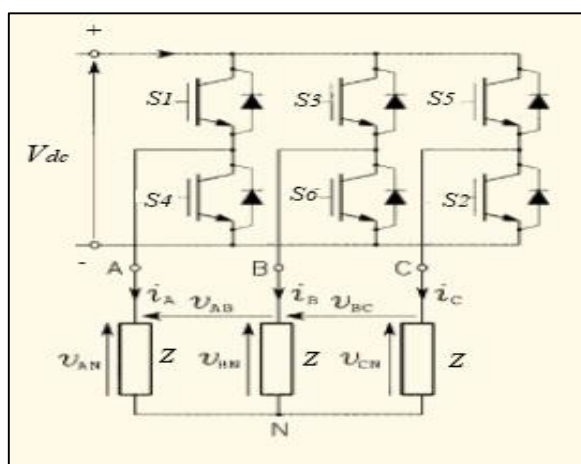


Figure 2.57 : Schéma de principe d'un onduleur de tension

b. Modes de conduction :

Il existe deux modes de conduction : Conduction à 180° degrés et Conduction à 120 degrés.

Dans le mode de conduction à 180°, chaque interrupteur effectue un demi-cycle. À tout instant, trois interrupteurs sont fermés. Lorsque S1 est conducteur, la borne A se connecte à la borne positive de la source d'entrée CC, en même temps son interrupteur complémentaire S4 reste ouvert. De même, lorsque S4 est activé, la borne A est connectée à la borne négative de la source CC. Ces combinaisons sont les mêmes pour S3, S6 (borne B) et S5, S2 (borne C). Il y a six cycles de fonctionnement possibles dans une période de fonctionnement et chacun est de 60 degrés ou on remarque que trois interrupteurs conduisent en même temps.

Le circuit équivalent pour la charge Z connectée en Y pour l'étape 1 (0-60 degrés), d'autres sont similaires à ceci :

Les tensions composées sont de formes de créneaux décalées entre eux de 120°

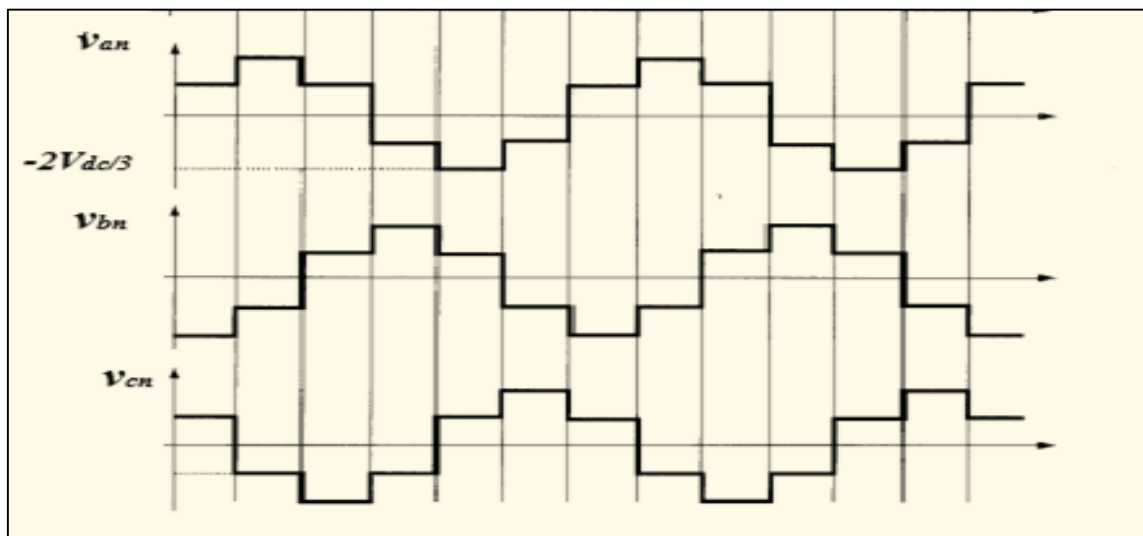
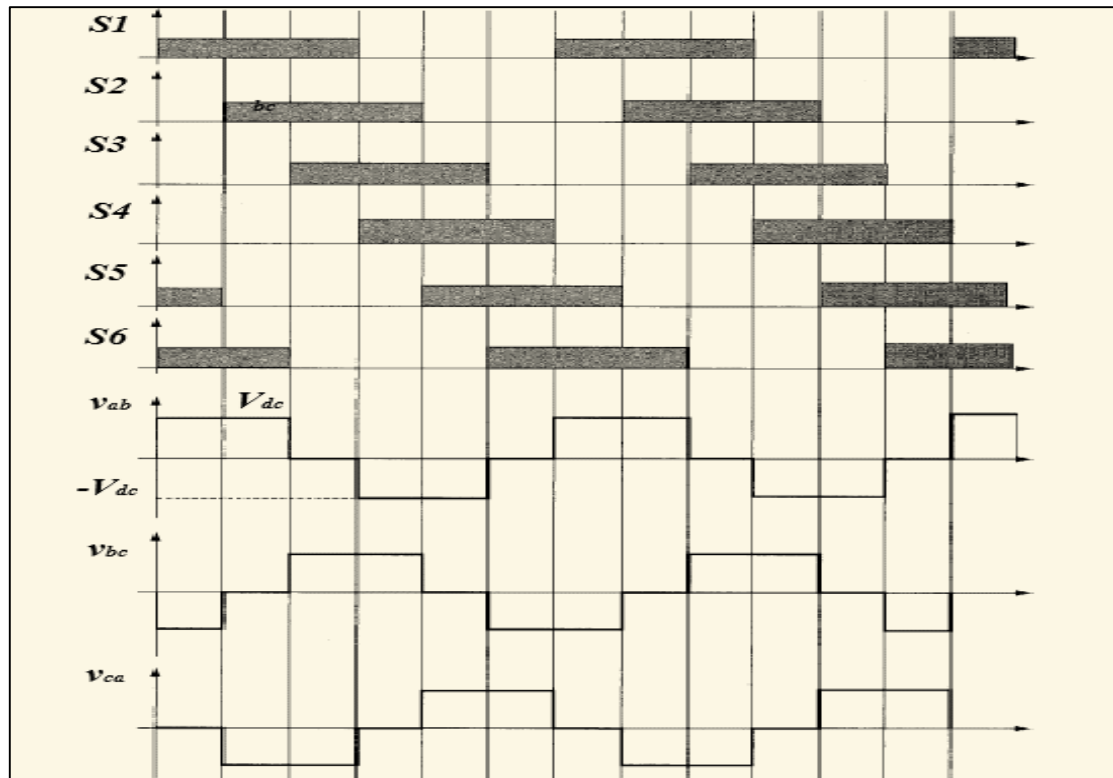


Figure 2.58 : Signaux de commande et tensions de sorties composées et simples

On décrit le circuit équivalent pour la charge Z connectée en Y pour l'étape 1 (0-60 degrés), Pour l'étape 1 (0-60 degrés) $S1, S6, S5$ sont conducteurs, les bornes A et B sont connectés à la borne positive de la source V_{dc} et C est connecté à la borne négative de la source V_{dc} , les autres séquences de fonctionnement sont similaires à l'étape 1.

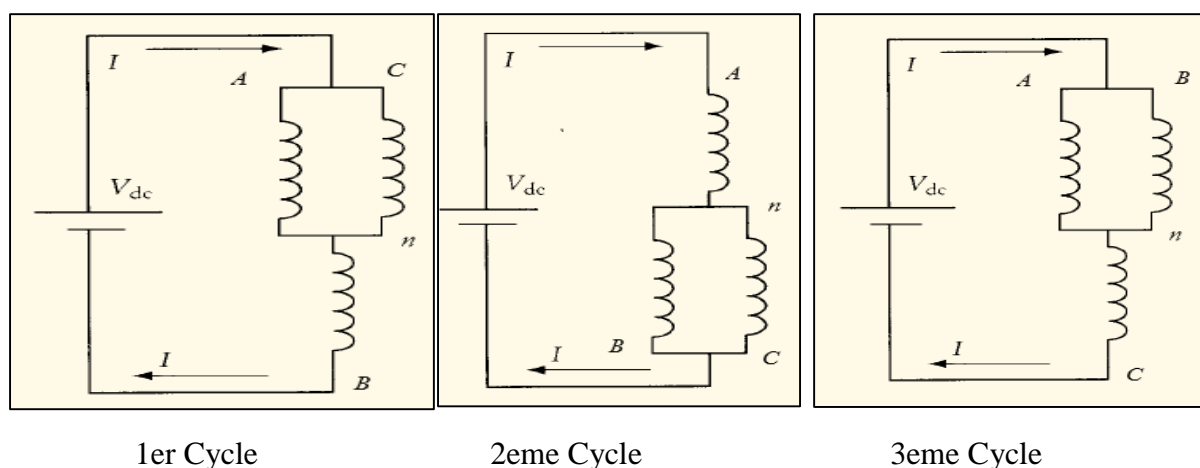


Figure 2.57 : Circuit électrique pour chaque phase de fonctionnement

Pour le 1^{er} cycle :

Pour une charge équilibrée on écrit les équations d'équilibre de tension on obtient alors :

$$v_{an} = v_{cn} = V_{dc} \frac{0,5Z}{1,5Z} = \frac{V_{dc}}{3}$$

$$v_{bn} = -V_{dc} \frac{Z}{1,5Z} = -\frac{2V_{dc}}{3} \quad (2.157)$$

Pour le 2^{eme} cycle :

$$v_{bn} = v_{cn} = -V_{dc} \frac{0,5Z}{1,5Z} = -\frac{V_{dc}}{3}$$

$$v_{an} = V_{dc} \frac{0,5Z}{1,5Z} = \frac{2V_{dc}}{3} \quad (2.158)$$

Pour le 3^{eme} cycle :

$$v_{an} = v_{bn} = V_{dc} \frac{0,5Z}{1,5Z} = \frac{V_{dc}}{3}$$

$$v_{cn} = -V_{dc} \frac{Z}{1,5Z} = -\frac{2V_{dc}}{3} \quad (2.159)$$

Les tensions simples sont alors représentées par les chronogrammes suivants :

L'onduleur de tension délivre des tensions simples du récepteur qui ne dépendent pas de la charge. La tension V_{an} est un créneau symétrique d'amplitude $V_{dc}/2$; sa décomposition en série de Fourier est de la forme :

$$v_{an} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right]$$

$$v_{bn} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3} \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \right]$$

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

$$v_{cn} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{3} \sin 3(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \dots \right]$$

Les harmoniques de rang 1, 7, 13, 19, ... $6n+1$ forment des systèmes triphasés équilibrés directs
 Les harmoniques de rang 5, 11, 17, 23, ... $6n+5$ forment des systèmes triphasés équilibrés inverses

Les harmoniques de rang 3, 9, 15, ... $6n+3$ forment des systèmes triphasés équilibrés homopolaires,

L'impédance à la fréquence $n\omega$ est $Z_n = R + j2\pi n f L$; l'intensité dans cette phase est i_a :

$$i_a = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{\sin[(2K+1)\omega t - \varphi_n]}{(2K+1)Z_n} \quad (2.160)$$

La tension composée n'a pas les mêmes harmoniques. En outre, la tension entre phase est donnée :

$$v_{ab} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{11} \sin 11\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right]$$

$$v_{bc} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{11} \sin 11\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right]$$

$$v_{ca} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \frac{1}{11} \sin 11\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \dots \right]$$

D'après la décomposition en série de fourrier de la tension composée, on déduit que seule les harmoniques d'ordre $n=1, 5, 7, 11, 13, \dots$ apparaissent, et toutes les autres s'annulent c'est-à-dire celles d'ordres paires, et les multiples de trois.

Les amplitudes des harmoniques de rang n sont alors données par

$$\hat{U} = 4 \frac{V_{dc}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (2.161)$$

Avec $n = 6K \pm 1$

La valeur efficace de la fondamentale de la tension simple est :

$$V_{a1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (2.162)$$

La valeur efficace de la tension simple est :

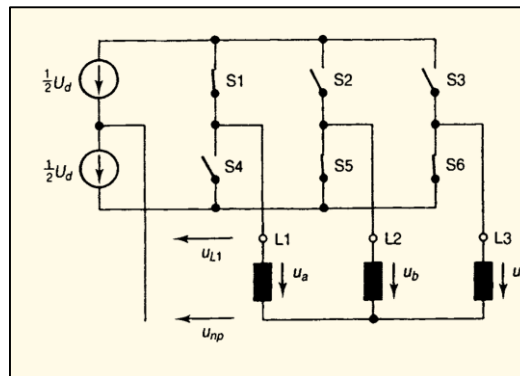
$$V_a = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{1}{3}V_{dc}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2}{3}V_{dc}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\frac{1}{3}V_{dc}\right)^2 d\omega t \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_{dc}$$

Chapitre 1 Fonctionnement des entraînements électriques

La commande du moteur à induction nécessite la variation simultanée de la fréquence et de la tension. La fréquence de la tension de sortie de l'onduleur peut être contrôlée en faisant varier le temps de la période et par là le temps de conduction des transistors. La tension de sortie de l'onduleur peut être contrôlée par le contrôle de la tension d'entrée et cela par action sur l'angle d'amorçage α du pont à thyristor cote réseau électrique et qui donne la tension continue suivante :

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} U_{rmax} \cos \alpha \quad (2.163)$$

c. Commande à modulation de largeur d'impulsion MLI



Un onduleur de tension MLI est de même structure que les onduleurs de tension à commande pleine onde à la seule différence que la tension d'entrée est constante qui peut être obtenue directement par un pont redresseur à diode.

Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion sont utilisées :

- Modulation sinus triangle
- Modulation calculée
- Modulation vectorielle

a. Modulation sinus triangle

La technique de modulation sinus triangle MLI est très populaire pour les convertisseurs industriels. Le principe de base de la technique MLI implique la comparaison de l'onde porteuse triangulaire de fréquence multiple de la fréquence de fondamentale et d'amplitude fixe V_p avec l'onde de modulation sinusoïdale à la fréquence fondamentale et d'amplitude variable V_r . Les formes d'onde de référence triphasées, V_{ra} , V_{rb} , V_{rc} , sont présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin \omega t \\ V_{rb} = V_r \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rc} = V_r \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.164)$$

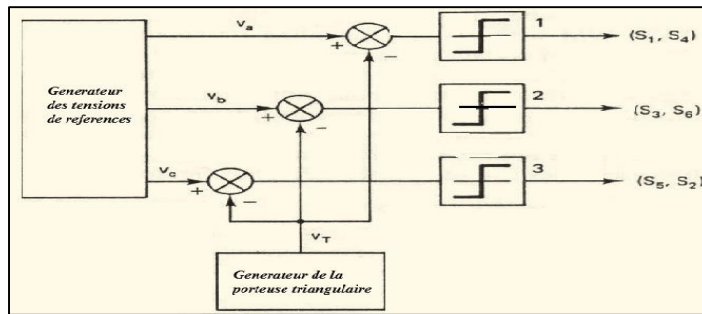


Figure 2.57 : Génération des signaux de commande

Les sorties des comparateurs 1, 2 et 3 forment respectivement les signaux de commande des trois branches de l'onduleur formées par les paires de commutateurs \$(S_1, S_4)\$, \$(S_3, S_6)\$ et \$(S_5, S_2)\$. Considérons le fonctionnement de la paire \$(S_1, S_4)\$, qui contrôle la tension de la phase A par rapport au point milieu imaginaire de la source, O.

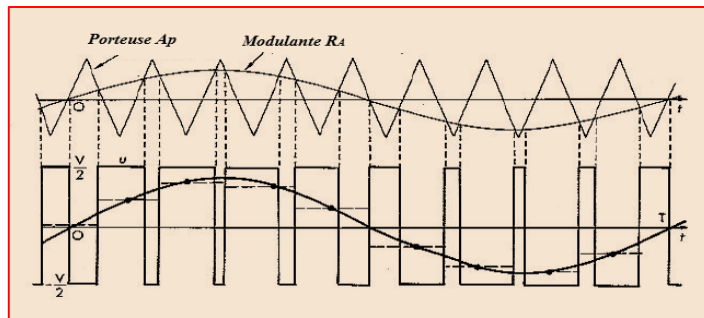


Figure 2.58 : Principe de la MLI

Le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à celle de l'onde porteuse \$r\$ est appelé coefficient de réglage, donc :

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (2.165)$$

Le rapport de la fréquence de l'onde de référence à celle de l'onde porteuse \$m\$ est appelé indice de modulation, donc :

$$m = \frac{f_r}{f_p} \quad (2.166)$$

L'interrupteur \$S_1\$ reçoit une impulsion de commande quand \$V_r > V_p\$

L'interrupteur \$S_4\$ reçoit une impulsion de commande quand \$V_r < V_p\$

Cette commande donne la tension \$V_{ao}\$ présentée par la figure 5.4, les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.167)$$

Sachant que le système est de charge équilibrée ça revient à dire que :

$$\begin{cases} i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \\ V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \end{cases} \quad (2.168)$$

La différence de potentiel \$V_{nn}\$ entre le neutre de la source et celle de la charge est :

$$\begin{cases} V_{no} = V_{ao} - V_{an} \\ V_{no} = V_{bo} - V_{bn} \\ V_{no} = V_{co} - V_{cn} \end{cases} \quad (2.169)$$

En combinant les tensions simples dans les Eqs (2.169), on trouve :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2V_{co} - V_{bo} - V_{ao}) \end{cases} \quad (2.170)$$

La valeur efficace de la fondamentale de la tension simple est donc :

$$V_{an} = \frac{rV_{dc}}{2\sqrt{2}} \quad (2.171)$$

b. Modulation calculée

La modulation sinus-triangle et ses variantes correspondent à une détermination des instants de commutation en temps réel. On peut aussi commander les interrupteurs à partir des séquences préalablement calculés et stockés dans une mémoire.

Dans cette méthode, le contrôle de la tension fondamentale est obtenu avec l'élimination simultanée des harmoniques indésirables. La tension V_{ao} produite par la commutation des deux interrupteurs de même bras prédéterminé à partir des angles prédéterminés $\alpha_1, \alpha_2, \dots$, pendant la période comprise entre 0 et $\pi/2$. La tension V_{ao} est symétrique par rapport à $\pi/2$ donc on peut dire que la composante de la série de Fourier $B_K=0$ et $A_K \neq 0$:

$$\begin{aligned} A_K &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi} V_{ao} \sin K\omega t d(\omega t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin K\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin K\omega t d(\omega t) + \right. \\ &\dots \left. \int_{\alpha_{n-1}}^{\alpha_n} (-1)^{n-1} \sin K\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_n}^{\pi} \sin K\omega t d(\omega t) \right] = \frac{2V_{dc}}{K\pi} [1 + 2(-\cos K\alpha_1 + \\ &\cos K\alpha_2 - \dots + \cos K\alpha_n)] = \frac{2V_{dc}}{K\pi} [1 + 2 \sum_{p=1}^n (-1)^p \cos K\alpha_p] \end{aligned} \quad (2.172)$$

A savoir que :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_p < \frac{\pi}{2}$$

On désigne par n le nombre d'harmonique à éliminer et K le numéro de l'harmonique. Pour éliminer les 4 premières harmoniques 5eme, 7eme, 11eme et 13eme, on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{2V_{dc}}{\pi} [1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3 + 2 \cos \alpha_4 - 2 \cos \alpha_5] \\ a_5 = \frac{2V_{dc}}{5\pi} [1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3 + 2 \cos 5\alpha_4 - 2 \cos 5\alpha_5] = 0 \\ a_7 = \frac{2V_{dc}}{7\pi} [1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_{11} + 2 \cos 7\alpha_{13} - 2 \cos 7\alpha_5] = 0 \\ a_{11} = \frac{2V_{dc}}{11\pi} [1 - 2 \cos 11\alpha_1 + 2 \cos 11\alpha_2 - 2 \cos 11\alpha_{11} + 2 \cos 11\alpha_{13} - 2 \cos 11\alpha_5] = 0 \\ a_{13} = \frac{2V_{dc}}{13\pi} [1 - 2 \cos 13\alpha_1 + 2 \cos 13\alpha_2 - 2 \cos 13\alpha_{11} + 2 \cos 13\alpha_{13} - 2 \cos 13\alpha_5] = 0 \end{cases} \quad (2.173)$$

Les équations algébriques non linéaires (2.173) peuvent être résolues numériquement pour une valeur spécifiée de l'amplitude fondamentale a_1 .

Il existe un grand nombre de stratégies de pilotage de la machine asynchrone, toutes poursuivant l'idée de faire produire à la machine le couple le plus élevé possible quelle que soit la vitesse, notamment aux basses vitesses (démarrage) et aux hautes vitesses, supérieures à la vitesse nominale (par exemple pour un. On se limite ci-après à la présentation de quelques-uns de ces de commande.

Commande scalaire

Dans une commande scalaire on s'intéresse uniquement au module de la variable considérée, le signal de référence est une grandeur continue proportionnelle à la variable réglée, d'où le nom de ce type de commande. Si l'on contente de faire varier la vitesse sans souci particulier des performances tant statique que dynamique on peut réaliser une commande en boucle ouverte. La boucle ouverte n'est pas pratiquement utilisée pour réaliser une commande de vitesse.

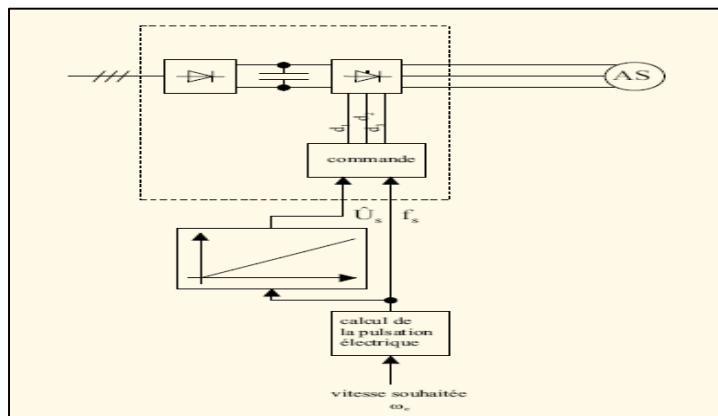


Figure 2.59 : Schéma de commande de la machine asynchrone en boucle ouverte

Pour les applications d'un certain niveau de performance, la commande en boucle fermée est indispensable. Toujours dans le but de maintenir le flux constant, La pulsation de glissement g_{ws} est désormais imposée par la commande de couple C_{em} issue du régulateur de vitesse.

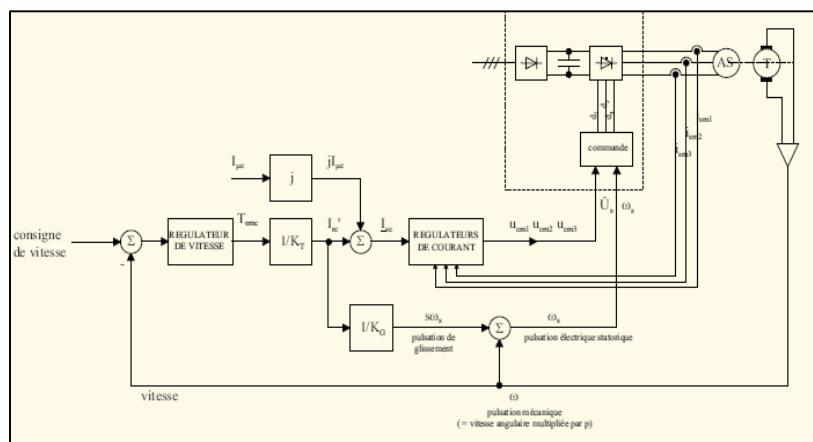


Figure 2.60 : Schéma de commande de la machine asynchrone, avec asservissement de la vitesse

En rsumé, la commande scalaire est fondée sur le modele de la machine en regime permanent simple à implanter, dynamique lente et contrôle des grandeurs en amplitude.

Commande vectorielle

La stratégie de pilotage théoriquement la plus évoluée pour une machine asynchrone est la commande vectorielle. Contrairement aux commandes scalaires, l'hypothèse restrictive du régime permanent sinusoïdal est abandonnée, ce qui permet d'obtenir des performances remarquables même en régime transitoire.

Le principe de la commande vectorielle est basé sur le découplage flux couple analogue à un moteur à courant continu, l'étude de cette commande tient compte du régime dynamique, on l'appelle aussi commande à flux orienté et on trouve la commande vectorielle directe et indirecte

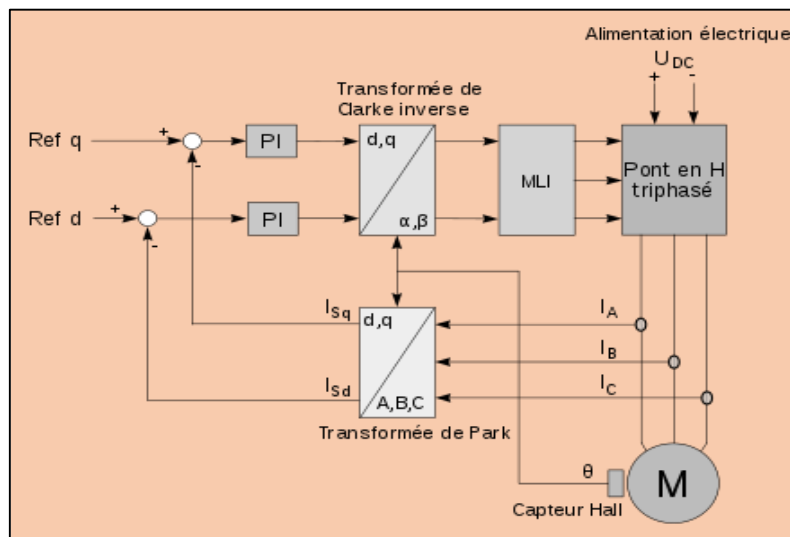


Figure 2.61 : Exemple d'une commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

Elle a également certains inconvénients :

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

2.6 Entrainement a vitesse variable par onduleur de courant :

2.6.1 Introduction

Dans les onduleurs de courant, le courant d'entrée est constant mais réglable.

L'amplitude du courant de sortie de l'onduleur de courant est indépendante de la charge, mais l'amplitude de la tension de sortie dépend du type de charge. L'onduleur de courant convertit le courant continu d'entrée en un courant alternatif à ses bornes de sortie avec une fréquence de qui dépend du déclenchement des semi-conducteurs. L'amplitude du courant de sortie peut être ajustée en contrôlant l'amplitude de courant continu l'entrée. Une grande inductance est connectée pour faire de cet onduleur une source de courant. Les condensateurs C1 à C6 sont utilisés pour la commutation des thyristors. Ces thyristors sont conducteurs avec intervalles de séquence 60°. Les diodes D1 à D6 sont connectées en série avec les thyristors pour éviter la décharge des condensateurs à travers la charge. La fréquence de sortie de l'onduleur est contrôlée en ajustant la période T par le déclenchement des circuits de thyristors.

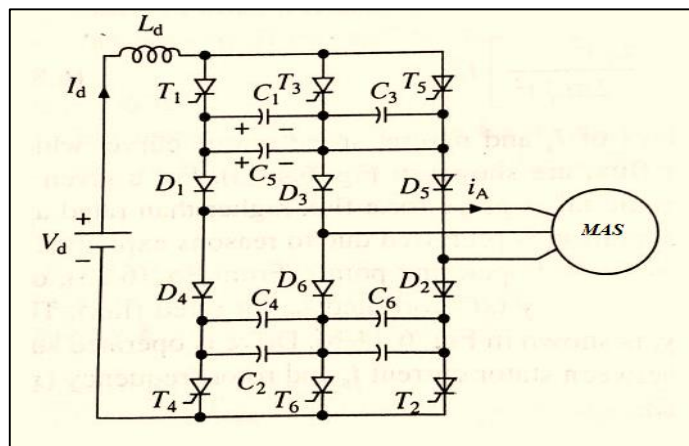


Figure 2.62 : Commutateurs de courant

Le courant de la phase A décrit en série de Fourier comme suit :

$$i_{as} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t - \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t - \frac{\pi}{6}) + \dots \right] \quad (2.174)$$

La valeur efficace du courant fondamental :

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.175)$$

Le courant efficace total est :

$$I_{eff} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\omega t \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2.176)$$

Chapitre 1 Fonctionnement des entrainements électriques

L'inconvénient majeur de la source de courant du redresseur est le faible facteur de puissance aux faibles tensions de déconnexion. Ceci peut être surmonté en utilisant la commande en largeur d'impulsion. La modulation de largeur d'impulsion peut être mise en œuvre de la même manière que celle décrite dans la section précédente pour l'onduleur de tension.

Les angles de commutation peuvent être sélectionnés pour réaliser le procédé d'élimination sélective des harmoniques. La figure montre la modulation du courant de ligne i_a dans son alternance positive. Une onde porteuse V_c est comparée à une onde de référence modulante V_r . Quand $V_r > V_c$, une pulsation de courant est produite, dans ce cas, la forme d'onde a une symétrie par rapport à $\pi/2$. Ainsi, l'indice de modulation (A/A_m) est fixé à 0,82 pour minimiser le contenu harmonique.

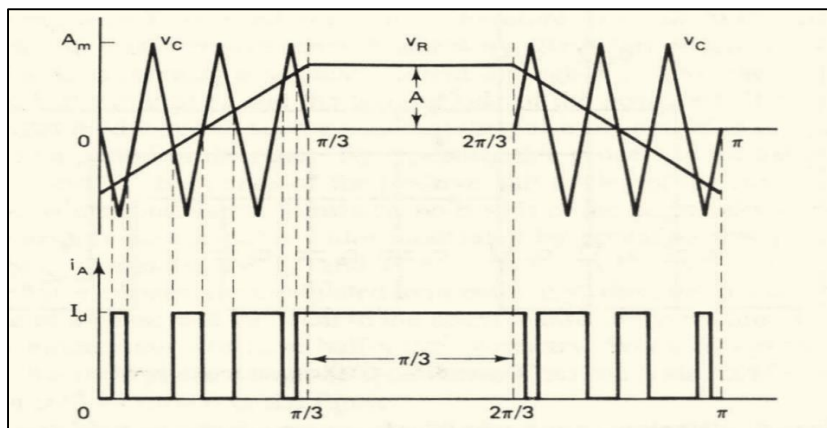


Figure 2.62 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion

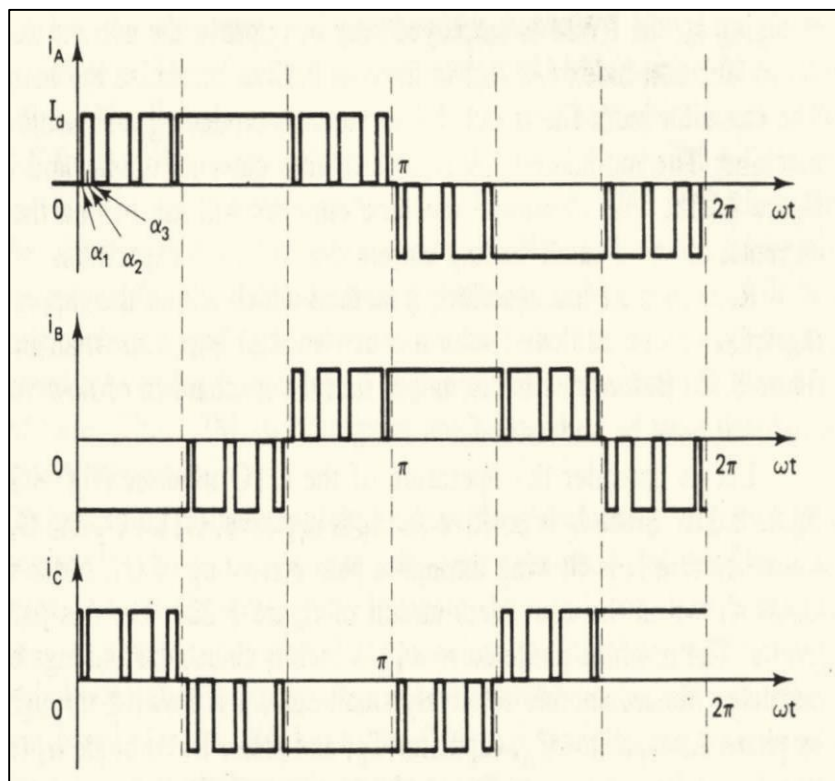


Figure 2.63 : Allures des courants de phase

a. Principe de variation de vitesse :

Le modèle du circuit électrique simplifié du moteur asynchrone tient en compte du circuit magnétisant car il a un grand impacte pour une alimentation par une source de courant

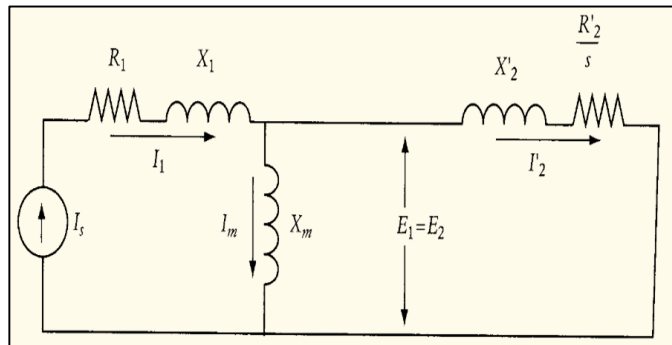
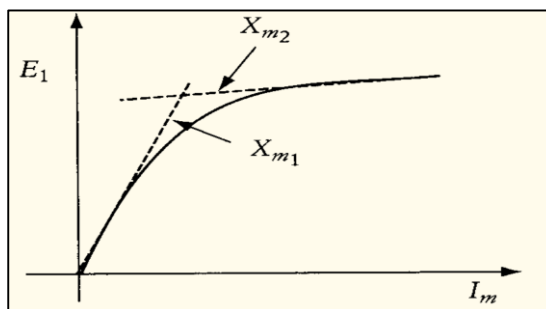


Figure 2.64 : Schémas simplifié moteur asynchrone

D'après le circuit le courant d'une phase est :

$$\vec{I}_s = \vec{I}_1 = \vec{I}_m + \vec{I}'_2 \quad (2.177)$$

Le courant I_1 est fixe, le changement de la charge mécanique entraine une variation du courant I'_2 et par le courant magnétisant, le changement de ce dernier entraine une variation de la réactance magnétisante X_m , cette valeur est calculée pour deux partie de la courbe d'alimentation, X_{m1} correspondante à la partie non saturé et X_{m2} correspondante à la partie de non saturation



Pour obtenir les caractéristiques vitesse-couple du moteur alimenté par un onduleur de courant, écrivons les équations de base pour la puissance de glissement :

$$P_g = C_{em} w_s = 3 I'_2 \frac{R'_2}{g} \quad (2.178)$$

D'après le circuit électrique le courant du rotor peut être calculé en utilisant le rapport d'impédance des branches parallèles :

$$I_2' = I_s \frac{X_m}{\left[\left(\frac{R_2'}{g} \right)^2 + (X_2' + X_m)^2 \right]} \quad (2.179)$$

La valeur de X_m dépend de la région d'exploitation. En substitue les deux équations, on a :

$$C_{em} = \frac{3I_s'^2 X_m^2 R_2'}{g \omega_s \left[\left(\frac{R_2'}{g} \right)^2 + (X_2' + X_m)^2 \right]} \quad (2.180)$$

La vitesse de synchronisme varie avec le rapport de fréquences, celle de base et désirée :

$$\omega_{s2} = \omega_{s1} \frac{f_2}{f_1} \quad (2.181)$$

Le glissement change alors selon l'équation suivante :

$$g_2 = g_1 \frac{n_{s2} - n}{n_{s1} - n} \times \frac{n_{s1}}{n_{s2}} \quad (2.182)$$

Toutes les réactances sont modifiées par :

$$X_{m2} = X_{m1} \frac{f_2}{f_1} \quad (2.183)$$

L'équation du couple est :

$$C_{em} = \frac{3I_s^2 \left(X_m \frac{f_2}{f_1} \right)^2 R_2'}{(\omega_{s2} - \omega) \left[\left(\frac{R_2'}{g_{s2}} \right)^2 + \left((X_2' + X_m) \frac{f_2}{f_1} \right)^2 \right]} \quad (2.184)$$

D'après l'équation du couple on représente sur la Figure 2.65 les caractéristiques de réglage.

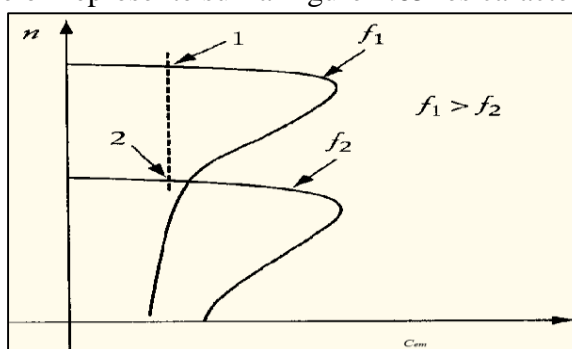


Figure 2.65 : Caractéristiques mécaniques avec variation de la fréquence

Notez que la réduction de la fréquence d'alimentation réduit la vitesse du moteur pour une large plage et augmente également le couple de démarrage.

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone alimenté par une source de courant a les mêmes modes de fonctionnement que le moteur asynchrone alimenté par un onduleur de source de tension. Il fonctionne à flux constant jusqu'à la vitesse de base, offrant un fonctionnement à couple constant. Le fonctionnement au-dessus de la vitesse de base est effectué à une tension aux bornes constante, ce qui donne un fonctionnement à puissance constante. La boucle fermée

illustrée à la Figure 2.66 se compose d'une boucle de vitesse de glissement interne et d'une boucle de vitesse externe.

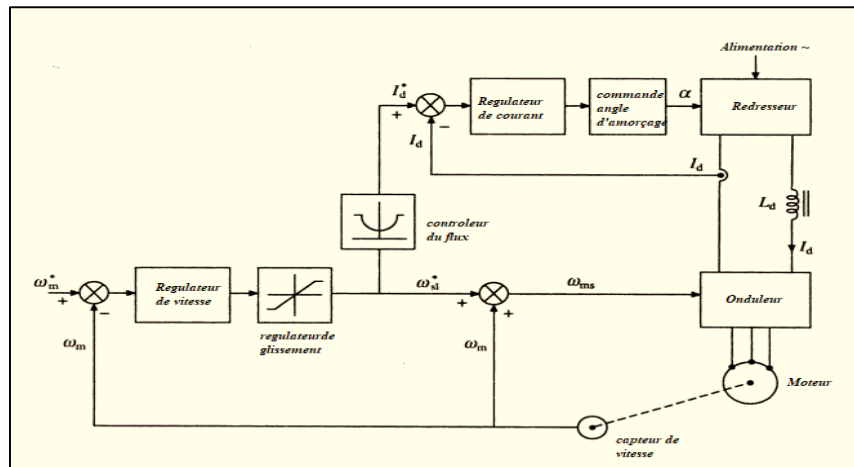


Figure 2.66 : Variation de la vitesse par un onduleur de courant avec contrôle de glissement

- La tension est maintenue constante, la variation de la vitesse est au-dessus de la vitesse de base, ce qui donne un fonctionnement à puissance constante. La vitesse réelle ω_m est comparée à la vitesse de référence ω_m^* . L'erreur de vitesse est traitée par un régulateur de vitesse (normalement un régulateur PI) et un régulateur de glissement. Le régulateur de glissement contrôle la vitesse de glissement ($N_s - N_r$). La somme de la vitesse du rotor ω_m et de la vitesse de glissement ω_{sl} donne la vitesse synchrone. Ceci détermine la fréquence de la sortie de l'onduleur.
- Le fonctionnement à flux constant, la variation de la vitesse est en dessous de la vitesse de base obtenu lorsque la vitesse de glissement (ou la fréquence du rotor) et le courant de l'onduleur I_s ont la relation indiquée sur la Figure 2.66. Cette relation est maintenue par le bloc de contrôle de flux. Le bloc de contrôle de flux produit un signal de référence I_d^* basé sur la valeur de ω_{sl}^* . Cet I_d^* ajustera le courant I_d de la liaison cc à travers une boucle fermée pour maintenir un flux constant. Les contrôleurs de vitesse et de courant utilisent des régulateurs PI pour obtenir une bonne précision en régime permanent.
- Si la vitesse de l'entraînement doit être augmentée, la vitesse requise est définie comme vitesse de référence ω_m^* . Maintenant, l'erreur de vitesse est positive et la vitesse de glissement ($N_s - N_r$) est également positive. Le variateur accélère maintenant en mode moteur. Lorsque la vitesse du moteur est égale à la vitesse de référence, le moteur continue de tourner à cette vitesse où le couple du moteur est égal au couple de charge.
- Au-dessus de la vitesse de base, la tension aux bornes est maintenue constante pour obtenir un fonctionnement à puissance constante. Maintenant, le bloc de contrôle de flux et le contrôle en boucle fermée de I_d deviennent inefficaces. Par conséquent, I_d peut augmenter jusqu'à une valeur élevée qui n'est pas appréciable. Pour contrôler I_d , la limite de vitesse de glissement du régulateur de glissement doit augmenter proportionnellement à la fréquence du variateur.

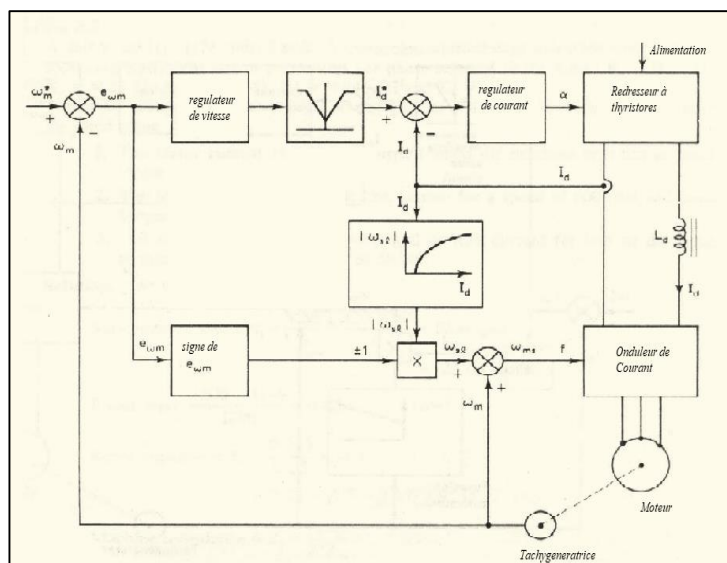


Figure 2.67. Variation de la vitesse par un onduleur de courant sans contrôle de glissement

Comparaison des variateurs d'onduleur de source de courant et d'onduleur de source de tension

Onduleur de courant	Onduleur de tension
Plus fiable parce que la conduction de deux semi-conducteurs du même bras ne produit pas un court-circuit l'alimentation.	La conduction des semi-conducteurs du même bras provoque un court-circuit de l'alimentation en entrée. Cela peut augmenter le courant à travers les appareils et les endommager.
L'augmentation du courant est empêchée par la présence d'une grande inductance dans la source de courant.	Il nécessite des fusibles semi-conducteurs à haute vitesse coûteux pour contrôler le courant due au court-circuit.
Réponse lente due à la grande valeur de l'inductance. La gamme de fréquences est faible. Par conséquent, une faible plage de vitesse.	Une réponse dynamique rapide est possible si on utilise un onduleur PWM. La gamme de fréquences est large et la plage de vitesse est également large.

Références :

- [1] V.Subrahmanyam, « Electric Drives » , TMH publication.
- [2] M.H.Rashid , « Power Electronics » , P.H.I. Edition.
- [3] G.K.Dubey, « Electric Drive » , Norasa Pub. House ND.
- [4] Austin Hughes, « Electrical motors and drives, Fundamental, Types and Application » Newnes publication.
- [5] S.K.Pillai , « A First Course on Electrical Drives » ,2nd Edition, John Wiley & Sons.
- [6] Bose, Bose.K., « Power electronics and a.c. drives » , Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J.
- [7] Dubey, G.K, « Fundamentals of electrical drives » , Narosa Publishing House, New Delhi.