



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université Dr. Tahar Moulay de Saida
Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

Commande des Machines Electriques (Cours)

Présenté par :

Dr. Djamila CHERIFI

Maître de conférences « A » en Electrotechnique

Octobre 2024

Avant-propos

Ce support de cours porte sur la commande des machines électriques. Il couvre plus spécifiquement les entraînements électriques à vitesse variable avec machine à courant continu, machine asynchrone et machine synchrone. On se concentre sur la structure et le fonctionnement de ces entraînements électriques ainsi que sur les stratégies de commande des machines associées.

Le document est structuré en cinq chapitres qui couvrent le programme officiel de commande des machines de 3ème année licence du système LMD. L'étudiant ou l'étudiante devrait avoir une connaissance de base en électronique de puissance, machines électriques et l'asservissement. Des annexes fournissant certains outils nécessaires en asservissement, sont fournis à la fin de ce document.

L'auteur reste à votre disposition pour d'éventuelles remarques et suggestions

Dr. Djamila CHERIFI

Table des Matières

Table des matières

Avant-propos	
Table des matières	
Introduction générale	01
 Chapitre I : INTRODUCTION A LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES	
I.1. Introduction	03
I.2. Définition d'un système à machine électrique commandée	03
I.2.1. La chaîne de puissance	04
a. Convertisseur de puissance	04
b. Machine électrique	04
c. Convertisseur mécanique	04
d. Organe de travail (la charge).....	04
I.2.2. La chaîne de commande.....	05
a. Capteur.....	05
b. Système de commande et de régulation.....	06
I.2.3. Exemples d'applications industrielles	06
I.3. Notions fondamentales des machines électriques commandées	07
I.3.1. Différents modes de marche.....	07
I.3.2. Quadrants de fonctionnement.....	08
I.4. Avantages d'un entraînement	09
 Chapitre II : COMMANDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES	
II.1. Introduction	11
II.2. Onduleurs de tension	12
II.2.1. Principe de fonctionnement	12
II.2.2. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive	12
a. Montage	12
b. Analyse du fonctionnement.....	12
c. Formes d'ondes	13
d. Grandeurs caractéristiques du montage	13
II.2.3. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive inductive	14
a. Montage	14
b. Analyse du fonctionnement.....	14

c. Formes d'ondes	16
II.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 180° ou Commande pleine onde).....	17
a. Montage	17
b. Analyse du fonctionnement.....	17
c. Formes d'ondes	20
d. Grandeurs caractéristiques du montage	21
II.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 120°ou Commande décalée).....	22
a. Montage	22
b. Analyse du fonctionnement.....	23
c. Formes d'ondes	24
d. Grandeurs caractéristiques du montage	24
II.3. Paramètres de performance.....	26
II.3. 1. Facteur de la n ^{ieme} harmonique, HF_n	26
II.3. 2. Distorsion d'harmonique totale, THD	26
II.3. 3. Facteur de distorsion DF	26
II.3. 4. L'harmonique du plus bas ordre, LOH (Lowest Order Harmonic)	27
II.4. La Technique MLI	27
II.4.1. Modulation de largeur d'impulsion unitaire	27
II.4.2. Modulation de largeur d'impulsion multiple	29
II.4.3. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI sinus-triangle).....	30

Chapitre III : REGLAGE DE LA VITESSE DES MACHINES A COURANT CONTINU

Partie I: Rappels sur les Machines à Courant Continu

III.1. Introduction	35
III.2. Constitution de la machine à courant continu	36
III.2.1. La partie fixe ou inducteur.....	36
III.2.2. La partie tournante ou l'induit	37
III.2.3. Collecteur-balais	37
III.2.4. Bobinage.....	38
III.3. Symbole.....	38
III.4. Principe de fonctionnement.....	38
III.4.1. Loi de Faraday	38
III.4.2. Loi de Laplace	39
III.4.3. Puissance électromagnétique	40
III.4.4. Réversibilité.....	40
III.4.5. Principe de fonctionnement en moteur.....	41

III.4.6. Principe de fonctionnement en génératrice.....	41
III.5. Les quadrants de fonctionnement dans le repère Couple (Vitesse) ou Courant (Tension).....	42
III.6. Modèle Electrique équivalent de la machine à courant continu.....	42
III.7. Fonctionnement en Moteur	43
III.7.1. Les différentes configurations d'excitation	43
a) Excitation séparée ou indépendante	43
b) Excitation dérivation ou shunt (parallèle)	43
c) Excitation série.....	43
d) Excitation Composée (compound).....	44
III.7.2. Bilan des puissances	44
III.7.3. Caractéristiques électromécanique et mécanique des MCC	45
III.7.3.1. Moteur à excitation indépendante (séparée)	45
a. Caractéristique électromécanique de vitesse : $\Omega(I)$ à $U=cte$ et $I_{ex}=cte$	46
b. Caractéristique électromécanique du couple utile : $C_{em}(I)$ à $U=cte$ et $I_{ex}=cte$	46
c. Caractéristique mécanique $C_{em}(\Omega)$ à $U=cte$ et $I_{ex}=cte$	47
III.7.3.2. Moteur série (moteur à flux variable)	47
a. Caractéristique électromécanique de vitesse : $\Omega(I)$ à $U=cte$	47
b. Caractéristique électromécanique du couple utile : $C_u(I)$ à $U=cte$	48
c. Caractéristique mécanique $C_u(\Omega)$ à $U=cte$	48
III.7.4. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées.....	49
III.7.4.1. Fonctionnement à couple constant $C_r = Const$	49
III.7.4.2. Fonctionnement à puissance constante $P = Const$	50
III.7.4.3. Point de fonctionnement d'un groupe moteur- charge entraînée	50
Partie II: Réglage de la vitesse des Machines à Courant Continu	
III.1. Introduction	53
III.2. Méthodes de variation de la vitesse d'un moteur à C.C à excitation séparée.....	53
III.2.1. Modélisation d'un moteur à C.C à excitation séparée	53
a. Réglage Rhéostatique	55
b. Réglage par Flux	56
c. Réglage par Tension d'Alimentation	57
III.3. Variateurs de vitesse pour moteurs a courant continu	59
III.3.1. Redresseur commandé (Méthode Directe)	59
III.3.1.1. Redresseurs monophasés (Variateurs de vitesse monophasés)	59
a. Redresseurs monophasés à demi-pont	59
b. Redresseurs monophasés à pont mixte	60
c. Redresseurs monophasés à pont complet	61

III.3.1.2. Redresseurs triphasés (Variateurs de vitesse triphasés).....	62
a . Convertisseurs triphasés demi-pont.....	62
b . Convertisseur triphasé à pont mixte	62
c . Convertisseurs triphasés à pont complet	63
III.3.1.3. Les variateurs réversibles	63
a. Montage à inversion du courant inducteur.....	65
b. Montage à inversion du courant d'induit	65
c. Montage réversible « tête-bêche ».....	66
III.3.2. Hacheur (Méthode Indirecte).....	68
III.3.2.1. Hacheur série	68
III.3.2.2. Hacheur parallèle (survolteur)	70
III.3.2.3. Hacheur réversible en courant (Hacheur 2 Quadrants)	71
III.3.2.4. Principe de la variation de vitesse et fonctionnement dans les 4 quadrants	73
III.4. La Régulation.....	76
III.4.1. Système en boucle ouverte	76
III.4.2. Système en boucle fermée	76
III.4.3. Régulateur	76
III.4.3.1. Structure d'un régulateur	77
a. Action proportionnelle (Régulateur P)	77
b. Action Intégrale (Régulateur I)	77
c. Action dérivée (Régulateur D)	78
d. Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI)	78
e. Action proportionnelle et dérivée (Régulateur PD).....	79
f. Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID).....	79
III.4.3.2. Choix et dimensionnement des régulateurs	79
III.4.4. Les divers principes des chaines de régulation (MCC).....	80
a. Régulation à boucles convergentes.....	80
b. Régulation parallèle.....	81
c. Régulation en cascade.....	82
III.4.5. Régulation de la vitesse d'un moteur à excitation séparée.....	83
III.4.5.1. Fonction de transfert en boucle ouverte d'un moteur à excitation séparée.....	83
III.4.5.1.1. Schéma fonctionnel de la boucle ouverte de la MCC en charge	84
III.4.5.2. Fonction de transfert en boucle fermée (régulation de vitesse)	85

Chapitre IV : VARIATION DE VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES

IV.1. Introduction	88
IV.2. Rappel sur les Moteurs Asynchrones	89
IV.2.1. Constitution d'un MAS	89
IV.2.2. Principe de fonctionnement	91
IV.2.3. Glissement	92
IV.2.4. Régime de fonctionnement d'une machine asynchrone	92
IV.2.5. Symboles	93
IV.2.6. Caractéristiques	94
IV.2.6.1. Fonctionnement à vide	94
IV.2.6.2. Fonctionnement en charge	94
IV.2.7. Démarrage du moteur	94
IV.2.7.1. Démarrage étoile – triangle	94
IV.2.7.2. Démarrage par auto-transformateur	95
IV.2.8. Le bilan des puissances	95
IV.2.9. Mise en équation d'un moteur asynchrone	97
IV.3. Rappel sur les Gradateurs	103
IV.3.1. Définition	103
IV.3.2. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge résistive-	104
a. Montage	104
b. Analyse du fonctionnement	104
c. Tension et courants efficaces	105
d. La puissance P dissipée dans la charge	105
e. La puissance apparente S	106
f. Facteur de puissance	106
g. Formes d'ondes	107
IV.4. Association MAS-Convertisseurs	107
IV.4.1. Association MAS-Gradateur	108
IV.4.2. Association MAS-Onduleur	110
IV.4.3. Convertisseur réversible	100
IV.4.4. Association MAS-Cyclo-convertisseur	111
IV.5. Réglage de vitesse des moteurs asynchrones	112
IV.5.1. Réglage par variation du nombre de paires de pôles	113
IV.5.2. Réglage par action sur le glissement	113
IV.5.2.1. Réglage par action sur la tension d'alimentation (Association gradateur - machine asynchrone)	113

IV.5.2.2. Réglage par action sur la résistance rotorique (Rhéostat de glissement au rotor)	114
a- Variation de la résistance rotorique par rhéostat de glissement	114
b- Variation de la résistance rotorique par hacheur	115
IV.5.2.3. Réglage par Cascade Hyposynchrone	115
IV.5.3. Réglage de vitesse par variation de la fréquence d'alimentation	118
IV.5.3.1. Convertisseur de puissance	118
a- Cyclo-convertisseur	118
b- Onduleur	118
c- Onduleur de courant.....	119
d- Onduleur de tension à MLI-Machine asynchrone	119
IV.5.3.2. La Commande Scalaire de la machine asynchrone	122
a. Expression du couple électromagnétique	122
b. Contrôle en (V/f) de la machine asynchrone	124
c. Réalisation de l'asservissement de vitesse	125

**Chapitre V : REGLAGE DE LA VITESSE ET AUTOPILOTAGE DES MOTEURS
SYNCHRONES**

V.1. Introduction.....	127
V.2. Rappel sur les Machines Synchrones	127
V.2.1. Description de la machine synchrone.....	127
V.2.2. Symbole.....	129
V.2.3. Modes de fonctionnement	130
V.2.4. Machine synchrone fonctionnant en alternateur	130
V.2.5. Machine synchrone fonctionnant en moteur.....	137
V.3. Association Convertisseur - Machine synchrone.....	144
V.3.1. Association Cycloconvertisseur - Machine synchrone.....	144
V.3.2. Association Onduleur de tension - Machine synchrone	145
V.3.3. Association Onduleur de courant - Machine synchrone.....	146
V.4. Réglage de vitesse des moteurs synchrones	147
V.4.1. Nécessité de l'autopilotage.....	147
V.4.2. Principe de l'autopilotage des moteurs synchrones	148
V.4.2.1. Moteur synchrone autopiloté : système à courant imposé.....	149

Table des matières

V.4.2.2. Système à tension imposée	152
BIBLIOGRAPHIES.....	155
ANNEXES	

Introduction Générale

Introduction Générale

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec la dépense minimale d'énergie et de matière première.

Dans cette voie, la commande électronique des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation, en réduisant leur maintenance, leur consommation en énergie et en augmentant leur taux de disponibilité.

Le moteur à courant continu, par nature adapté à la vitesse variable, a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, il est bien connu que certaines industries tolèrent mal collecteur en raison de l'environnement ou des conditions d'exploitation. On sait également que le collecteur a des limites de vitesse et de puissance. Ces limitations ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable faisant appel à des machines sans collecteur, ou pour certaines la fonction du collecteur est assurée par des semi-conducteurs.

De nombreuses solutions d'entraînement par moteurs à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui possibles. Pour les petites et moyennes puissances, le moteur d'induction à cage, alimenté par un onduleur à fréquence variable, répond bien aux besoins. parfois, de petits moteurs synchrones sont également utilisés pour des entraînement synchronisés entre eux. Pour les fortes puissances, une nouvelle utilisation du moteur synchrone autopiloté offre des possibilités particulièrement intéressantes.

Le sujet est trop vaste pour être traité dans sa totalité dans ce simple cours dont le but est d'apporter l'essentiel. Ce document est destiné à contribuer à la formation des étudiants de licence du système LMD, il est structuré en cinq chapitres

Dans le premier chapitre on donne une introduction à la commande des machines électriques. Le second chapitre est réservé à l'étude de la commande des convertisseurs statiques. On s'intéresse ici à l'étude de la technique MLI. Le troisième chapitre est consacré à l'étude et réglage de la vitesse des machines à courant continu. Le quatrième chapitre traite la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Le cinquième chapitre s'intéresse aux réglage de la vitesse et

autopilotage des moteurs synchrones. A la fin de ce document, une bibliographie, cite les principales sources d'informations utilisées.

Chapitre I

**Introduction à la Commande des Machines
Electriques**

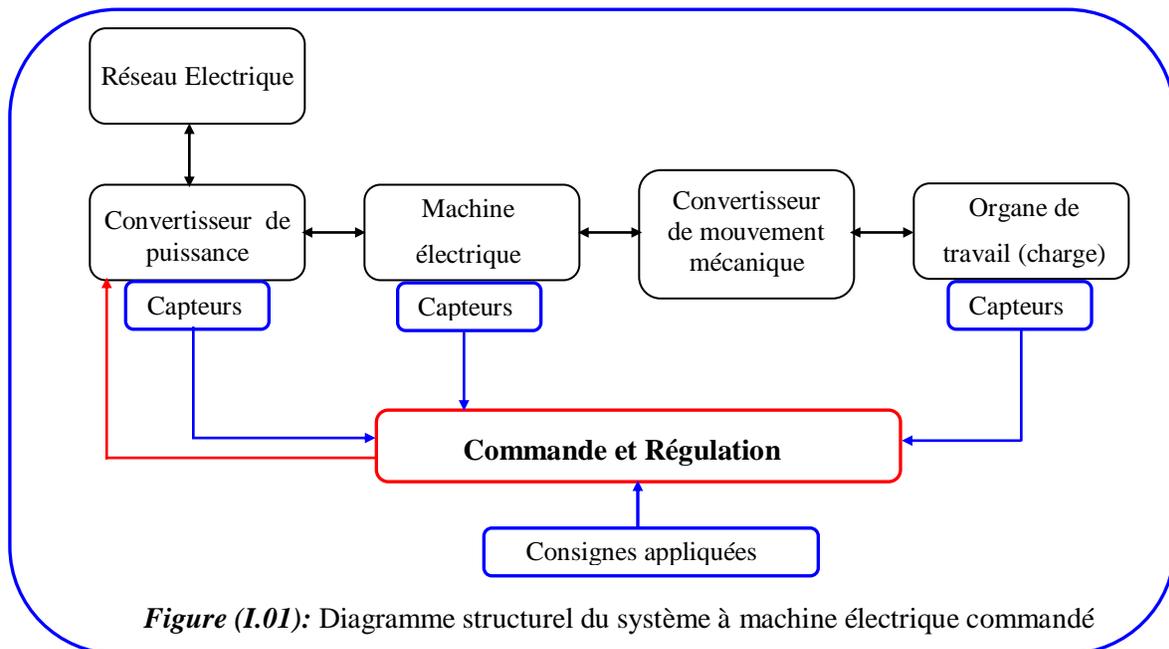
I.1. Introduction

La commande des machines électriques est l'une des applications des convertisseurs statiques. Cette commande nécessite l'association d'une machine (courant continu, synchrones, asynchrones ou autres) dont le fonctionnement est à une vitesse variable en lui conservant un couple optimum, à un convertisseur statique (redresseur, hacheur, gradateur, onduleur). En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend du travail demandé, du lieu de travail et de la puissance à fournir. De même, la source d'énergie dont on dispose, les contraintes sur les paramètres que l'on doit fournir et le prix de revient de l'ensemble déterminent le type du convertisseur à associer au moteur.

I.2. Définition d'un système à machine électrique commandée

Pris dans son sens large, on appelle système à machine électrique commandée ou entraînement électrique à vitesse variable, un système qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique utilisable par un organe de travail, ou l'inverse (de l'énergie mécanique en énergie électrique).

Sur le plan de la réalisation, ce système est constitué d'un ensemble convertisseur-machine entraînant une charge mécanique avec une vitesse et un couple réglable par une commande appropriée.



1.2.1. La chaîne de puissance

a. Convertisseur de puissance

Le convertisseur statique transforme la forme de l'énergie électrique pour lui donner la forme désirée. En effet, il contrôle le transit de puissance nécessaire au moteur de façon à obtenir les performances dynamiques désirées.

Les convertisseurs à utilisation courante dans le domaine de la commande des machines électriques sont :

- Les hacheurs et les redresseurs pour les machines à courant continu,
- Les gradateurs, les cycloconvertisseurs et les onduleurs pour les machines à courant alternatif.

b. Machine électrique

Les machines électriques utilisés sont soit à courant continu (excitation séparée, série, shunt ou à aimants permanents) ou soit à courant alternatif (synchrone, asynchrone et à réluctance). Les machines électriques sont caractérisées principalement par les lois de variation du couple utile en fonction de la vitesse de rotation.

c. Convertisseur mécanique

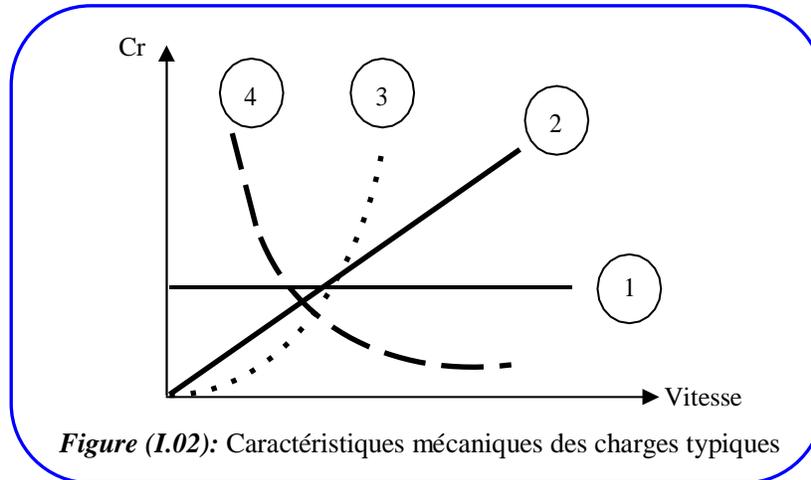
Le convertisseur mécanique est un convertisseur de mouvement. Il assure la transmission de la puissance mécanique de l'arbre du moteur vers l'organe de travail de la charge.

En effet, dans la majorité des applications industrielles la charge n'est pas entraînée directement par la machine, soit parce que le couple demandé est élevé, soit parce qu'il s'agit d'un mouvement linéaire de la charge.

Le convertisseur peut être un réducteur de vitesse, un système vis et écrou, un système pignon et crémaillère, un système bielle manivelle ou autre système.

d. Organe de travail (la charge)

La charge est l'élément qu'on désire entraîner à une vitesse donnée. Elle est caractérisée par le type du couple résistant qu'elle impose. En effet dans les entraînements électriques on trouve:



- Les charges à couples résistants constants, (courbe 1, figure I.02). Exemples : Engins de levage, convoyeurs, bandes transporteuses.
- Les charges à couple proportionnel à la vitesse (courbe 2, figure I.02). Exemple : Laminoirs, machines outils.
- Les charges à couple variable, (courbe 3, figure I.02) Exemples : ventilateurs, pompes soufflantes et centrifugeuses.
- Les charges à puissance constante, où le couple varie de façon inversement proportionnelle à la vitesse (courbe 4, figure I.02). Exemples : les enrouleurs et les dérouleurs.

I.2.2. La chaîne de commande

a. Capteur

Leur rôle est de mesurer des grandeurs appropriées. On leur associe souvent des filtres pour atténuer le bruit introduit lors des mesures. Il en existe plusieurs types pour chaque grandeur à mesurer :

- Mesure de courant : le courant peut être mesuré par un ampèremètre ou par un capteur à effet Hall.
- Mesure de la vitesse : la vitesse est déterminée soit de manière analogique (génératrice tachymétrique) ou numérique (codeur incrémental).
- Mesure de position : la mesure de position peut se faire à l'aide d'un codeur incrémental. On peut aussi utiliser des capteurs potentiométriques ou des synchro-resolvers (ce sont de petites machines synchrones diphasées dont on alimente le rotor en courant alternatif, il apparaît au stator des tensions d'amplitude modulée par la position du rotor).

b. Système de commande et de régulation

Le système de commande étend d'un simple bouton-poussoir jusqu'à l'appareillage électronique y compris le micro-ordinateur. Le système de commande assure principalement deux tâches :

- Limiter et ajuster certaines grandeurs d'exploitation (flux, courant par exemple) afin d'assurer une utilisation optimale du motovariateur.
- Piloter la grandeur réglée (vitesse, couple,...) conformément aux performances désirées du système d'entraînement.

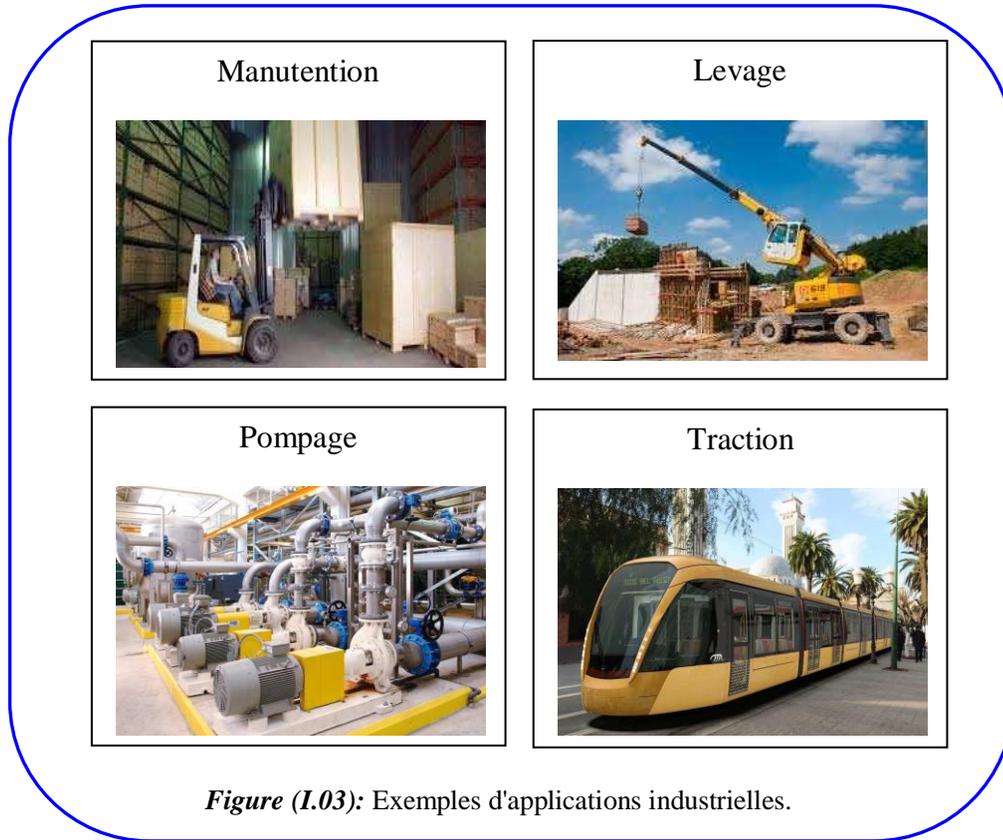
Concernant les régulateurs, ils sont de deux types:

- Analogique : les régulateurs sont alors des cartes électroniques avec amplificateurs opérationnels, et composants passifs permettant de réaliser des corrections PID. Mais cette régulation est moins souple due aux dérives et à la non-linéarité des éléments utilisés.
- Numérique : la tendance est bien évidemment aux asservissements numériques, dans lesquels un microcontrôleur gère les informations. Dans ce cas, la régulation est faite sous forme d'algorithmes très facilement modifiables (auto-adaptativité).

Ainsi à partir des consignes de pilotage du procédé et des mesures de diverses grandeurs, le système de commande élabore les signaux de commande des semi conducteurs du convertisseur statique selon des lois de commandes adéquates.

1.2.3. Exemples d'applications industrielles

Les systèmes qui nécessitent la commande des machines électriques sont utilisés dans différents domaines tel que le levage, la manutention, la traction et les stations de pompage (figure I.03).



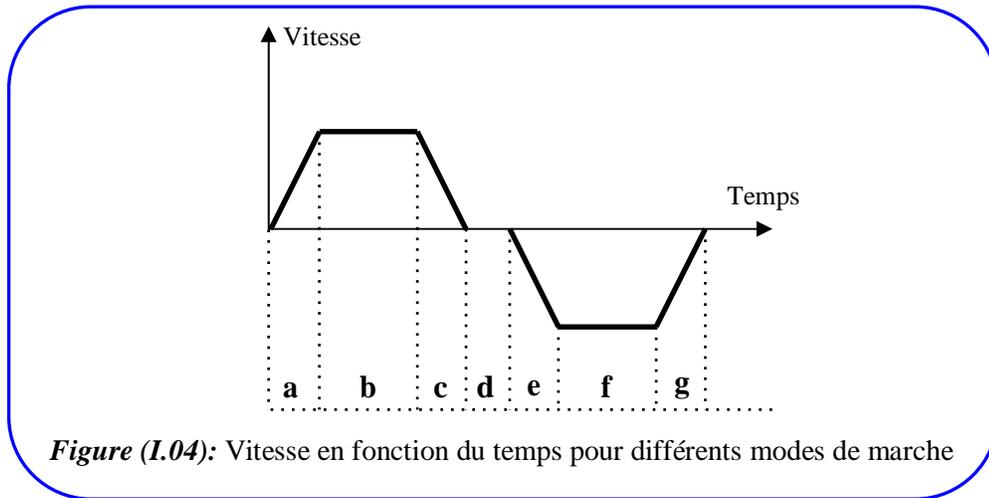
I.3. Notions fondamentales des machines électriques commandées

I.3.1. Différents modes de marche

Le fonctionnement du système peut être réalisé dans un seul sens où la vitesse garde toujours le même signe, ou bien dans les deux sens où la vitesse prend les deux signes positifs et négatifs.

Le mouvement dans chaque sens est caractérisé par 3 régimes:

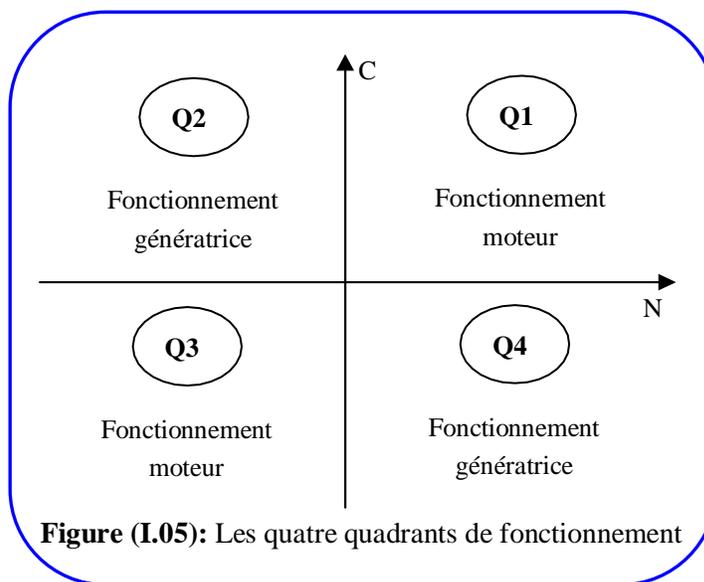
- Phase de démarrage ou d'accélération jusqu'à atteindre le régime permanent (Phase a ou e).
- Régime permanent de fonctionnement (phase b ou f).
- Phase de freinage ou bien décélération (phase c ou g).



I.3.2. Quadrants de fonctionnement

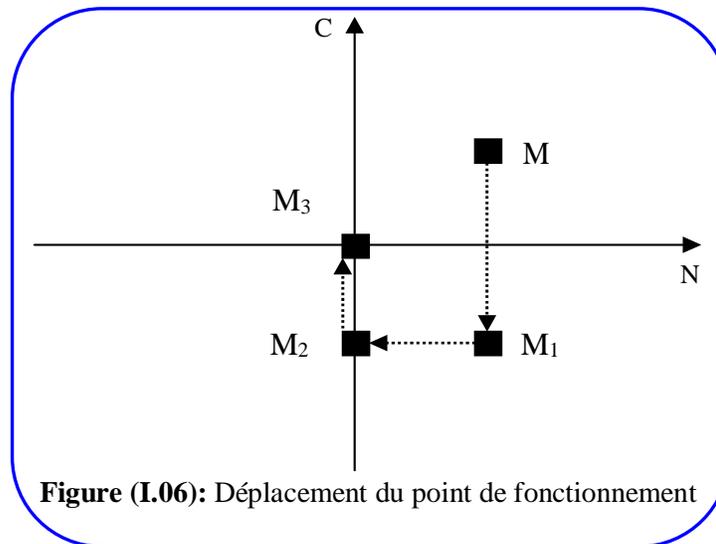
Il existe des applications industrielles où le moteur électrique doit fonctionner à des vitesses et des couples variables dans les deux sens de rotation. En plus de son action comme moteur, la machine doit fonctionner comme génératrice (phase de freinage) pendant des courts intervalles.

Pour mieux décrire ce comportement on utilise un repère graphique dans lequel les vitesses (N), positives et négatives sont affichées sur l'axe horizontal, tandis que les couples (C) positifs et négatifs sont représentés sur l'axe vertical. Les deux axes séparent le graphique en quatre quadrants de fonctionnement identifiés respectivement quadrants 1, 2, 3 et 4 (figure I.05).



- Le quadrant Q1 correspond à un couple $C > 0$ et une vitesse $N > 0$, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine.
- Le quadrant Q2 correspond à un couple $C > 0$ et une vitesse $N < 0$, la machine fonctionne en génératrice.
- Le quadrant Q3 correspond à un couple $C < 0$ et une vitesse $N < 0$, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine dans le sens négatif.
- Le quadrant Q4 correspond à un couple $C < 0$ et une vitesse $N > 0$, il caractérise le fonctionnement en mode génératrice de la machine.

La figure I.06 décrit le déplacement du point M dans le repère couple vitesse.



Le système étant entraîné en rotation dans le sens positif, ainsi que son point de fonctionnement M est situé dans le quadrant 1 (figure I.06). Pour freiner ce système on doit exercer un couple négatif qui s'oppose au sens de rotation. Ainsi le point M se déplace au quadrant 4 (M_1). Vu que le couple est négatif, la vitesse va diminuer jusqu' à l'arrêt du système (M_2). Dans ce cas on coupe l'alimentation (M_3), sinon le système démarre en sens inverse.

I.4. Avantages d'un entraînement

Dans un entraînement de ce type, on ne fait pas varier la vitesse du moteur et de la machine entraînée par action sur les pertes d'énergie dans le circuit électrique d'alimentation, dans le moteur ou dans la charge mais on convertit l'énergie électrique fournie au moteur pour que celui-ci fournisse avec le minimum de pertes les caractéristiques mécaniques demandées par le

processus. Outre les économies d'énergie, cette technique offre des avantages supplémentaires qui peuvent être déterminants dans le dimensionnement d'une installation.

Pour ce qui concerne le réseau d'alimentation, nous pouvons citer :

- La suppression des fortes surintensités du courant appelé par le moteur alternatif au démarrage.
- La diminution de la puissance du système d'alimentation.

Pour ce qui concerne le moteur, la technique d'entraînement à vitesse variable permet d'allonger sa durée de vie grâce à la diminution des contraintes qui lui sont appliquées.

Pour ce qui concerne la charge entraînée, nous pouvons citer la possibilité de régler le couple et la vitesse en tout point du plan effort-vitesse. Cet avantage provient des qualités de souplesse, de flexibilité, de précision et de rapidité attachées aux régulations du système.

Chapitre II

Commande des Convertisseurs Statiques

II.2. Onduleurs de tension

II.2.1. Principe de fonctionnement

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et appliquée dans un sens et l'autre dans le sens inverse, au récepteur. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle.

II.2.2. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive

a. Montage

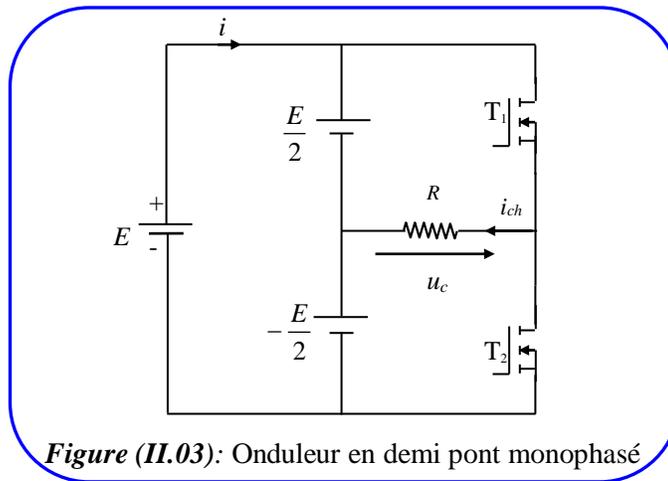


Figure (II.03): Onduleur en demi pont monophasé

b. Analyse du fonctionnement

- $0 < t < \frac{T}{2}$

$$T_1 \text{ est fermé} \Rightarrow v_1 = 0$$

$$T_2 \text{ est ouvert} \Rightarrow i_2 = 0$$

$$\Rightarrow u_c = \frac{E}{2}$$

- $\frac{T}{2} < t < T$

$$T_1 \text{ est ouvert} \Rightarrow i_1 = 0$$

$$T_2 \text{ est fermé} \Rightarrow v_2 = 0$$

$$\Rightarrow u = -\frac{E}{2}$$

c. Formes d'ondes

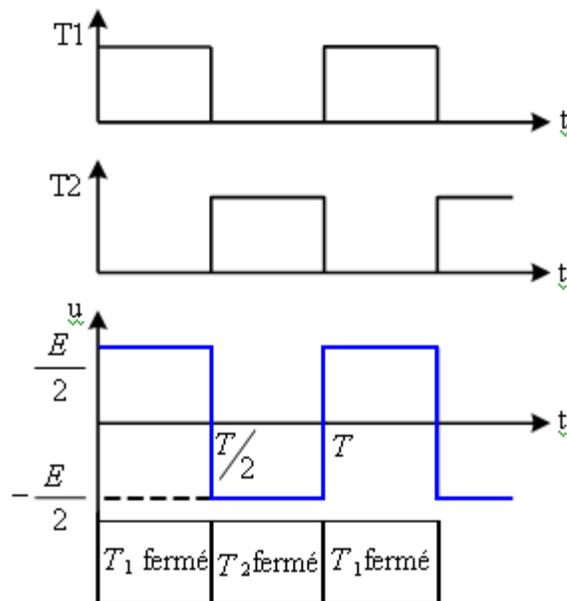


Figure (II.04): Représentation de la tension aux bornes de la charge

- $0 < t < \frac{T}{2}$
 $i_{ch} = i_1 = E/2R$
- $\frac{T}{2} < t < T$
 $i_{ch} = -i_2 = -E/2R$

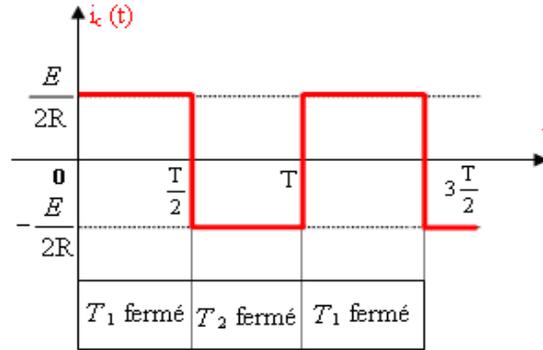


Figure (II.05): Représentation du courant dans une charge résistive

d. Grandeurs caractéristiques du montage

- **Période et fréquence** : imposées par la commande et réglable indépendamment de la charge.
- **Valeur moyenne de la tension et de l'intensité pour la charge** : nulles, les signaux sont alternatifs.
- **La tension efficace de sortie**

$$u_{c\text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

$$u_{\text{eff}} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{E^2}{4} dt \right]^{1/2} = \frac{E}{2} \quad (\text{II.01})$$

- **La tension de sortie instantanée peut-être exprimée en série de Fourier** :

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.02})$$

- La tension $u(t)$ est une fonction créneau impaire de valeur moyenne nulle. Sa décomposition en série de Fourier ne contient que des termes en sinus et ne présente pas d'harmoniques pairs.

$$u = \sum_{1,2,3,\dots}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

- Les coefficients b_n se calculent par l'intégrale

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.03})$$

du fait des deux symétries, il suffit d'intégrer sur un quart de période et de multiplier le résultat par 4, dans l'intervalle d'intégration, la tension u égale à E :

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} E \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.04})$$

l'intégration est immédiate:

$$b_n = \frac{4E}{T} \left[-\frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \right]_0^{T/4} \quad (\text{II.05})$$

$$b_n = \frac{4E}{n\omega T} \left[-\cos n\omega \frac{T}{4} + \cos 0 \right] \quad (\text{II.06})$$

- En tenant compte de $\omega T = 2\pi \Rightarrow \left(2\pi \cdot \frac{1}{T} \right) \times T = 2\pi$, nous obtenons:

$$b_n = \frac{2E}{n\pi} \quad (\text{II.07})$$

- La série de Fourier s'écrit donc

$$u(t) = \sum_{1,3,5,\dots}^{\infty} 2 \frac{E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (\text{II.08})$$

- L'amplitude u_{1M} du fondamental u_1 de u est

$$u_{1M} = \frac{2E}{\pi} \quad (\text{II.09})$$

- La valeur efficace correspondante est alors

$$u_1 = \frac{u_{1M}}{\sqrt{2}} = \frac{2E}{\pi\sqrt{2}} \quad (\text{II.10})$$

- Soit $u_1 = 0,45E$

II.2.3. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive inductive

a. Montage

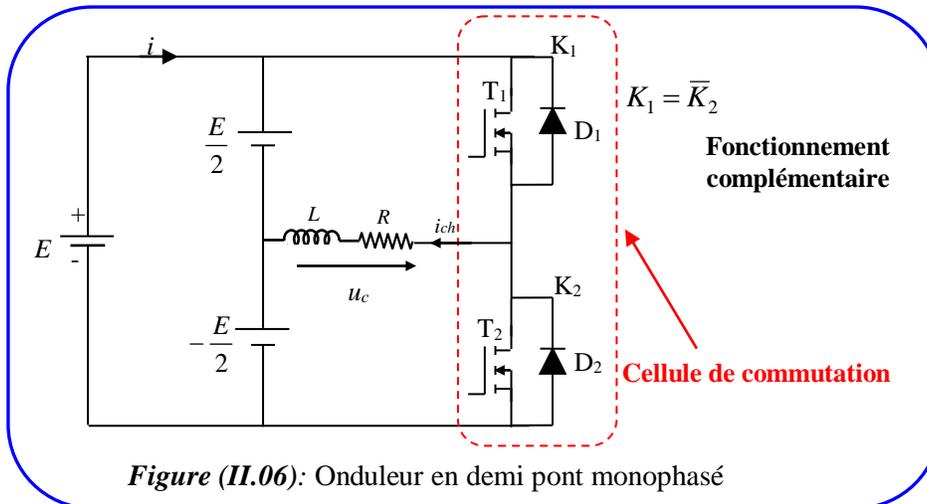


Figure (II.06): Onduleur en demi pont monophasé

b. Analyse du fonctionnement

✓ Pour $0 < t < \frac{T}{2}$, K_1 fermé et K_2 est ouvert

$$\frac{E}{2} = L \frac{di}{dt} + Ri(t) \quad (\text{II.11})$$

Soit
$$i(t) = \frac{E}{2R} t + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II.12})$$

Avec $\tau = \frac{L}{R}$

A est une constante d'intégration qui dépend des conditions initiales

$$\text{A } t=0, i(0) = -I_M, \text{ d'où : } \quad A = -\left(I_M + \frac{E}{2R}\right) \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Alors, Le graphe est une fonction croissante } i(t) = -\left(I_M + \frac{E}{2R}\right)e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{2R} \quad (\text{II.14})$$

✓ **Pour** $\frac{T}{2} < t < T$, K_2 fermé et K_1 est ouvert

$$-\frac{E}{2} = L \frac{di}{dt} + Ri(t) \quad (\text{II.15})$$

$$i(t') = -\frac{E}{2R}t + Ae^{-\frac{t'}{\tau}} \quad (\text{II.16})$$

A $t'=0$, on a : $A = I_M + \frac{E}{2R}$

$$i(t') = \left(I_M + \frac{E}{2R}\right)e^{-\frac{t'}{\tau}} - \frac{E}{2R} \quad (\text{II.17})$$

c. Formes d'ondes

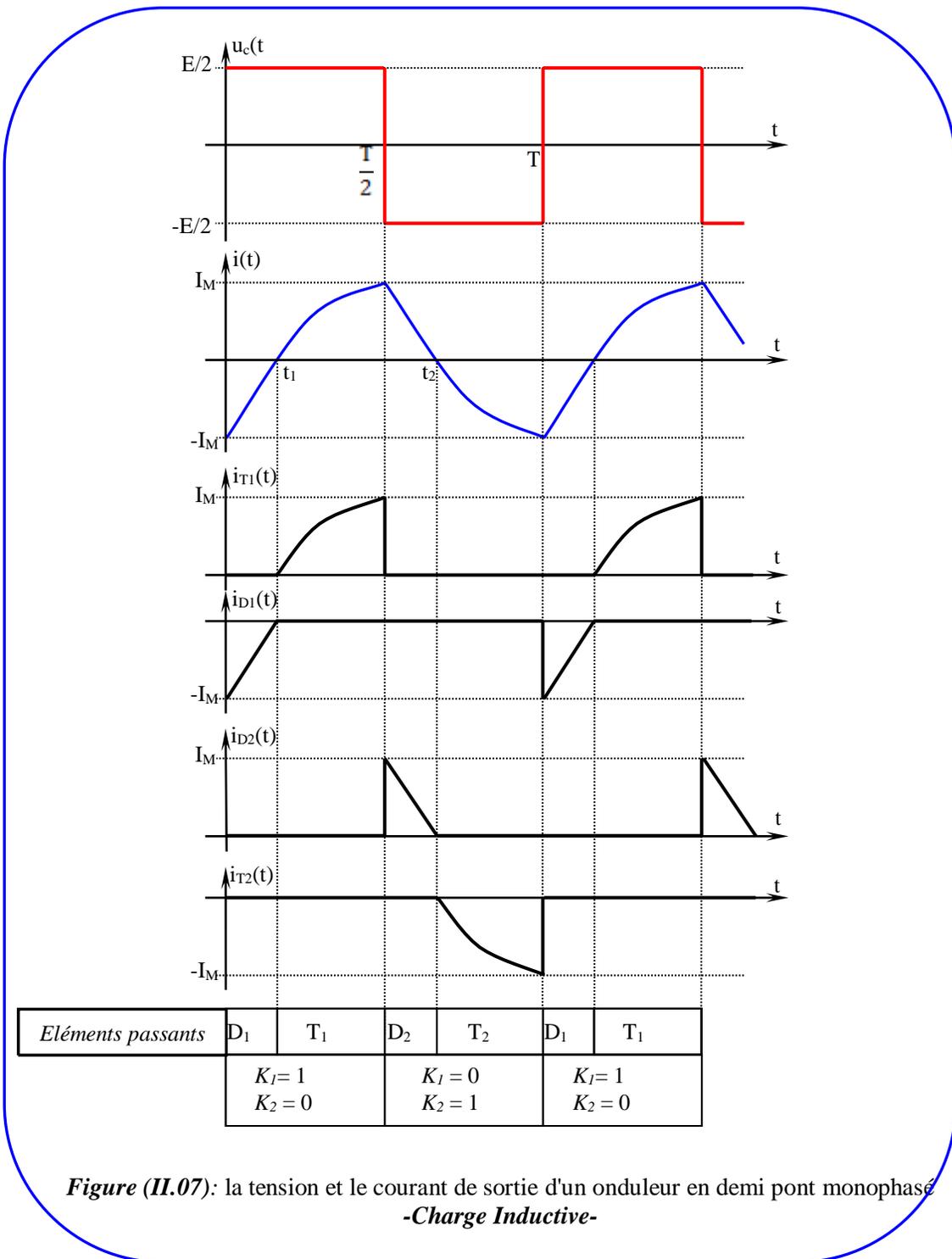


Figure (II.07): la tension et le courant de sortie d'un onduleur en demi pont monophasé -Charge Inductive-

II.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 180° ou Commande pleine onde)

L'onduleur en pont a les mêmes performances que l'onduleur précédent, mais il a l'avantage de n'utiliser qu'une seule batterie d'alimentation.

a. Montage

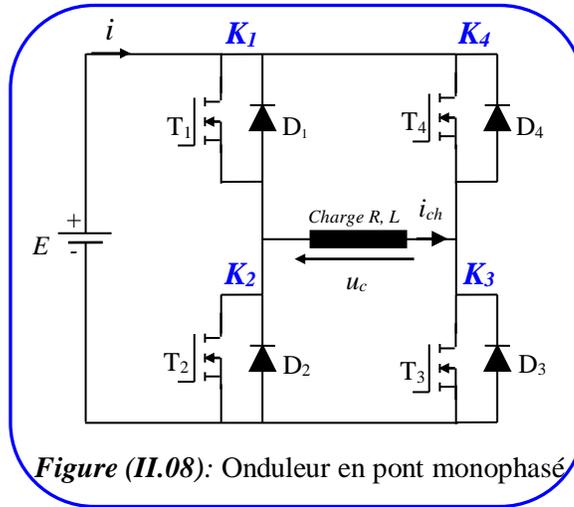


Figure (II.08): Onduleur en pont monophasé

Remarque : Le fonctionnement des interrupteurs est:

- K_1 et K_3 simultanée, K_2 et K_4 simultanée
- K_1 et K_3 complémentaires avec K_2 et K_4

b. Analyse du fonctionnement

La commande des interrupteurs impose un fonctionnement périodique de période T réglable.

- ✓ Pour $0 < t < \frac{T}{2}$ la commande impose K_1 et K_3 fermés, K_2 et K_4 ouverts.
- ✓ Pour $\frac{T}{2} < t < T$ la commande impose K_1 et K_3 ouverts et K_2 et K_4 fermés.

Chaque alternance débute par une phase de restitution et se termine par une phase d'accumulation, Alors:

- ✓ Pour $0 < t < t_1$

le courant dans la charge est négatif $i < 0$. Le courant circule par les diodes D_1 et D_3 : $i_{D_1} = i_{D_3} = -i$. Les interrupteurs T_1 et T_3 ne conduisent pas.

La puissance instantanée $p = u \cdot i < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**

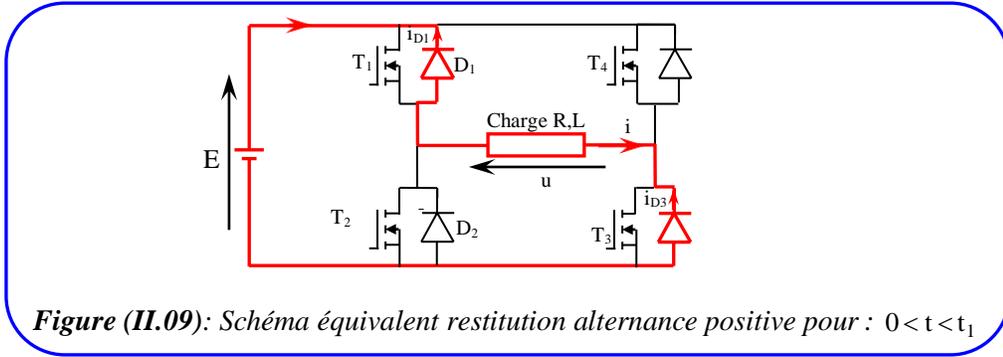


Figure (II.09): Schéma équivalent restitution alternance positive pour : $0 < t < t_1$

✓ Pour $t_1 < t < \frac{T}{2}$

le courant dans la charge est positif $i \geq 0$. Le courant circule par les interrupteurs T_1 et T_3 : $i_{T_1} = i_{T_3} = i$. Les diodes D_1 et D_3 sont bloquées.

La puissance instantanée $p = u.i \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**

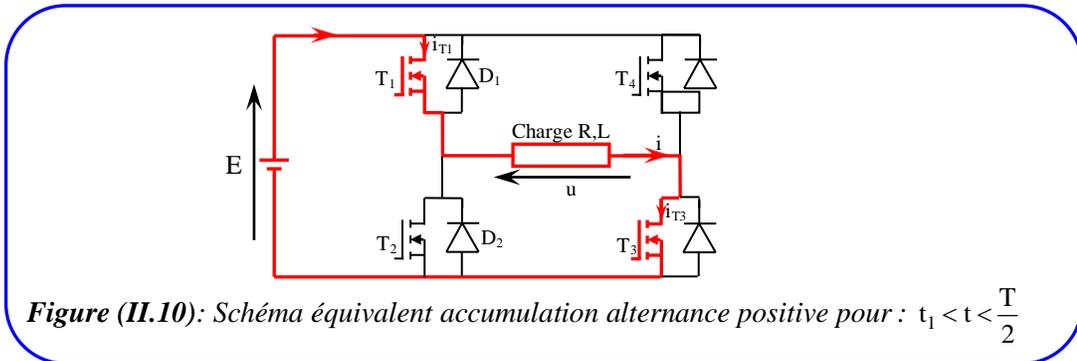
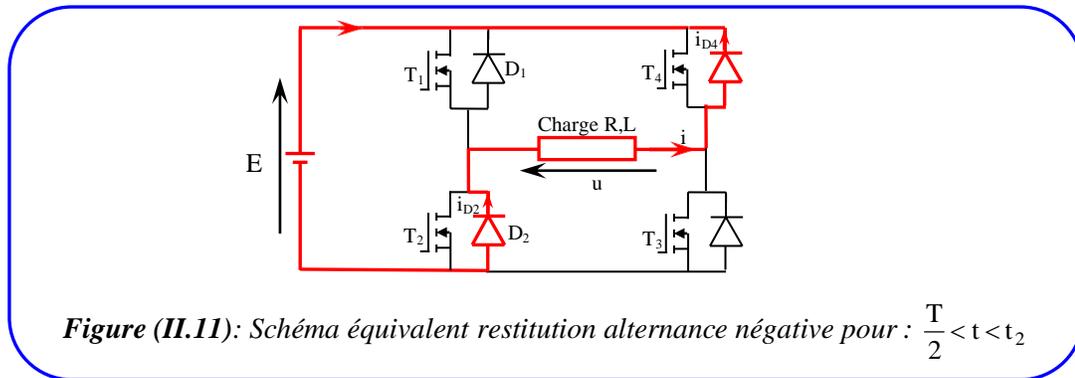


Figure (II.10): Schéma équivalent accumulation alternance positive pour : $t_1 < t < \frac{T}{2}$

✓ Pour $\frac{T}{2} < t < t_2$

le courant dans la charge est positif $i > 0$. Le courant circule par les diodes D_2 et D_4 : $i_{D_2} = i_{D_4} = i$. Les interrupteurs T_2 et T_4 ne conduisent pas.

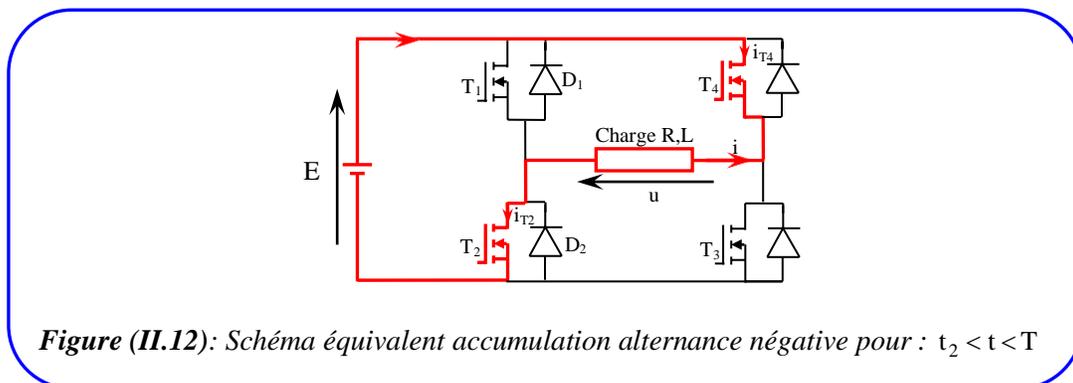
La puissance instantanée $p = u.i < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**



✓ Pour $t_2 < t < T$

le courant dans la charge est négatif $i \leq 0$. Le courant circule par les diodes T_2 et T_4 : $i_{T_2} = i_{T_4} = -i$. Les interrupteurs D_2 et D_4 sont bloqués.

La puissance instantanée $p = u.i \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**



c. Formes d'ondes

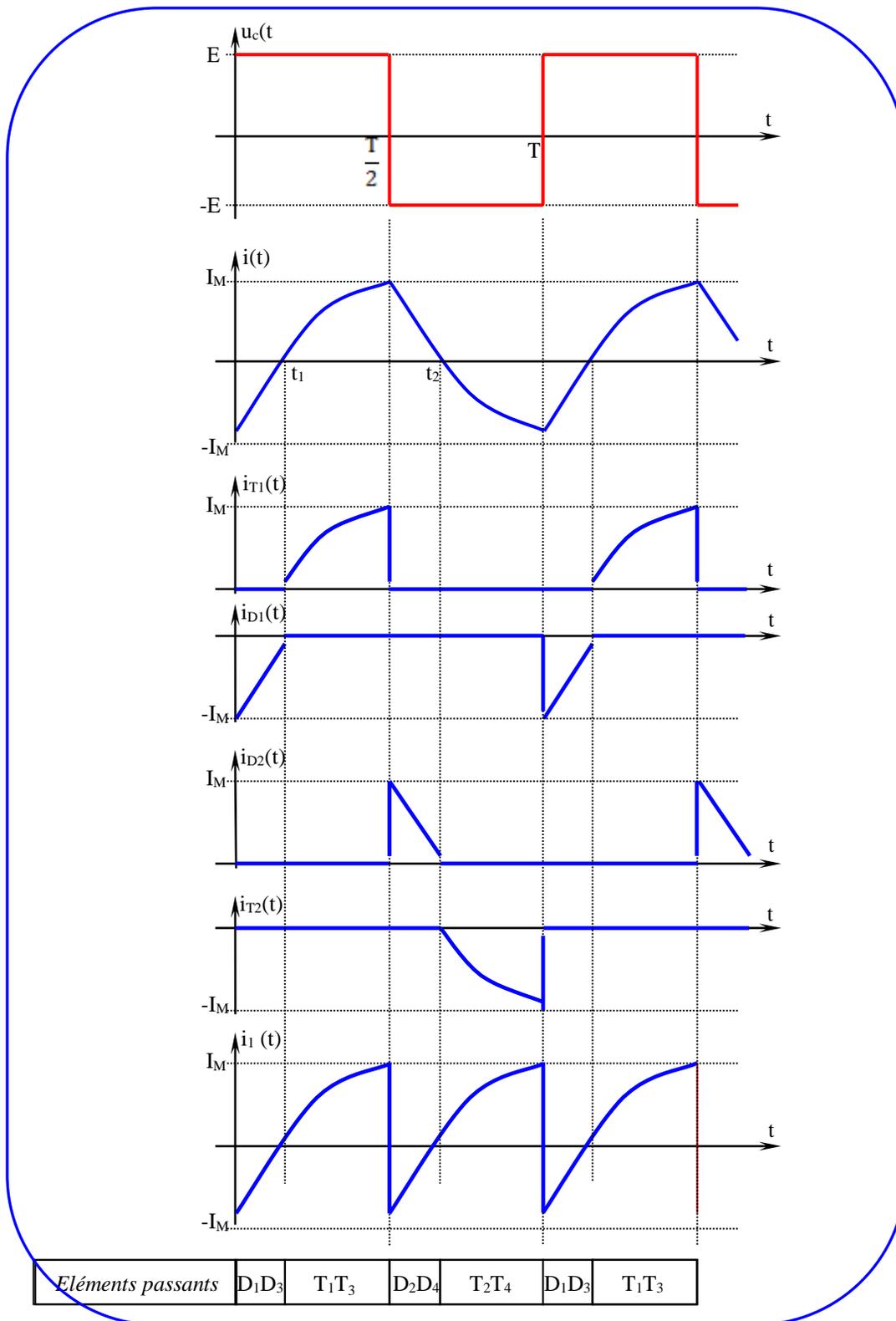


Figure (II.13): la tension et le courant de sortie d'un onduleur en pont monophasé -Charge Inductive- Commande à peine onde

d. Grandeurs caractéristiques du montage

- **Période et fréquence** : imposées par la commande et réglable indépendamment de la charge.
- **Valeur moyenne de la tension et de l'intensité pour la charge** : nulles, les signaux sont alternatifs.
- **La tension efficace de sortie**

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt} \quad (\text{II.18})$$

$$u_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} E^2 dt \right]^{1/2} = E \quad (\text{II.19})$$

- La tension de sortie instantanée peut-être exprimée en série de Fourier :

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.20})$$

- La tension $u(t)$ est une fonction créneau impaire de valeur moyenne nulle. Sa décomposition en série de Fourier ne contient que des termes en sinus et ne présente pas d'harmoniques pairs.

$$u = \sum_{1,2,3,\dots}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

- Les coefficients b_n se calculent par l'intégrale

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u \sin n(\omega t) dt \quad (\text{II.21})$$

du fait des deux symétries, il suffit d'intégrer sur un quart de période et de multiplier le résultat par 4, dans l'intervalle d'intégration, la tension u égale à E :

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} E \sin n\omega t dt$$

l'intégration est immédiate:

$$b_n = \frac{8E}{T} \left[-\frac{1}{n\omega} \cos n\omega t \right]_0^{T/4}$$

$$b_n = \frac{8E}{n\omega T} \left[-\cos n\omega \frac{T}{4} + \cos 0 \right]_0^{T/4}$$

- En tenant compte de $\omega T = 2\pi \Rightarrow \left(2\pi \cdot \frac{1}{T}\right) \times T = 2\pi$, nous obtenons:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi}$$

- La série de Fourier s'écrit donc

$$u(t) = \sum_{1,3,5,\dots}^{\infty} 4 \frac{E}{n\pi} \sin(n\omega t) \tag{II.22}$$

- L'amplitude u_{1M} du fondamental u_1 de u est

$$u_{1M} = \frac{4E}{\pi} \tag{II.23}$$

- La valeur efficace correspondante est alors

$$u_1 = \frac{u_{1M}}{\sqrt{2}} = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} \tag{II.24}$$

- Soit $u_1 = 0,90E$

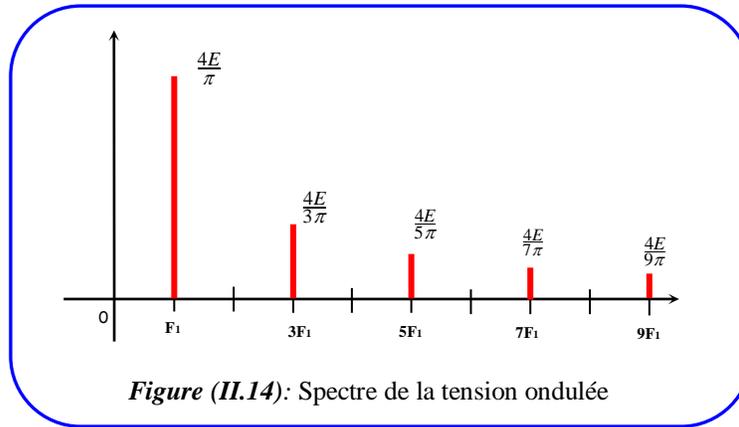


Figure (II.14): Spectre de la tension ondulée

II.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 120° ou Commande décalée)

a. Montage

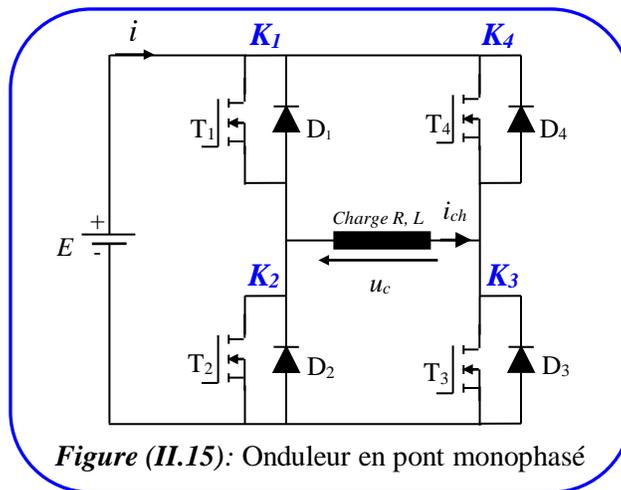


Figure (II.15): Onduleur en pont monophasé

La tension u_c peut prendre maintenant les nouvelles valeurs suivantes :

K_1 et K_3 fermés	K_2 et K_4 ouverts	$u = E$.
K_1 et K_4 fermés	K_1 et K_4 ouverts	$u = 0$.
K_4 et K_2 fermés	K_1 et K_3 ouverts	$u = -E$.
K_2 et K_3 fermés	K_3 et K_2 ouverts	$u = 0$.

b. Analyse du fonctionnement

La commande des interrupteurs K_1 et K_3 est décalée par rapport à la commande des interrupteurs K_2 et K_4 .

Ainsi :

1. Pour $0 < \omega t < \beta$, $u = 0$; donc: K_1 et K_4 fermés et K_3 et K_2 ouverts;

la charge est court-circuitée $u = 0$. L'intensité du courant dans la charge est *négative*.

La puissance consommée par la charge $p = u.i = 0$. La charge ne travaille pas. Il s'agit d'une phase dite de « *roue-libre* ».

2. Pour $\beta < \omega t < \pi$, $u = E$; donc: K_1 et K_3 fermés et K_2 et K_4 ouverts;

Pour $\beta < t < \omega t_1$: le courant dans la charge est négatif $i < 0$. Le courant circule par les diodes D_3 et D_1 : il s'agit d'une phase de récupération.

Pour $\omega t_1 < \omega t < \pi$, le courant dans la charge est positif $i \geq 0$. Le courant circule par les transistors T_1 et T_3 : **il s'agit d'une phase d'alimentation** (Phase active : il y a transfert d'énergie de la source vers la charge).

3. Pour $\pi < \omega t < \beta + \pi$, $u = 0$; donc: K_2 et K_3 fermés et K_1 et K_4 ouverts, donc:

la charge est court-circuitée $u = 0$. L'intensité du courant dans la charge est *positive*.

La puissance consommée par la charge $p = u.i = 0$. La charge ne travaille pas. Il s'agit d'une phase de « *roue-libre* ».

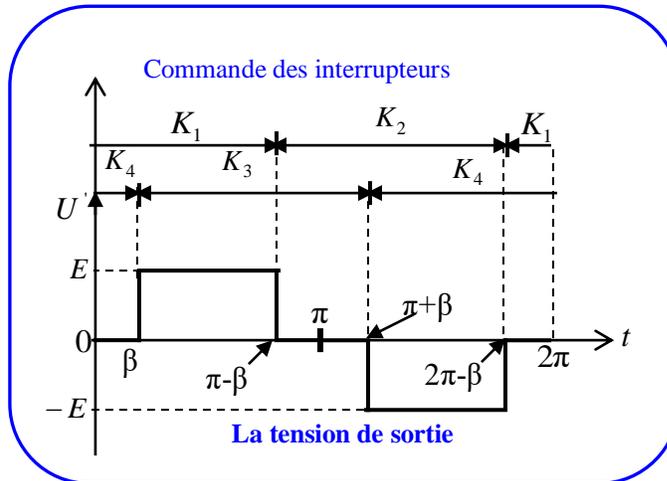
4. Pour $\beta + \pi < \omega t < \omega t_2$, $u = -E$; donc: K_2 et K_4 fermés et K_1 et K_3 ouverts.

Pour $\beta + \pi < \omega t < \omega t_2$: le courant dans la charge est positif $i > 0$. Le courant circule par les diodes D_2 et D_4 : **il s'agit d'une phase de récupération**.

Pour $\omega t_2 < \omega t < 2\pi$: le courant dans la charge est négatif $i \leq 0$. Le courant circule par les transistors T_2 et T_4 : **il s'agit d'une phase d'alimentation**.

c. Formes d'ondes

Selon la commande et les états possibles, la tension de sortie sera un signal tristable présentant trois niveaux, à savoir : $+E$, 0 , $-E$.



d. Grandeurs caractéristiques du montage

- **Période et fréquence** : imposées par la commande et réglable indépendamment de la charge.
- **Valeur moyenne de la tension et de l'intensité pour la charge** : nulles, les signaux sont alternatifs.
- **Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge** :

La tension de sortie U' ne dépend que de l'angle β puisqu'on a supposé les sources et les interrupteurs parfaits.

La tension de sortie u est formée de créneaux rectangulaires de largeur égale à $\pi - 2\beta$. Sa valeur efficace $u_{c\text{eff}}$ donnée par :

$$u_{c\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt} \quad (\text{II.25})$$

$$u_{c\text{eff}} = \left(\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\beta}^{\pi-\beta} E^2 d\theta + \int_{\pi+\beta}^{2\pi-\beta} E^2 d\theta \right] \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.26})$$

$$u_{c\text{eff}} = \left(\frac{E^2}{2\pi} [\pi - \beta - \beta + 2\pi - \beta - \pi - \beta] \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$u_{c\text{eff}} = \left(\frac{E^2}{2\pi} [2\pi - 4\beta] \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$u_{c\text{ eff}} = E \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}} \text{ avec } \pi = \frac{T}{2} \quad (\text{II.27})$$

Remarque: En faisant varier β on règle la valeur efficace de $u(t)$ à la valeur désirée

- La tension de sortie instantanée peut-être exprimée en série de Fourier :

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.28})$$

- La tension $u(t)$ est une fonction créneau impaire de valeur moyenne nulle. Sa décomposition en série de Fourier ne contient que des termes en sinus et ne présente pas d'harmoniques pairs.

$$u = \sum_{1,2,3,\dots}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

- Les coefficients b_n se calculent par l'intégrale

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u \sin n(\omega t) dt \quad (\text{II.29})$$

du fait des deux symétries, il suffit d'intégrer sur un quart de période et de multiplier le résultat par 4, dans l'intervalle d'intégration, la tension u égale à E :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_{\beta}^{\frac{\pi}{2}} E \sin n\theta d\theta \quad (\text{II.30})$$

l'intégration est immédiate:

$$b_n = \frac{4E}{\pi} \left[-\frac{1}{n} \cos n\theta \right]_{\beta}^{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{II.31})$$

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \left[-\cos n \frac{\pi}{2} + \cos n\beta \right] \quad (\text{II.32})$$

- En tenant compte de $\cos n \frac{\pi}{2} = 0$, nous obtenons:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \cos n\beta \quad (\text{II.33})$$

avec $\beta = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$

- Pour $n=1$, $b_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E$ **avec** $\cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2}$
- Pour $n=3$, $b_n = 0$
- Pour $n=5$, $b_n = \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} E$

On définitive on a :

$$u = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E \left(\cos \theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (\text{II.34})$$

Remarque: n'a pas d'harmonique 3, donc c'est un avantage.

II.3. Paramètres de performance

Les sorties tension et courant d'un onduleur contiennent certaines harmoniques pour cela la qualité énergétique est évaluée en termes de paramètres de performance suivants :

II.3. 1. Facteur de la n^{ie}me harmonique, HF_n

C'est la mesure de la contribution de l'harmonique individuelle sur le signal.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \text{ pour } n > 1$$

Où

V_1 : est la valeur efficace de la fondamentale.

V_n : est la valeur efficace de la n^{ie}me harmonique.

II.3. 2. Distorsion d'harmonique totale, THD

C'est la mesure de la similitude de la forme entre la forme d'onde et sa composante fondamentale :

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (\text{II.35})$$

II.3. 3. Facteur de distorsion DF

Le THD donne la contenance totale d'harmonique mais ne donne pas le niveau de chaque composante d'harmonique. Si un filtre est utilisé à la sortie de l'onduleur, les harmoniques d'ordre supérieur vont être atténués efficacement. Ce pendant la connaissance de l'amplitude et de la fréquence de chaque harmonique est très important.

Le DF indique le taux d'harmoniques qui reste dans une forme d'onde après que les harmoniques de cette dernière soient sujet à une atténuation de 2^{ème} ordre (divisé par n^2).

Donc le DF est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques indésirables sans avoir à spécifier les valeurs des paramètres du filtre du second ordre de la charge.

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (\text{II.36})$$

Le DF d'une harmonique individuelle :

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \text{ pour } n > 1 \quad (\text{II.37})$$

II.3. 4. L'harmonique du plus bas ordre, LOH (Lowest Order Harmonic)

La LOH est la composante d'harmonique qui a la fréquence la plus proche à celle de la fondamentale avec une amplitude $\geq 3\%$ à celle de la fondamentale

II.4. La Technique MLI

Modulation de Largeur d'Impulsion (en anglais: **Pulse Width Modulation**) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieur à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Autrement dit, la MLI consiste à déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique. L'objectif principal de la MLI est d'obtenir une **tension** ou un **courant** proche à la forme sinusoïdale à la sortie de convertisseur, avec un faible taux d'harmoniques.

Les méthodes les plus utilisées sont:

- Modulation de largeur d'impulsion unitaire (SPWM).
- Modulation de largeur d'impulsion multiple (MPWM).
- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI sinus-triangle).

II.4.1. Modulation de largeur d'impulsion unitaire

Dans ce type de MLI, on a une seule impulsion par demi-période. La largeur de cette impulsion est contrôlée et variée de manière à contrôler la tension de sortie.

Par la variation de A_r de 0 à A_c , la largeur de l'impulsion δ peut varier de 0 à π . Le rapport de A_r à A_c c'est la variable de contrôle, est défini par l'index de modulation d'amplitude M .

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (\text{II.38})$$

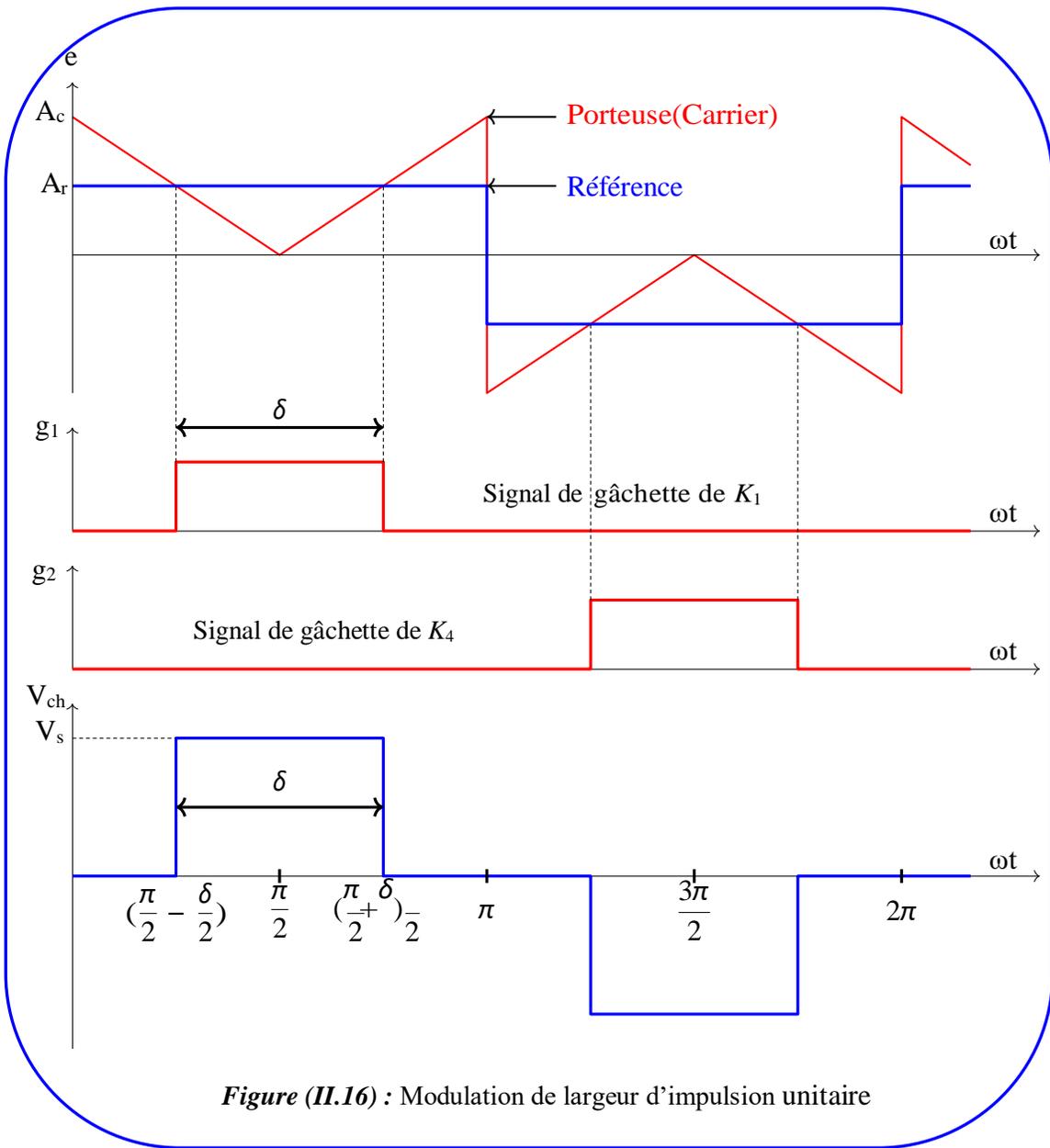


Figure (II.16) : Modulation de largeur d'impulsion unitaire

- La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par:

$$V_{ch_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_s^2 d\omega t} \Rightarrow V_{ch_{eff}} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (II.39)$$

- Le développement en série de Fourier est donné par:

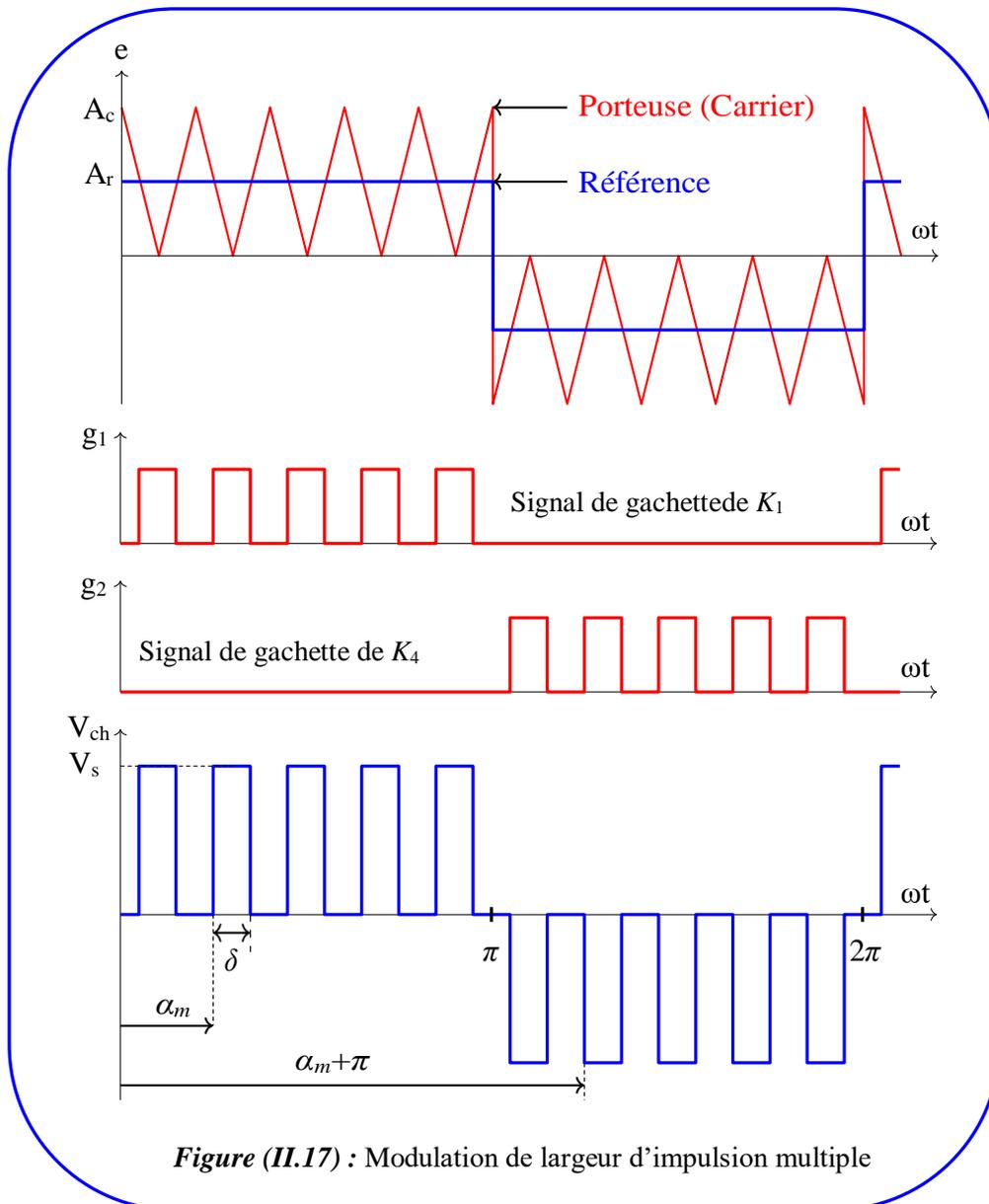
$$V_{ch}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (II.40)$$

II.4.2. Modulation de largeur d'impulsion multiple

Le taux d'harmonique peut être réduit si on utilise plusieurs impulsion (p) par demi-période. La fréquence du signal de référence impose la fréquence du signal de sortie f_o et la fréquence du signal de la porteuse f_c détermine le nombre d'impulsion par demi-période. Ce dernier est donné par:

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (\text{II.41})$$

ou $m_f = \frac{f_c}{f_o}$ est l'index de modulation de fréquence.



- La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par:

$$V_{ch,eff} = \sqrt{\frac{p}{\pi} \cdot \int_{\left(\frac{\pi}{p}-\delta\right)/2}^{\left(\frac{\pi}{p}+\delta\right)/2} V_s^2 d\omega t} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (\text{II.42})$$

- La forme générale en série de Fourier de la tension de sortie instantanée est:

$$V_{ch}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (\text{II.43})$$

- Les coefficients a_n et b_n de la $m^{\text{ème}}$ paire d'impulsion sont:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d\omega t = \frac{2V_s}{n\pi} [\sin n(\alpha_m + \delta) - \sin n\alpha_m] \\ &= \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \sin n\omega t d\omega t = \frac{2V_s}{n\pi} [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta)] \\ &= \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.45})$$

- Les coefficients A_n et B_n peuvent être trouvés en ajoutant les effets de toutes les impulsions.

Alors:

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{II.46})$$

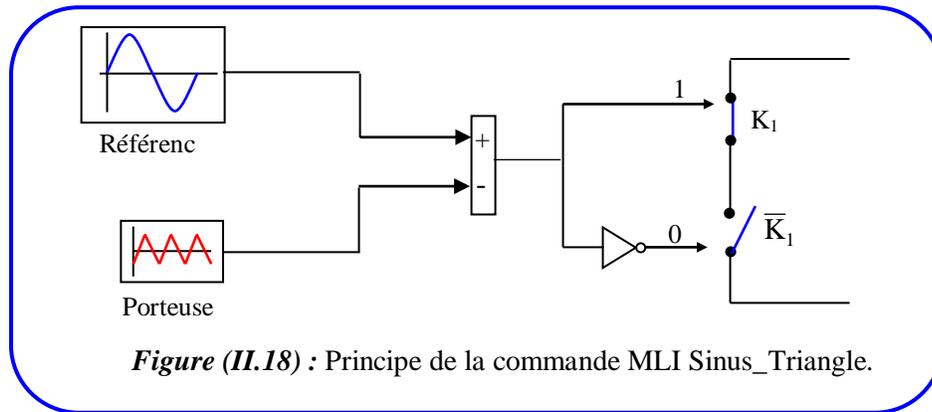
$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{II.47})$$

II.4.3. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI sinus-triangle)

Au lieu de garder la largeur des impulsions de la tension de sortie constante, celles ci peuvent être modulées proportionnellement par une sinusoïde. Cela permettra de réduire le facteur de distorsion est les harmoniques d'ordre inférieure.

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (**tension de référence**) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la

modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (Fig.II.18).



- La tension de référence sinusoïdale est exprimée par :

$$V_a = V_m \sin(\omega t) \quad (\text{II.48})$$

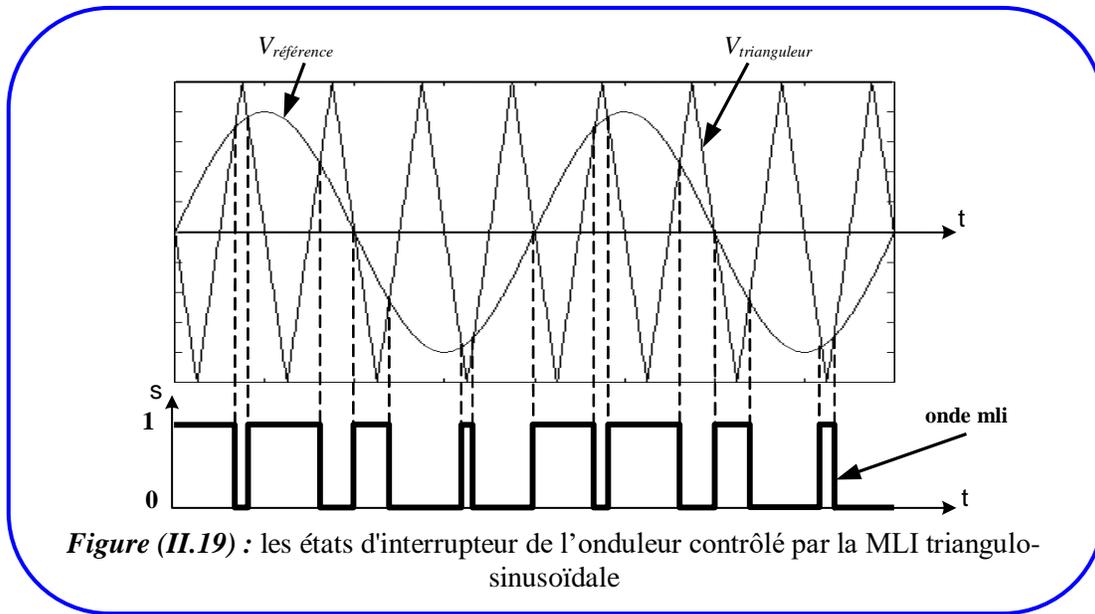
- L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Cette équation peut être satisfaite sur une période de découpage avec un signal de commande (**S**) égale à (1) si la tension de référence est supérieure à la porteuse et (0) dans le cas contraire,

$$\text{Si } V_{\text{référence}} \geq V_{\text{triangulaire}} \Rightarrow S = 1$$

$$\text{Si } V_{\text{référence}} < V_{\text{triangulaire}} \Rightarrow S = 0$$



II.4.3.1. Paramètres de la MLI sinus-triangle

Pour optimiser la commande MLI on utilise deux paramètres qui caractérisent cette commande:

- L'indice de modulation, m défini par le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la référence, f_r . Soit $m = \frac{f_p}{f_r}$.
- Le taux de modulation, r définie par le rapport de l'amplitude de tension de référence V_r , sur l'amplitude de la porteuse V_p , $r = \frac{V_r}{V_p}$

II.4.3.2. MLI pour un onduleur monophasé en pont complet

L'onduleur monophasé en pont complet, représenté à la figure (II.20), permet à partir de la tension E d'entrée, d'obtenir en sortie v_0 .

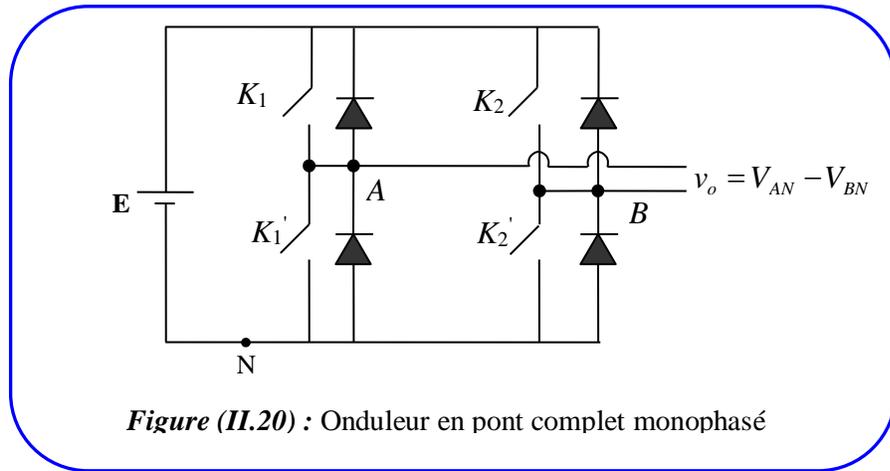


Figure (II.20) : Onduleur en pont complet monophasé

a. Commande unipolaire

Chaque bras de l'onduleur est contrôlé séparément en comparant le signal triangulaire V_{tri} avec $V_{référence}$ et $-V_{référence}$

- Pour le bras A :

$$V_{référence} \geq V_{triangulaire} \Rightarrow K_1 = 1: ON$$

$$V_{référence} < V_{triangulaire} \Rightarrow K_1' = 1: ON$$

- Pour le bras B :

$$-V_{référence} \geq V_{triangulaire} \Rightarrow K_2 = 1: ON$$

$$-V_{référence} < V_{triangulaire} \Rightarrow K_2' = 1: ON$$

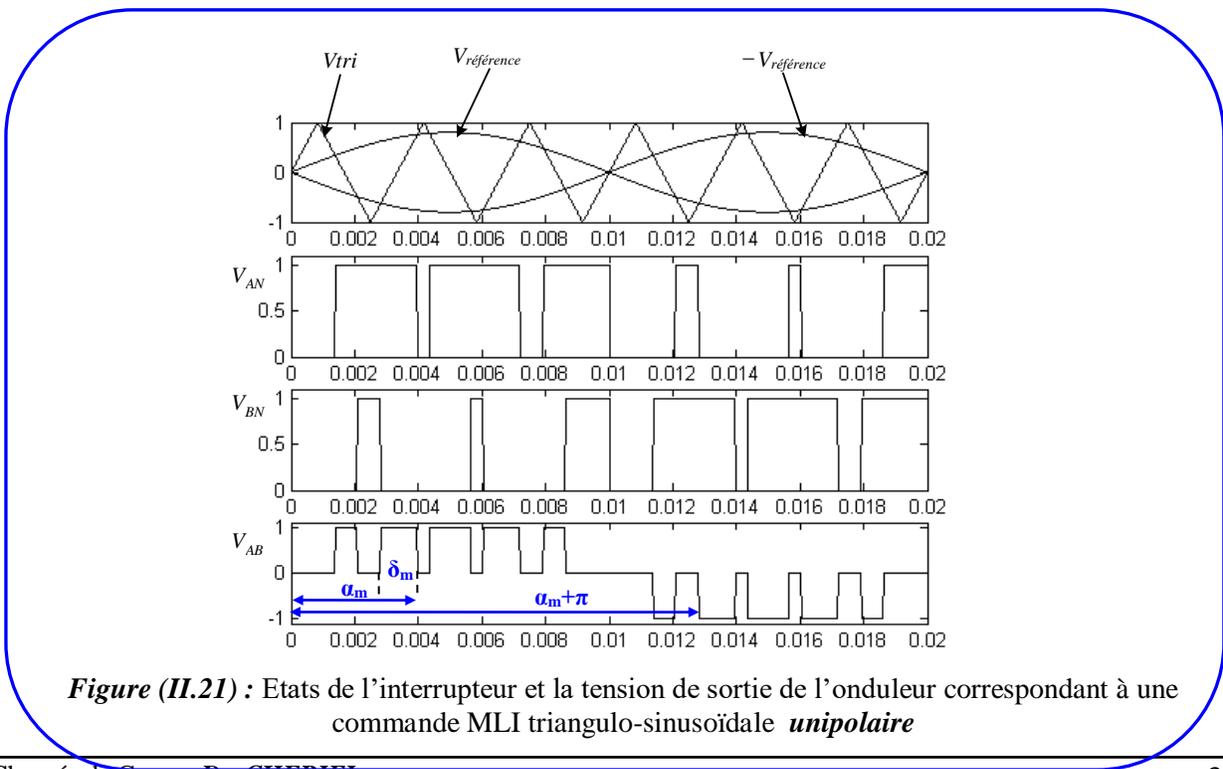


Figure (II.21) : Etats de l'interrupteur et la tension de sortie de l'onduleur correspondant à une commande MLI triangulo-sinusoidale unipolaire

- Si δ_m est la largeur de la $m^{\text{ème}}$ impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est:

$$V_{ch_{eff}} = V_s \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (\text{II.50})$$

- Les coefficients A_n et B_n seront:

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \quad (\text{II.51})$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \quad (\text{II.52})$$

b. Commande bipolaire

Les interrupteurs d'une diagonale commutent simultanément

$$V_{référence} \geq V_{triangulaire} \Rightarrow K_1, K_2 \text{ sont fermés} \Rightarrow ON \text{ et } V_{AN} = \frac{E}{2} \text{ et } V_{BN} = -\frac{E}{2}$$

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = 2V_{AN}$$

Nous observons que la tension de sortie V_{AB} est entre les niveaux de tension E et $-E$. C'est la raison pour laquelle ce type de commande est appelé MLI bipolaire.

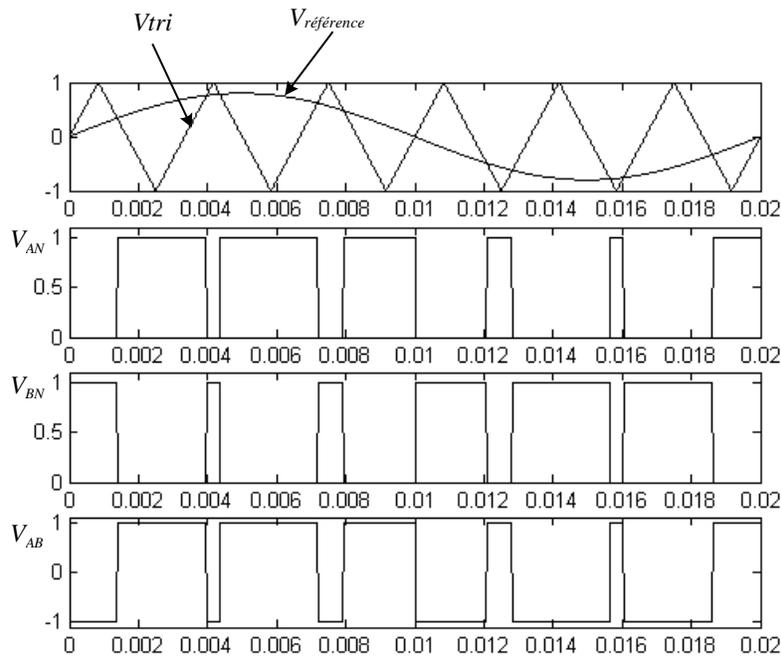


Figure (II.22) : Etats de l'interrupteur et la tension de sortie de l'onduleur correspondant à une commande MLI triangulo-sinusoidale **Bipolaire**

Chapitre III

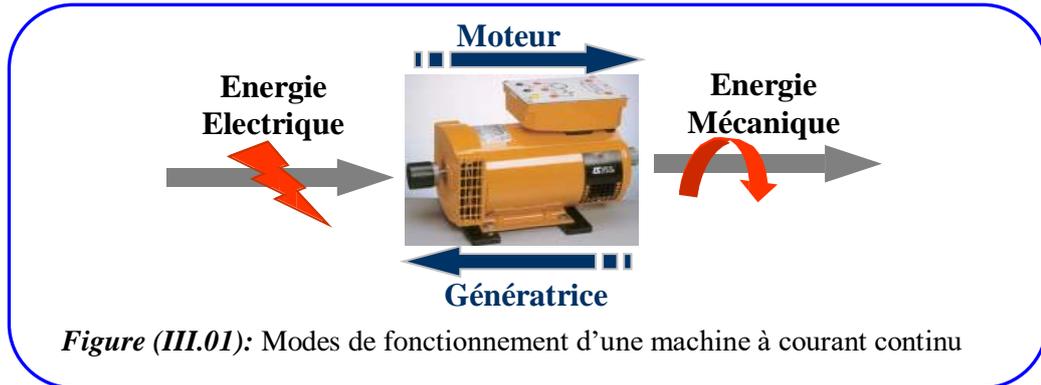
**Réglage de la Vitesse des Machines à
Courant Continu**

Partie I: Rappels sur les Machines à Courant Continu

III.1. Introduction

Les machines électriques tournantes sont des **convertisseurs d'énergie réversible**.

- ✓ Lorsqu'elles transforment de l'énergie électrique en énergie mécanique, on dit qu'elles fonctionnent en **moteur**.
- ✓ En revanche, si elles transforment l'énergie mécanique apportée par une autre machine en énergie électrique, on dit qu'elles fonctionnent en **génératrice**.



- L'énergie mécanique se caractérise par un couple " C_{em} " associé à une vitesse angulaire " Ω ", le produit de ces deux grandeurs définit la puissance mécanique :

$$P_{méca} = C_{em} \cdot \Omega$$

$P_{méca}$	Puissance mécanique en watts [W]
C_{em}	Moment du couple mécanique en newton-mètres [Nm]
Ω	La vitesse angulaire en radians par seconde [rad.s ⁻¹]

- L'énergie électrique est évaluée par un courant continu "I" et une tension continue "U", la puissance électrique sera le produit de ces deux grandeurs :

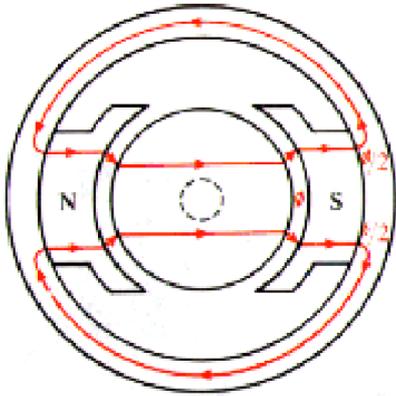
$$P_{élec} = U \cdot I$$

$P_{élec}$	Puissance électrique en watts [W]
U	La tension en volts [V]
I	L'intensité du courant en ampères [A]

Energie absorbée	Fonctionnement	Energie fournie
Electrique	Moteur	Mécanique
Mécanique	Génératrice	Electrique

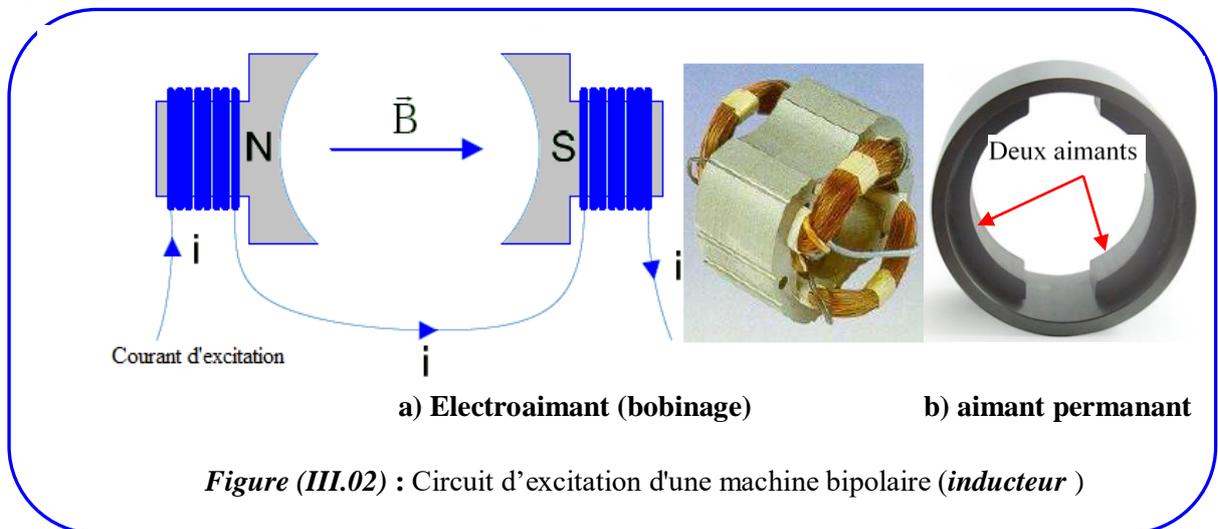
III.2. Constitution de la machine à courant continu

La machine à CC est constituée d'un circuit magnétique, comportant une partie fixe, inducteur, une partie tournante, induit et l'entrefer l'espace entre les deux parties. L'inducteur et l'induit sont constitués par un assemblage de tôles afin de limiter les pertes par courants de Foucault et par hystérésis.



Le rôle du circuit magnétique est de canaliser le flux produit par les enroulements inducteurs supportés par les pôles principaux (stator), de façon à ce qu'il englobe un maximum de conducteurs de l'induit (rotor). Les lignes de champ sortent du pôle Nord, traverse l'entrefer puis l'induit et entrent dans le pôle Sud. Elles retournent dans le pôle Nord par la culasse.

III.2.1. La partie fixe ou inducteur : Il peut-être formé soit par des aimants, soit par des *bobines inductrices* en série (électroaimants). Les bobines sont placées autour de *noyaux polaires*.



Remarque

Lorsque la machine comporte un seul pôle nord et un seul pôle sud, elle est dite bipolaire.

S'il y a plusieurs pôles, la machine est multipolaire. Le nombre de pôles de la machine est noté $2p$.

P = nombre de paire de pôles

III.2.2. La partie tournante ou l'induit : Il est formé de conducteurs logés dans des encoches.

Il est alimenté par une source de tension continue variable par l'intermédiaire du système de collecteur balais. Le courant qui le parcourt alors, crée un champ magnétique qui tend à s'aligner sur celui de l'inducteur créant ainsi le couple moteur.

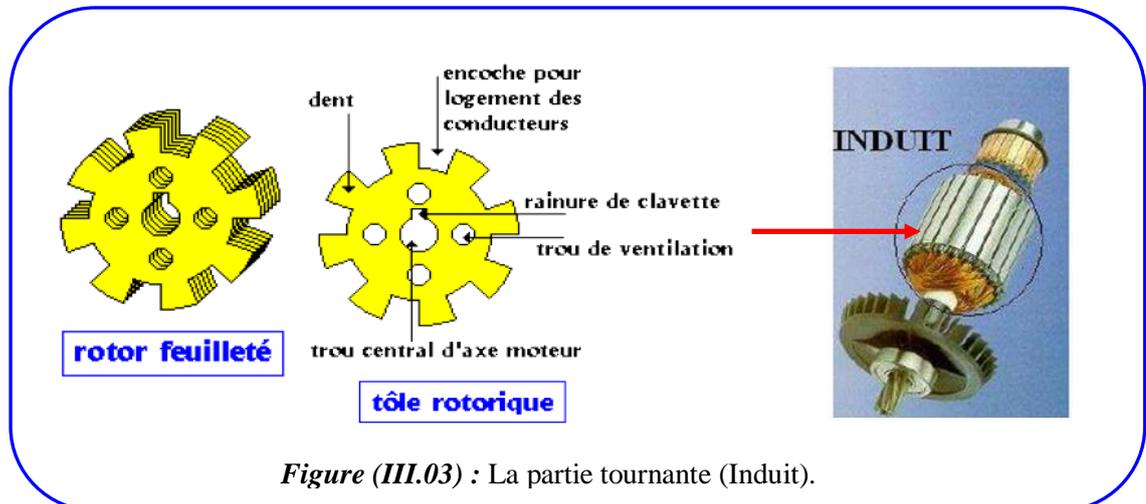


Figure (III.03) : La partie tournante (Induit).

III.2.3. Collecteur-balais

- **Le collecteur** (mobile avec le rotor) est un ensemble de lames de cuivre isolées latéralement les unes des autres, réunies aux conducteurs de l'induit en certains points.

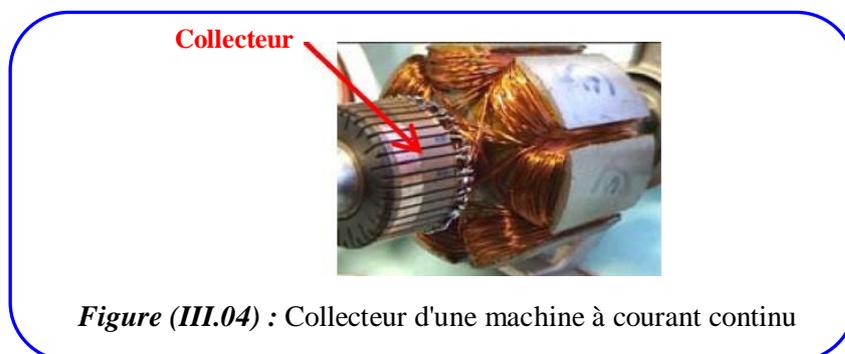


Figure (III.04) : Collecteur d'une machine à courant continu

- **Les balais**, portés par le stator, frottent sur les lames du collecteur, et permettent d'établir une liaison électrique entre l'induit qui tourne et l'extérieur de la machine.

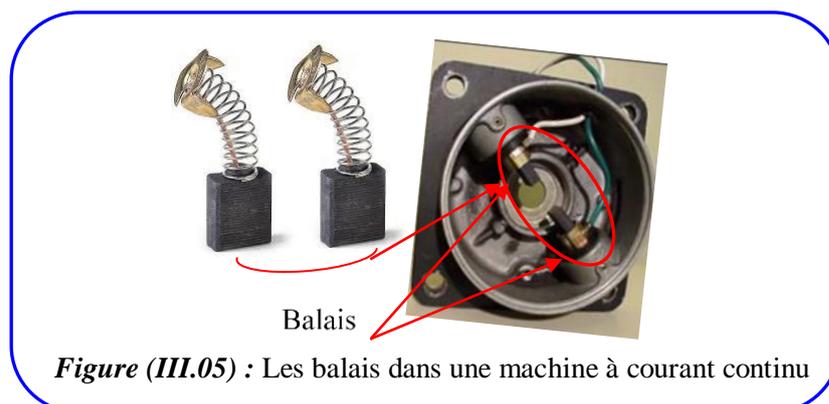
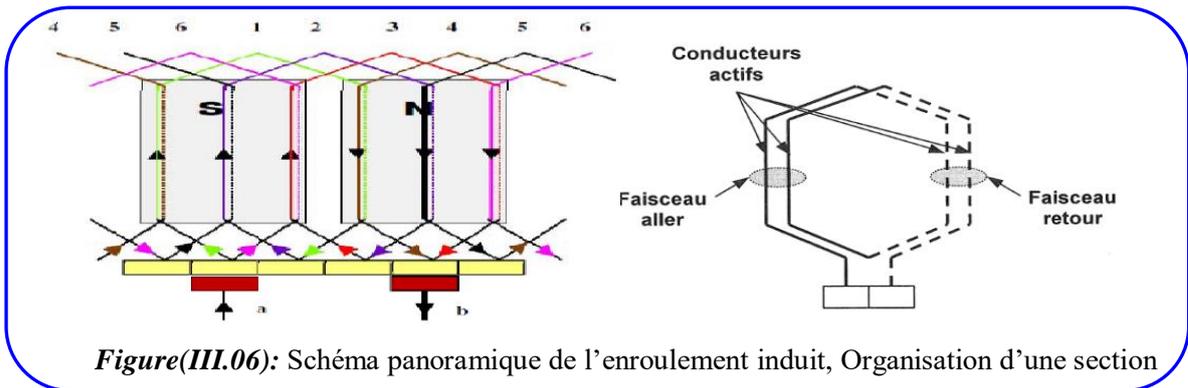


Figure (III.05) : Les balais dans une machine à courant continu

III.2.4. Bobinage

1° Chaque fil pris isolément s'appelle un **conducteur**, deux conducteurs forment une **spire**, les spires sont groupées par **section** (Les faisceaux aller et retour constituent une **section**) et les sections par **bobine** avant la mise en place dans les encoches. Les fils sont isolés au vernis.

2° Disposition d'une section sur le rotor : Les deux moitiés se trouvent dans des encoches presque diamétralement opposées. Les fils de sortie de la section sont soudés à deux lames de collecteur voisines.



III.3. Symbole

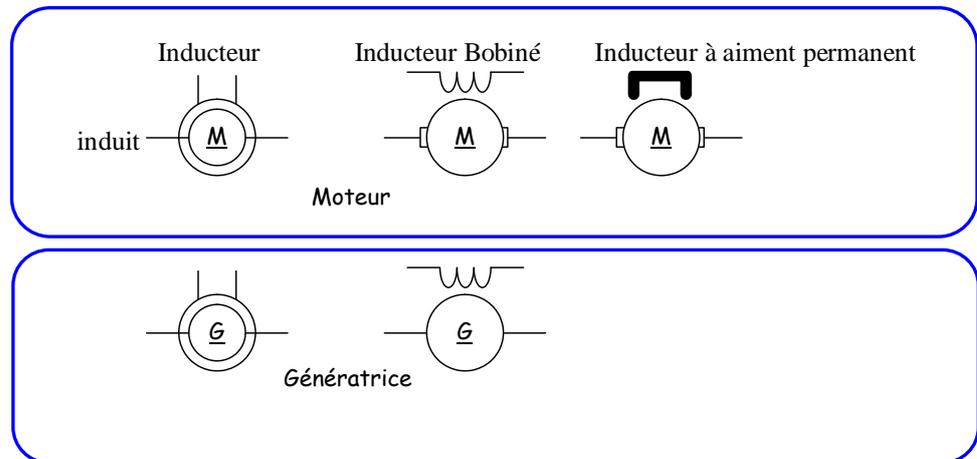


Figure (III.07) : Symbole d'une machine à courant continu

III.4. Principe de fonctionnement

Dans cette machine les principales lois qui y résident sont : Loi de **Faraday** et de **Laplace** :

III.4.1. Loi de Faraday:

Une bobine (l'induit) en mouvement dans un champs magnétique (l'inducteur) voit apparaître à ses bornes une force électromotrice (f.é.m.) donnée par :

$$\text{Loi de Faraday } e = - \frac{\partial \phi}{\partial t}$$

Sur ce principe, l'induit de la machine à courant continu est le siège d'une f.é.m. E :

$$E = K\Phi\Omega$$

Ou :

$$K = \frac{p}{2\pi a} N$$

Si de plus la machine fonctionne à flux constants :

$$E = K'\Omega$$

E f.e.m. (volts - V)

K constante qui dépend des caractéristiques de fabrication du moteur : nombres de spires, nombre de pôles, inclinaison des encoches, ...

Φ flux magnétique maximum traversant les enroulements de l'induit (Webers - Wb).

Ω vitesse de rotation du rotor (rad.s⁻¹).

Avec :

p le nombre de paires de pôles

a le nombre de paires de voies d'enroulement.

N le nombre de conducteurs (ou de brins-deux par spires)

Avec :

$$K' = K\Phi$$

III.4.2. Loi de Laplace

Un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique subit la :

$$\text{force de Laplace } \vec{F} = I\vec{l} \wedge \vec{B}.$$

- Le sens est donné par les trois doigts de la main droite :



Figure (III.08) : Représentation de la force de Laplace

- Sur ce principe le rotor de la machine possède un couple que l'on nommera **couple électromagnétique**.

$$C_{em} = K\Phi I$$

C_{em} couple électromagnétique (N.m).

K constante qui dépend des caractéristiques de fabrication du moteur

Φ flux magnétique maximum traversant les enroulements de l'induit (Webers - Wb).

I courant dans l'induit (rotor) (A).

Ou :

$$K = \frac{P}{2\pi a} N$$

Avec :

p le nombre de paires de pôles

a le nombre de paires de voies d'enroulement.

N le nombre de conducteurs (ou de brins-deux par spires)

Si de plus la machine fonctionne à flux constants :

$$C_{em} = K' I$$

Avec :

$$K' = K\Phi$$

III.4.3. Puissance électromagnétique

Si l'induit présente une f.é.m. " E " et s'il est parcouru par le courant " I ", il reçoit une puissance électromagnétique $P_{em} = E.I$

D'après le principe de conservation de l'énergie cette puissance est égale à la puissance développée par le couple électromagnétique.

$$P_{em} = C_{em} \Omega = EI \quad P_{em} \text{ en watts}$$

Remarque : on retrouve la relation $C_{em} = K\Phi I$

En effet $E = K\Phi\Omega$ donc $EI = K\Phi\Omega I = C_{em}\Omega$ d'ou $C_{em} = K\Phi I$

III.4.4. Réversibilité

A flux Φ constant, E ne dépend que de Ω et I ne dépend que de C_{em} .

La f.é.m. de la machine et l'intensité du courant dans l'induit sont deux grandeurs indépendantes. On peut donc donner le signe souhaité au produit $E.I$.

La machine peut donc indifféremment fonctionner en moteur ($P_{em}>0$) ou en génératrice ($P_{em}<0$).

III.4.5. Principe de fonctionnement en moteur

Lorsque le bobinage d'un inducteur de moteur est alimenté par un courant continu, sur le même principe qu'un moteur à aimant permanent, il crée un champ magnétique (flux d'excitation) de direction Nord-Sud.

Une spire capable de tourner sur un axe de rotation est placée dans le champ magnétique. De plus, les deux conducteurs formant la spire sont chacun raccordés électriquement à un demi collecteur et alimentés en courant continu via deux balais frotteurs.

D'après la loi de Laplace (tout conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force), les conducteurs de l'induit placés de part et d'autre de l'axe des balais (ligne neutre) sont soumis à des forces F égales mais de sens opposé en créant un couple moteur.

couple moteur.

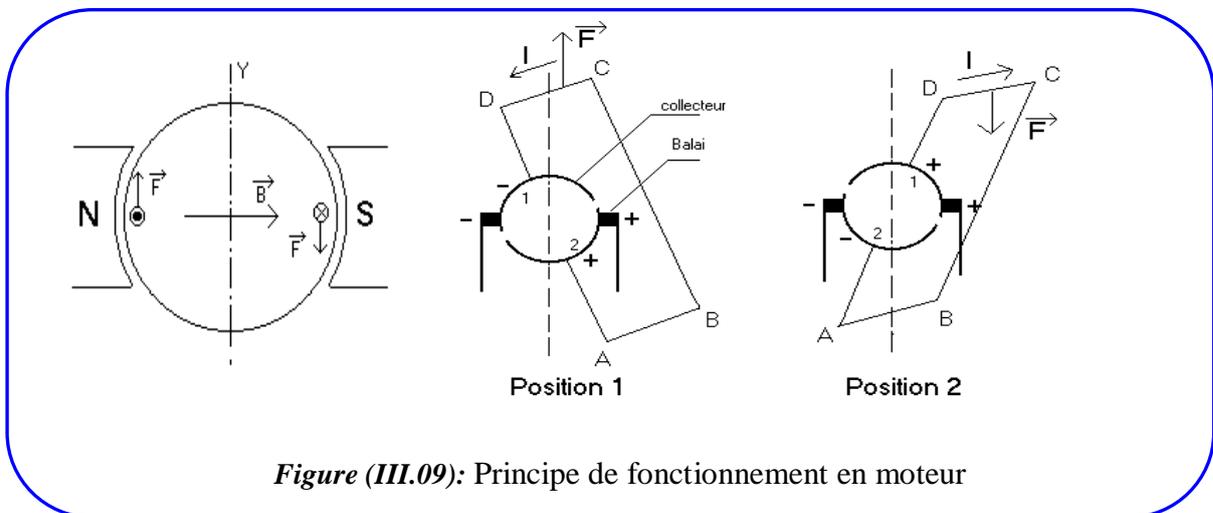


Figure (III.09): Principe de fonctionnement en moteur

III.4.6. Principe de fonctionnement en génératrice

L'inducteur est alimenté par une tension continue et produit un champ magnétique constant.

L'induit est entraîné en rotation par un moteur. Il est le siège de variation de flux au travers de spires qui le constituent. Ils en résultent la création d'une f.e.m alternative qui est redressée et transmise au circuit extérieur par l'ensemble collecteur-balais.

III.5. Les quadrants de fonctionnement dans le repère Couple (Vitesse) ou Courant (Tension)

- On peut représenter les différents modes de fonctionnement de la machine dans le plan Couple (Vitesse):

- ✓ Les quadrants Q₁ et Q₃ correspondent à un fonctionnement moteur : $P_u = C_u \cdot \Omega$ est positive, la machine fournit de l'énergie mécanique à la charge.
- ✓ Les quadrants Q₂ et Q₄ correspondent à un fonctionnement en génératrice : $P_u = C_u \cdot \Omega$ est négative, la machine reçoit de l'énergie mécanique de la charge.

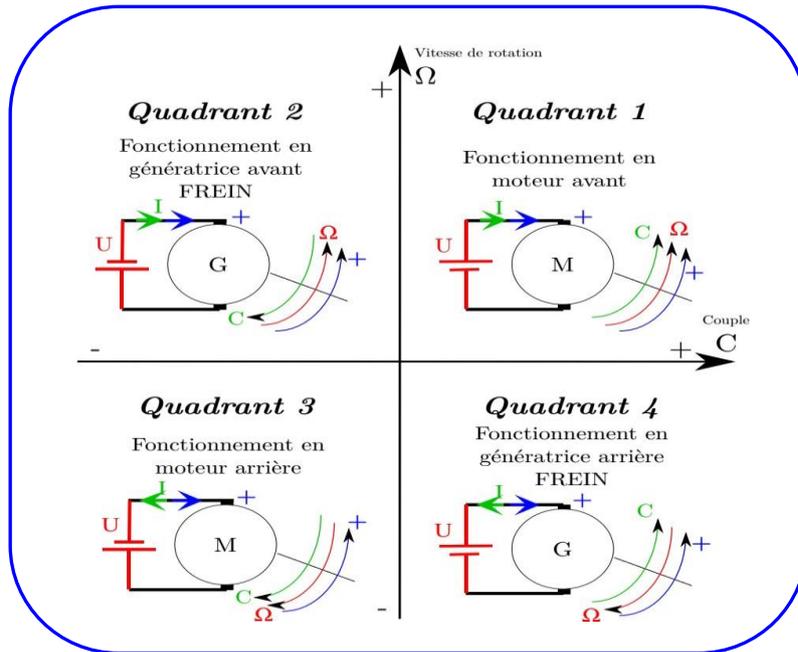


Figure (III.10): Contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu dans les quadrants.

III.6. Modèle Electrique équivalent de la machine à courant continu

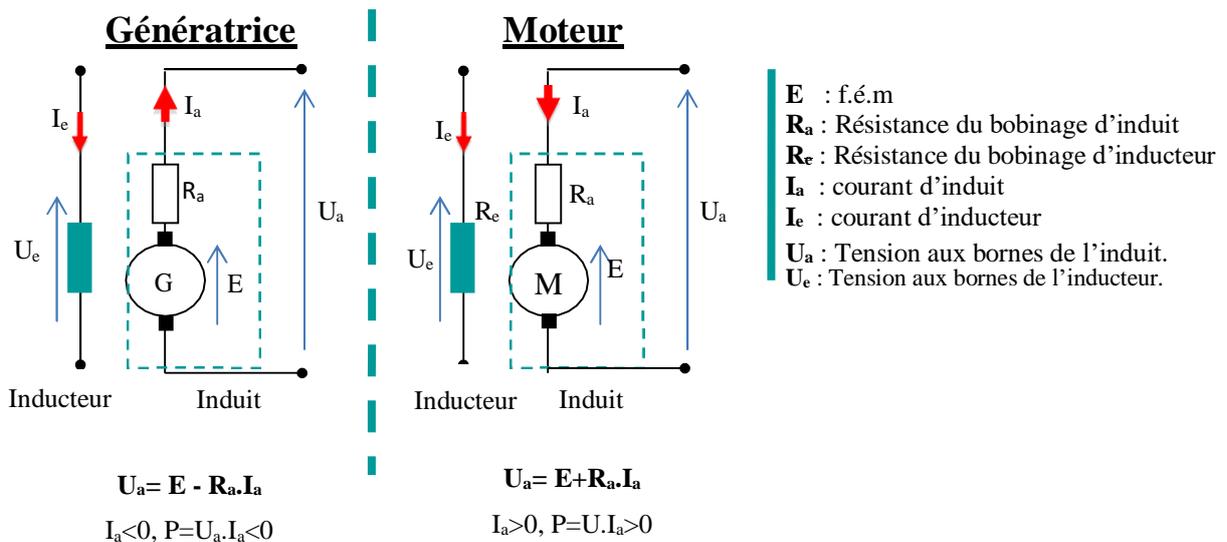
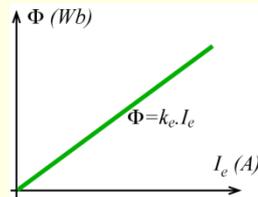


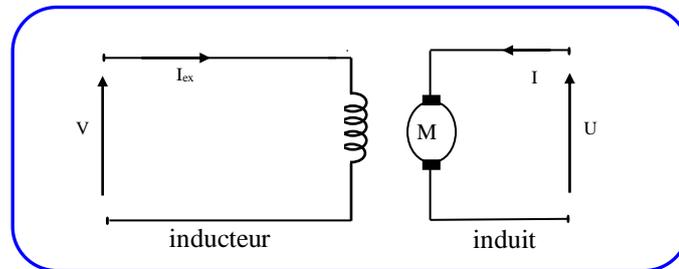
Figure (III.11): Machine à CC : Fonctionnement Moteur & Fonctionnement Génératrice)

Remarque

Le flux est proportionnel au courant d'excitation " I_e " $\rightarrow \Phi = k_e \cdot I_e$

**III.7. Fonctionnement en Moteur****III.7.1. Les différents types d'excitation****a) Excitation séparée ou indépendante.**

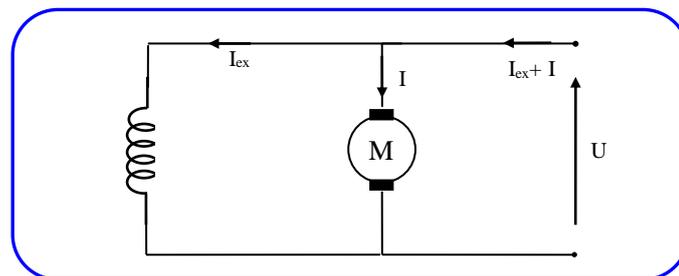
Deux sources d'alimentation sont nécessaires, une pour l'induit, l'autre pour l'inducteur.



Ce mode d'excitation offre à l'utilisateur une fréquence de rotation indépendante de la charge et réglable par action sur la tension d'induit ou sur le courant d'excitation.

b) Excitation dérivation ou shunt (parallèle)

La même source d'alimentation alimente l'induit et l'inducteur. L'inducteur est mis en parallèle avec l'induit.

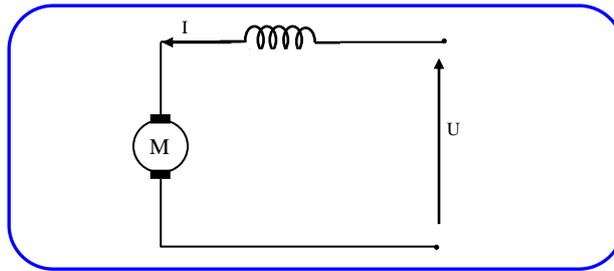


Les propriétés du moteur à excitation dérivation sont les mêmes que celle du moteur à excitation indépendante.

Ce mode d'excitation offre à l'utilisateur une fréquence de rotation pratiquement indépendante de la charge et qui peut démarrer à vide.

c) Excitation série

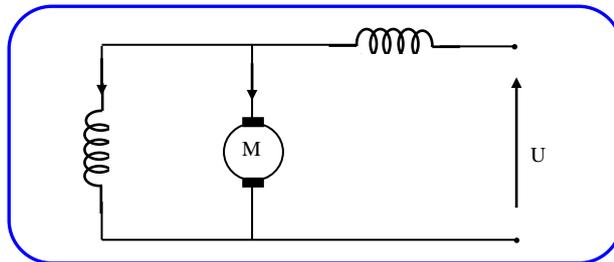
Dans ce montage, le courant d'excitation est le même que le courant dans l'induit.



La fréquence de rotation du moteur varie beaucoup avec la charge et ce type de moteur a tendance à s’emballer à vide ou sous faible charge.

d) Excitation Composée (compound)

C’est une combinaison des excitations shunt et série.



On peut réaliser un compoundage additif (si les flux des enroulements s’additionnent), ou soustractif dans le cas contraire.

III.7.2. Bilan des puissances

Le bilan des puissances est donné par la figure suivante :

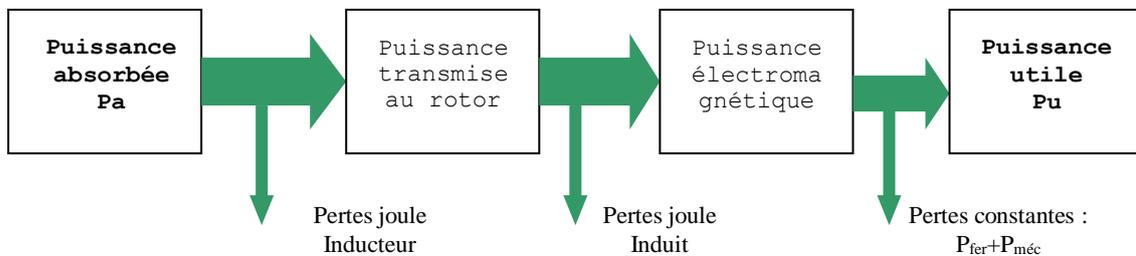


Figure (III.12): Bilan des puissances d’un moteur à courant continu

- **pertes joules inducteur ou d'excitation :**

Elles traduisent l’énergie dissipée dans le bobinage inducteur : $P_{j,ex} = r \cdot I_{ex}^2$ (r étant la résistance du bobinage inducteur).

- **pertes joules induit :**

Elles traduisent l’énergie dissipée dans le bobinage induit. $P_{j,ind} = R \cdot I^2$
R étant la résistance du bobinage induit.

- Puissance électromagnétique $P_{em} = EI = C_{em} \cdot \Omega$

Le rendement : $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \sum P_{pertes}}$ ou $\eta_{moteur} = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum pertes}{P_a}$

- Résumé sur les différentes pertes

Pertes	<u>Pertes magnétiques</u> P_{fer} ou pertes ferromagnétiques ou pertes fer	<u>Pertes joules</u> P_J	<u>Pertes mécaniques</u> $P_{méca}$
Causes	Elles sont dues à l’hystérésis (champ rémanent) et au courants de Foucault (courant induit dans le fer) et dépendent de B et de Ω .	Pertes dans l’induit et l’inducteur dues aux résistance des bobinages.	Elles sont dues aux frottements des diverses pièces en mouvement.
Parades	Utilisation de matériaux à cycles étroits, comme le fer au silicium et le feuilletage de l’induit.	Il faut surtout éviter l’échauffement par ventilation.	Utilisation de roulements et de lubrifiants.

On définit :

Pertes constantes

$$P_C = P_{fer} + P_{méca}$$

les pertes dites « constantes » ou « collectives ». C’est à dire que si le moteur travaille à vitesse et flux constants, les pertes fer et mécaniques sont approximativement constantes.

Remarque

Toute relation entre des puissances peut être ramenée à une relation entre des couples. Il suffit de diviser cette première par la vitesse de rotation Ω (en rad.s⁻¹)

Couple de pertes

$$C_p = \frac{P_C}{\Omega}$$

P_C est proportionnel à Ω , donc $P_C = k\Omega$

Donc : $C_p = \frac{P_C}{\Omega} = \frac{k\Omega}{\Omega} = k$

le moment du couple de pertes est une caractéristique constante du moteur quelle que soit la vitesse.

III.7.3. Caractéristiques électromécanique et mécanique des MCC

III.7.3.1. Moteur à excitation indépendante (séparée)

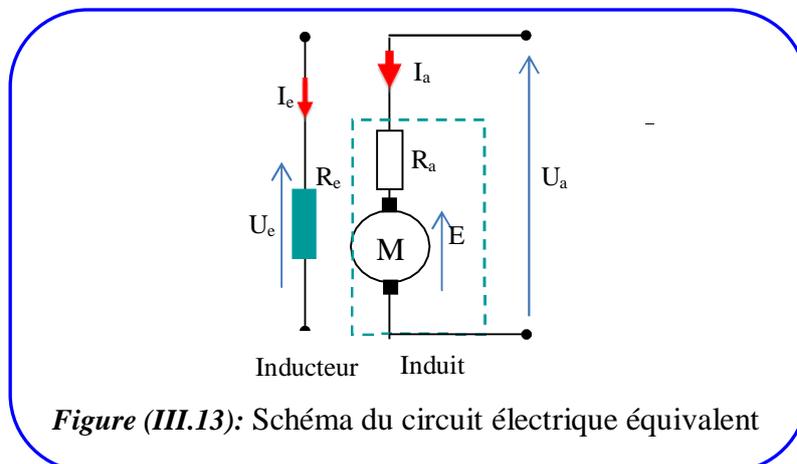


Figure (III.13): Schéma du circuit électrique équivalent

$$U_a = RI_a + E$$

$$E = k \cdot \phi \cdot \Omega$$

$$U_e = r_e \times I_e$$

- **Remarque importante :**

En Pratiquement $r_e \gg R$

En charge $I_a \gg I_e$

- **La vitesse de rotation**

Le sens de rotation dépend :

- du sens du flux, donc du sens de courant d'excitation I_e .
- Du sens du courant d'induit I_a

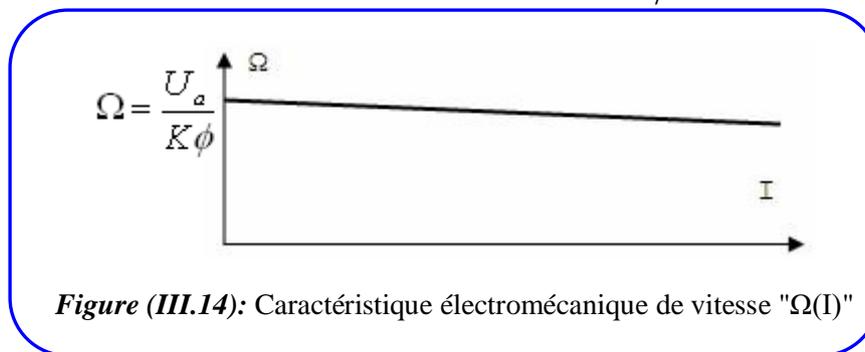
- Expression de la vitesse :

$$E = k \cdot \phi \cdot \Omega = U_a - RI_a$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{U_a - RI_a}{K\phi}$$

a. Caractéristique électromécanique de vitesse : $\Omega(I)$ à $U=cte$ et $I_{ex}=cte$

On écrit : $U_a = E + R \cdot I_a$ avec $E = K\Phi\Omega$. Il vient alors que : le flux étant constant, la vitesse Ω progresse linéairement avec le courant I . $\Omega = \frac{U_a - RI_a}{K\phi}$

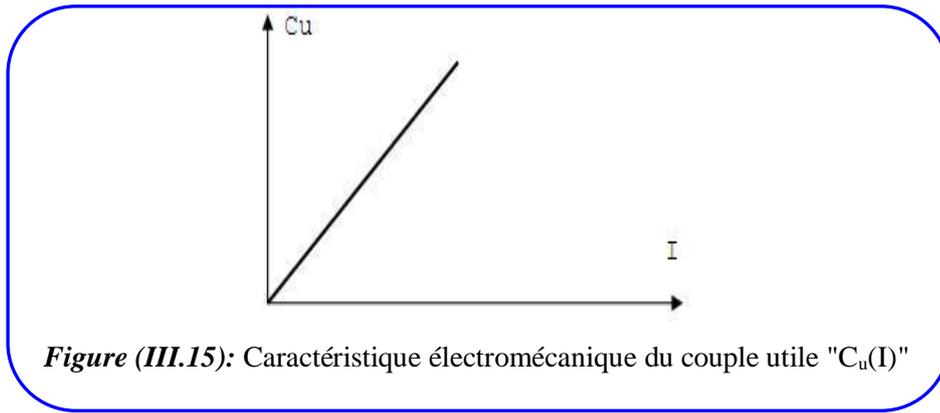


C'est une droite de pente négative, la pente est faible du fait que RI_a est faible devant U_a

b. Caractéristique électromécanique du couple utile : $C_u(I)$ à $U=cte$ et $I_{ex}=cte$

Le couple électromagnétique est donné par $C_e = K\Phi I = K' I$.

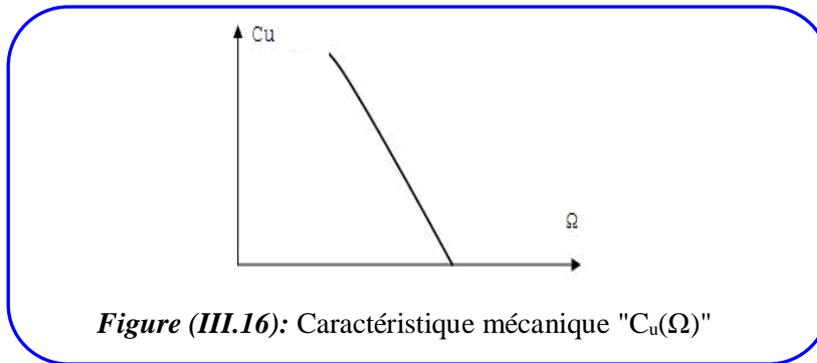
Le couple utile : $C_u = C_e - C_{pertes}$. Le couple utile est approximativement proportionnel au courant I car le couple de pertes est constant.



c. Caractéristique mécanique Cu(Ω) à U=cte et Iex=cte

Elle s'obtient par élimination graphique de I entre les deux caractéristiques précédentes.

$$C_e = K\Phi \frac{U - K\Phi\Omega}{R} = \frac{-K^2\Phi^2}{R}\Omega + \frac{KU\Phi}{R} \quad \text{et} \quad C_u = C_e - C_{pertes}$$

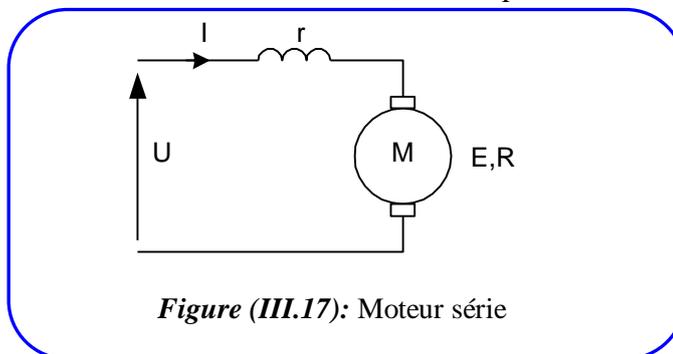


- Résumé de caractéristiques :

La vitesse varie peu avec la charge. Celle-ci dépend de la tension d'alimentation de l'induit U et du courant d'excitation I_{ex}.

III.7.3.2. Moteur série (moteur à flux variable)

L'inducteur et l'induit sont reliés en série, conséquence : I=I_{ex}

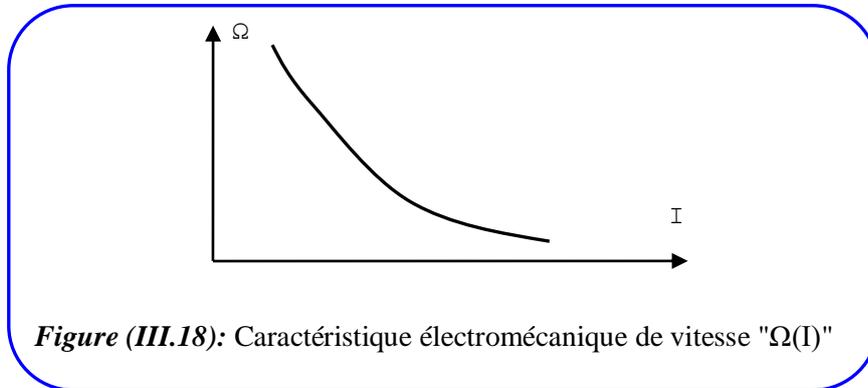


a. Caractéristique électromécanique de vitesse : Ω(I) à U=cte

$$U = (r + R)I + E \text{ pour une machine compensée et } E = K\Phi(I)\Omega .$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{U - (r + R)I}{K\Phi(I)} \approx \frac{U}{K\Phi(I)}$$

Si la machine n'est pas saturée $\Phi(I)$ est une fonction linéaire de I , il vient alors que la vitesse évolue comme $\Omega = \frac{\beta}{I}$.



- Le moteur série est à vitesse très variable et s'emballe à vide : lorsque le couple résistant est nul, le courant consommé est très faible ce qui se traduit par un flux statorique faible d'où une vitesse de rotation très élevée.

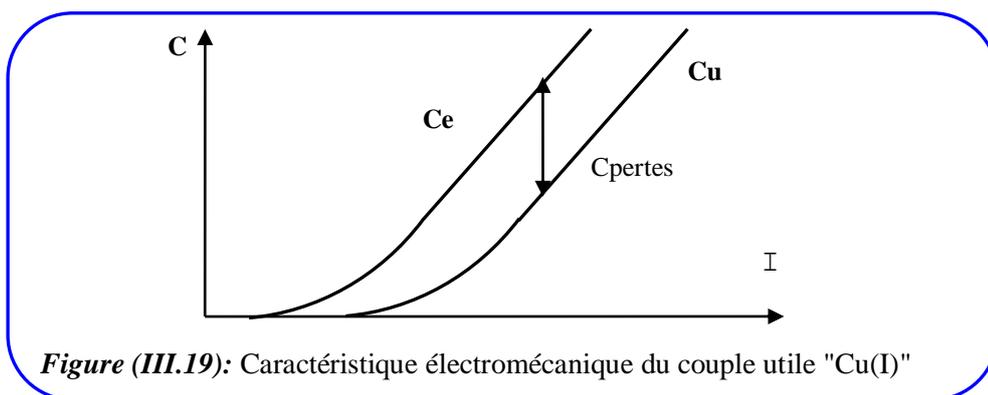
- Ce type de moteur doit nécessairement démarrer en charge (traction...).

b. Caractéristique électromécanique du couple utile : $C_u(I)$ à $U=cte$

$$C_e = K\Phi(I)I \quad \text{et} \quad C_u = C_e - C_{pertes}$$

- Aux faibles charges (I faible) : $\Phi(I) = \alpha I \Rightarrow C_e = \beta I^2$
- Aux fortes charges (I élevé) : $\Phi(I) = cte$ (saturation du fer)

$$\Rightarrow C_e = \lambda I$$



c. Caractéristique mécanique $C_u(\Omega)$ à $U=cte$

D'après les deux caractéristiques précédentes on peut déduire la forme de la caractéristique mécanique :

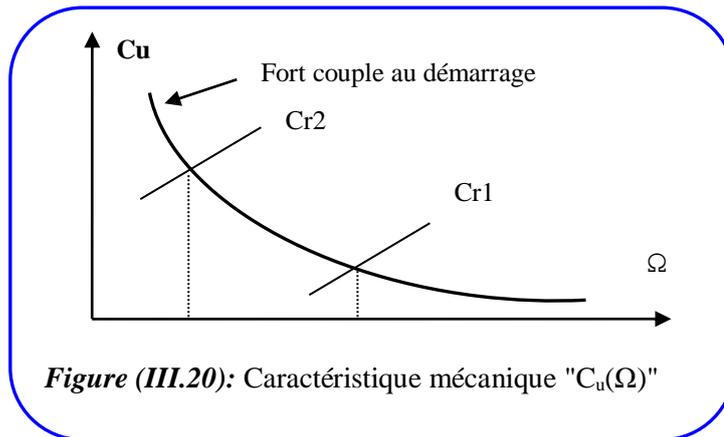


Figure (III.20): Caractéristique mécanique " $C_u(\Omega)$ "

Si le couple résistant augmente, la vitesse diminue considérablement. La puissance mécanique développée $P_u = C_u \cdot \Omega$ reste sensiblement constante.

- Le moteur série est dit un moteur **autorégulateur** de puissance.

- **Résumé de caractéristiques:**

- Le moteur série ralentit fortement avec la charge.
- Pour un même accroissement de couple, l'appel de courant est plus faible que pour un moteur shunt.
- Il s'emballe à vide. Il doit donc démarrer en charge.
- C'est le moteur idéal pour la traction (trains...) et pour les engins de levage qui ne risquent pas de démarrer à vide.

III.7.4. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées

La caractéristique mécanique de la charge entraînée est souvent compliquée. En pratique, on se réfère habituellement à l'un ou l'autre des deux modes de fonctionnement suivants :

III.7.4.1. Fonctionnement à couple constant $C_r = \text{Const}$

Le couple est indépendant de la vitesse, tandis que la puissance est proportionnelle à la vitesse. Ce fonctionnement est applicable à l'ensemble des engins de levage (grues, ascenseurs, convoyeurs,...).

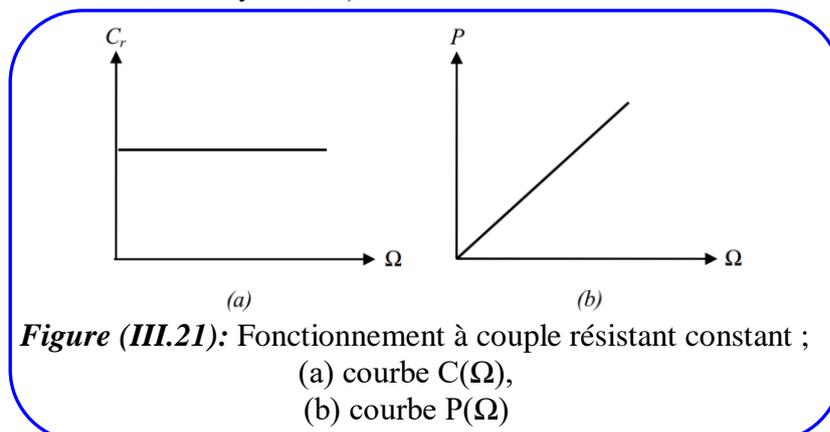


Figure (III.21): Fonctionnement à couple résistant constant ;
(a) courbe $C(\Omega)$,
(b) courbe $P(\Omega)$

III.7.4.2. Fonctionnement à puissance constante $P = \text{Const}$

Le deuxième entraînement beaucoup moins fréquent que le précédent travaille à puissance constante, aussi le couple ($C_r = P/\Omega = K/\Omega$) est-il inversement proportionnel à la vitesse.

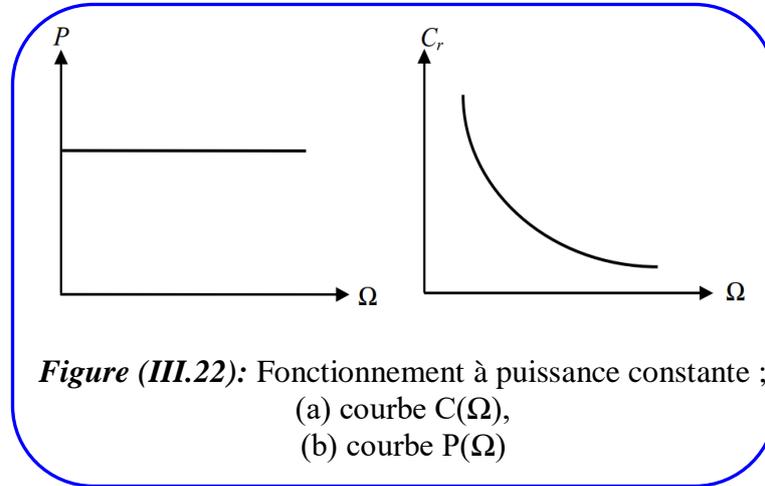


Figure (III.22): Fonctionnement à puissance constante ;
 (a) courbe $C(\Omega)$,
 (b) courbe $P(\Omega)$

III.7.4.3. Point de fonctionnement d'un groupe moteur- charge entraînée

Le point d'intersection des deux courbes $C_m=f(\Omega)$ et $C_r=f(\Omega)$ donne le point de fonctionnement. A ce point on associe habituellement le couple nominal (C_n) et la vitesse nominale (Ω_n) du groupe.

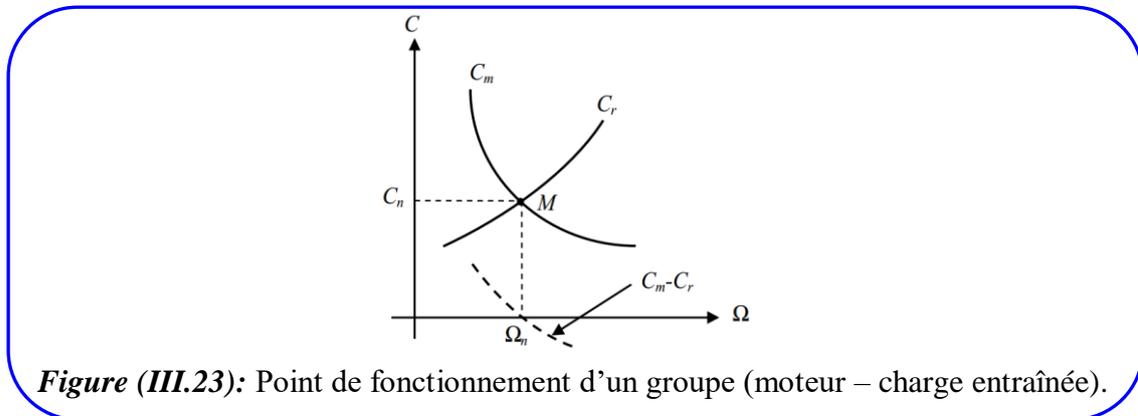
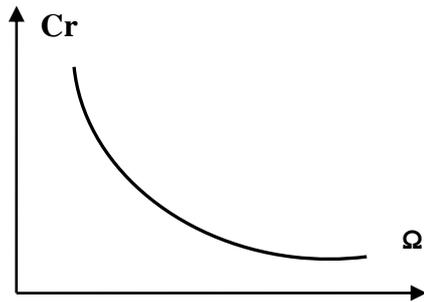
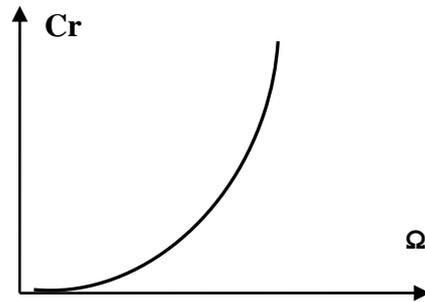


Figure (III.23): Point de fonctionnement d'un groupe (moteur – charge entraînée).

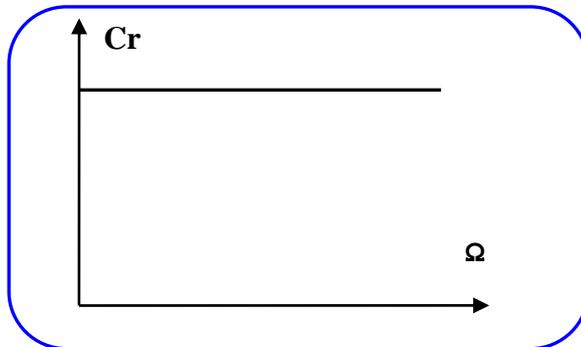
Chaque charge mécanique est caractérisée par sa caractéristique mécanique :



- Enrouleurs de câbles.
- Machines outil.



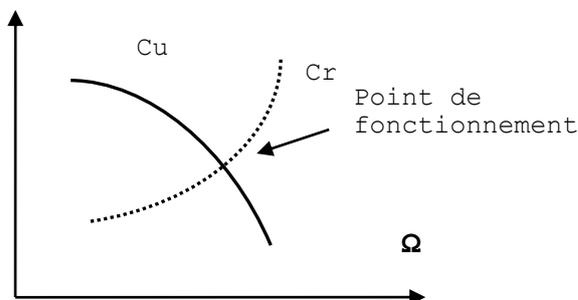
- Montes charges.
- Engins de levage.



- Ventilateurs.
- Pompes centrifuges.

Le fonctionnement d'une association moteur charge est dit stable si tout écart accidentel de vitesse se trouve rattrapé.

La relation fondamentale de la dynamique de rotation s'écrit : $Cu - Cr = J_{\Delta} \frac{d\Omega}{dt}$.

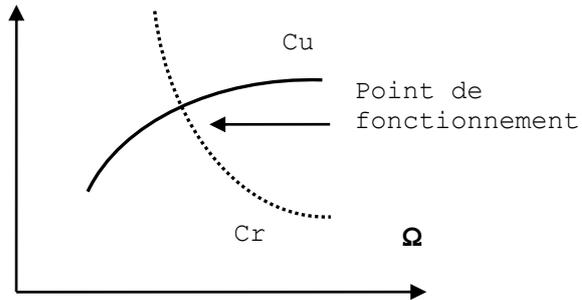


Si la vitesse Ω augmente, Cu devient $< Cr \Rightarrow Cu - Cr < 0$

$$\Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} < 0 \Rightarrow \text{la vitesse diminue.}$$

La déviation de la vitesse a été rattrapée.

Le fonctionnement est alors **stable**.



Si la vitesse Ω augmente, Cu devient

$$> Cr \Rightarrow Cu - Cr > 0$$

$$\Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} > 0 \Rightarrow \text{la vitesse augmente.}$$

La déviation de la vitesse a été amplifiée.

Le fonctionnement est alors **instable**.

Partie II: Réglage de la vitesse des Machines à Courant Continu

III.1. Introduction

Le moteur à courant continu a longtemps été considéré comme le moteur le mieux adapté au fonctionnement à vitesse variable. Dans ce qui suit, on présentera tout d'abord les méthodes de variation de la vitesse d'un MCC, ensuite on donnera un aperçu sur les différents variateurs associés à MCC selon que le réseau d'alimentation est alternatif ou continu. L'objet de ce cours est d'étudier et d'analyser les possibilités d'association de convertisseur en vue de la commande.

III.2. Méthodes de variation de la vitesse d'un moteur à C.C à excitation séparée

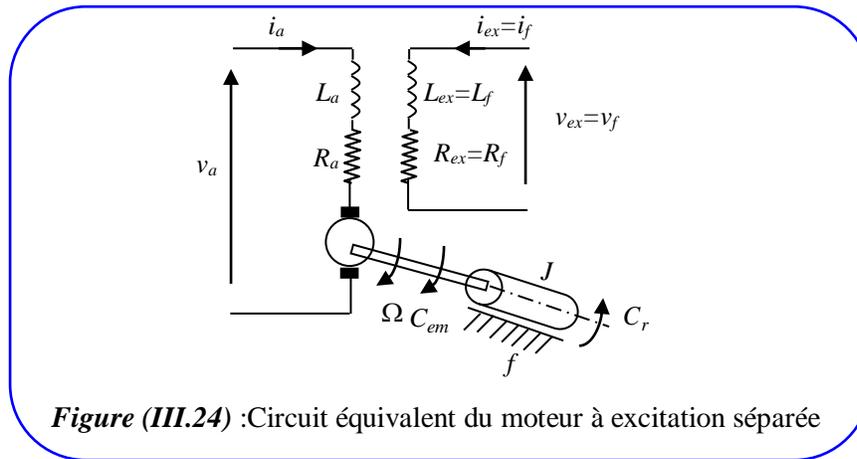


Figure (III.24) :Circuit équivalent du moteur à excitation séparée

III.2.1. Modélisation d'un moteur à C.C à excitation séparée

Selon le schéma ci-dessus un moteur électrique à courant continu est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques. D'après la loi de Newton, combiné à des lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations différentielles de premiers ordres suivantes:

- La tension d'induit est donnée par
$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E \quad (III.01)$$
- La f.e.m est exprimée par
$$E = k \cdot \phi(I_e) \cdot \Omega \quad (III.02)$$
- La tension d'inducteur est donnée par
$$v_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (III.03)$$
- L'équation mécanique est
$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + C_r \quad (III.04)$$
- Le couple électromagnétique est exprimé par
$$C_{em} = k_T \phi(I_e) \cdot I_a \quad (III.05)$$

Où

Ω : la vitesse angulaire du moteur, rad/s.

f : la constante du frottement visqueux, N.m/ras/s.

K_v : la constante de tension, V/A-rad/s.

K_t : la constante du couple.

L_a : l'inductance de l'induit, H.

L_{ex} : l'inductance de l'excitation, H.

R_a : la résistance de l'induit, Ω .

R_{ex} : la résistance de l'excitation, Ω .

C_r : le couple de charge (résistant), Nm.

A l'état permanent, les dérivées en fonction du temps sont zéro et la moyenne de ces termes sont :

$$v_e = R_e I_e \quad (III.06)$$

$$v_a = R_a I_a + E \quad (III.07)$$

avec: $E = k_v \cdot \phi(I_e) \cdot \Omega$

La relation entre i_{ex} et la f.e.m est non linéaire due au saturation magnétique. Cette relation est appelée caractéristique de magnétisation (*figure. III.25*).

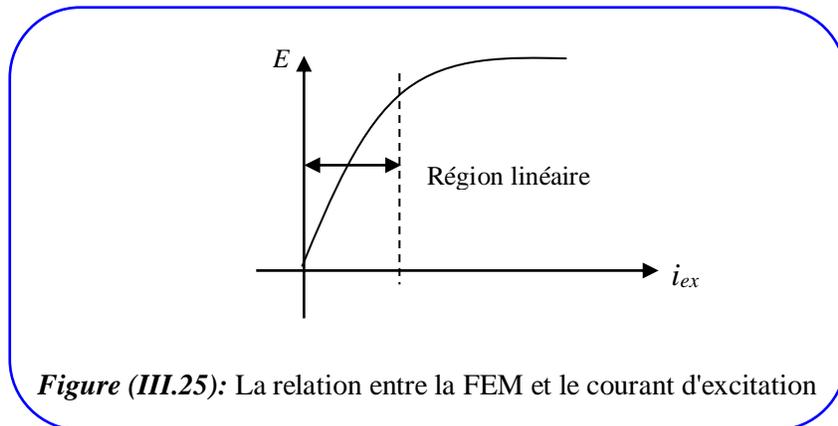


Figure (III.25): La relation entre la FEM et le courant d'excitation

l'équation (III.07) devienne $v_a = R_a I_a + k_v \phi(I_e) \cdot \Omega$ (III.08)

$$C_{em} = f \Omega + C_r \quad (III.09)$$

Ou la puissance développée :

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (III.10)$$

De l'équation (III.08), l'expression de la vitesse d'un moteur à excitation séparée est :

$$\Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{k_v \cdot \phi(I_e)} \quad (III.11)$$

Donc, on constate qu'il y a trois paramètres (R_h , Φ , V_a) que l'on peut régler pour varier la vitesse :

- a. Réglage rhéostatique (R_a),
- b. Réglage par flux (Φ),
- c. Réglage par la tension (V_a).

a. Réglage Rhéostatique

- La vitesse peut être variée en introduisant un rhéostat R_h dans le circuit d'induit (en série avec l'induit) dans ce cas :

$$\Omega = \frac{V_a}{k\phi} - (R + R_h) \frac{I_a}{k\phi} \quad (\text{III.12})$$

- Au mesure que la vitesse augmente la valeur de la résistance série R_h est diminuée.

- On a en paramétriques les relations suivantes (flux constant):

$$\begin{cases} C_{em} = K.I_a \\ \Omega = \frac{V_a - (R + R_h)I_a}{K} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

- Pour : $C_{em} = 0, I_a = 0 \Rightarrow \Omega = \frac{V_a}{K}$. Cette vitesse ne dépend pas de R_h , donc le point correspondant est immuable.

- Au démarrage, on obtient : $\Omega = 0, I_a = \frac{V_a}{R + R_h} \Rightarrow C_{em} = K \cdot \frac{V_a}{R + R_h}$

Lorsqu'on augmente R_h , le couple " C_{em} " diminue. On obtient un faisceau de droites concourantes. Ce réglage est mauvais a la fois sur le plan technique et sur le plan économique. En effet, du point de vue technique, les caractéristiques étant concourantes, celles-ci, deviennent de plus en plus "série", c'est-à-dire qu'avec une résistance insérée, la chute de vitesse augmente avec la charge.

Techniquement un bon réglage doit entraîner un déplacement des caractéristiques parallèlement à la caractéristique d'origine.

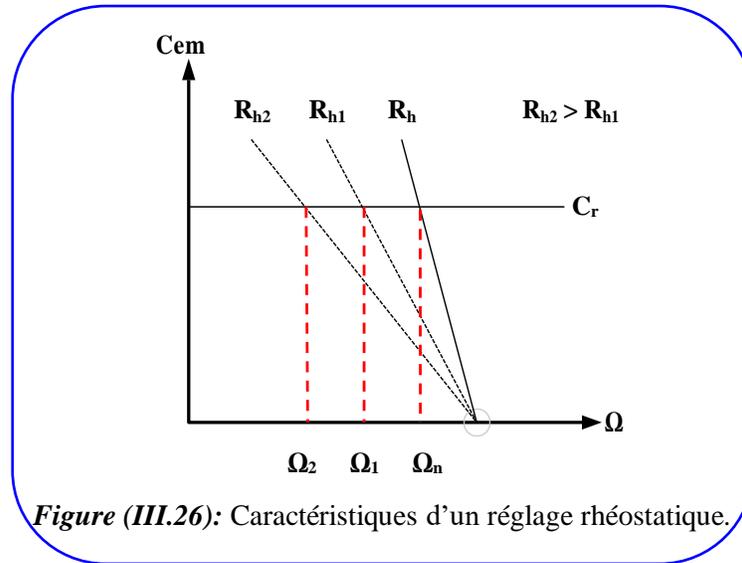


Figure (III.26): Caractéristiques d'un réglage rhéostatique.

De plus, ce réglage est mauvais du point de vue économique car la consommation d'énergie dans le rhéostat est d'autant plus importante que la chute de vitesse réclamée est plus élevée. C'est ainsi qu'à la demi-vitesse, on consomme autant d'énergie dans le rhéostat que dans le moteur. Dans la pratique, ce procédé de réglage n'est utilisé que pour le démarrage ou le freinage.

b. Réglage par Flux

- Le flux varie de : $\Phi_{\min} < \Phi < \Phi_{\text{nominal}}$, alors la vitesse varie de : $\Omega_{\text{nominal}} < \Omega < \Omega_{\text{max}}$
- Lorsque le courant inducteur diminue (Cela se réalise par l'introduction d'un rhéostat de champ dans le circuit d'excitation).

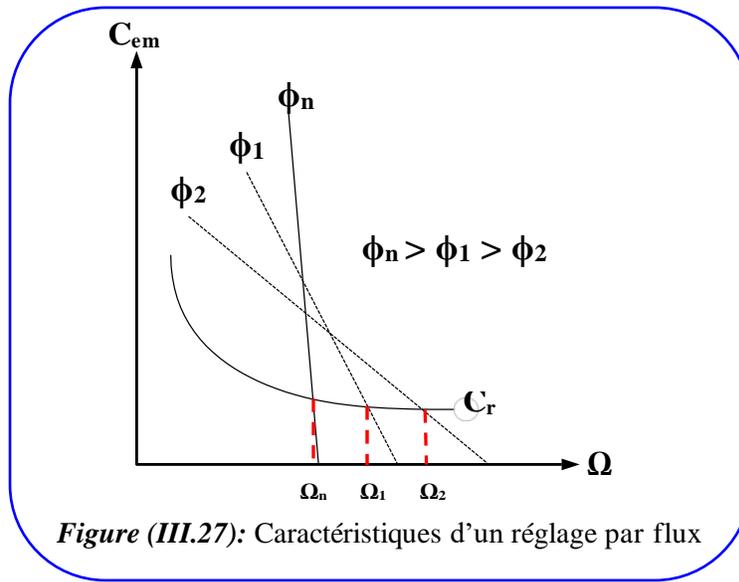
$$\begin{cases} C_{em} = k \cdot \phi \cdot I_a \\ \Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{k \phi} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

- Pour : $C_{em} = 0, I_a = 0 \Rightarrow \Omega = \frac{V_a}{k \phi}$.

- Si le flux magnétique dans le moteur diminue. Cette diminution provoque une augmentation de la vitesse de rotation, pouvant aller jusqu'à l'emballement du moteur et sa destruction.

- Pour : $\Omega = 0, I_a = \frac{V_a}{R_a} \Rightarrow C_{em} = k \cdot \phi \cdot \frac{V_a}{R_a}$ Lorsqu'on réduit la valeur de Φ , le couple diminue.

- Si on diminue fortement le flux, la réaction d'induit peut devenir prépondérante ; on est amené à ajouter des enroulements de compensation dans les gros moteurs.



Ce réglage est mauvais du point de vue technique ; les caractéristiques étant concourantes. Il est bon du point de vue économique car la puissance dissipée dans l'inducteur étant très faible par rapport à la puissance absorbée ; le rendement du moteur ne sera pas modifié. Toutefois, il y'a lieu de faire les remarques suivantes :

- Avec ce procédé, on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à sa vitesse nominale.
- Si le couple résistant est constant $C_{em} = k\Phi I_a = \text{cst}$ l'intensité augmentera quand on diminuera le flux et le moteur risquera de chauffer.
- Dans ces conditions, on doit dimensionner le moteur en conséquence. Il est à noter que cet inconvénient n'a pas lieu si l'entraînement est à puissance constante car en vertu de la relation $P_a = V_a \cdot I_a = \text{cst}$, comme la tension V_a est constante, l'intensité I_a demeurera constante.

c. Réglage par Tension d'Alimentation

Le flux d'excitation étant fixe à sa valeur nominale, le réglage est obtenu par réduction de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur de la tension d'alimentation.

- On a en paramétriques les relations suivantes (flux constant):

$$\begin{cases} C_{em} = K \cdot I_a \\ \Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

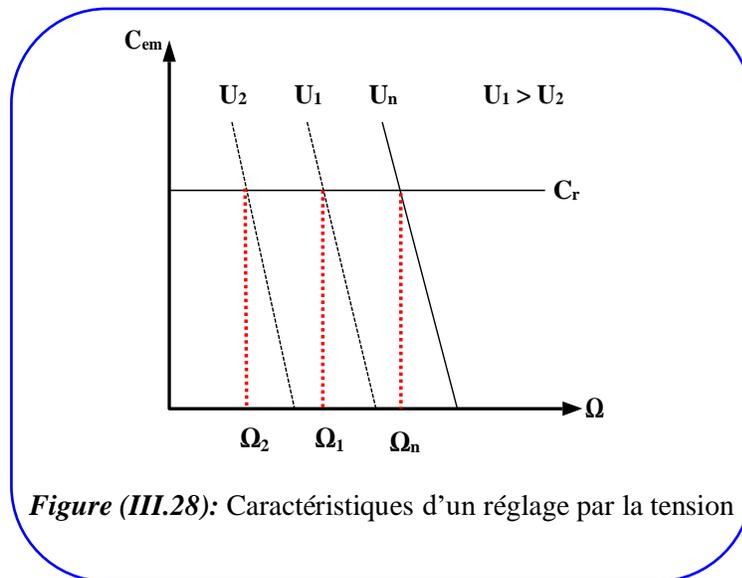
- Pour : $C_{em} = 0, I_a = 0 \Rightarrow \Omega = \frac{V_a}{K} \rightarrow \Delta\Omega = \frac{\Delta V_a}{K}$. Lorsqu'on réduit la tension V_a , la vitesse diminue et si V_a varie de 0 à V_n la vitesse Ω varie de 0 à Ω_n ($0 < V_a < V_n$ et $0 < \Omega < \Omega_n$)

- Pour : $\Omega = 0, I_a = \frac{V_a}{R_a} \Rightarrow C_{em} = k \frac{V_a}{R_a} \rightarrow \Delta C_{em} = k \frac{\Delta V_a}{R_a}$.

- Lorsqu'on réduit la valeur de la tension, le couple diminue. Calculons la pente $\frac{\Delta C_{em}}{\Delta\Omega}$

$$\frac{\Delta C_{em}}{\Delta\Omega} = \frac{k^2}{R_a} = cst$$

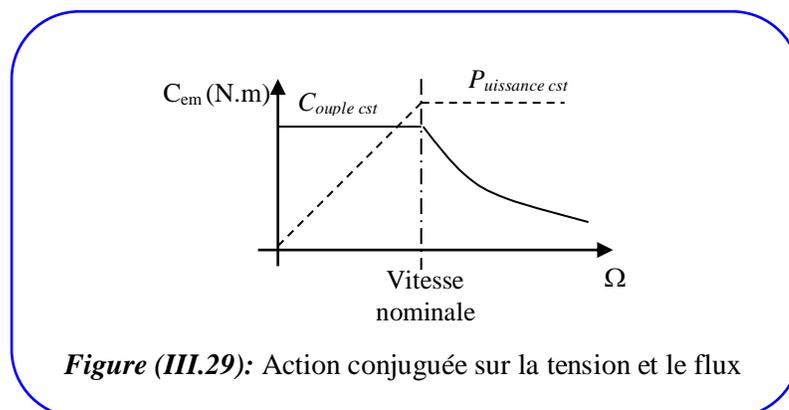
Les caractéristiques se déplacent parallèlement par rapport à la caractéristique d'origine.



- L'action sur la tension d'alimentation permet de fonctionner à couple nominal constant quelle que soit la vitesse.

$$P_n = C_{em} \cdot \Omega \quad \text{La puissance augmente avec la vitesse}$$

- C'est le mode de variation le plus employé car il permet de conserver la caractéristique de couple de la machine.

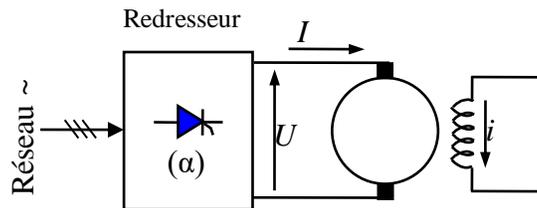


III.3. Variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu

Le variateur de vitesse de la machine CC utilise un convertisseur d'électronique de puissance. L'objectif est alors de contrôler la puissance électrique dans le moteur et aussi pour récupérer une certaine quantité d'énergie vers la source pendant le freinage de ce dernier, existe deux types de variateurs un réversible et l'autre non réversible.

III.3.1. Redresseur commandé (Méthode Directe)

On pourra ainsi faire varier la valeur moyenne de la tension redressée en agissant directement sur l'angle de retard à l'amorçage (α).



III.3.1.1. Redresseurs monophasés (Variateurs de vitesse monophasés)

La conversion du courant alternatif en courant continu est réalisée avec un redresseur contrôlé. Lorsque le redresseur est contrôlé et réversible, il permet le transfert d'énergie en inverse. Le montage est appelé redresseur contrôlé. L'angle de retard est défini par la lettre " α ".

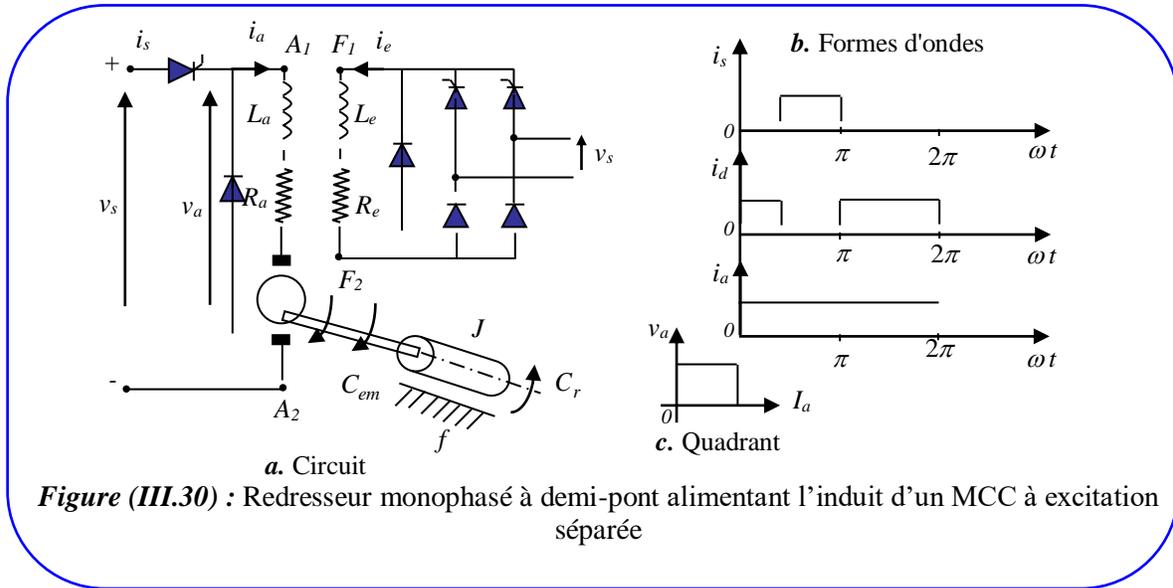
a. Redresseurs monophasés à demi-pont

Le convertisseur monophasé demi-pont alimente le moteur à courant continu (**Figure III.30**). Le courant d'induit est toujours non continu sauf si une très grande inductance est connectée en série avec l'induit. La diode de roue libre est indispensable.

- Le système fonctionne dans le 1^{er} quadrant.
- Les applications de ce convertisseur sont limités a 0.5 Kw de puissance.

- La tension moyenne de l'induit est :
$$V_a = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad \text{Pour } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (\text{III.16})$$

- La tension moyenne de l'inducteur est :
$$V_e = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_e) \quad \text{Pour } 0 \leq \alpha_e \leq \pi \quad (\text{III.17})$$



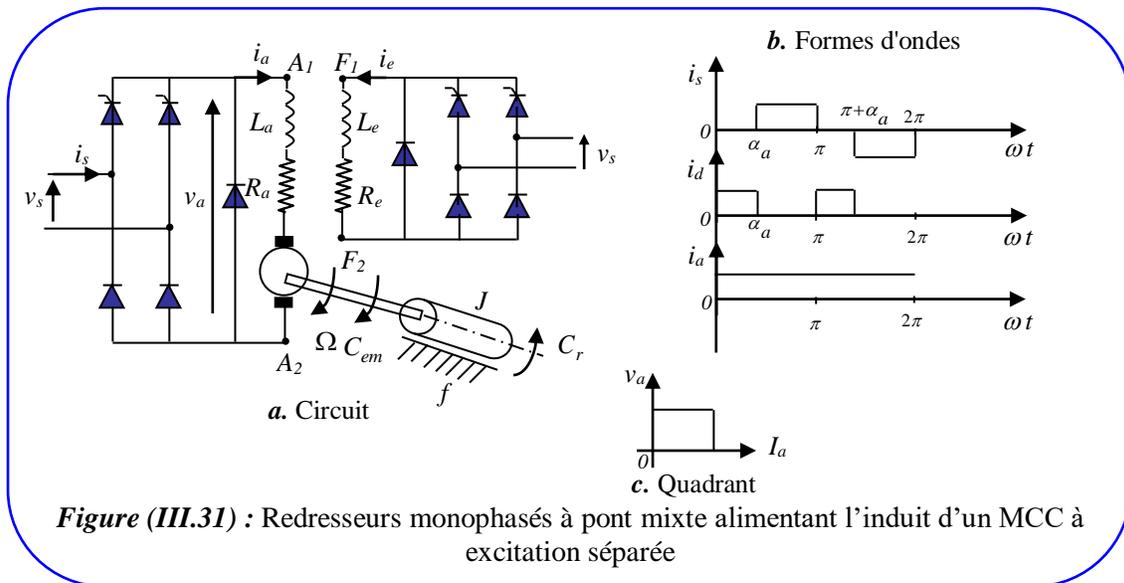
b. Redresseurs monophasés à pont mixte

Le convertisseur monophasé à pont mixtes alimente le moteur à courant continu (**Figure III.08**), dans ce cas le montage ne permet pas de transférer d'énergie en sens inverse. La valeur moyenne de la tension peut se régler avec un angle d'amorçage α mesurant de 0 à π .

- Le système fonctionne dans le **1^{er} quadrant**, il est limité à des puissances allant jusqu'au 15Kw.
- Les oscillogrammes des courants pour une très forte inductance sont montrés dans la figure (b).

- La tension moyenne de l'induit est : $V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a)$ Pour $0 \leq \alpha_a \leq \pi$ (III.18)

- La tension moyenne de l'inducteur est : $V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_e)$ Pour $0 \leq \alpha_e \leq \pi$ (III.19)



En remplaçant l'équation (III.18) dans l'équation (III.11) l'équation de la vitesse de rotation du moteur sera réécrite comme suit :

$$\Omega = \frac{\sqrt{2} \times V_{eff}}{\pi \cdot K\phi} (1 + \cos \alpha_a) - \frac{R_a I_a}{K\phi} \quad (III.20)$$

Avec: $V_m = \sqrt{2} \times V_{eff}$

c. Redresseurs monophasés à pont complet

Le pont complet à 4 thyristors dans lequel on fait varier l'angle d'amorçage " α " pour la variation de la tension d'induit " V_a " (**Figure III.32**), c'est un convertisseur à deux quadrants et il est limité également à 15 Kw.

- Il y a 3 possibilités de fonctionnement dépendant de l'angle d'amorçage " α_a ".

- $\alpha_a < \pi/2$: la tension aux bornes de la machine à courant continu est positive. Il s'agit du fonctionnement en moteur.
- $\alpha_a = \pi/2$: La tension moyenne aux bornes du récepteur est nulle, il n'y a aucun courant dans le circuit.
- $\pi/2 < \alpha_a < \pi$: Le convertisseur fonctionne en onduleur. La tension moyenne s'inverse (la tension d'entrée est négative, le courant est positif, donc on aura restitution de la puissance du récepteur à la source)

Remarque :

Selon la valeur de " α_a ", la tension moyenne peut être soit positive ou négative.

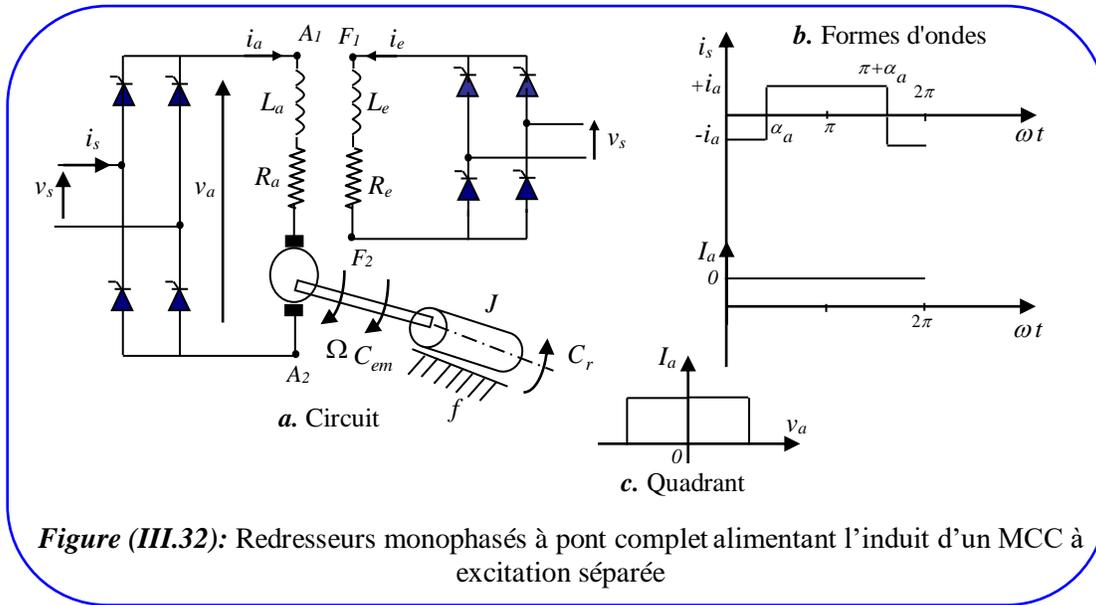
- La tension moyenne de l'induit est : $V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a$ Pour $0 \leq \alpha_a \leq \pi$ (III.21)

- La tension moyenne de l'inducteur est : $V_e = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_e$ Pour $0 \leq \alpha_e \leq \pi$ (III.22)

L'équation de la vitesse de rotation du moteur sera réécrite comme suit :

$$\Omega = 2 \times \frac{\sqrt{2} \times V_{eff}}{\pi \cdot K\phi} \cos \alpha_a - \frac{R_a I_a}{K\phi} \quad (III.23)$$

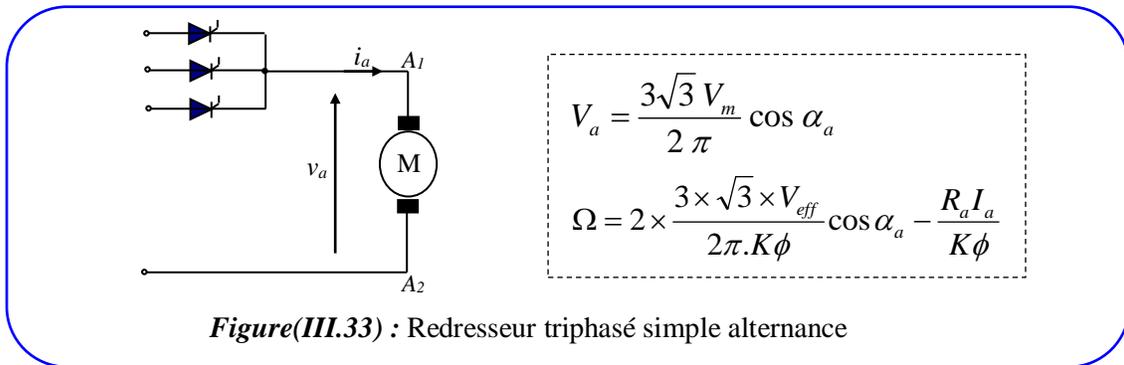
Avec: $V_m = \sqrt{2} \times V_{eff}$



III.3.1.2. Redresseurs triphasés (Variateurs de vitesse triphasés)

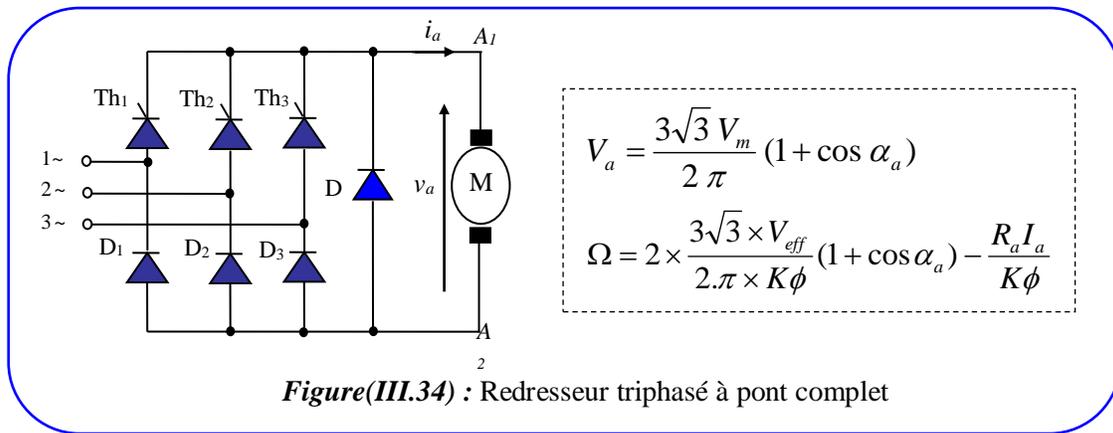
a. Convertisseur triphasé demi-pont

Ils sont utilisés pour des puissances allant jusqu'à 40 KW, le convertisseur de l'inducteur peut être soit un pont mixte monophasé ou pont mixte triphasé.



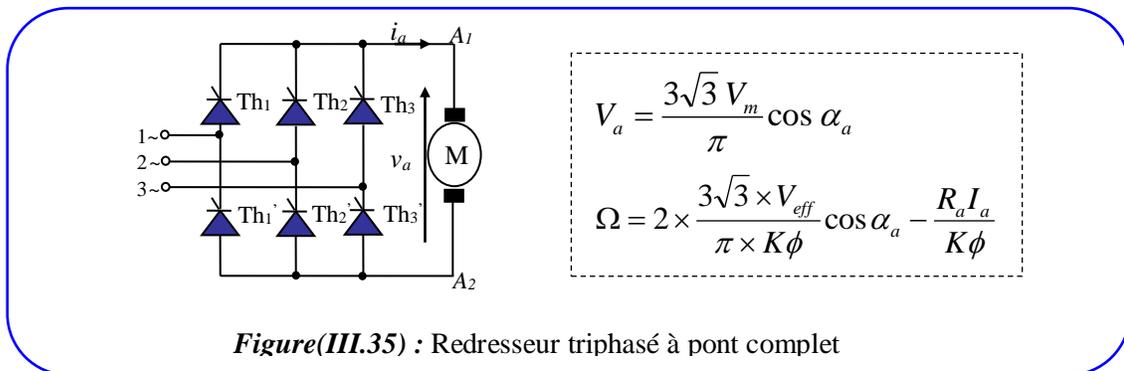
b. Convertisseur triphasé à pont mixte

Selon le schéma représenté a la figure (III.34), le redresseur triphasé à pont mixte alimente l'induit du moteur à courant continu à excitation séparée. Il est limité à des applications allant jusqu'à 115Kw.



c . Convertisseurs triphasés à pont complet

Selon le schéma représenté a la figure (III.35), le redresseur triphasé à pont mixte alimente l'induit du moteur à courant continu à excitation séparée. Il est limité à des applications allant jusqu'à 1500Kw.



III.3.1.3. Les variateurs réversibles

Par variateur réversible on entend un entraînement permettant une inversion *rapide* du sens de rotation.

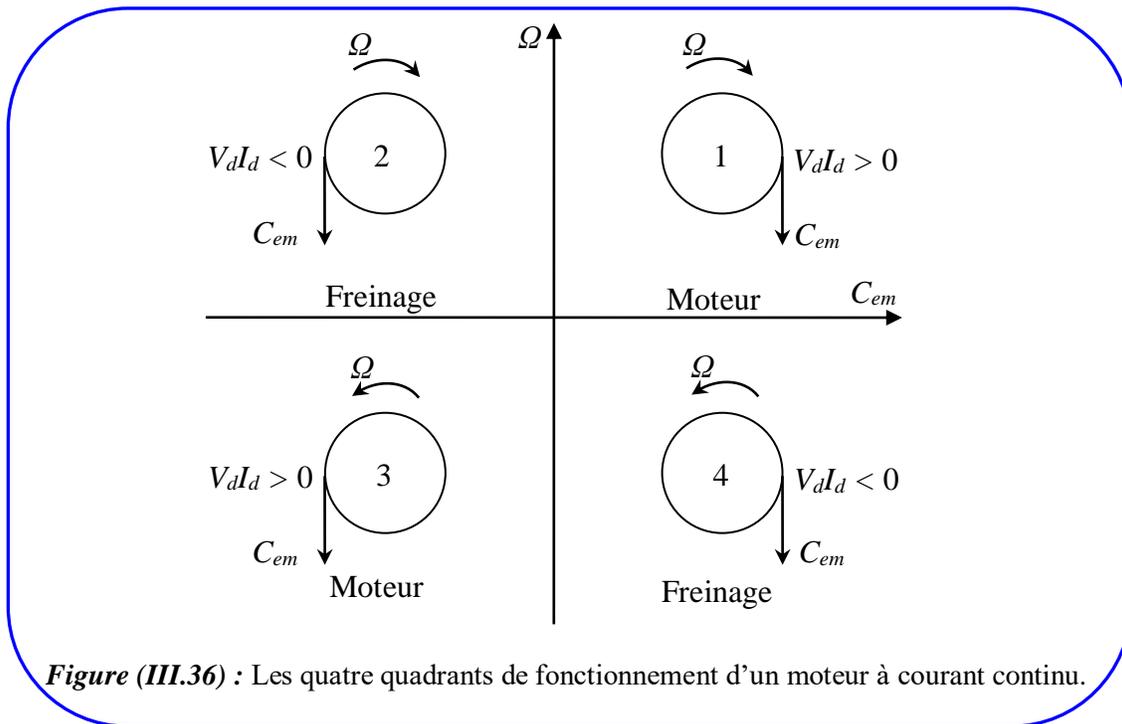
Si cette rapidité n'est pas nécessaire, on peut utiliser un simple variateur non réversible. Pour freiner on fait débiter la machine fonctionnant en génératrice sur une résistance ; à l'arrêt on inverse par un interrupteur mécanique le sens d'application à l'induit de la tension redressée.

Si l'entraînement à assurer n'exige qu'un sens de rotation, mais nécessite un *freinage rapide*, il faut réaliser un freinage électrique par renvoi de l'énergie au réseau. Un seul sens de rotation donc de V_d mais deux sens du couple nécessitent l'inversion de I_d ; or le courant continu sort toujours d'un montage redresseur par le point de jonction des cathodes. Il faut, pour freiner rapidement, avoir recours à l'un des schémas de variateurs réversibles.

La figure (III.36) représente les *quatre quadrants* dans lesquels un variateur réversible doit pouvoir assurer le fonctionnement :

- quadrant 1 : marche en moteur dans le sens direct $\Omega > 0, V_d I_d > 0$
- quadrant 2 : marche en récupération dans le sens direct $\Omega > 0, V_d I_d < 0$
- quadrant 3 : marche en moteur dans le sens inverse $\Omega < 0, V_d I_d > 0$
- quadrant 4 : marche en récupération dans le sens inverse $\Omega < 0, V_d I_d > 0$

Le déroulement d'un cycle de travail conduit à passer d'un quadrant à l'autre dans l'ordre de leur numérotation : démarrage dans le sens direct (quadrant 1) ; après une phase de travail en moteur dans le sens direct, freinage (passage de 1 à 2) ; lorsque la vitesse s'annule passage de 2 à 3 ; après une phase de travail dans le sens inverse, passage en 4 pour arrêter la machine, puis en 1 pour le cycle suivant, etc...



Trois montages sont possibles :

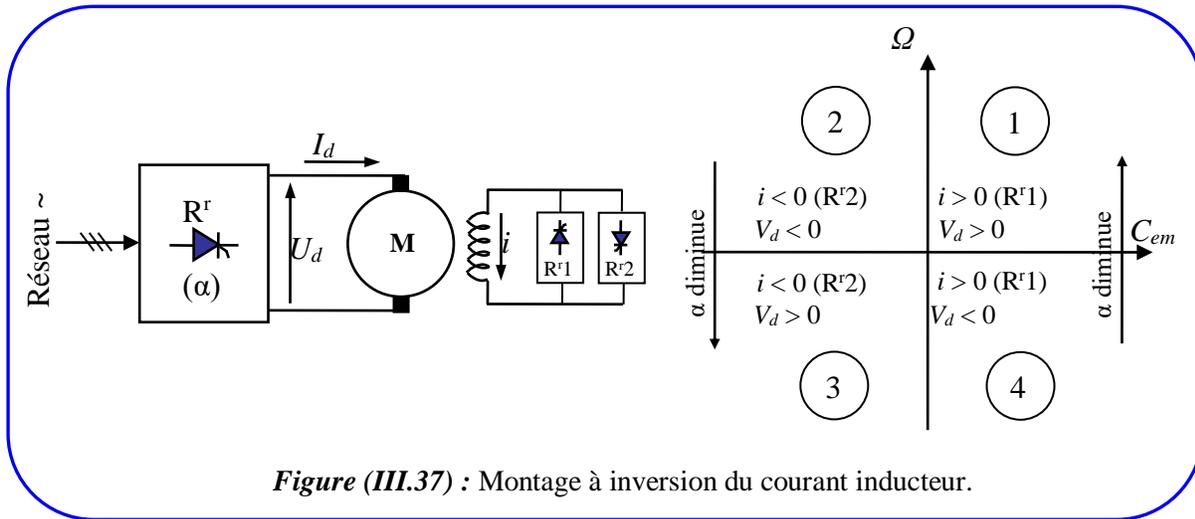
- montage à inversion du courant inducteur,
- montage à inversion du courant d'induit,
- montage réversible « tête-bêche ».

Ils utilisent tous au moins un redresseur tout thyristors permettant l'inversion de la tension V_d ; c'est par la réalisation des passages entre les quadrants 1 et 2 ou 3 et 4 qu'ils diffèrent. C'est la rapidité de ces passages qui permet de les classer.

a. Montage à inversion du courant inducteur

L'induit est alimenté par un seul redresseur tout thyristors (pont à quatre thyristors en monophasé, pont à six thyristors en triphasé, le plus souvent). L'inversion du couple est réalisée par inversion du courant inducteur.

Avec un sens du flux, on assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, avec l'autre dans les quadrants 2 et 3 (**Figure III.37**). L'inversion du courant d'excitation i doit être opérée à *courant I_d dans l'induit nul*. Elle est d'ordinaire réalisée par deux petits redresseurs montés en tête-bêche alimentant l'inducteur dans un sens ou dans l'autre.



Cette solution simple et économique n'est utilisable que lorsqu'on accepte un temps mort d'inversion du couple assez élevé (0,5 seconde à quelques secondes) car, à cause de la constante de temps de l'inducteur, l'inversion de i ne peut être très rapide.

b. Montage à inversion du courant d'induit

L'induit est toujours alimenté par le même montage tout thyristors ; l'inversion du couple s'obtient par inversion du courant I_d à l'aide d'un contacteur bipolaire (**Figure III.38**).

La position 1 du contacteur correspond à un courant I_d égal à I_d' donc positif et au fonctionnement dans les quadrants 1 et 4. La position 2 donne I_d égal à $-I_d'$ et assure la marche dans les quadrants 2 et 3.

L'inversion du contacteur ne doit s'opérer qu'à courant nul. Le temps mort d'inversion du couple correspond au temps de détection du courant nul augmenté du temps de réponse du système mécanique ; il varie entre 0,1 et 0,3 s.

Ce procédé assure une inversion plus rapide du couple que celui à croisement du champ inducteur, mais mettant en jeu des dispositifs mécaniques il est moins fiable et nécessite plus d'entretien surtout si les cadences de travail sont élevées.

c. Montage réversible « tête-bêche »

Pour assurer des inversions très rapides (5 à 20 ms) avec un équipement totalement statique, on doit utiliser deux redresseurs principaux tout thyristors. Ils sont montés tête-bêche aux bornes de l'induit.

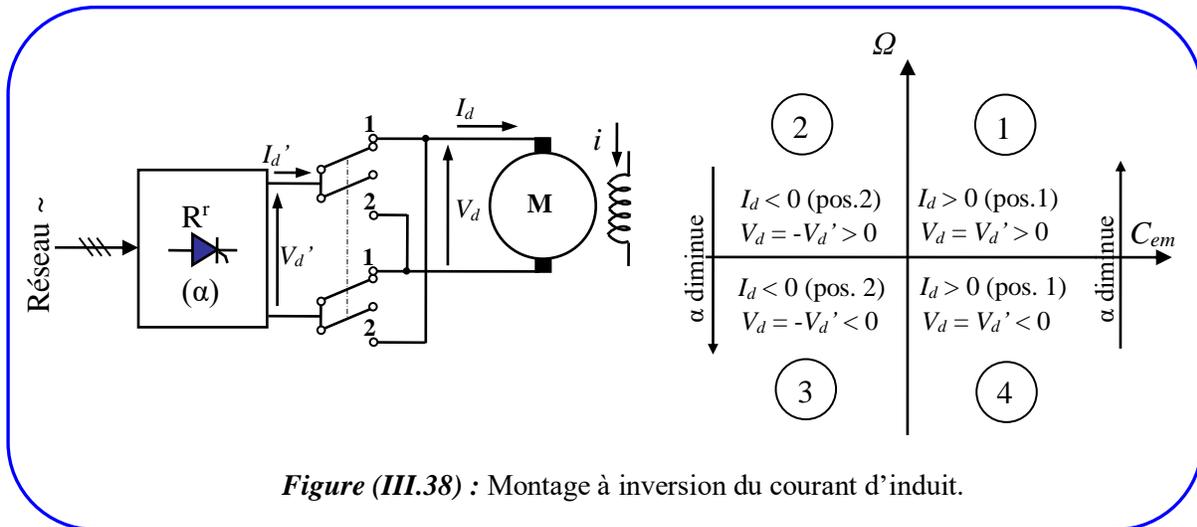
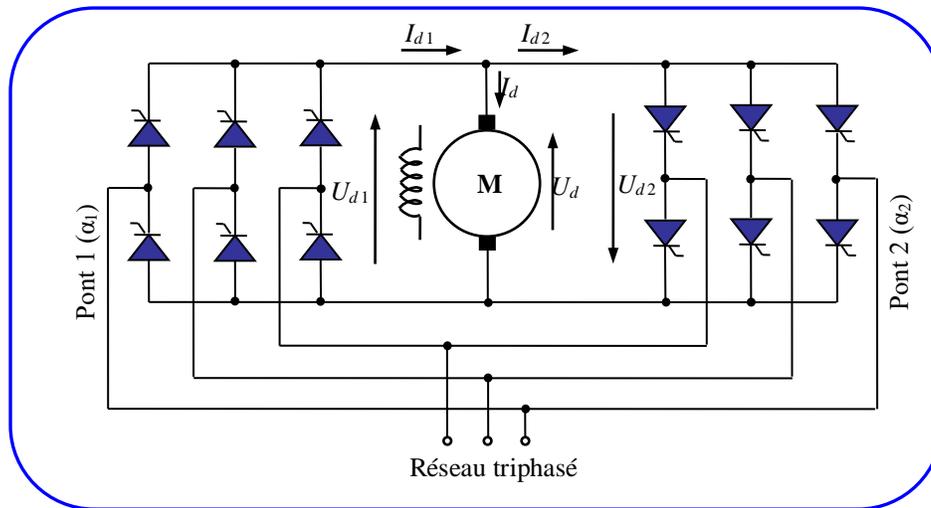


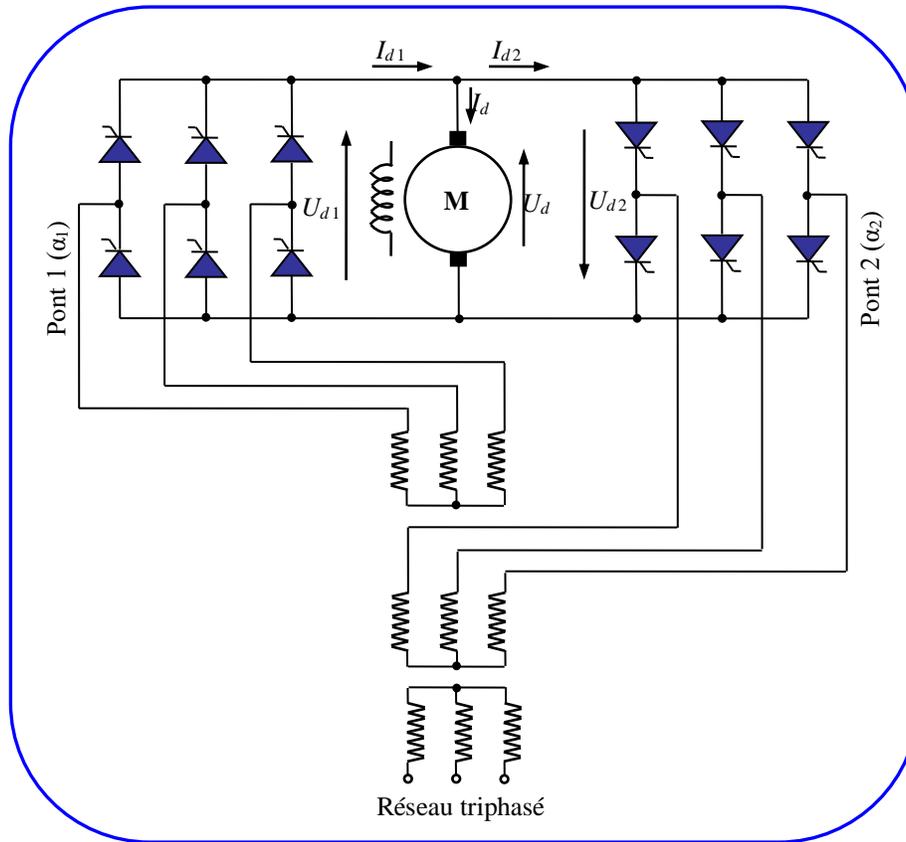
Figure (III.38) : Montage à inversion du courant d'induit.

On utilise d'ordinaire le montage « antiparallèle » (Figure III.39a) avec alimentation des deux ponts à six thyristors par la même arrivée (réseau ou secondaire du transformateur). On peut aussi avoir recours au montage « en croix » qui réalise l'alimentation des deux ponts par les deux secondaires d'un même transformateur (Figure III.39b).

Le pont 1 assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, le pont 2 dans les quadrants 2 et 3 (Figure III.40).

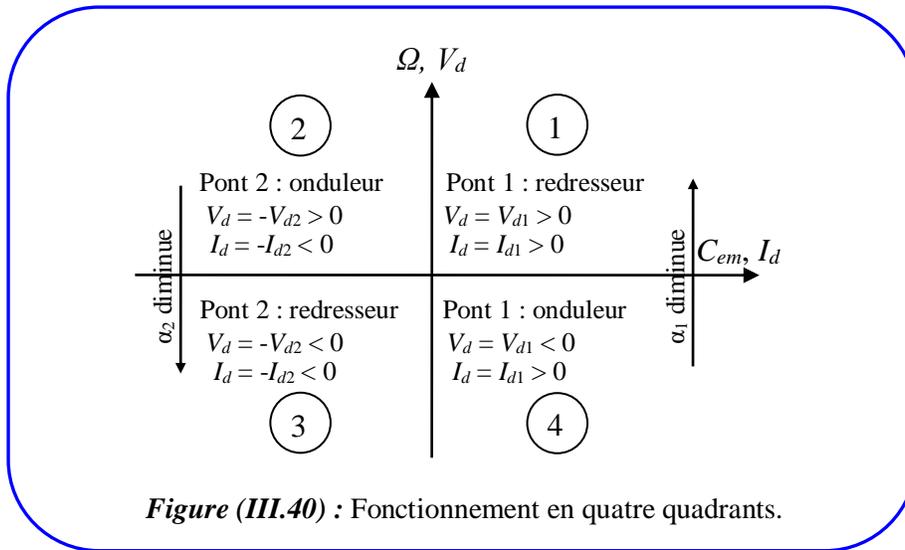


a)



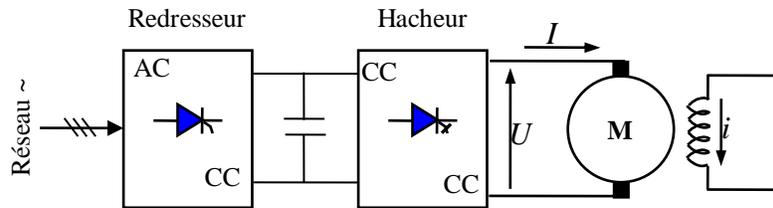
b)

Figure (III.39) : Montage réversible « tête-bêche ».



III.3.2. Hacheur (Méthode Indirecte)

La tension hachée est variée par la variation du rapport cyclique



III.3.2.1. Hacheur série

Le moteur à CC est alimenté par l'intermédiaire d'un hacheur série, puisqu'il permet la variation de la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'induit du moteur par la variation du rapport cyclique "α"

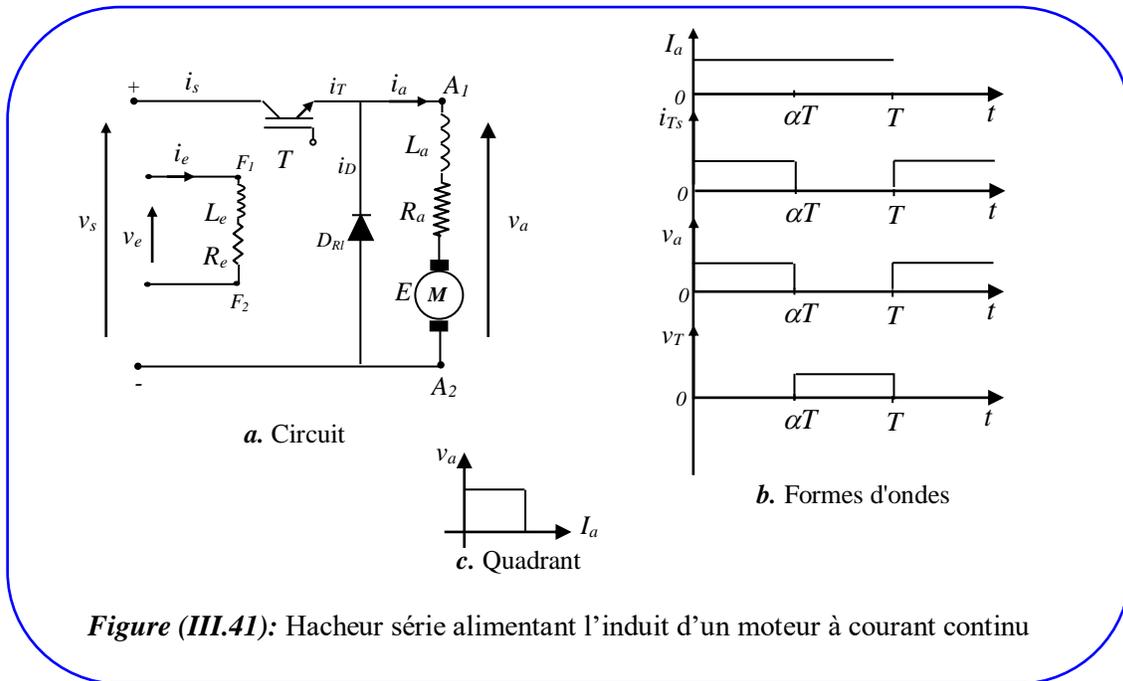


Figure (III.41): Hacheur série alimentant l'induit d'un moteur à courant continu

- Le fonctionnement est défini par l'état des composants de puissance, le Transistor "T" et la diode "DR1" :

- Pendant la période $[0, \alpha T]$; K : passant et D : bloquée
- Pendant la période $[\alpha T, T]$; K : bloquée et D : passant

Dans ce cas:

- Le système fonctionne dans le 1^{er} quadrant.
- Les oscillogrammes des courants pour une très forte inductance sont montrés dans la figure (b).
- La tension moyenne de l'induit est : $V_a = \alpha V_s$ Où α est le rapport cyclique.

- La puissance fournie au moteur est : $P_a = V_a I_a = \alpha V_s I_a$

Où I_a est le courant moyen de l'induit et sans ondulation.

si on néglige les pertes, le hacheur est idéal, la puissance d'entrée est : $P_s = P_a = \alpha V_s I_a$

- La valeur moyenne du courant d'entrée est : $I_s = \alpha I_a$

- La résistance équivalente de l'entrée du hacheur est : $R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V_s}{I_a} \frac{1}{\alpha}$

En variant le rapport cyclique α , la puissance fournie au moteur et vitesse peut être contrôlées.

III.3.2.2. Hacheur parallèle (survolteur)

Ce montage est utilisé pour le freinage.

$$V_a > 0 ; I_a < 0, P_e < 0.$$

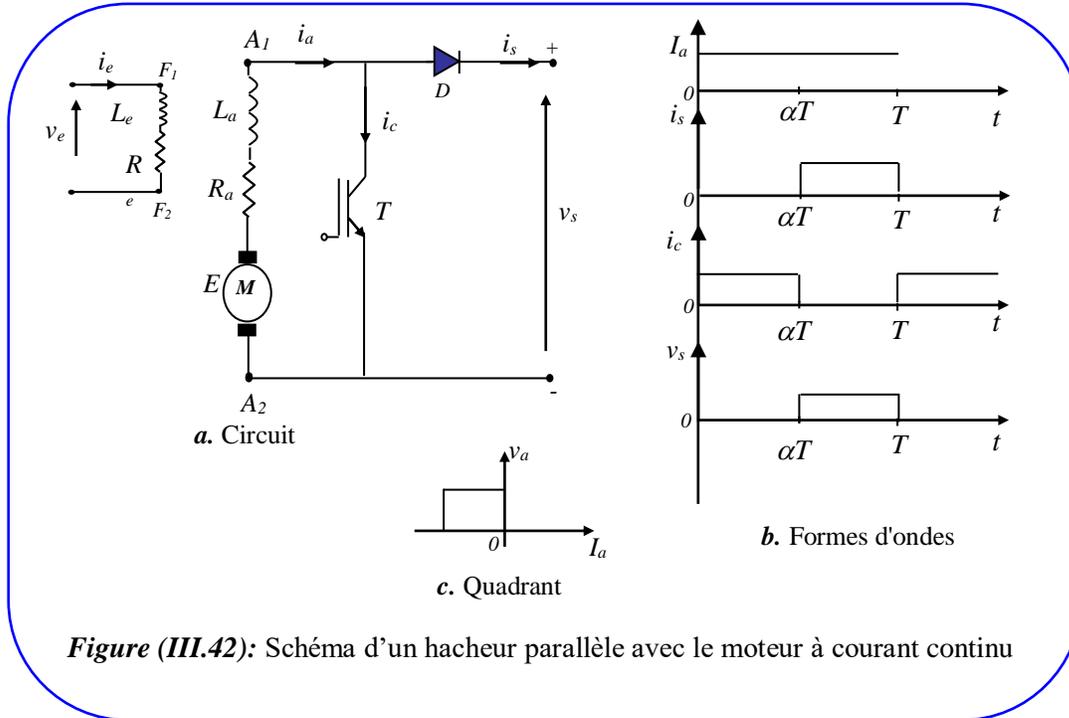


Figure (III.42): Schéma d'un hacheur parallèle avec le moteur à courant continu

- Le système fonctionne dans **le deuxième** quadrant.

- La tension moyenne à travers le hacheur est :

$$V_H = (1 - \alpha) V_s \quad (\text{III.24})$$

- La puissance récupérée est :

$$P_g = I_a V_s (1 - \alpha) \quad (\text{III.25})$$

- La tension produite par la machine est :

$$E_g = K_v I_a \Omega$$

$$E_g = V_H + R_a I_a = (1 - \alpha) V_s + R_a I_a \quad (\text{III.26})$$

Où K_v est la constante de tension et Ω est la vitesse angulaire en rad/s.

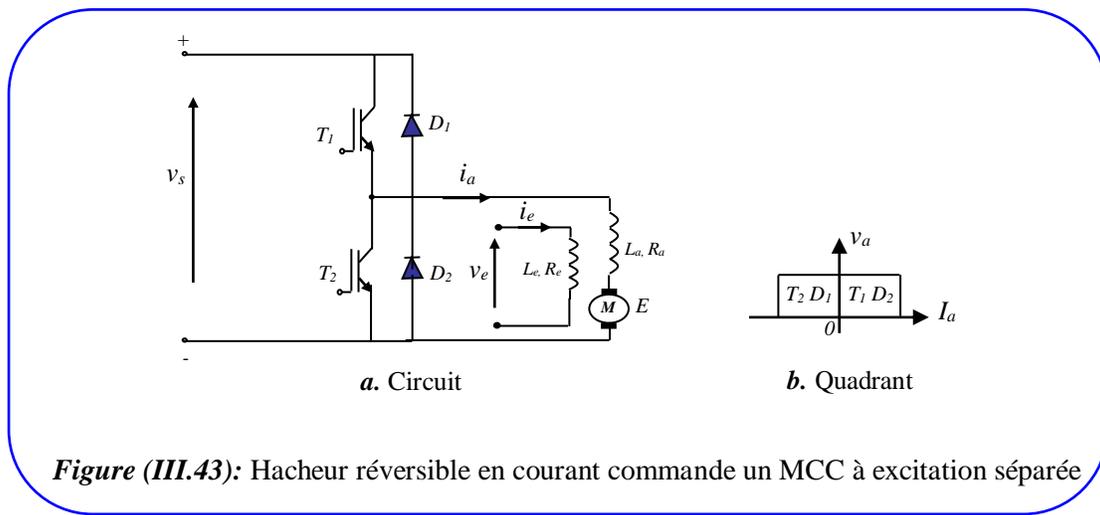
Donc, la résistance équivalente de charge du moteur se comportant comme génératrice est :

$$R_{eq} = \frac{V_s}{I_a} (1 - \alpha) + R_a \quad (\text{III.27})$$

En variant le rapport cyclique α , la résistance équivalente vue par la machine peut être varié de R_m à $\left(\frac{V_s}{I_a} + R_m\right)$ et la puissance récupéré peut être contrôlée.

III.3.2.3. Hacheur réversible en courant (Hacheur 2 Quadrants)

Le hacheur a deux interrupteurs réversibles en courant est utilise lorsque le moteur doit travailler dans les quadrants 1 et 2. Avec un schéma a deux interrupteurs, on peut commander le transfert de l'énergie dans les deux sens (source de tension vers le récepteur de courant ou source de courant vers le récepteur de tension).



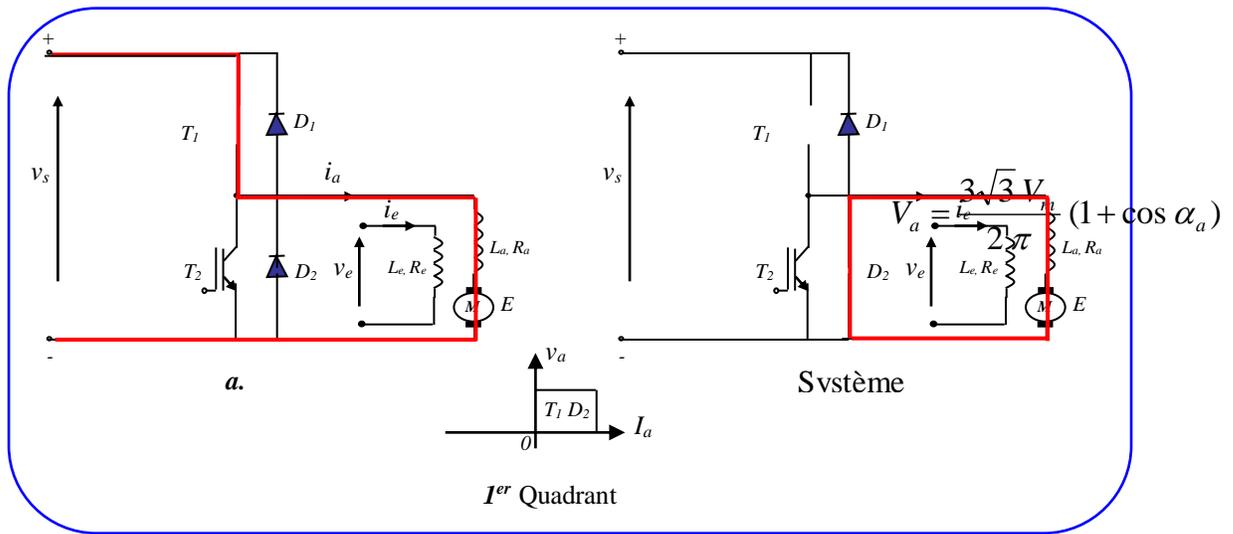
Le hacheur réversible en courant est montré par la figure III.43. On considère deux commandes :

Commande séquentielle On a deux possibilités : $(V_a > 0, I_a > 0)$ et $(V_a > 0, I_a < 0)$

— **Quand** $(V_a > 0, I_a > 0)$, on hache par T_1

Si T_1 est fermé (D_1, T_2 et D_2 sont bloqués) : $V_{T1} = 0$ $I_{T1} = I_a > 0$ $V_a = V_{T2} = V_s$ $I_{T2} = 0$.

Si D_2 est fermé (D_1, T_1 et T_2 sont bloqués) : $V_a = 0$ $V_{T1} = V_s$ $I_{T1} = 0$ $V_{D2} = 0$ $I_{D2} = I_a > 0$.



— **Quand** $(V_a > 0, I_a < 0)$, on hache par T_2

Si D_1 est fermé (T_1, T_2 et D_2 sont bloqués) $V_a = V_s \quad V_{D1} = 0 \quad I_{D1} = -I_a < 0 \quad V_{T2} = V_s \quad I_{T2} = 0.$

Si T_2 est fermé (D_1, T_1 et D_2 sont bloqués) $V_{D1} = -V_s \quad I_{D1} = 0 \quad V_a = V_{T2} = 0 \quad I_{T2} = -I_a < 0.$

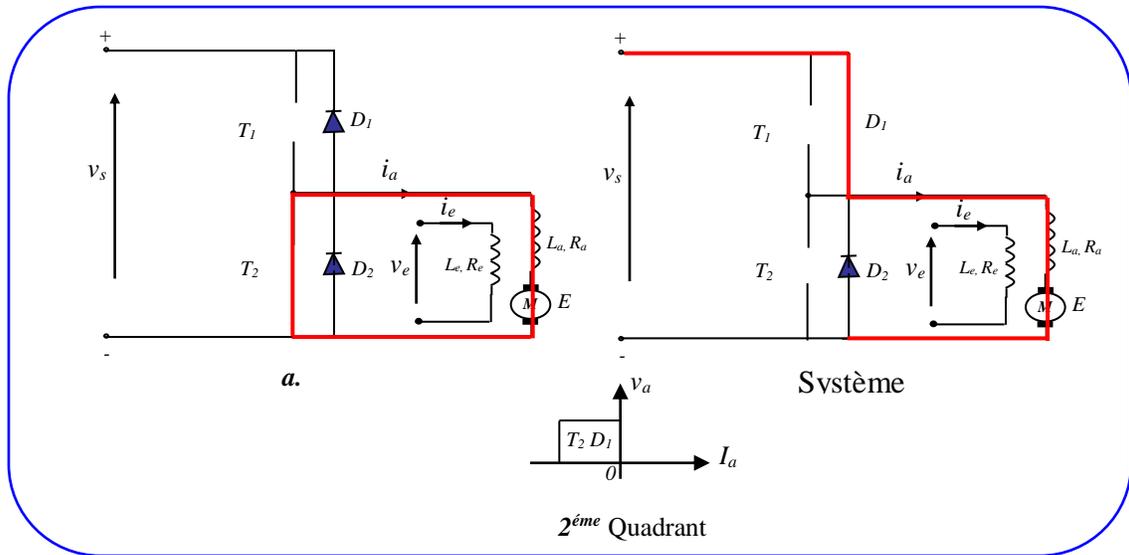
On voit que ce convertisseur résulte de l'association d'un hacheur série formé par T_1 et D_2 et d'un hacheur parallèle formé par T_2 et D_1 .

Pour $I_a > 0$, il fonctionne en hacheur série et si est la durée relative de la fermeture de T_1 pendant chaque période T , V_a devient :

$$V_a = \alpha_1 \times V_s \tag{III.28}$$

Pour $I_a < 0$, il fonctionne en hacheur parallèle et si est la durée relative de la fermeture des intervalles de fermeture de T_2 pendant chaque période T , V_a devient :

$$V_a = (1 - \alpha_2) \times V_s \tag{III.29}$$



Commande continue On peut contrôler la commutation des deux thyristors à tour de rôle, dans chaque période et avec une seule commande, les deux modes de fonctionnement peuvent être réalisés.

Comme exemple d'application, le hacheur réversible en courant permet de varier la vitesse de la machine DC celle-ci fonctionne en moteur ($I_a > 0$) ou en génératrice ($I_a < 0$). Le fonctionnement en génératrice correspond au freinage par récupération.

- En moteur : T_1 conduit pendant $\alpha_1 T$
- En génératrice : T_2 conduit pendant $\alpha_2 T$

III.3.2.4. Principe de la variation de vitesse et fonctionnement dans les 4 quadrants

A partir de la figure III.44, le hacheur en pont a pour rôle de commander la puissance électrique dans un moteur à excitation séparée afin d'entraîner le moteur avec des vitesses variables dans deux sens de rotation. Le convertisseur DC/DC en pont fonctionne alors en quatre quadrants en changeant uniquement la valeur du rapport cyclique des impulsions de commande. L'alimentation de puissance fixe est délivrée par un redresseur non commande et un filtre (L, C)

La commande des interrupteurs T_1 , T_2 d'une part et T_3 , T_4 d'autre part, doit être complémentaire pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et la source de courant ne soit jamais en circuit ouvert. On a ces modes de fonctionnement :

- Si T_1 et T_2 sont fermés, le moteur tourne dans le 1^{er} sens (sens 1).
- Si T_3 et T_4 sont fermés, le moteur va tourner dans l'autre sens (sens 2).

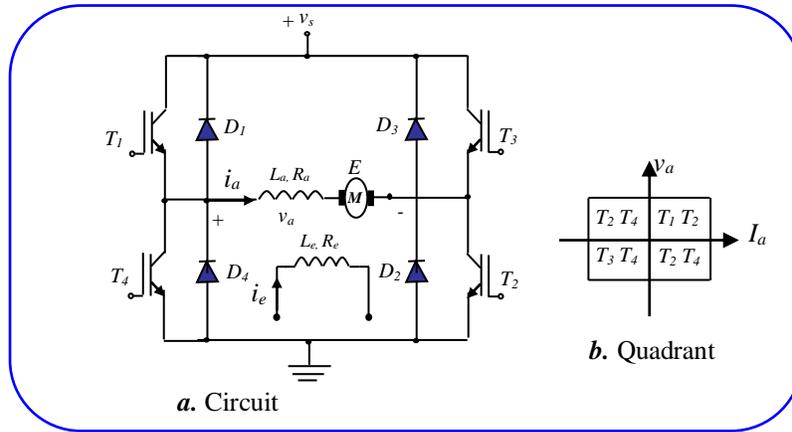
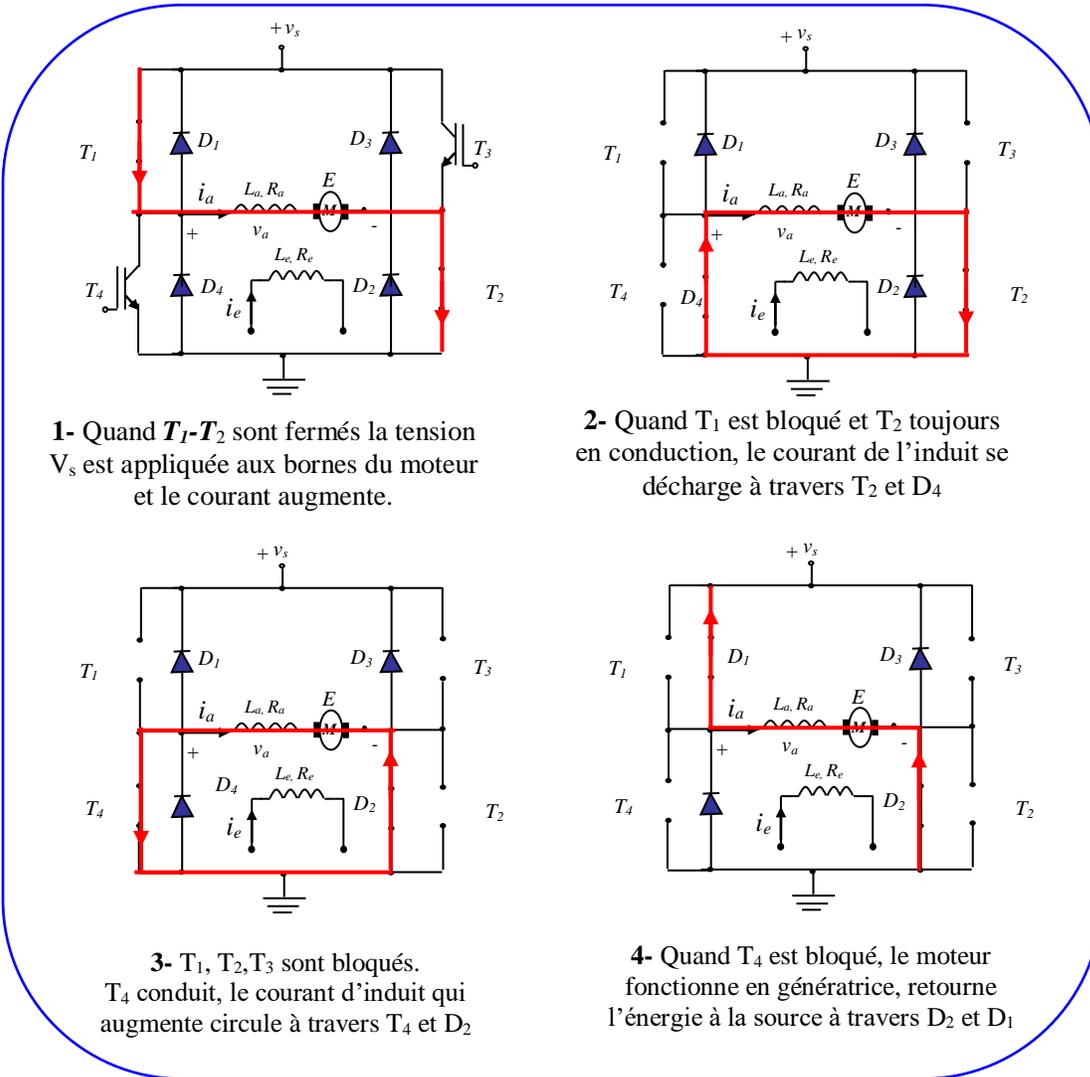
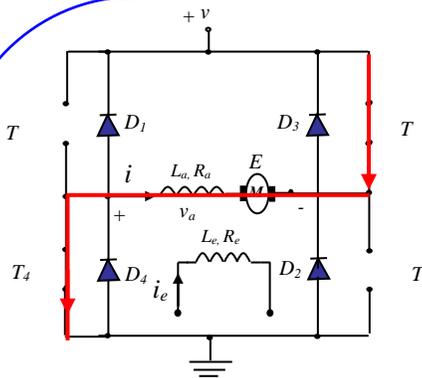


Figure (III.44): Schémas de principe du hacheur à quatre quadrants couplé avec le MCC à excitation séparée

1- Pour $0 < t < \alpha T$: T_1 - T_2 sont fermés.

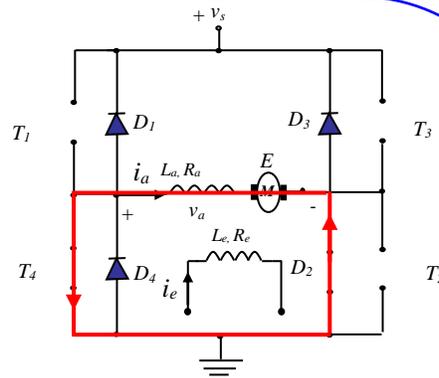


2- Pour $\alpha T < t < T$: T₃-T₄ sont fermés et T₁-T₂ sont ouverts

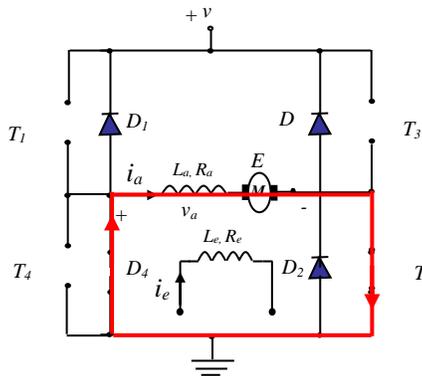


1- Entraînement du moteur au sens inverse

T₃ et T₄ sont fermés, le moteur va tourner dans le sens inversé

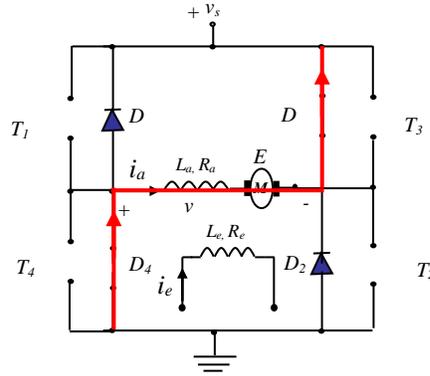


2- Quand T₃ est bloqué et T₄ toujours en conduction, le courant de l'induit se décharge à travers T₄ et D₂



3- Freinage par récupération d'énergie au sens inverse

T₁- T₃-T₄ sont bloqués.
T₂ conduit, le courant d'induit qui augmente circule à travers T₂ et D₄



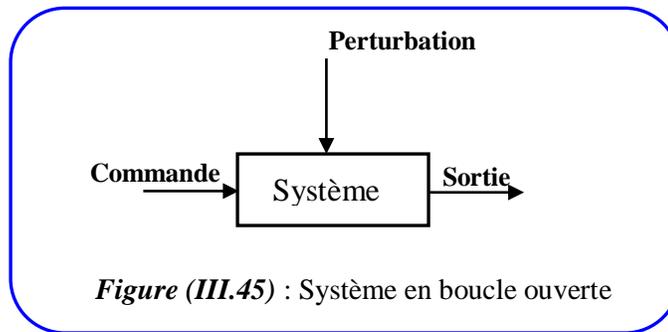
4- Quand T₂ est bloqué, le moteur fonctionne en génératrice, retourne l'énergie à la source à travers D₄ et D₃

III.4. La Régulation

Le fonctionnement de tout système est exposé à subir d'éventuelles perturbations. Il est donc nécessaire qu'un système soit prévu pour réagir à ces perturbations en contrôlant et en régulant les paramètres perturbés.

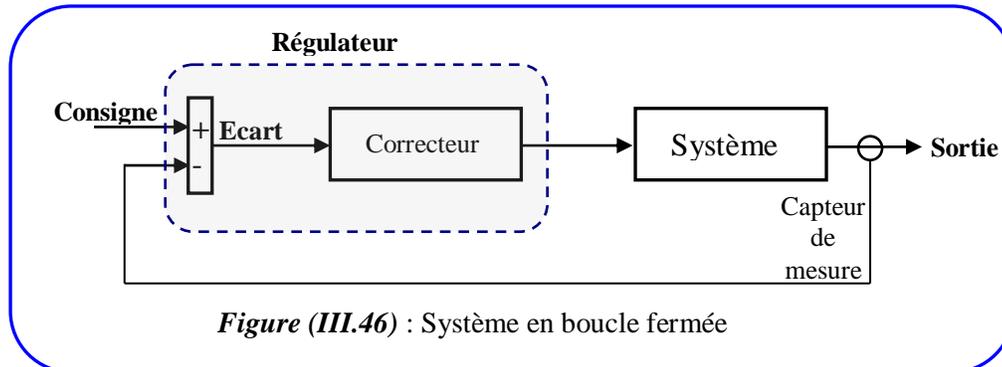
III.4.1. Système en boucle ouverte

Dans un système en boucle ouverte, la sortie n'est pas contrôlée. Elle peut évoluer avec les perturbations et ne pas suivre exactement les variations de la commande.



III.4.2. Système en boucle fermée

Dans ce cas, la commande est remplacée par une consigne. Celle-ci est comparée au signal de sortie issue d'un capteur. Le correcteur est chargé à tout moment de minimiser l'écart en agissant sur la commande.



III.4.3. Régulateur

Un régulateur est un appareil capable de maintenir une grandeur à une valeur réglée. il permet d'assurer plusieurs fonctions :

- ✓ Diminution du temps de montée (réponse).
- ✓ Elimination de l'erreur statique.
- ✓ Augmentation du temps de stabilisation.

Dans ce qui suit, on présentera les principaux types d'actions des régulateurs:

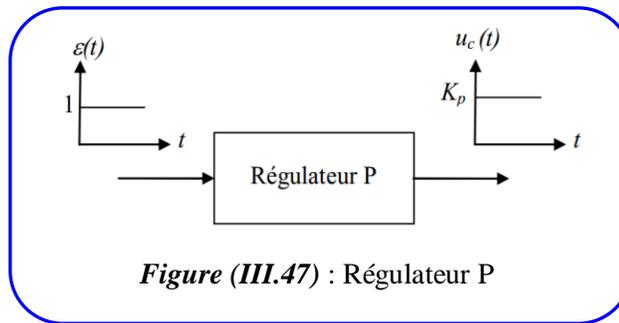
III.4.3.1. Structure d'un régulateur

a. Action proportionnelle (Régulateur P) [soustracteur + amplificateur].

C'est un coefficient multiplicateur " k_p " réglable qui amplifie l'écart " ε ". il est surtout utilisé pour régler la stabilité. Si l'amplification est trop forte, le système risque d'être instable. Si l'amplification est trop faible le système est lent.

Ce régulateur produit un signal de commande proportionnel au signal d'erreur :

$$u_c(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{III.30})$$

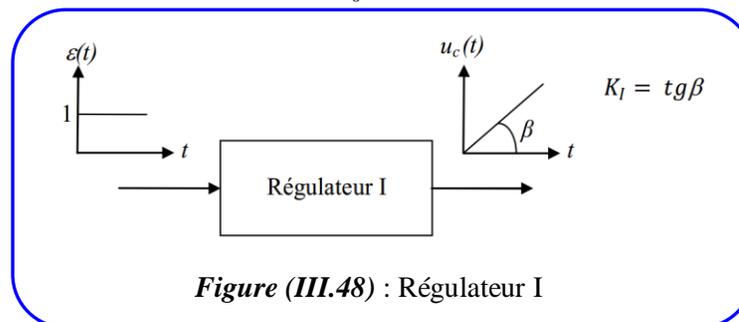


b. Action Intégrale (Régulateur I) [soustracteur + intégrateur]

L'action intégrale est utilisée pour annuler l'erreur en régime statique, mais elle a tendance à déstabiliser le système. Si T_i est grand, le système reste stable mais il mettra longtemps pour atteindre la consigne. Si T_i est faible, le système sera plus rapide mais risque d'osciller avant d'atteindre la consigne.

L'action (I) Elle crée un signal de commande qui est l'intégrale du signal d'erreur:

$$u_c(t) = k_I \cdot \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.31})$$

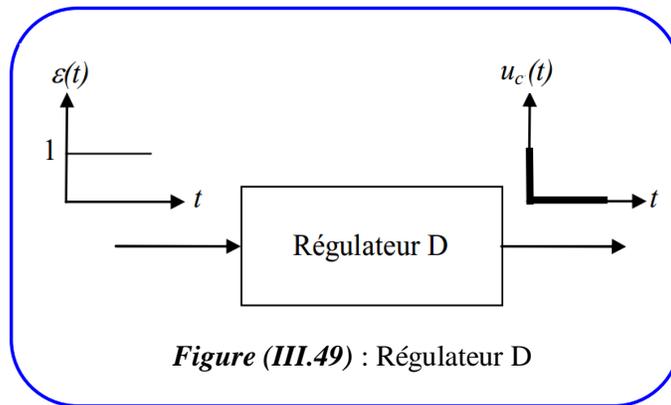


c. Action dérivée (Régulateur D)

Une action dérivée sur l'erreur permet d'augmenter la commande lors d'une variation brutale de la consigne. Elle a pour effet d'accélérer le système. Le temps T_d est toujours inférieur au temps T_i pour ne pas annuler l'effet de l'intégrale.

L'action (D) crée un signal de commande qui est la dérivée du signal d'erreur

$$u_c(t) = k_D \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.32})$$

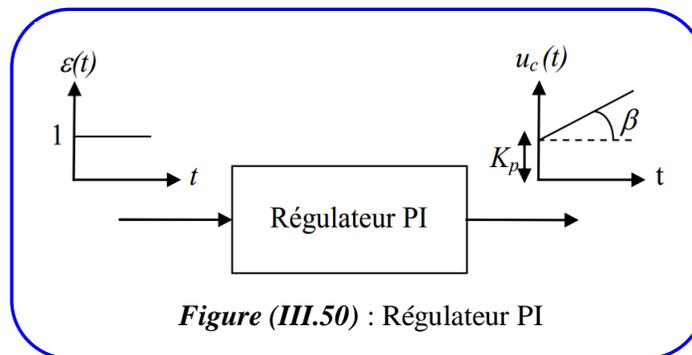


d. Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI)

Le signal de commande est donné par :

$$u_c(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_I \cdot \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.33})$$

$$u_c(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{III.34})$$



e. Action proportionnelle et dérivée (Régulateur PD)

Le signal de commande est donné par :

$$u_c(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_D \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.35})$$

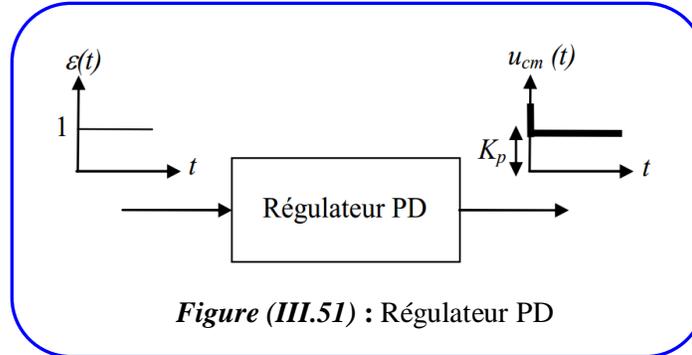


Figure (III.51) : Régulateur PD

f. Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID)

Le signal de commande est donné par :

$$u_c(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_I \cdot \int_0^t \varepsilon(t) dt + k_D \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.36})$$

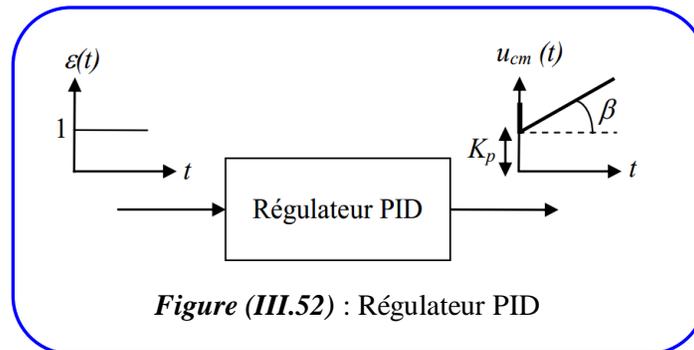


Figure (III.52) : Régulateur PID

III.4.3.2. Choix et dimensionnement des régulateurs

Cela consiste à établir des critères qui permettent de choisir le type de régulateur et d'en déterminer les coefficients (constante de temps) dans le but d'aboutir à une régulation stable et amortie.

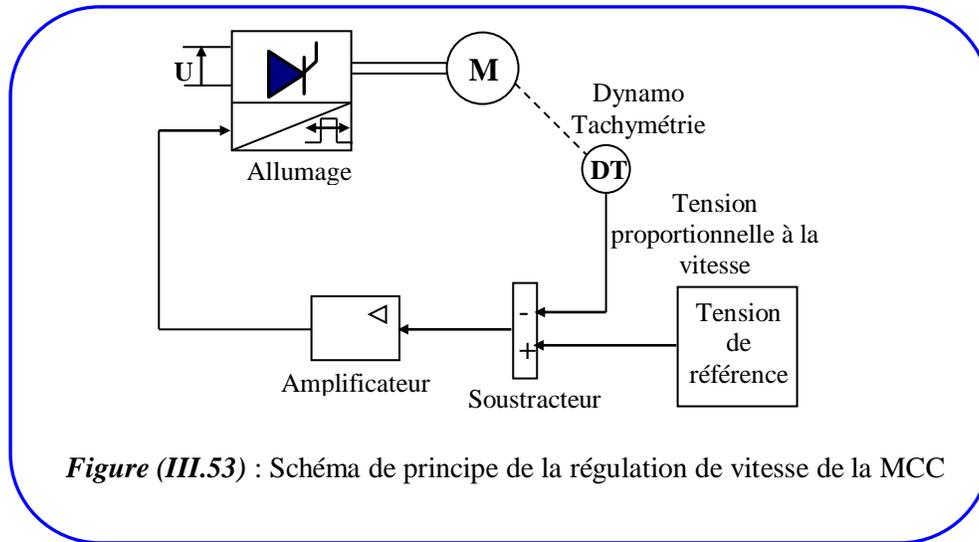
Il existe plusieurs méthodes pour le dimensionnement des régulateurs, à s'avoir :

- La méthode essai erreur
- Synthèse par compensation des pôles
- Méthodes de Ziegler et Nichols
 - Critère méplat ;
 - Critère symétrique.

- Méthodes de Åström et Hägglund

- Exemple d'application "régulation de vitesse de la MCC"

En cas de surcharge, le moteur ralentit et la tension de la dynamo tachymétrie diminue. Le soustracteur délivre une tension proportionnelle à cette variation. Cette tension est amplifiée (**Régulateur P**) et envoyée à l'allumeur. Celui-ci augmente le temps d'amorçage des thyristors ce qui augmente la tension aux bornes du moteur. Lequel pourra ainsi rétablir sa vitesse de réglage.



III.4.4. Les divers principes des chaînes de régulation (MCC)

Le recours à une commande à retro-réaction est motivé, essentiellement, par le fait qu'une telle structure permet d'éliminer (minimiser) l'influence des perturbations extérieures (variation du couple résistant par exemple).

Les principales structures de régulation de vitesse d'un moteur CC sont regroupées en trois catégories :

- Régulation à boucles convergentes,
- Régulation à boucles multiples (en cascade),
- Régulation à boucles en parallèle ou à commutation parallèle.

Ils permettent, tous les trois, de contrôler la variable principale et de limiter des variables secondaires. Nous allons les décrire brièvement :

a. Régulation à boucles convergentes

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure suivante:

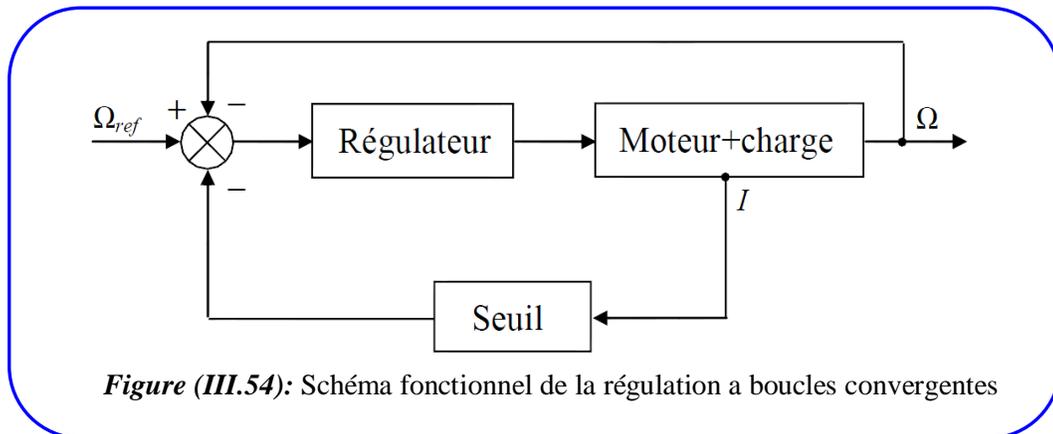


Figure (III.54): Schéma fonctionnel de la régulation à boucles convergentes

- Ce système comporte un seul régulateur.
- Le signal de réaction venant de la variable principale est constamment présent à l'entrée du régulateur. Celui qui provient de la variable secondaire (courant), est comparé à un seuil, et est en quelque sorte bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte. Au-delà du seuil, le dépassement atteint l'entrée du régulateur et combat le signal de retour de vitesse, tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit.

Avantages

- Simplicité.
- Coût réduit.

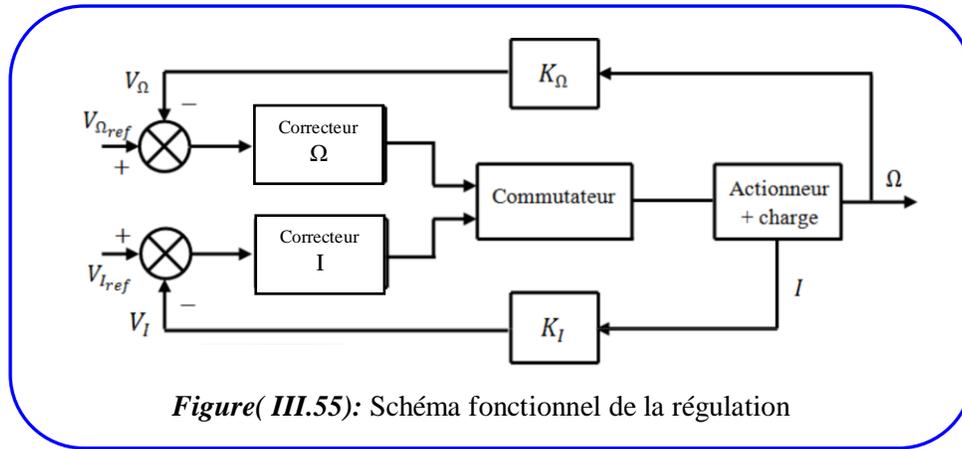
Inconvénients

- Mauvaise qualité (1 seul régulateur pour 2 boucles).

b. Régulation parallèle

Le système de régulation parallèle (**Fig. III.55**) comporte un régulateur séparé pour chaque variable à contrôler (I et Ω). Les sorties des deux régulateurs sont connectées grâce à un dispositif électronique de commutation à un point commun qui est l'entrée du système de puissance qui alimente le moteur.

Dans un tel dispositif, un seul régulateur est en service à tout instant. Dans notre exemple, le régulateur de vitesse, seul, est en fonctionnement aussi longtemps que le courant n'atteint pas sa valeur de limitation. Dès que cela arrive, c'est le régulateur de courant qui prend le relais et le régulateur de vitesse est commuté hors du circuit. Cela signifie que, dans ce système, le régulateur de courant travaille en régulateur limiteur, tandis que le régulateur de vitesse a le fonctionnement habituel tant que le courant évolue à l'intérieur des limites prévues.



Avantages

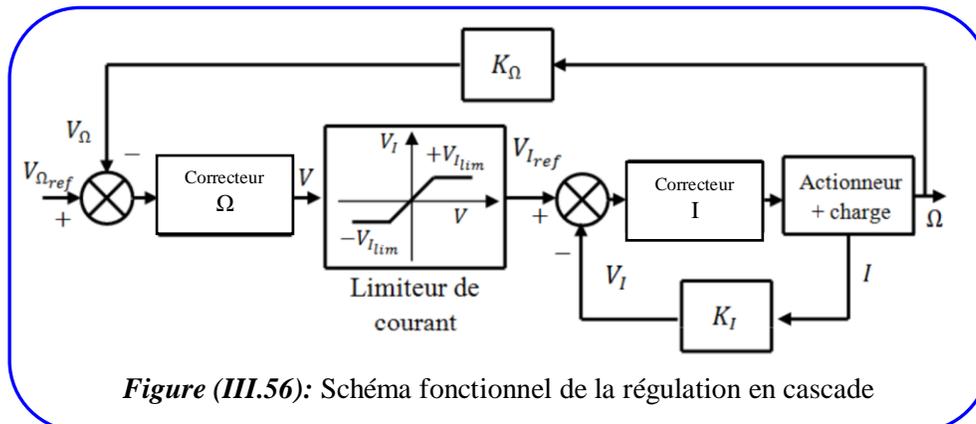
- Chaque variable sous contrôle correspond à un régulateur séparé ; chaque boucle peut donc être réglée à l'optimum.
- On peut régler les caractéristiques statiques et dynamiques d'une régulation parallèle indépendamment les unes des autres.
- L'étude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples du fait de l'indépendance de chaque boucle par rapport à l'autre.

Inconvénients

- Coût élevé.
- Difficulté d'étude et de calculs.

c. Régulation en cascade

Un système de régulation en cascade comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées. La variable asservie principale (vitesse) est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c.a.d. de signal de référence, au régulateur de la boucle intérieure (courant). En limitant la sortie du régulateur externe de vitesse, on limite donc la référence de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée.



Avantages

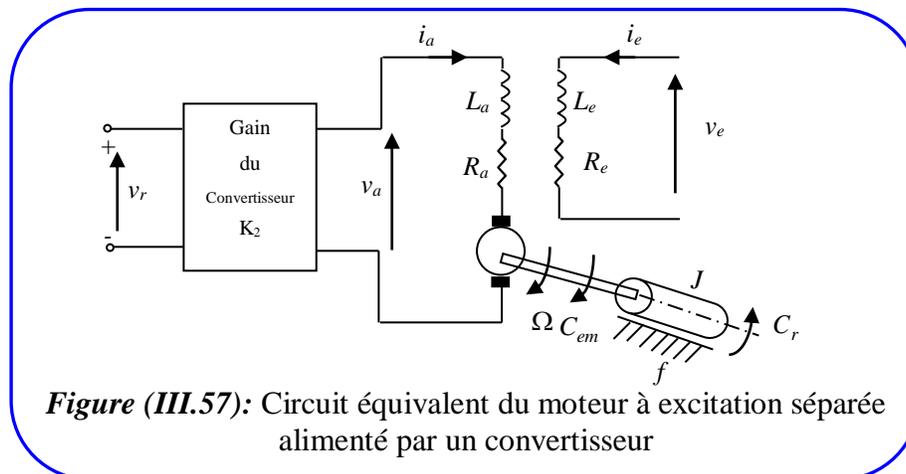
- Il y'a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum ;
- L'étude, le calcul et la mise en oeuvre sont simples et suivent une méthode directe.

Inconvénients

- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités des 2 boucles les plus adjacentes.

III.4.5. Régulation de la vitesse d'un moteur à excitation séparée**III.4.5.1. Fonction de transfert en boucle ouverte d'un moteur à excitation séparée**

La vitesse du moteur est ajustée en plaçant une tension de référence (V_r), on supposant un convertisseur linéaire d'un gain K_2 .



-La tension de l'induit du moteur est :

$$V_a(t) = K_2 V_r(t)$$

-En supposant que le **courant de l'inducteur I_e et la constante de tension K_v restent constante** durant n'importe quelle perturbation.

-Les équations du système sont :

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E(t) \quad (\text{III.37})$$

ou $E(t) = K \Omega(t)$ excitation constante

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + K \Omega(t) \quad (\text{III.38})$$

$$C_{em}(t) = K I_a(t) \text{ excitation constante} = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f \Omega(t) + C_r(t) \quad (\text{III.39})$$

- on utilise l'outil mathématique « transforme de Laplace » qui présente l'intérêt de transformer une équation différentielle en équation algébrique

Donc les équations deviennent :

$$V_a(p) = K_2 V_r(p) \quad (\text{III.40})$$

$$V_a(p) = R_a I_a(p) + P L_a I_a(p) + K_v I_e \Omega(p) \Rightarrow I_a(p) = \frac{V_a(p) - K \Omega(p)}{P L_a + R_a} \quad (\text{III.41})$$

$$C_{em}(p) = K I_a(p) = P J \Omega(p) + f \Omega(p) + C_r(p) \Rightarrow \Omega(p) = \frac{C_{em}(p) - C_r(p)}{P J + f} \quad (\text{III.42})$$

Où: $I_a(p) = \frac{V_a(p) - K \Omega(p)}{R_a \times (\tau_a p + 1)}$, $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ est la constante de temps électrique de l'induit du moteur.

La vitesse du moteur est :

$$\Omega(p) = \frac{C_{em}(p) - C_r(p)}{f \times (\tau_m p + 1)}, \quad \tau_m = \frac{J}{f} \text{ est la constante de temps mécanique du moteur.}$$

- Schéma fonctionnel de la boucle ouverte de la MCC en charge

Les équations de $V_a(p)$, $I_a(p)$ et $\Omega(p)$ peuvent être utilisées pour dessiner le diagramme structurel d'une boucle ouverte d'un moteur à C.C à excitation séparée en chargé.

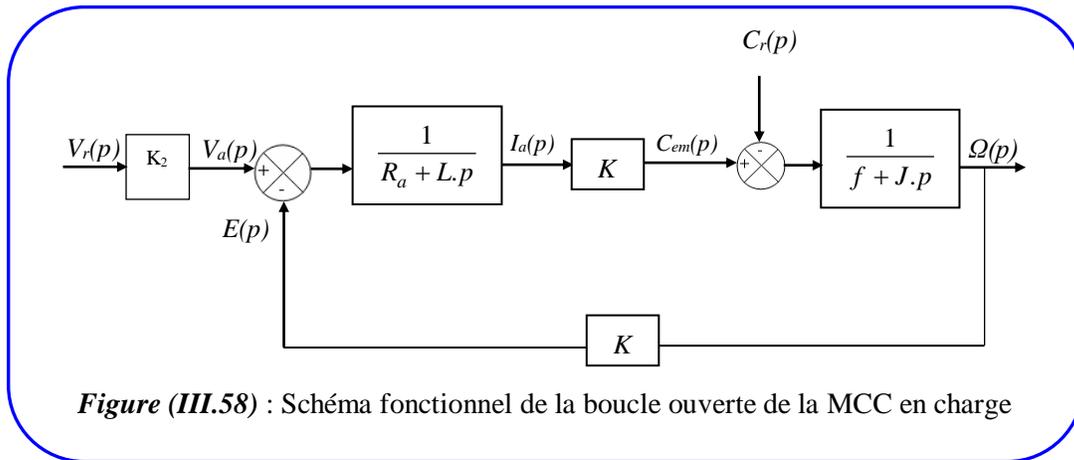


Figure (III.58) : Schéma fonctionnel de la boucle ouverte de la MCC en charge

- Deux perturbations peuvent se produire, la tension de référence V_r et le couple de charge C_r (n'est pas propre au système mais à son utilisation).

- Etude d'un fonctionnement à vide (les frottements sont négligés par hypothèse)

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em} = K I_a(t) \Rightarrow I_a(t) = \frac{C_{em}}{K} \quad (\text{III.43})$$

- En appliquant la transformée de Laplace, nous obtenons:

$$V_a(p) = (R_a + Lp) \cdot \frac{C_{em}}{K} + K \cdot \Omega(p) \quad (\text{III.44})$$

$$J \cdot p \cdot \Omega(p) = C_{em}(p) = K \cdot I_a(p) \Rightarrow I_a(p) = \frac{J \cdot p \cdot \Omega(p)}{K} \quad (\text{III.45})$$

$$\Rightarrow V_a(p) = (R_a + Lp) \cdot \frac{J \cdot p \cdot \Omega(p)}{K} + K \cdot \Omega(p) \Rightarrow V_a(p) = \left(L_a \frac{J}{K} p^2 + R_a \frac{J}{K} p + K \right) \Omega(p) \quad (\text{III.46})$$

$$\Rightarrow H_m = \frac{\Omega(p)}{V_a(p)} = \frac{\frac{1}{K}}{1 + \frac{R \cdot J}{K^2} p + L \frac{J}{K^2} p^2} \quad (\text{III.47})$$

- Par identification avec la fonction du transfert principale du second ordre, nous obtenons:

$$\Rightarrow H_m = \frac{\Omega(p)}{V_a(p)} = \frac{H_0}{1 + 2m\tau_0 p + \tau_0^2 p^2} \quad (\text{III.48})$$

Avec: $H_0 = \frac{1}{K}$, $\tau_0 = \frac{\sqrt{L \cdot J}}{K}$, $m = \frac{R}{2 \cdot K} \cdot \sqrt{\frac{J}{L}}$

- Souvent l'amortissement $m = \xi$ est $\gg 1$. On peut alors décomposer la fonction du 2^{ème} ordre en un produit de deux fonctions du 1^{er} ordre

$$H_m = \frac{H_0}{(1 + \tau_1 \cdot p) \cdot (1 + \tau_2 \cdot p)} \quad (\text{III.49})$$

avec :

$$\begin{cases} \tau_1 = \tau_0 \left(m + \sqrt{m^2 - 1} \right) = 2 \cdot m \cdot \tau_0 = \frac{R \cdot J}{K^2} \\ \tau_2 = \frac{\tau_0}{m + \sqrt{m^2 - 1}} = \frac{\tau_0}{2 \cdot m} = \frac{L}{R} \end{cases}$$

τ_1 : constante de temps mécanique

τ_2 : constante de temps électrique

La constante de temps électrique τ_2 est très faible que la constante de temps mécanique τ_1

Quand "L" est faible τ_2 devient négligeable devant τ_1 , le système se ramène à un système de 1^{er} ordre.

III.4.5.2. Fonction de transfert en boucle fermée (régulation de vitesse)

Le schéma d'une régulation de vitesse d'une machine à courant continu en utilisant une dynamo tachymétrique est donnée à la figure (III.59).

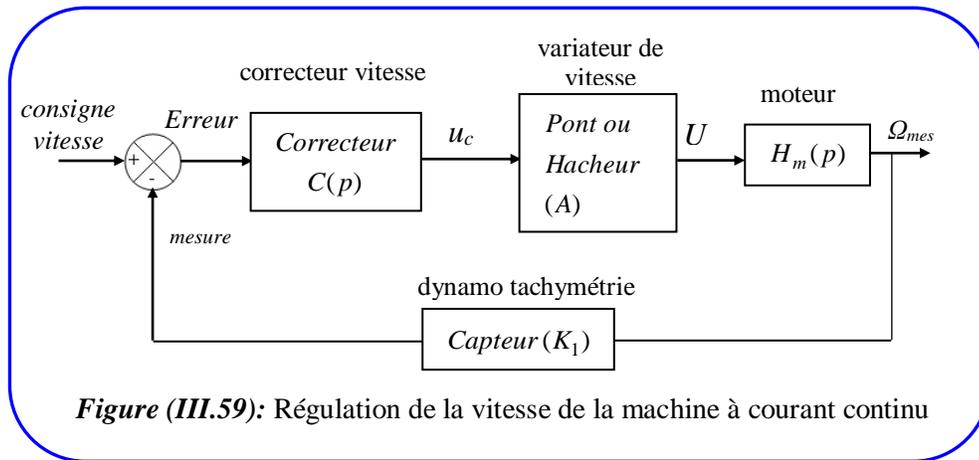


Figure (III.59): Régulation de la vitesse de la machine à courant continu

- Contrôle de couple (et de courant)

la relation liant le couple au courant montre qu'une solution évidente pour contrôler le couple serait d'alimenter le moteur à l'aide d'un générateur de courant. Une solution technique courante consiste à réaliser une régulation de couple avec la tension pour paramètre de commande.

Du point de vue statique $C_{em} = \frac{K^2}{R_a} \Omega + \frac{K}{R_a} U_a$ montre que la relation $C_{em}(U_a)$ est une droite paramètre par " Ω "

- La fonction de transfert est donnée par

$$U_a(p) = R_a \frac{C_{em}}{K} + K \Omega(p) \quad (\text{III.50})$$

$$J \cdot p \cdot \Omega(p) = C_{em}(p) = K \cdot I_a(p) \quad (\text{III.51})$$

$$\Rightarrow U_a(p) = R_a \frac{C_{em}}{K} + K \cdot \frac{C_{em}}{J \cdot p} \quad (\text{III.52})$$

$$\Rightarrow U_a(p) = R_a \frac{C_{em}}{K} + K \cdot \frac{C_{em}}{J \cdot p} = \left(\frac{R_a}{K} + \frac{K}{J \cdot p} \right) C_{em} \quad (\text{III.53})$$

$$\Rightarrow \frac{C_{em}}{U_a} = \frac{1}{\frac{R_a}{K} + \frac{K}{J \cdot p}} = \frac{\frac{J}{K} p}{1 + \frac{R \cdot J}{K^2} p} \quad (\text{III.54})$$

Avec: $C_{em} = K \cdot I_a$

$$\Rightarrow \frac{I_a}{U_a} = \frac{\frac{J}{K^2} p}{1 + \frac{R \cdot J}{K^2} p} \quad \text{Cette dernière relation montre le contrôle de courant d'induit.}$$

- De ce qui précède on déduit le schéma complet de contrôle d'un moteur à courant continu, à l'aide d'une régulation cascade incluant deux fonctions de transfert.

- Comme la constante de temps électrique est plus faible que la constante de temps mécanique, la boucle interne qui doit être la plus rapide est celle de contrôle le courant, la boucle externe contrôlant la vitesse.

- *On aboutit au schéma suivant:*

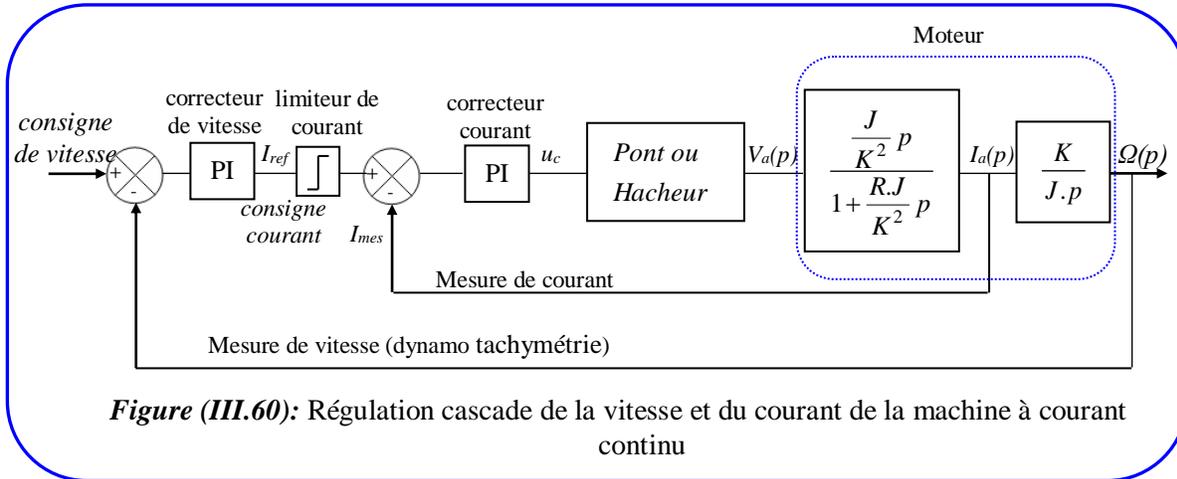


Figure (III.60): Régulation cascade de la vitesse et du courant de la machine à courant continu

Le limiteur de courant empêche qu'au démarrage l'appel de courant ne soit trop important. La mesure de courant est effectuée à l'aide d'une sonde à effet hall.

Chapitre IV

*Variation de Vitesse des Moteurs
Asynchrones*

IV.1. Introduction

La machine *asynchrone*, appelée aussi machines *à induction*, est la machines électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre le meilleur rapport qualité prix. En outre elle présente certains avantages sur les moteurs à courant continu:

- elle est plus robuste et n'a pas de collecteur, ce qui nécessite moins d'entretien. En conséquence elle est la plus apte à travailler dans un environnement sévère.
- La tension des machines asynchrones peut atteindre plusieurs millier de volts, ce qui permet, pour les grosses puissances une diminution importante du courant. Par contre la tension des machines à courant continu est limitée, actuellement à environ 1500 V (à cause du collecteur).
- Sa puissance peut dépasser 50000 kW, alors que celle des machines à courant continu est limitée actuellement à 2000 kW environ.
- Sa vitesse peut atteindre 100000 tr/min tandis que celle des moteurs à courant continu est limitée, actuellement à environ 3000 tr/min (à cause de la commutation).
- Elle a une faible inertie.

Actuellement, la machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, ou de hautes performances en couple sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitude et en fréquence. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux (DSP), de plus en plus performants, a rendu possible l'implantation, à moindres coûts, des lois de commande sophistiquées.

Il existe plusieurs techniques de commande de la machine asynchrone à savoir : la commande scalaire , la commande vectorielle, la commande directe du couple...etc. Nous allons présenter, dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone.

IV.2. Rappel sur les Moteurs Asynchrones

IV.2.1. Constitution d'un MAS

IV.2.1.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Il s'agit d'une carcasse constituée d'un empilement de tôles d'acier de qualité magnétique. Le stator supporte les enroulements (bobines). Ceux-ci sont connectés au réseau triphasé et produisent le champ tournant à la fréquence de rotation, n_s , appelée fréquence de synchronisme :

$$n_s = \frac{f}{p} \quad (\text{IV.01})$$

p Le nombre de paires de pôles créés par le stator.

f La fréquence des tensions d'alimentation en Hertz (**Hz**)

n_s La fréquence de rotation du champ magnétique en tours par seconde (**tr/s**).

Une autre relation se déduit de la précédente :

$$\Omega_s = 2\pi.n_s = 2\pi \frac{f}{p} \quad (\text{IV.02})$$

Ω_s : La vitesse angulaire du champ magnétique tournant, en radians par seconde (**rad/s**).

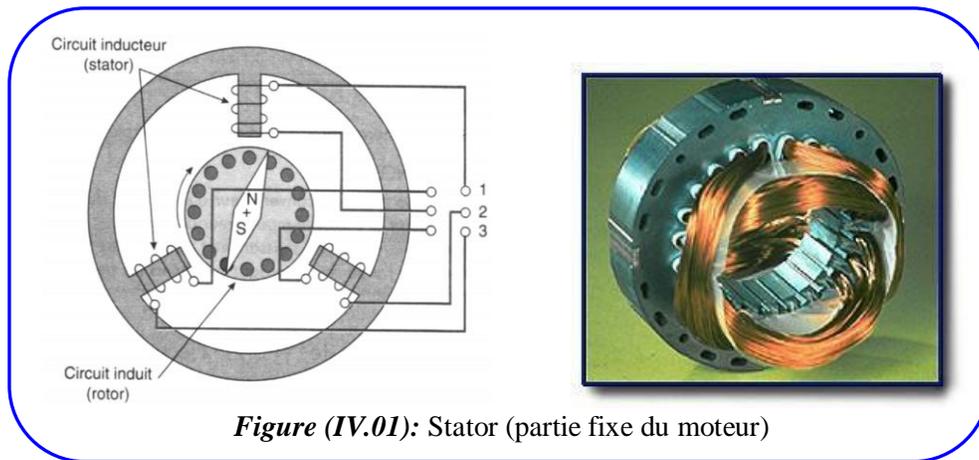


Figure (IV.01): Stator (partie fixe du moteur)

Remarque Le nombre de paires de pôles noté p (soit $2p$ pôles) correspond au nombre de bobines qui constituent une phase de la machine.

Pour une machine à 4 pôles, $p = 2$, c'est-à-dire qu'une phase de la machine est constituée de deux enroulements.

IV.2.1.2. Rotor

Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation.

a. Rotor à cage d'écureuil

Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices.

On dit que *le rotor est en court-circuit*. Sa résistance électrique est très faible.

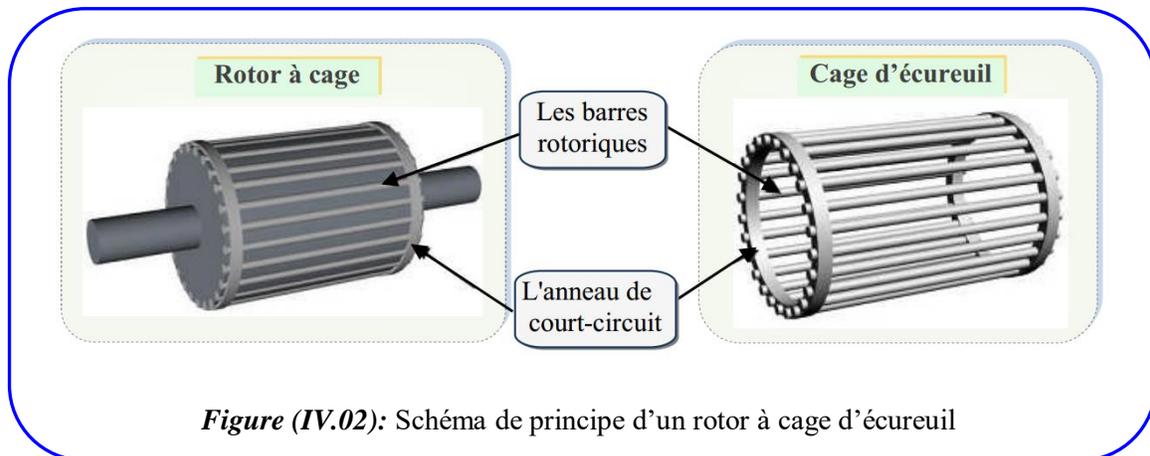


Figure (IV.02): Schéma de principe d'un rotor à cage d'écureuil

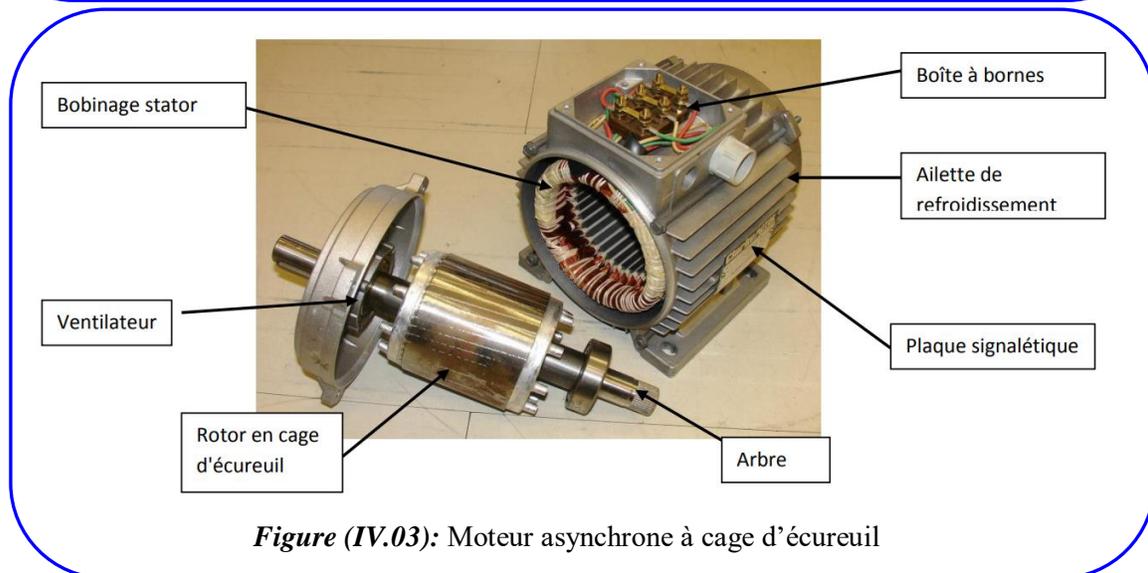


Figure (IV.03): Moteur asynchrone à cage d'écureuil

b. Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages.

Les enroulements (bobinages) sont court-circuités à une extrémité (couplage étoile). Les 3 extrémités libres sont raccordées à des résistances externes grâce à un triple jeu de bagues et de balais.

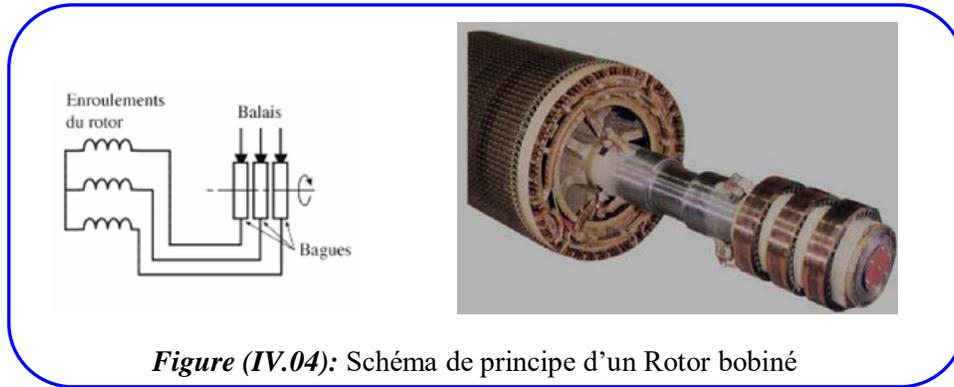


Figure (IV.04): Schéma de principe d'un Rotor bobiné

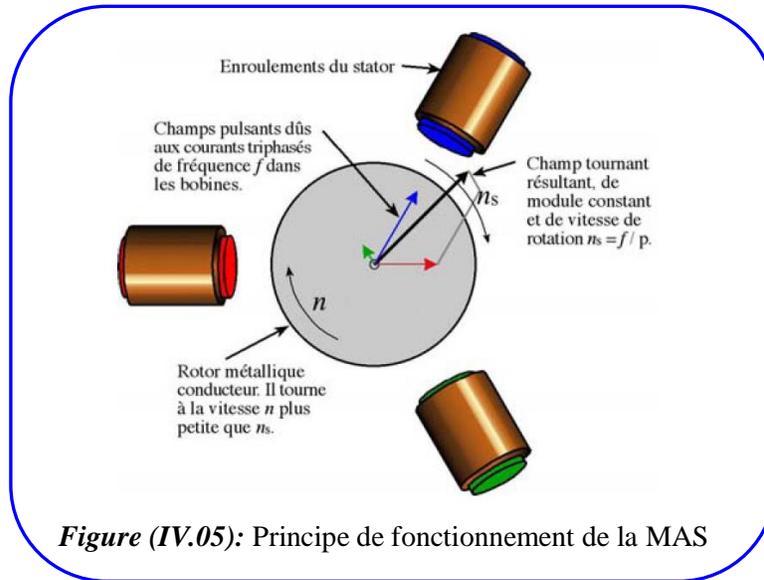
IV.2.1.3. Entrefer

L'entrefer entre le stator et le rotor est aussi réduit (*0.3 mm par exemple*) que possible afin de limiter la réluctance du circuit magnétique pour obtenir une inductance propre élevée ce qui limite le courant absorbé à vide.

IV.2.2. Principe de fonctionnement de la MAS

L'application adéquate d'une tension triphasée de pulsation $\omega_s = p \cdot \Omega_s$ aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor bobiné, crée un champ magnétique statorique tournant B_s . Ce champ, variable dans l'espace et dans le temps, balayant le rotor et induit dans son circuit fermé un courant triphasé de pulsation: $\omega_g = p \cdot \Omega_g$. L'interaction, selon la loi de Laplace et de Lorentz, entre le champ statorique B_s et le courant rotorique I_r , engendre une force (ou un couple) qui s'exerce sur le rotor et le fait tourner à la vitesse $\omega_r = p \cdot \Omega_r$. Nous obtenons, finalement, la relation interne de la machine asynchrone :

$$\omega_s = \omega_g + \omega_r \quad (\text{IV.03})$$



IV.2.3. Glissement

Le rotor tourne à la fréquence de rotation n , il tourne moins vite que le champ tournant qui lui tourne à la fréquence de rotation n_s . La fréquence de glissement est la différence entre ces deux fréquences de rotation : $n_g = n_s - n_r$

On appelle glissement d'un moteur asynchrone le rapport de la fréquence de glissement à la fréquence de synchronisme :

$$g = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \times 100 \quad [\%] \quad (\text{IV.04})$$

Cette valeur relative précise la rapidité du glissement de l'onde de champ statorique par rapport au rotor.

Avec : $\Omega_s = 2\pi n_s$ (rad.s⁻¹) et $\Omega_r = 2\pi n_r$ (rad.s⁻¹).

Remarque : Ce glissement "g" va dépendre de la charge.

IV.2.4. Régime de fonctionnement d'une machine asynchrone

IV.2.4.1. Fonctionnement en moteur

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Cas limites :

- au synchronisme $n=n_s$ donc : $g=0$
- au démarrage $n=0$ donc : $g=1$

Ce qui donne : $1 > g > 0$

Pour le fonctionnement moteur " n " est en retard par rapport à n_s ($n < n_s$)

IV.2.4.2. Fonctionnement génératrice

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Cas limites :

- au synchronisme $n=n_s$ donc : $g=0$

- lorsque la vitesse dépasse la vitesse de synchronisme $n \rightarrow +\infty$ donc : $g \rightarrow -\infty$

n sera en avance par rapport à n_s car le rotor est entraîné par un moteur d'entraînement. $n > n_s$ donc $g < 0$

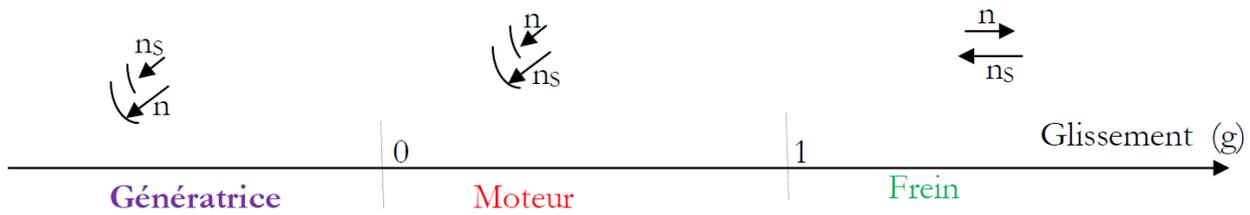
IV.2.4.3. Fonctionnement en frein électrique

La machine fonctionne en frein, lorsque la vitesse n est négative par rapport à n_s ; c'est-à-dire que le rotor tourne dans le sens inverse par rapport au champ tournant statorique.

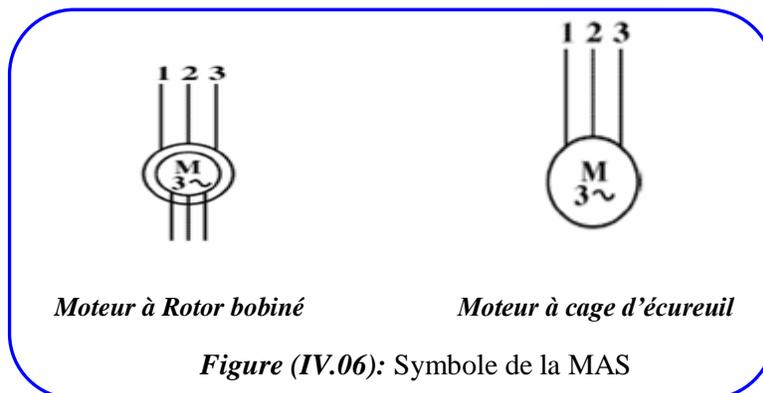
Cas limites :

- à l'arrêt $n=0$ donc : $g=1$

- lorsque la vitesse dépasse la vitesse de synchronisme $n \rightarrow -\infty$ donc : $g \rightarrow +\infty$ Ce qui donne : $g \geq 1$



IV.2.5. Symboles



IV.2.6. Caractéristiques

IV.2.6.1. Fonctionnement à vide

A vide le moteur n'entraîne pas de charge, donc le glissement est nul est le moteur tourne à la vitesse de synchronisme.

A vide": $g = 0$ et donc $n_0 = n_s$

Autres observations :

- le facteur de puissance à vide est très faible ($<0,2$) et le courant absorbée reste fort (P est petit et Q est grand). On parle alors de courant réactif ou magnétisant (ils servent à créer le champ magnétique).

IV.2.6.2. Fonctionnement en charge

Le moteur fournit maintenant de la puissance active, le stator appelle un **courant actif**.

Remarque : le moteur asynchrone est capable de démarrer en charge.

IV.2.7. Démarrage du moteur

Nous venons de dire que le courant de démarrage est très important (4 à 8 fois I_n). Pour ne pas détériorer le moteur, il convient de réduire cet appel de courant.

- Il existe deux procédés : - utilisation de résistances de démarrage ;
- démarrage sous tension réduite.

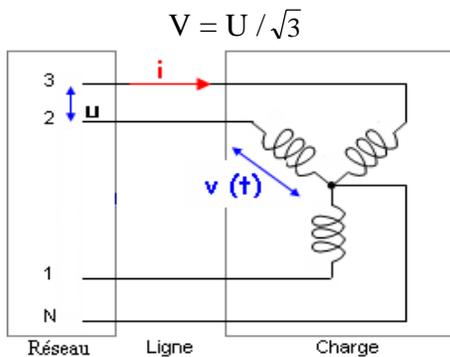
Nous allons voir deux solutions pour démarrer sous tension réduite.

IV.2.7.1. Démarrage étoile – triangle

Cette méthode consiste à diminuer, le temps du démarrage, la tension d'alimentation.

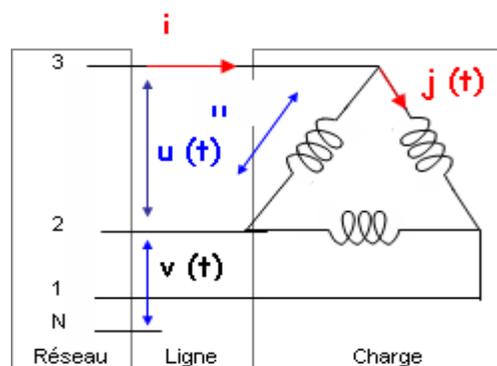
Montage étoile

la tension aux bornes d'un enroulement est plus faible que 1 tension entre phase du réseau.



Montage triangle

$V = U$



La tension aux bornes d'un enroulement est plus faible en étoile qu'en triangle.

Figure (IV.07): Couplage étoile-triangle

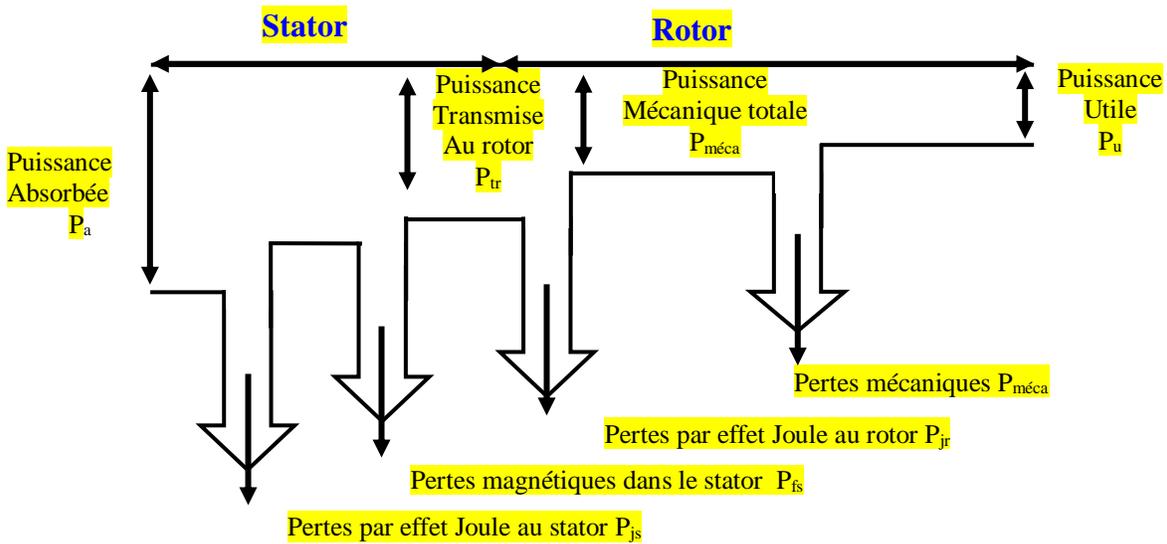
IV.2.7.2. Démarrage par auto-transformateur

On augmente progressivement la tension aux bornes des phases du moteur à l'aide d'un autotransformateur triphasé.

IV.2.8. Le bilan des puissances

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Le bilan, peut être résumé à l'aide schéma suivant:



La puissance absorbée : P_a

$$P_a = \sqrt{3}U_s I_s \cos \varphi \quad U_s \text{ Tension composé}$$

$$= 3V_s I_s \cos \varphi \quad V_s \text{ Tension simple}$$

Les pertes par effet Joule dans le stator : P_{js}

$$P_{js} = \frac{3}{2} R I^2$$

La résistance R est donnée entre deux bornes de phases

La résistance R' est celle d'un enroulement

Couplage étoile P_{js} Les pertes par effet Joule dans le stator

$$P_{js} = 3R' I^2$$

Couplage triangle P_{js} Les pertes par effet Joule dans le stator

$$P_{js} = 3R'J^2$$

Les pertes dans le fer du stator : P_{fs}

$$P_{fs} = P_{\text{magnétiques}}$$

Les pertes magnétiques, dans les tôles de l'armature du stator sont pratiquement indépendantes de la charge, elles sont liées à la valeur efficace U et à la fréquence f de la tension composée $u(t)$. Pour un réseau donnée, ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à vide.

La puissance transmise au rotor à travers l'entrefer : P_{tr}

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs}$$

P_a La puissance électrique absorbée

P_{js} Les pertes par effet Joule dans le stator

P_{fs} Les pertes dans le fer du stator

$$P_{tr} = C \cdot \Omega_s$$

T Le moment du couple transmis au rotor

Ω_s La vitesse angulaire du champ \vec{B} en radians par seconde

Le moment du couple électromagnétique T_{em}

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s : elles **glissent** sur le rotor qui, lui, ne tourne qu'à la vitesse Ω .

L'action de l'ensemble des forces électromagnétiques se réduit à un couple électromagnétique résultant de moment T_{em} .

$$T_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad T_{em} \text{ (N.m)}$$

la puissance mécanique totale P_M .

$$P_M = T_{em} \cdot \Omega_r$$

Le couple électromagnétique de moment T_{em} entraîne le rotor à la vitesse Ω . Il lui communique donc la puissance mécanique totale P_M .

Soit $P_M = T_{em} \cdot \Omega_r = P_{tr} \frac{\Omega_r}{\Omega_s} = P_{tr}(1-g)$, cette puissance comprend la puissance utile et les pertes mécaniques.

Les pertes par effet Joule et Les pertes dans le fer au rotor P_{jr} et P_{fr}

$$P_{jr} + P_{fr} = P_{tr} - P_M \\ = P_{tr} - P_{tr}(1-g)$$

$$P_{jr} + 0 = g P_{tr}$$

Le rotor est également le siège d'un autre type de pertes. Les pertes fer ou magnétiques. Cependant ces pertes seront toujours négligées ($P_{fr} = 0 \text{ W}$) devant les autres, la fréquence des courants étant très faible

Les pertes mécaniques dans le rotor : $P_{méca}$

$$P_{méca} = P_u - P_M$$

Ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou

calculées par un essai à vide. Très souvent elles sont égales aux pertes dans le fer du stator, la somme de ces deux types de pertes sera communément appelée les pertes constantes.

Pertes «collectives» : p_c

$$P_c = P_{fs} + P_{méca}$$

Ces pertes ne dépendent que de U , f et n . Comme ces grandeurs sont généralement constantes, les pertes fer au stator et les pertes mécaniques le sont aussi.

le couple de perte : T_p

$$T_p = \frac{P_c}{\Omega_s}$$

Le couple de perte est une grandeur constante quelle que soit la vitesse et la charge de la machine

La puissance mécanique utile sur l'arbre du rotor : P_u

$$P_u = P_M - p_{méca}$$

$$P_u = T_u \cdot \Omega_r$$

Couple utile

$$T_u = \frac{P_u}{\Omega_r}$$

Couple utile est le rapport entre la puissance utile et la vitesse de la rotation

Le rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

Le rendement est le rapport entre la puissance mécanique utile et la puissance électrique absorbée

- Bilan des puissances à vide

$$\begin{aligned} \text{A vide : } \quad T_u = 0 &\Rightarrow P_u = 0 & \text{ et } \quad g = 0 &\Rightarrow p_{jr} = 0 \\ P_{a0} &= \sqrt{3}UI_0 \cos \varphi_0 & \text{ et } \quad p_{js0} &= \frac{3}{2}RI_0^2 \approx 0 \quad (\text{car } I_0 \text{ est faible}) \\ p_c &\text{ à vide } \approx p_c \text{ en charge} \end{aligned}$$

Bilan à vide :

$$\boxed{P_{a0} \approx p_c}$$

Un essai à vide permettra de déterminer les pertes collectives.

IV.2.9. Mise en équation d'un moteur asynchrone

Une machine asynchrone est équivalente à un transformateur, le tableau **IV.01** présente l'équivalence moteur asynchrone-transformateur.

Tableau IV.01: Equivalence moteur asynchrone-transformateur

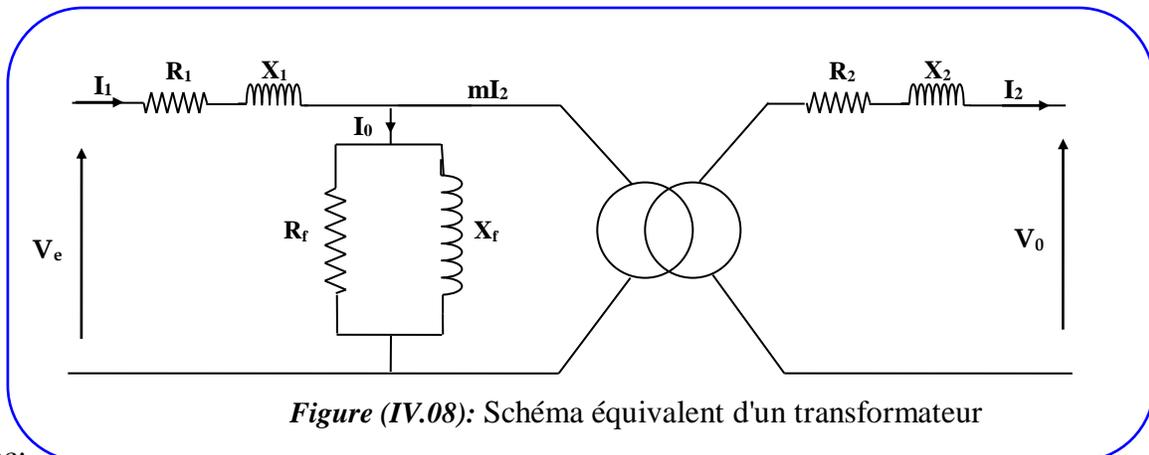
Moteur asynchrone	Transformateur
Stator	Primaire
Rotor	Secondaire
f_s (fréquence statorique) f_r (fréquence rotorique)	Même fréquence (primaire et secondaire)

Vue que la fréquence du stator f_s et la fréquence du rotor f_r sont différentes, les grandeurs statorique et rotorique ne peuvent pas être représentées sur le même diagramme.

a- Essai à vide :

Le schéma équivalent du transformateur est donné par la figure (IV.8). Pour un transformateur, le courant secondaire à vide est nul ($I_2=0$).

D'où :



avec:

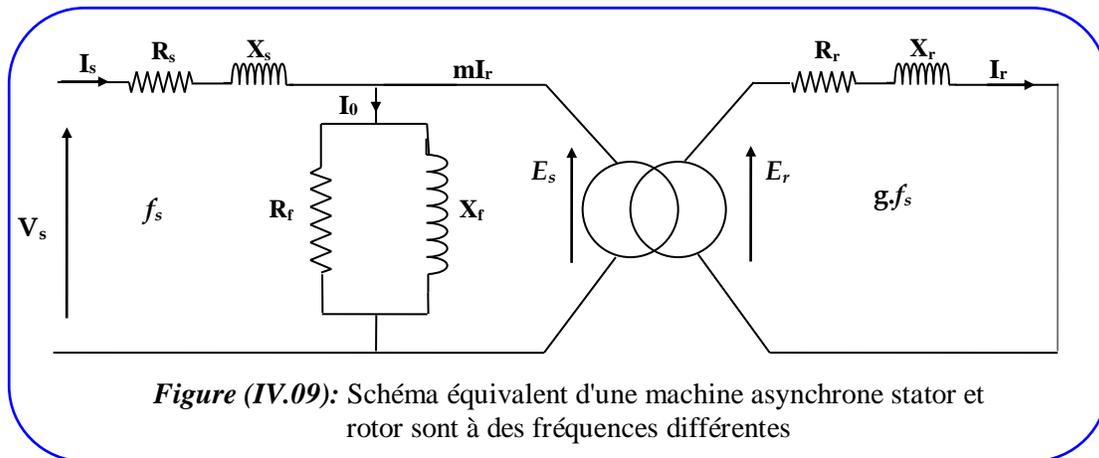
- V_e : La tension primaire du transformateur.
- R_1 : La résistance du côté primaire du transformateur.
- X_1 : La réactance du côté primaire du transformateur.
- I_1 : Courant primaire du transformateur.
- m : Rapport de transformation.
- R_f : La résistance de fuite.
- X_f : Réactance de fuite.
- R_2 : La résistance du côté secondaire du transformateur.
- X_2 : La réactance du côté secondaire du transformateur.
- I_2 : Courant secondaire du transformateur.
- V_0 : La tension à vide.

Pour un moteur asynchrone, la tension statorique avec les grandeurs complexes est donnée comme suit:

$$\underline{V}_s = R_s \cdot \underline{I}_s + j \cdot L_s \cdot \omega \cdot \underline{I}_s + \underline{E}_s \quad (\text{IV.05})$$

avec:

- \underline{V}_s : Tension statorique complexe
- R_s : Résistance d'un enroulement statorique
- \underline{I}_s : Courant statorique complexe
- L_s : Inductance d'un enroulement statorique
- \underline{E}_s : F.é.m statorique complexe



- Au démarrage: $g=1$.

- Sachant que : $X_r = 2\pi \cdot L_r \cdot f_r = 2\pi \cdot L_r \cdot g \cdot f_s$

- Soit : $X_{rd} = L_r \cdot 2\pi \cdot f_s = \frac{X_r}{g}$

- Notons que : $m = \frac{E_r}{E_s}$

- Le courant I_r est déterminé comme suit:

$$I_r = \frac{E_r}{\sqrt{R_r^2 + X_r^2}} = \frac{E_r}{\sqrt{R_r^2 + (g \cdot X_{rd})^2}} = \frac{E_r}{g \cdot \sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_{rd}^2}} \quad (\text{IV.06})$$

- On pose : $E_{rd} = \frac{E_r}{g}$

- alors :

$$I_r = \frac{E_{rd}}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_{rd}^2}} \quad (\text{IV.07})$$

Le schéma équivalent total ramené au stator est alors celui donné par la figure (IV.10)

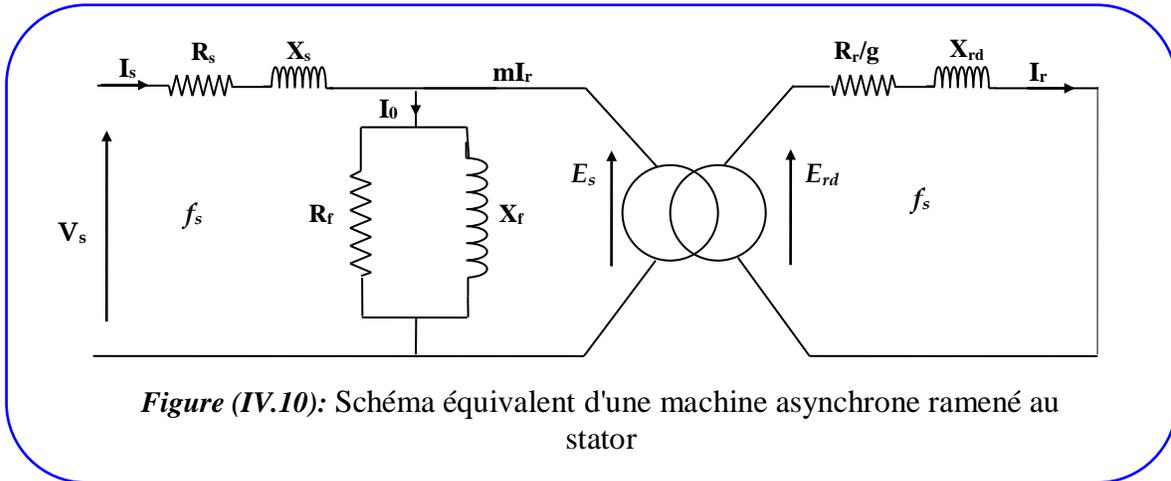


Figure (IV.10): Schéma équivalent d'une machine asynchrone ramené au stator

Avec cette configuration, la fréquence rotorique est égale à la fréquence statorique.

b- Schéma équivalent ramené au stator :

Pour cela, il faut que le circuit rotorique soit parcouru par le courant mI_r .

L'équation (IV.07) peut s'exprimer comme suit:

$$m.I_r = \frac{m.E_{rd}}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_{rd}^2}} \quad (\text{IV.08})$$

Or: $E_{rd} = m.E_s$ alors $m.I_r = \frac{m^2.E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_{rd}^2}}$

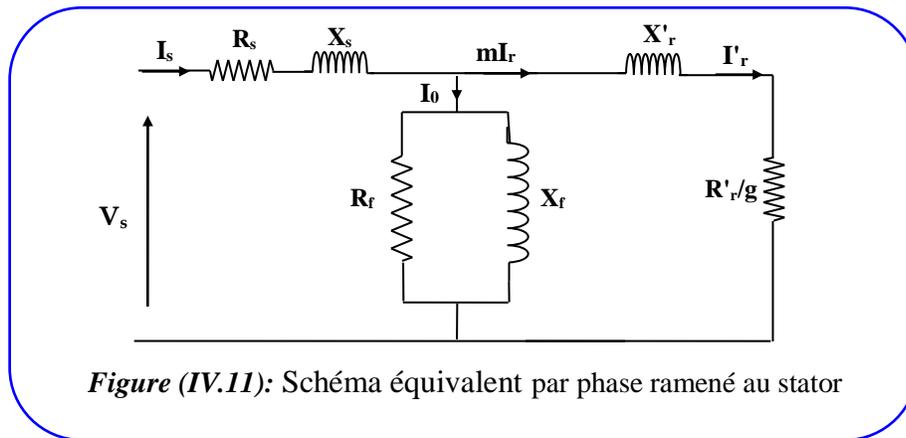
$$I_r' = m.I_r = \frac{E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{m^2.g}\right)^2 + \left(\frac{X_{rd}}{m^2}\right)^2}} = \frac{E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (X_r')^2}} \quad (\text{IV.09})$$

où: $R_r' = \frac{R_r}{m^2}$ et $X_r' = \frac{X_{rd}}{m^2}$

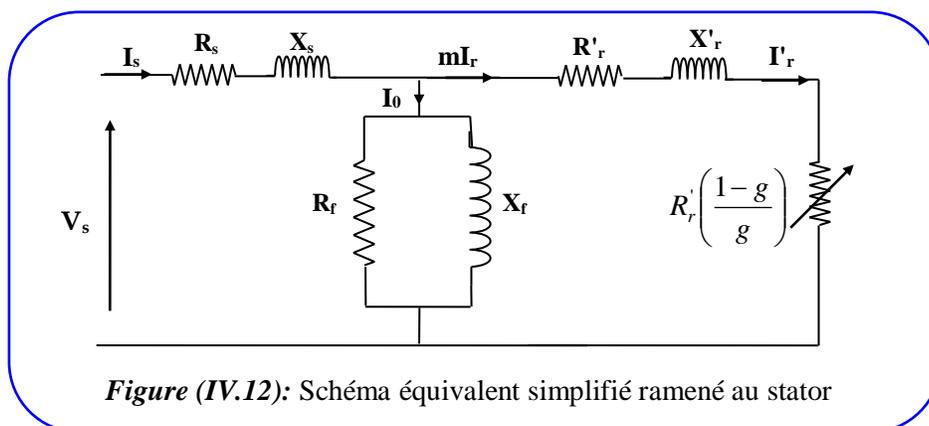
Le schéma équivalent par phase ramené au stator est donné alors par la figure (IV.11)

avec :

- R_s : Résistance d'un enroulement statorique qui représente les pertes joules statoriques.
- X_s : Réactance de fuite d'un enroulement statorique.
- R_f : Résistance qui modélise les pertes fer : pertes par courant de Foucault et les pertes par hystérésis.
- X_f : Réactance qui modélise la puissance réactive nécessaire pour la magnétisation du circuit magnétique.
- R'_r/g : Résistance ramenée d'un enroulement rotorique.
- X'_r : Réactance ramenée au stator : c'est la réaction de fuite.
- V_s : Tension aux bornes d'un enroulement statorique.



Sachant que : $\frac{R'_r}{g} = R'_r + R'_r \left(\frac{1-g}{g} \right)$ où R'_r représente les pertes joules rotoriques, le schéma équivalent par phase ramené au stator sera comme celle donné par la figure (IV.12).

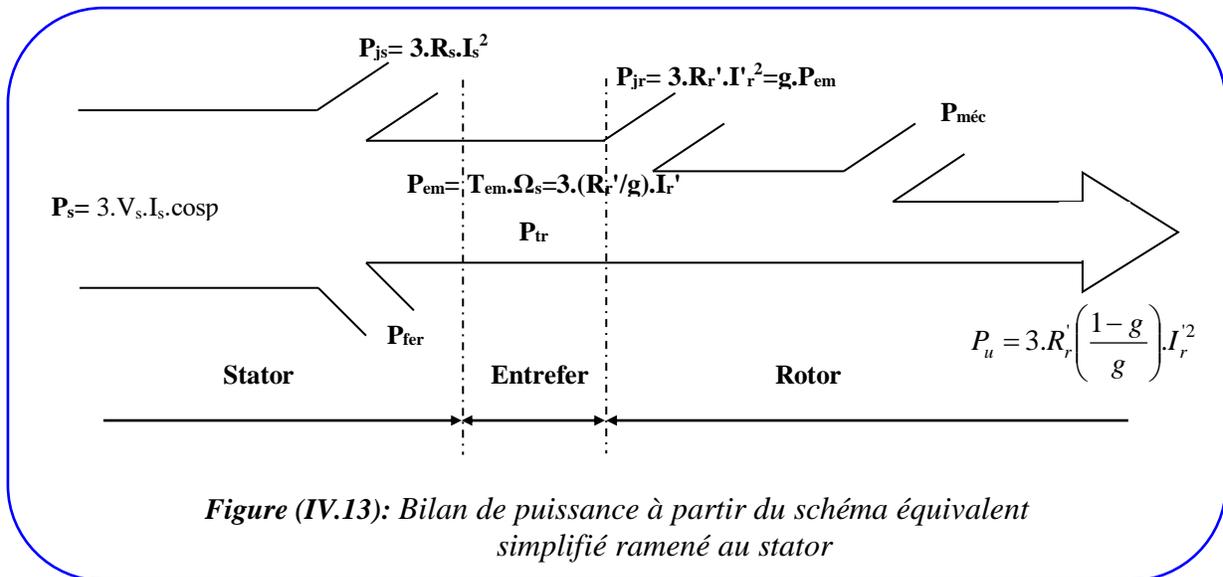


$R_r' \left(\frac{1-g}{g} \right)$: représente la charge du moteur ou la puissance mécanique utile sur l'arbre du moteur.

Notons qu'elle dépend de la vitesse de rotation c'est-à-dire du glissement g .

Le bilan de puissance à partir du schéma équivalent simplifié ramené au stator est donné alors par la figure (IV.13).

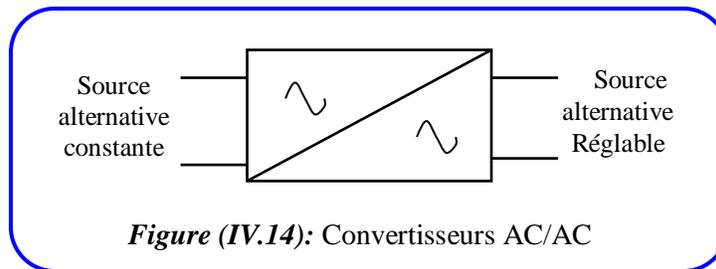
- P_a : Puissance absorbée
- p_{js} : Pertes joules statoriques.
- p_{fer} : Pertes fer statorique.
- P_{tr} : Puissance transmise
- P_{em} : Puissance électromagnétique.
- p_{jr} : Pertes joules rotoriques.
- $p_{méca}$: Pertes mécaniques.
- P_u : Puissance transmise.



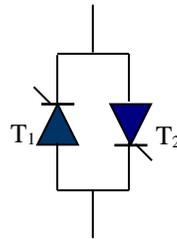
IV.3. Rappel sur les Gradateurs

IV.3.1. Définition

Un Gradateur est convertisseur direct AC/AC. Ce convertisseur se comporte alors comme un interrupteur commandé, il établit ou interrompt la liaison entre la source et la charge. Il est alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante et fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.



Le gradateur réalisé par des groupes de **thyristors** montés en anti-parallèle (tête-bêche), ou bien éventuellement, par des associations **thyristors/diodes**.



On classe deux types de gradateurs: les gradateurs monophasés et les gradateurs triphasés.

- **En ce qui concerne le domaine d'utilisation des gradateurs, on peut citer**

- ✓ Chauffage (contrôle de température)
- ✓ Eclairage (contrôle de lumière)
- ✓ Variation de vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (perceuse, aspirateur de quelques centaines de Watts).

- **Les gradateurs disposent quelques inconvénients suivants:**

- ✓ La tension aux bornes de la charge est alternative non sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif non sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant absorbés sur le réseau sera donc importante.

- ✓ La relation entre la puissance moyenne dissipée dans la charge et le signal de commande n'est pas linéaire.

- Deux types de commande peuvent être utilisés pour le transfert de puissance électrique :

- ✓ Commande en interrupteur (on-off control)
- ✓ Contrôle de phase (phase-angle control).

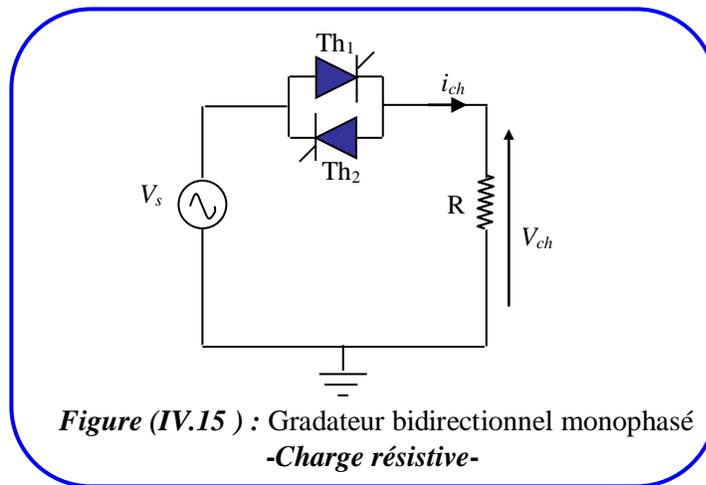
IV.3.2. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge résistive-

D'après la figure (IV.15), la puissance débitée par la source est contrôlée par Th_1 en agissant sur l'angle d'amorçage, ψ durant la première demi-période. Durant la deuxième demi-période, l'angle d'amorçage de Th_2 fait commander la puissance débitée vers la charge. ψ varie de 0 jusqu'à π .

- Les ondes du courant et de la tension de charge sont tracées comme montrées dans la figure.

IV.03.

a. Montage



avec:

$$V_s = V_{\max} \sin \theta = \sqrt{2} V_{\text{seff}} \sin \theta, \quad \theta = \omega t$$

b. Analyse du fonctionnement

- ✓ pour $0 < \omega t < \psi$ Tous les thyristors sont bloqués

$$V_{th_1} = -V_{th_2} = V_e = V_{\max} \sin \omega t$$

$$V_c = 0, I_c = I_{th_1} = I_{th_2} = 0$$

- ✓ pour $\psi < \omega t < \pi$ Le thyristor Th_1 conduit $V_{Th_1} = 0$ et Th_2 bloqué

$$V_{ch} = V_s = V_{\max} \sin \theta, \quad I_{ch} = I_{th_1}, \quad I_{th_2} = 0$$

$$I_{ch} = \frac{V_{\max}}{R} \sin \omega t$$

✓ pour $\pi < \omega t < \pi + \psi$ Tous les thyristors sont bloqués

$$V_{th_1} = -V_{th_2} = V_e = V_{\max} \sin \omega t$$

$$V_{ch} = 0, I_{ch} = I_{th_1} = I_{th_2} = 0$$

✓ pour $\pi + \psi < \omega t < 2\pi$ Le thyristor Th₂ conduit $V_{th_2} = 0$ et Th₁ bloqué

$$V_{ch} = V_s = V_{\max} \sin \theta, I_{ch} = I_{th_2}, I_{th_1} = 0$$

$$I_{ch} = \frac{V_{\max}}{R} \sin \omega t$$

c. Tension et courants efficaces

- Pour une charge purement résistive, V_{cheff} s'écrit comme:

$$V_{cheff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_{\max}^2 \sin^2 \theta d\theta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} 2V_{seff}^2 \sin^2 \theta d\theta} \quad (IV.10)$$

on a $\sin^2 = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$

$$V_{cheff} = \sqrt{\frac{2 \times V_{seff}^2}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} \left(\frac{1 - \cos 2\theta}{2} \right) d\theta} \quad V_{cheff} = \sqrt{\frac{V_{seff}^2}{\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right]_{\psi}^{\pi}}$$

$$\Rightarrow V_{cheff} = \sqrt{\frac{V_{seff}^2}{\pi} \left[\pi - \underbrace{\frac{1}{2} \sin 2\pi - \psi}_{0} + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]} \quad (IV.11)$$

$$V_{cheff} = V_{seff} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \psi + \frac{\sin 2\psi}{2} \right)} \quad (IV.12)$$

- Le courant efficace I_{cheff} s'écrit comme:

$$I_{cheff} = \frac{V_{seff}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \psi + \frac{\sin 2\psi}{2} \right)} \quad (IV.13)$$

En faisant varier l'angle ψ de zéro à π , on fait varier I de son maximum (V/R) à zéro

d. La puissance P dissipée dans la charge

- La puissance instantanée dans la charge est

$$p(t) = v_{ch}(t) \cdot i_{ch}(t) = \frac{v_{ch}^2(t)}{R} \quad (IV.14)$$

- La puissance P est la valeur moyenne de la puissance instantanée

$$P = \langle p(t) \rangle = \frac{\langle v_{ch}^2(t) \rangle}{R} = \frac{V_{ch,eff}^2}{R} \quad (IV.15)$$

- La puissance dissipé dans la charge dépend de ψ

$$P = \frac{V_{seff}^2}{R} \left(\frac{1}{\pi} \left(\pi - \psi + \frac{\sin 2\psi}{2} \right) \right) \Rightarrow P = \frac{V_{seff}^2}{R} \left(1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{\sin 2\psi}{2\pi} \right) \quad (IV.16)$$

e. La puissance apparente S

Le courant délivré par la source est $i(t)$ et a pour valeur efficace I . La puissance apparente au niveau de la source s'écrit: $S = V_{seff} \times I$, oit:

$$S = \frac{V_{seff}^2}{R} \sqrt{\left(1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{\sin 2\psi}{2\pi} \right)} \quad (IV.17)$$

f. Facteur de puissance

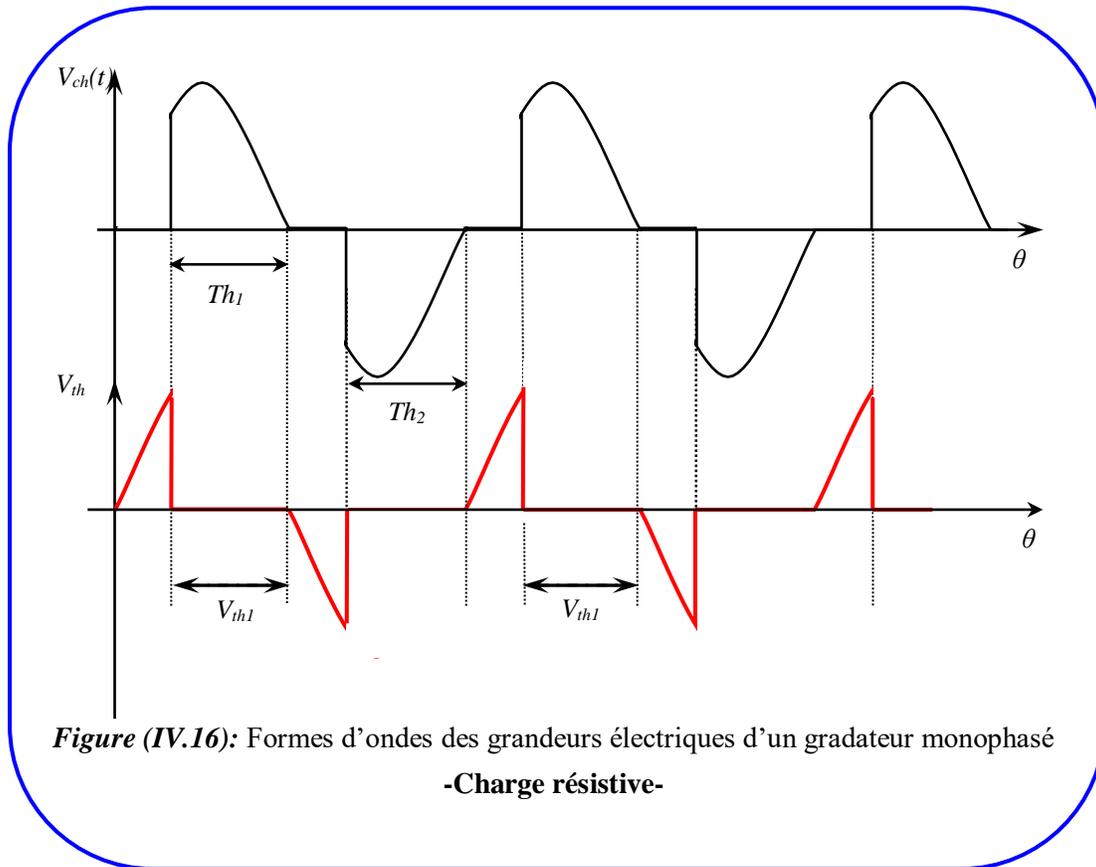
La diminution de la puissance absorbée par le récepteur ψ quand croit, s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation :

- La consommation d'énergie réactive, due au déphasage ϕ_1 du fondamental de l'onde de courant en arrière de l'onde de tension d'alimentation
- L'injection sur la source de courant harmonique.

On peut évaluer l'impédance de ces deux types de perturbation en calculant le facteur de puissance de ce convertisseur

$$FP = \frac{P}{S} = \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{\sin 2\psi}{2\pi}} \quad (IV.18)$$

g. Formes d'ondes



IV.4. Association MAS-Convertisseurs

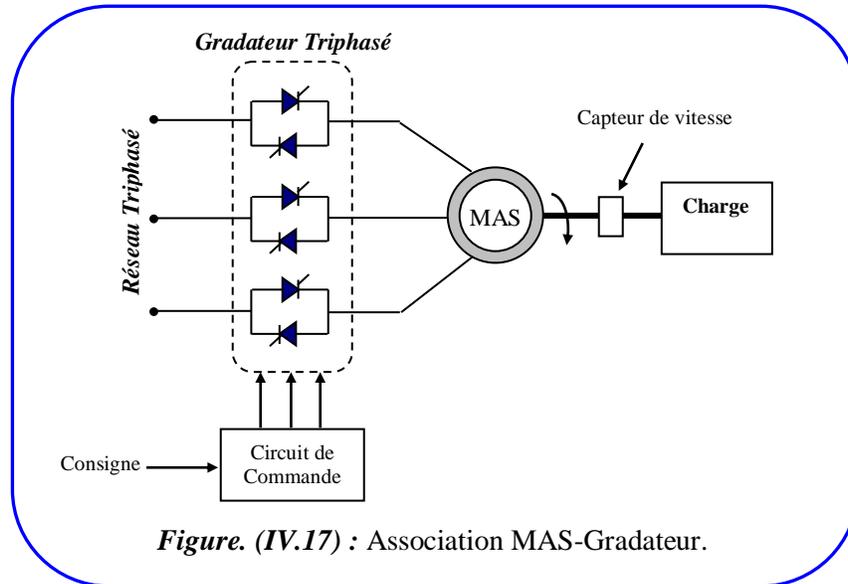
Le réglage de la vitesse d'une machine alternative n'est pas simple que celui d'un moteur à courant continu. Les onduleurs à fréquence de sortie variable sont la principale application des dispositifs de puissance à semi-conducteurs pour la commande de moteur à courant alternatif. Pour obtenir des caractéristiques de commande comparables à celle d'un moteur à courant continu, il faut utiliser un équipement de commande et de puissance plus compliqué.

Pour bien choisir un système d'entraînement à vitesse variable il est absolument nécessaire de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur statique/machine:

- ✓ Caractéristiques couple vitesse de la machine entraînée
- ✓ Inertie de la machine entraînée
- ✓ Performances statiques et dynamiques attendues
- ✓ Régime et service dans tous les cas d'exploitation

IV.4.1. Association MAS-Gradateur

L'alimentation du moteur asynchrone triphasé est obtenue par l'intermédiaire d'un gradateur constitué de 3 triac ou 6 thyristors, montés tête-bêche par 2 dans chaque phase du réseau. Il permet, en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors, de délivrer une tension découpée dont la valeur efficace varie (la fréquence reste fixe). Actuellement cette procédure est surtout utilisée pour le démarrage des moteurs asynchrones.



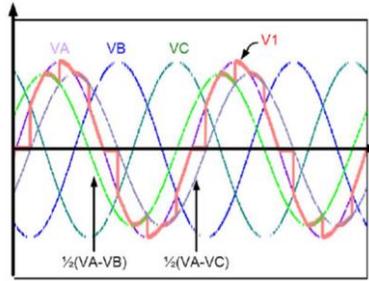
Pour comprendre le fonctionnement du gradateur, on suppose que le moteur se comporte comme une charge résistive.

Il existe plusieurs façons d'associer l'interrupteur avec la charge. Les vrais gradateurs triphasés sont formés de trois ensembles de deux thyristors montés entre le réseau et la charge couplés en triangle ou en étoile sans neutre : On se limitera au tracé des tensions de sortie exemple V_1 aux borne d'une phase du stator, les autres V_A , V_B et V_C étant les trois tensions du réseau. Selon la valeur de l'angle d'amorçage de chaque thyristor, trois modes de fonctionnement sont possibles.

✓ **1er Cas** où $0 < \alpha < \pi/3$:

La tension d'une phase du stator a pour valeur efficace :

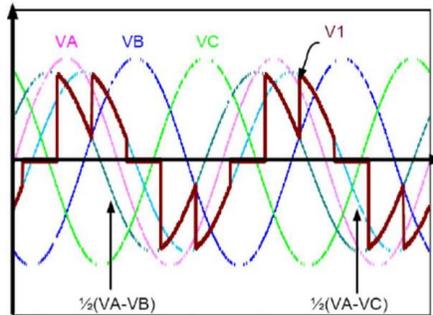
$$V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t) dt} = v_{eff} \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin(2\alpha)} \quad (\text{IV.19})$$



✓ **2ème Cas** où $\pi/3 < \alpha < (\pi/2 + \alpha)$:

La tension d'une phase du stator a pour valeur efficace :

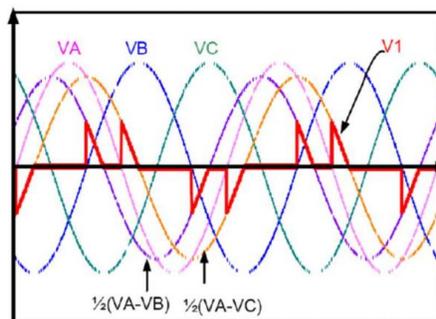
$$V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t) dt} = v_{eff} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)} \tag{IV.20}$$



✓ **3ème Cas** où : $\pi/2 < \alpha < (5\pi/6 + \alpha)$:

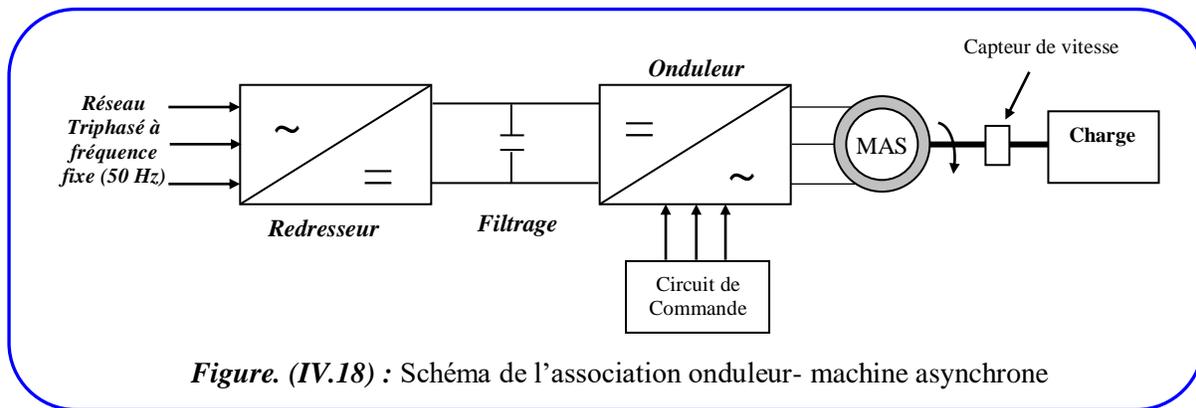
La tension d'une phase du stator a pour valeur efficace :

$$V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t) dt} = v_{eff} \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)} \tag{IV.21}$$



IV.4.2. Association MAS-Onduleur

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique, par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (18) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension



IV.4.3. Convertisseur réversible

Grâce aux GTO, l'onduleur MLI permet aujourd'hui la variation de vitesse de machine asynchrones jusqu'à des puissances de l'ordre du MW. Dans ces cas là, il est nécessaire de prévoir le freinage de la machine asynchrone en restituant l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela, il est possible de remplacer le redresseur à diodes par une structure onduleur MLI qui fonctionne en redresseur lorsque la machine asynchrone fonctionne en moteur et en onduleur lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice.

Les inductances connectées côté réseaux permettent le lissage des courants de ligne. Côté réseau, la structure onduleur MLI permet de prélever des courants quasi-sinusoïdaux en phase avec les tensions simples ; ce qui optimise le facteur de puissance du convertisseur. Il faut noter que c'est la commande de l'onduleur MLI côté réseau qui assure la régulation de la tension continue " E ".

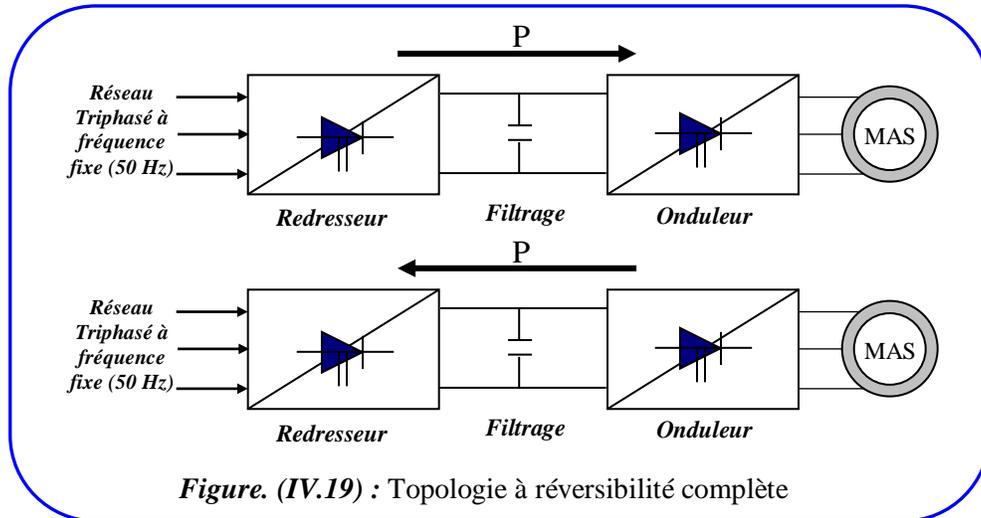


Figure. (IV.19) : Topologie à réversibilité complète

Ce type de dispositif, très récent, est notamment utilisé pour le TGV qui utilise des moteurs asynchrones. Avant que les GTO ne permettent la réalisation d'onduleur MLI de forte puissance, il avait été nécessaire de faire appel à des convertisseurs à thyristors pour alimenter à fréquence variable la machine asynchrone.

IV.4.4. Association MAS-Cyclo-convertisseur :

Parmi les procédés de variation de fréquence pour faire varier la vitesse des moteurs asynchrone on trouve le cyclo-convertisseur. Dans ce cas, on utilise directement les tensions V_A , V_B , V_C du réseau à tension et fréquence constantes **Fig. (IV.20)**. Les trois tensions V_1 , V_2 et V_3 appliquées à la machine sont formées de portions convenablement choisies des sinusoïdes fournies par le réseau. Deux thyristors montés tête-bêche sont nécessaires dans chaque liaison réseau et du moteur pour permettre le passage du courant dans le sens convenable. En triphasé, il faut donc au minimum $3 \times 3 \times 2$ soit 18 thyristors.

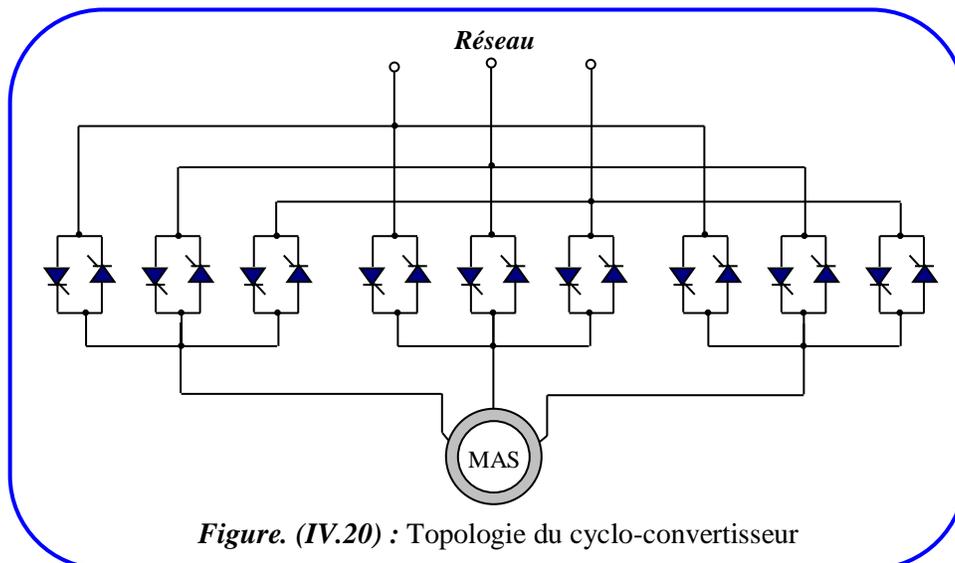


Figure. (IV.20) : Topologie du cyclo-convertisseur

IV.5. Réglage de vitesse des moteurs asynchrones

On suppose que l'impédance de fuite d'un enroulement statorique est négligeable. Le schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone triphasée fonctionnant en régime sinusoïdale équilibré devient celui de la figure ci-dessous :

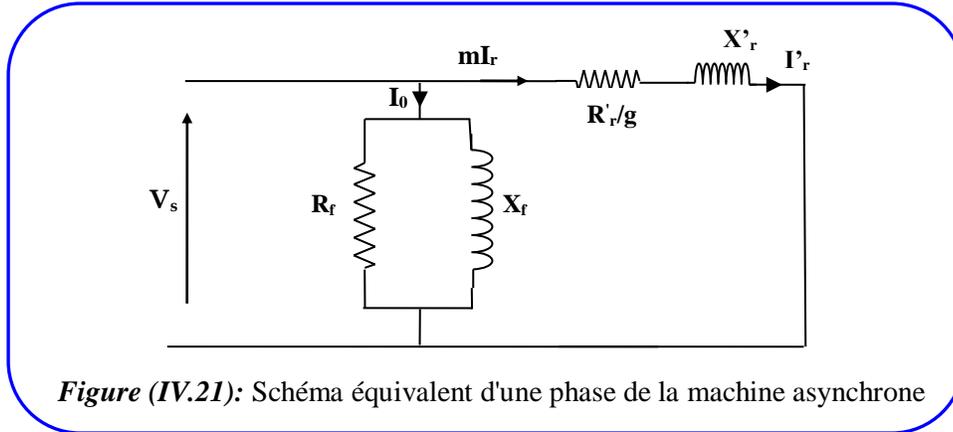


Figure (IV.21): Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone

☞ Expression du couple électromagnétique

On a :

$$T_{em} = \left(\frac{P_{tr}}{\Omega_s} \right) \text{ avec } P_{tr} = 3 \cdot \left(\frac{R_r'}{g} \right) \cdot I_r'^2 \text{ et } I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + X_r'^2}}$$

$$\text{D'où : } T_{em} = \frac{3}{\Omega_s} \cdot \frac{R_r'}{g} \cdot \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (X_r')^2} \quad \text{Or } \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \text{ et } X_r' = L_r' \cdot \omega_s$$

$$\text{Donc : } T_{em} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_s \cdot \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (L_r' \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{IV.22})$$

V_s : tension d'alimentation;

ω_s : pulsation (ou fréquence) d'alimentation;

p : nombre de paire de pôles;

R_r, L_r' : impédance du Rotor;

R_r : Résistance du rotor ramené au stator

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus : le nombre de paires de pôles de la machine, le glissement et la fréquence d'alimentation de la machine.

IV.5.1. Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Une action sur le nombre de paire de pôles d'un moteur asynchrone triphasé permet d'obtenir des fréquences de rotation différentes mais fixes et la plage de vitesse n'est pas variée.

De manière que :

- Si le nombre de paire de pôles augmente, la fréquence de rotation d'un moteur diminue.
- Si le nombre de paire de pôles diminue, la fréquence de rotation d'un moteur augmente.

IV.5.2. Réglage par action sur le glissement

- ☞ Action sur la tension d'alimentation statorique (autotransformateur, gradateur)
- ☞ Rhéostat de glissement au rotor
- ☞ Cascade de récupération (cascade hyposynchrone)

IV.5.2.1. Réglage par action sur la tension d'alimentation (Association gradateur - machine asynchrone)

Il est actuellement possible de régler de façon continue, sans chute de tension notable, la tension statorique d'un moteur asynchrone ce qui permet d'ajuster le couple du moteur et obtenir ainsi le réglage de la vitesse du moteur. Ce réglage est obtenu par des gradateur à thyristor (*variation d'amplitude de la tension statorique*).

Le réglage de V_s se fait par action sur l'angle d'amorçage (α) des thyristors. Cette solution déforme cependant l'onde de tension (la tension obtenue n'est pas sinusoïdale) engendrant des pertes supplémentaires.

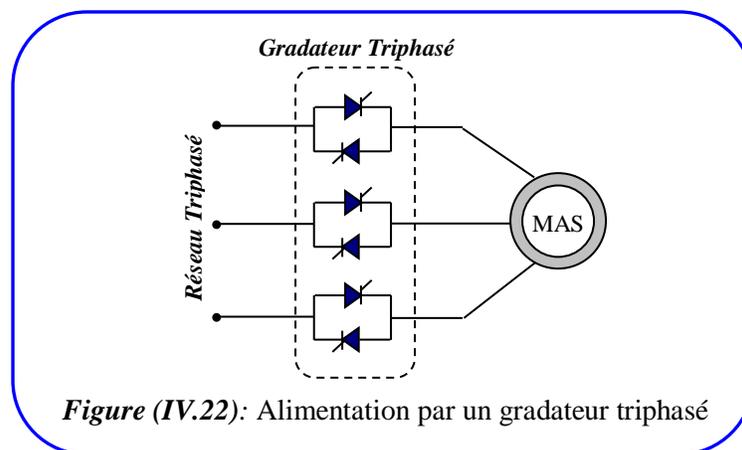


Figure (IV.22): Alimentation par un gradateur triphasé

IV.5.2.2. Réglage par action sur la résistance rotorique (Rhéostat de glissement au rotor)

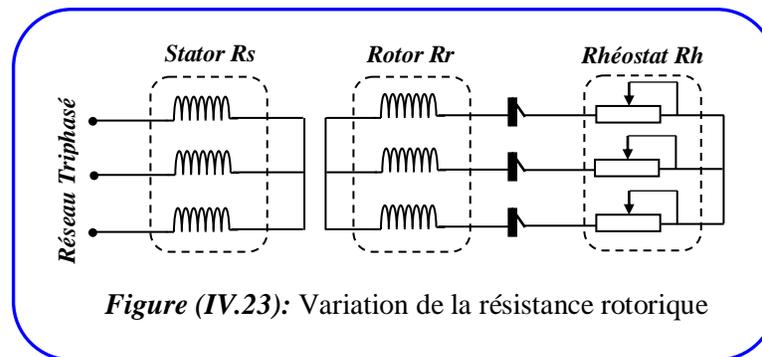
La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone ayant p paires de pôles, alimenté à la fréquence fixe (f_s) peut être réglée en agissant sur le glissement g :

$$\Omega = (1 - g)\Omega_s = (1 - g) \frac{2\pi f_s}{p} \quad (\text{IV.23})$$

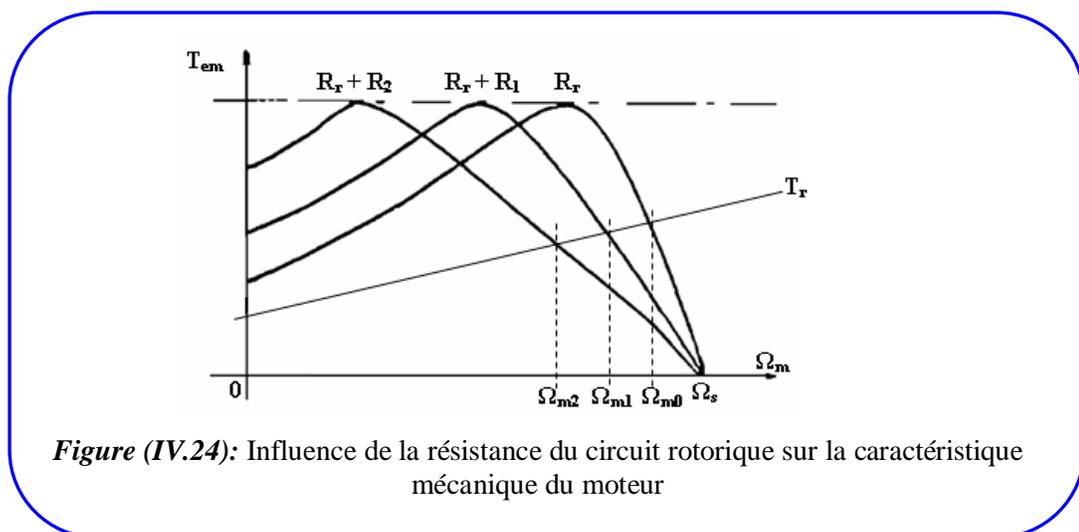
Pour modifier le glissement, il faut soutirer de l'énergie au rotor, soit en la dissipant par effet Joule, soit en la récupérant.

a- Variation de la résistance rotorique par rhéostat de glissement

Le stator est directement relié au réseau, mais un rhéostat (rhéostat de glissement) triphasé est placé sur les bornes du rotor, une résistance est donc en série avec chaque phase rotorique (**Fig. 23**).



Quand on augmente la résistance du circuit rotorique, la caractéristique mécanique du moteur se déplace vers la gauche (**Fig.24**).



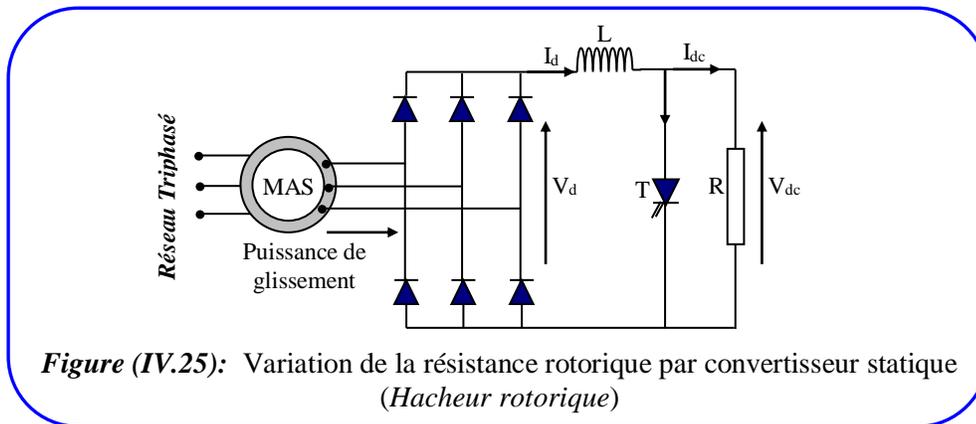
La vitesse est Ω_0 en l'absence de rhéostat. Elle prend une valeur Ω_1 plus faible si le rhéostat ajoute une résistance R_1 en série avec la résistance R_r de chaque phase du rotor. Elle passe ensuite à la valeur encore plus faible Ω_2 si le rhéostat ajoute une résistance R_2 supérieure à R_1 . la plage de variation possible est d'autant plus large que la charge du moteur est importante.

- Avantages et inconvénients

- Le rhéostat de glissement est un procédé simple pour obtenir une variation de vitesse, mais il s'agit uniquement d'un réglage manuel. l'étendue de la variation est très limitée pour un moteur faiblement chargé.
- L'énergie nécessaire au glissement est perdue par effet Joule dans le rhéostat.

b- Variation de la résistance rotorique par hacheur

Le rhéostat rotorique peut être remplacé par un redresseur non commandé suivi d'un hacheur est d'une résistance dont la valeur serait commandée par le rapport cyclique (α) du hacheur.



☞ La variation contrôlée de la résistance additionnelle engendre la variation du courant rotorique, donc de l'énergie de glissement et par conséquent, de la vitesse de rotation.

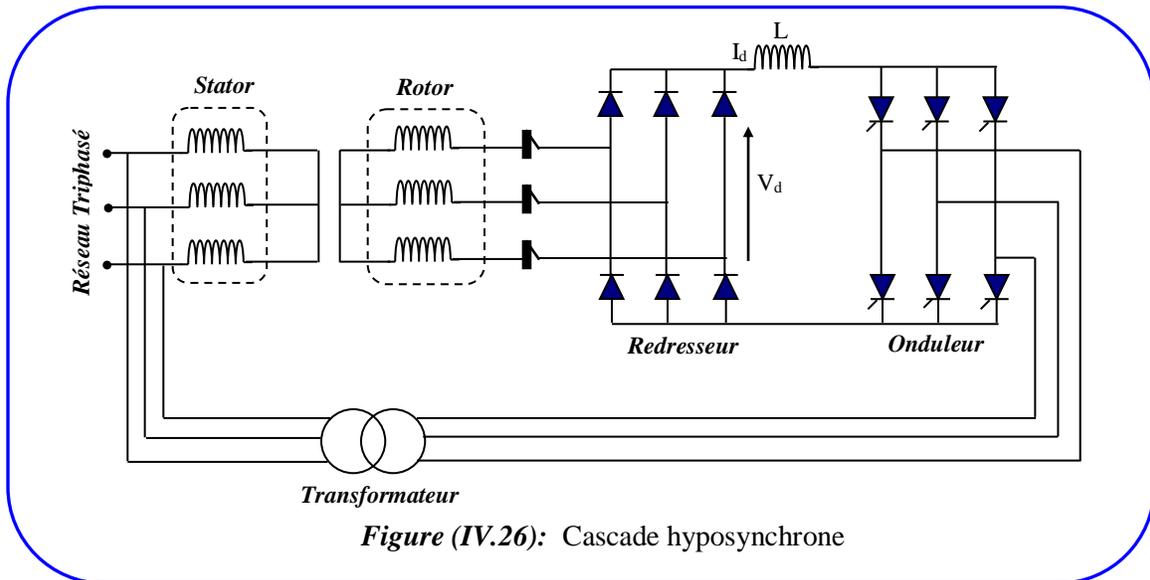
- Avantages et inconvénients

- Par rapport au procédé précédent, le réglage de la vitesse par un hacheur a gagné en souplesse et permet une commande électronique.
- La puissance rotorique est dissipée dans une résistance. Cette énergie est donc perdue il faut la récupérer.

IV.5.2.3. Réglage par Cascade Hyposynchrone (Récupération Rotorique)

Le principe consiste à récupérer l'énergie du glissement sur le réseau électrique en utilisant le montage *Cascade Hyposynchrone*.

Le schéma de montage est donné par la figure 26



Cette cascade comporte les organes fondamentaux suivants :

☞ **Un redresseur**

Formé d'un pont de six diodes qui transforme la puissance de glissement de fréquence f_r en puissance continue.

☞ **Onduleur**

Il s'agit d'un deuxième pont de six thyristors (onduleur assisté) qui transforme cette puissance continue en une puissance triphasée de fréquence f_s égale à la fréquence du réseau.

☞ **Inductance**

Une inductance entre les deux convertisseurs fonctionnant à des fréquences différentes est permet de réduire les ondulations du courant I_d

☞ **Transformateur**

Qui permet pour une vitesse donnée, d'adapter la tension de l'ondulation à celle du réseau avec le meilleur facteur de puissance possible.

☞ Pour comprendre le fonctionnement du dispositif, faisons un raisonnement simplifié en négligeant les pertes. La puissance P_s reçue par le stator du moteur traverse l'entrefer. Une partie $(1-g)P_s$ forme la puissance mécanique tandis que le reste gP_s est transmis au circuit rotorique.

L'ensemble du redresseur et de l'onduleur renvoie cette puissance vers le réseau qui ne fournit en définitive que la puissance $P_s - gP_s = (1 - g)P_s$, c'est-à-dire la puissance mécanique.

En négligeant l'effet de la résistance et de l'inductance, la tension simple du rotor a une valeur efficace $V_r \approx gmV_s$, m étant le rapport de transformation du moteur.

Le redresseur à diodes du type PD3 délivre une tension dont la valeur moyenne est:

$$\langle u_d \rangle = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_r \approx \frac{3\sqrt{6}}{\pi} gmV_s$$

L'onduleur à thyristors fournit des tensions alternatives de valeur efficace V_s . Si k est le rapport de transformateur et α l'angle de retard à l'amorçage, la tension en entrée de l'onduleur a une valeur moyenne:

$$\langle u_i \rangle = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k V_s \cos \alpha \quad (\text{IV.24})$$

Comme la valeur moyenne de la tension aux bornes de la bobine de lissage est nulle, nous avons $\langle u_d \rangle = -\langle u_i \rangle$

Ce qui conduit à: $g = -\frac{k}{m} \cos \alpha$

Le glissement et donc la vitesse de rotation sont donc commandés par l'angle de retard à l'amorçage de l'onduleur:

$$\Omega = \left(1 + \frac{k}{m} \cos \alpha\right) \frac{2\pi f_s}{p} \quad (\text{IV.25})$$

Dans le fonctionnement en onduleur ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$), $\cos \alpha$ est négatif, donc le glissement est positif ; la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse de synchronisme, d'où le nom de la cascade hyposynchrone.

Si $\frac{k}{m}$ est égal à l'unité, la vitesse du moteur peut être contrôlée depuis l'arrêt jusqu'à la pleine vitesse. Dans la pratique, il n'est pas forcément nécessaire de régler la vitesse jusqu'à l'arrêt, aussi se fixe-t-on un glissement max, lequel détermine le rapport $\frac{k}{m}$, soit ; $g_{0\max} = \frac{k}{m}$

En définitive : C'est le retard α à l'amorçage des thyristors qui fixe le glissement, donc la vitesse de rotation. La valeur du rapport de transformation m limite la plage de réglage de cette vitesse.

Remarque :

- Le réglage du glissement s'effectue en agissant sur le retard à l'amorçage des thyristors

IV.5.3. Réglage de vitesse par variation de la fréquence d'alimentation

Le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone n'est réalisé dans des bonnes conditions qu'en faisant varier la fréquence des tensions appliquées. Cette solution exige des *convertisseurs électroniques* et une *commande élaborés*.

IV.5.3.1. Convertisseur de puissance

a- Cyclo-convertisseur

Est un convertisseur alternatif-alternatif permettant d'obtenir des tensions de fréquence réglable. Comme il n'est utilisé qu'en forte puissance, il est constitué de thyristors.

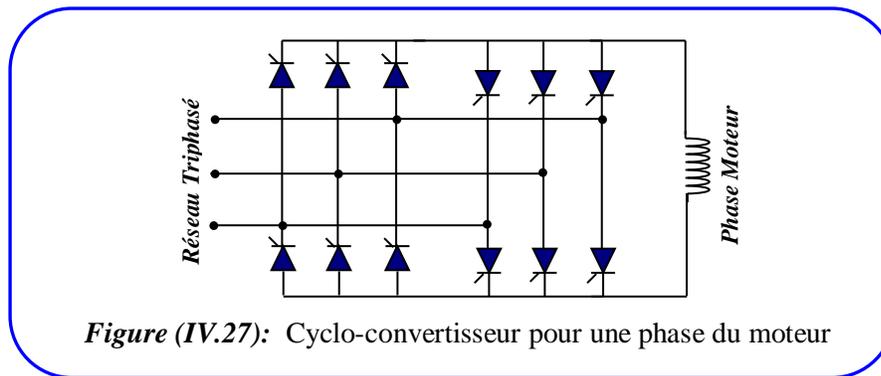


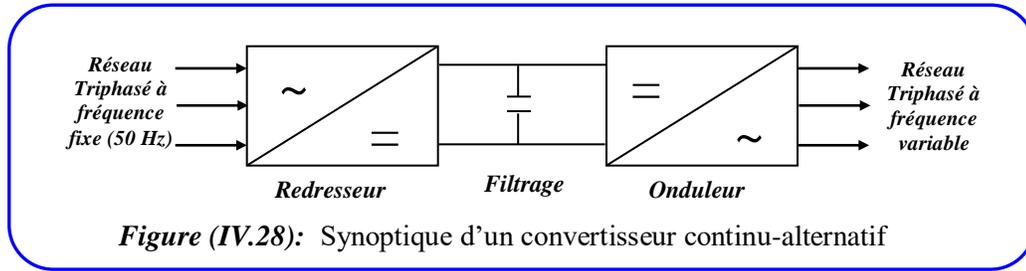
Figure (IV.27): Cyclo-convertisseur pour une phase du moteur

☞ Avantages et inconvénients

- Il permet l'inversion du sens de rotation du moteur. Le montage est naturellement réversible : il est possible de renvoyer de l'énergie au réseau.
- Il comprend un grand nombre de thyristors (**36 dans le montage classique**) et sa commande est complexe.
- La fréquence de la tension de sortie est faible devant celle du réseau : on ne dépasse pas un tiers, soit environ **15 Hz** pour le réseau à fréquence industrielle **50 Hz**. Le procédé est donc réservé à des moteurs de forte puissance et à vitesse lente.

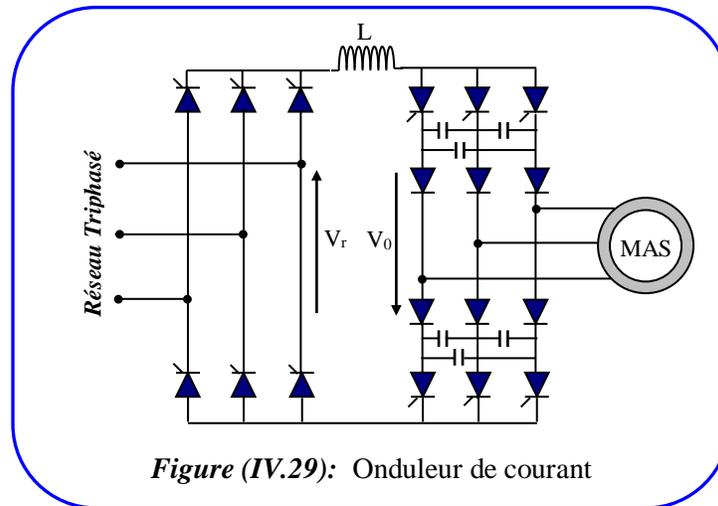
b- Onduleur

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un onduleur (convertisseur statique continu-alternatif) (*Fig. 28*). 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 ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s



c- Onduleur de courant

L'onduleur de courant à thyristors fonctionne en commutation forcée grâce aux circuits d'extinction constitués de diodes et de condensateurs.



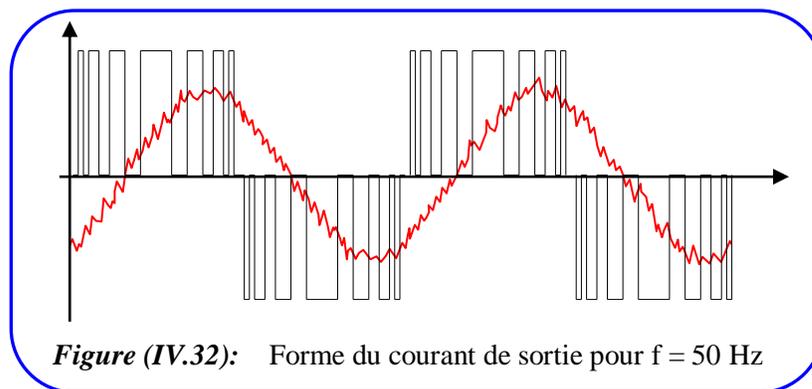
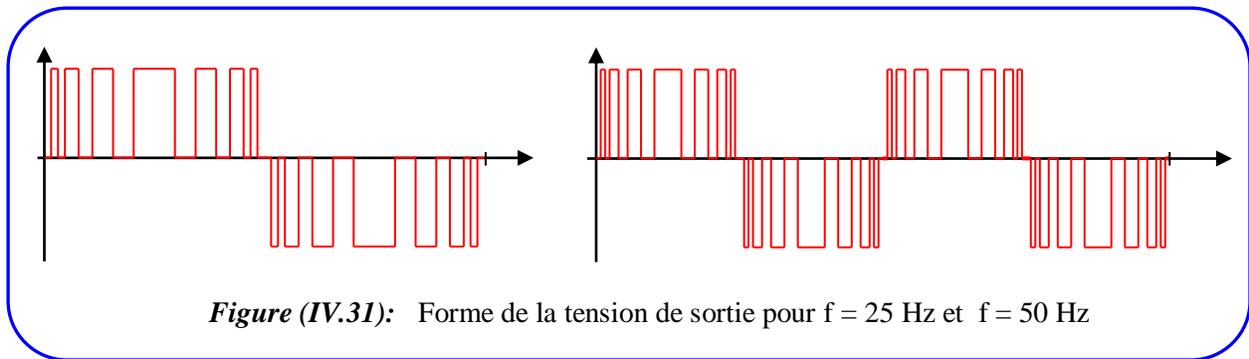
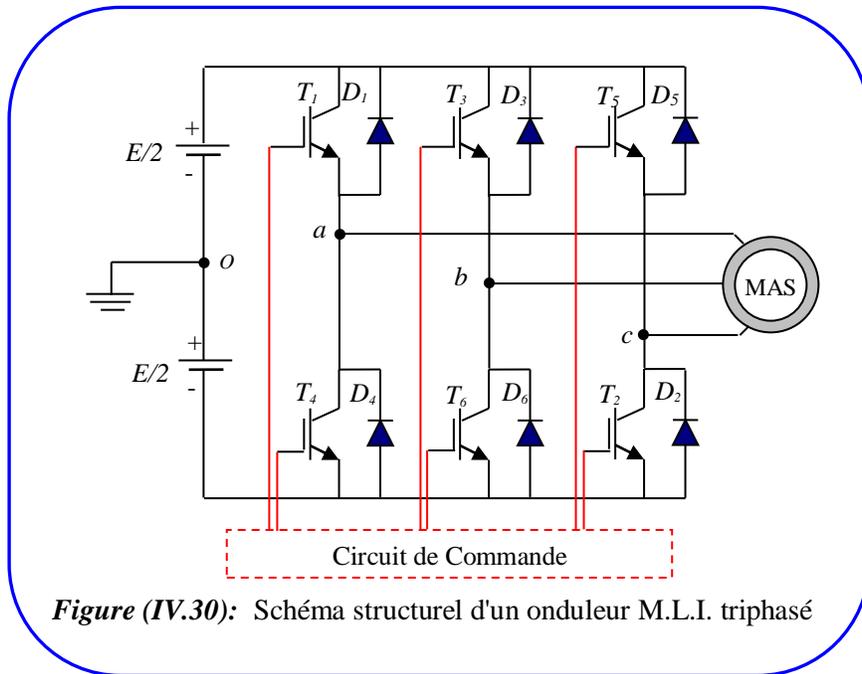
☞ Avantages et inconvénients

- Ce type de convertisseur est réversible : il permet donc le freinage avec récupération.
- L'inconvénient est que le courant est rectangulaire, ce qui donne des pertes supplémentaires dans le moteur qui doit donc être déclassé.

d- Onduleur de tension à MLI-Machine asynchrone

Le terme M.L.I. signifie : **Modulation de Largeur d'Impulsion**. Son principe est le suivant : La tension continue d'entrée de l'onduleur est hachée de façon à créer une succession de créneaux d'amplitude égale à celle-ci, mais de largeur variable.

La commande en M.L.I. est utilisée pour l'onduleur car elle permet d'obtenir un courant dont la forme est très proche d'une sinusoïde.



Face à sa simplicité structurale, la commande de la MAS exige des algorithmes de contrôle complexes, souvent difficiles à mettre œuvre, et parfois peu robustes, elle a suscité un vif intérêt des électrotechniciens et automaticiens notamment au cours de la dernière décennie. En générale, les méthodes de commande de la machine à induction peuvent être divisées en commande scalaire et commande vectorielle.

Une classification générale des méthodes de contrôles à fréquence variable de la machine asynchrone étudiées dans la littérature est alors présentée dans la figure suivante:

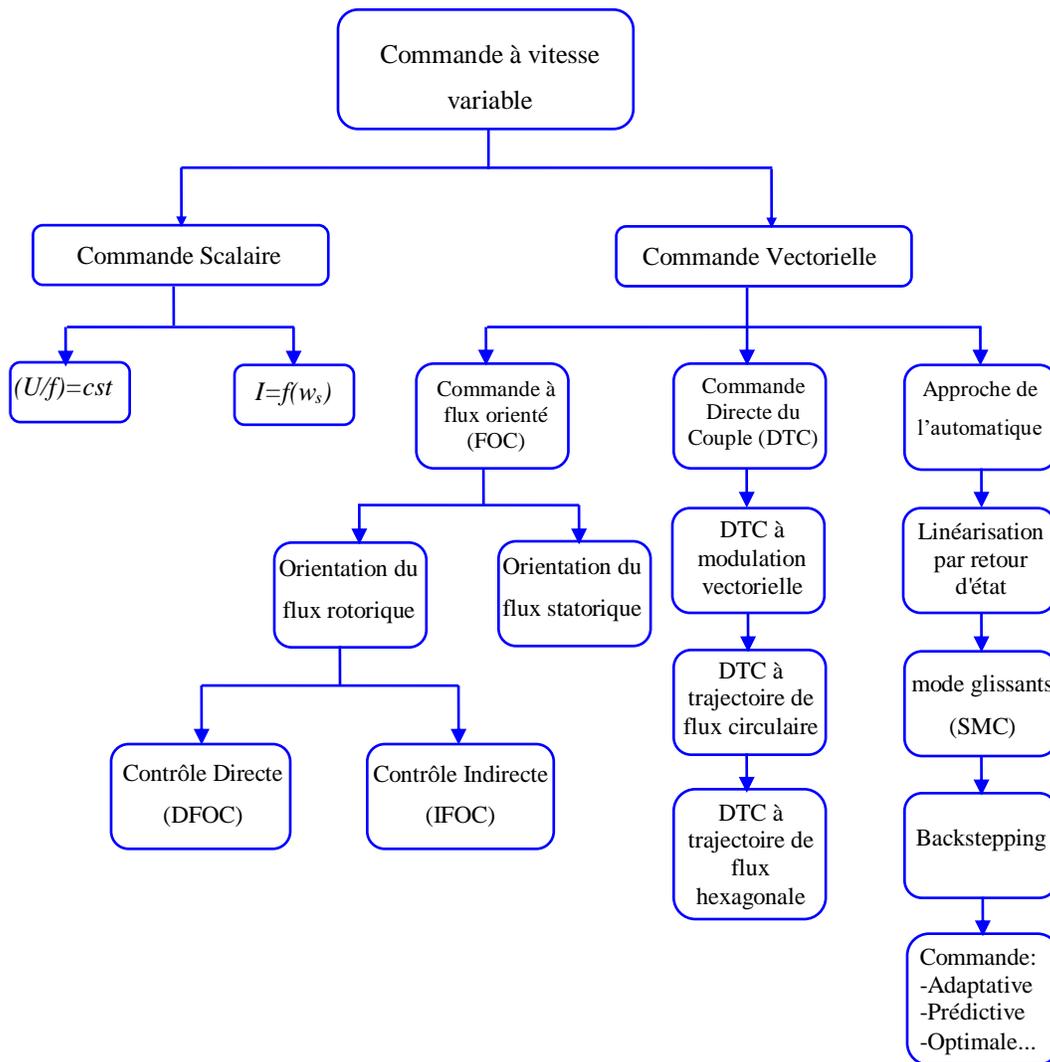


Figure (IV.33): Une classification générale des méthodes de contrôles à fréquence variable de la MAS

Dans ce qui suit, nous présentons la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone.

IV.5.3.2. La Commande Scalaire de la machine asynchrone

✓ La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes du stator de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Cette méthode de commande est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique. La commande la plus utilisée est la loi (V/f) , son principe est de faire varier la vitesse de la machine asynchrone tout en maintenant ce (V/f) rapport constant donc en maintenant le flux statorique et le couple maximum en régime permanent constant et de varier la vitesse de la machine asynchrone sans dégrader les caractéristiques mécaniques de la machine.

a. Expression du couple électromagnétique

Pour expliquer le principe de cette méthode de réglage, réécrivons la relation du couple électromagnétique comme suit :

$$T_{em} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_s \cdot \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (L_r' \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{IV.01})$$

- Le couple est nul , pour un glissement $g = 0$

- Quand g est faible, $T_{em} = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'}$ Le couple est proportionnel au glissement

- Lorsque g est grand $T_{em} = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{R_r'}{g \cdot L_r' \cdot \omega_s^2}$ Le couple est inversement proportionnel au glissement (hyperbole).

- Entre ces deux situation, le couple passe par un maximum. En effet la **Figure 01** montre la relation couple – glissement en régime permanent.

Le couple maximum est obtenu lorsque , pour un glissement $g = g_{\max} = \frac{R'_r}{L'_r \omega_s}$ on a alors :

$$T_{\max} = \frac{3p}{2L'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{IV.02})$$

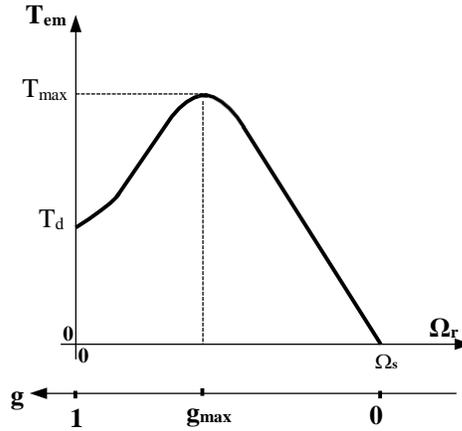


Figure (IV.01): Courbe de $T_{em} = f(\Omega_r)$ et $T_{em} = f(g)$

La tension et le flux statorique sont liés par la relation : $V_s = j\omega_s \phi_s$. Alors, le module du flux statorique en régime permanent est donc donné par :

$$\phi_s^* = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{IV.03})$$

Ainsi le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$$T_{em} = 3 \cdot p \cdot (\phi_s^*)^2 \cdot \omega_s \cdot \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + (L'_r \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{IV.03})$$

Multiplions numérateur et dénominateur de l'équation (IV.01) par g^2 , le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$$T_{em} = 3 \cdot p \cdot \phi_s^2 \cdot \frac{R'_r \omega_{gl}}{R_r'^2 + (L'_r \cdot \omega_{gl})^2} \quad (\text{IV.03})$$

$$\text{avec : } g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} \Rightarrow \omega_{gl} = g \cdot \omega_s$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous voyons d'après la relation précédente qu'il faut contrôler le flux statorique (ϕ_s) et la pulsation des courants rotoriques ω_{gl} (grandeur qui n'est pas directement accessible).

b. Contrôle en (V/f) de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir ($V/f = \text{constant}$) ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

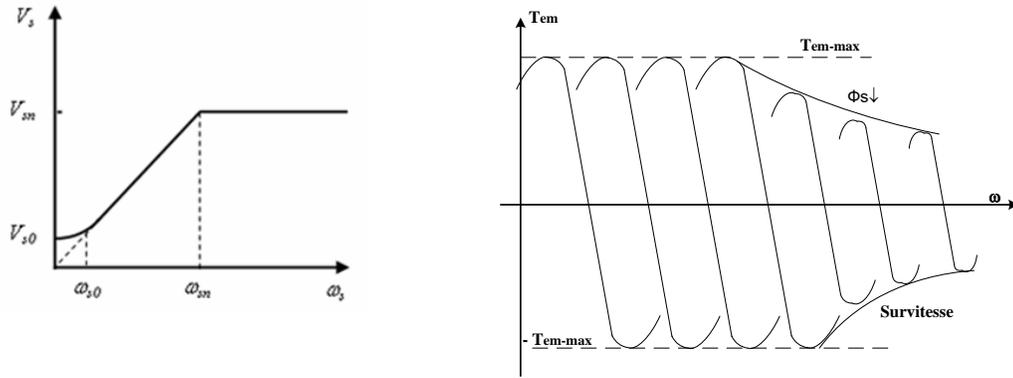
En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum est donné par :

$$T_{\max} = \frac{3p}{2L_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension " V_s " sur la fréquence d'alimentation statorique. Ainsi, pour maintenir le flux " ϕ_s " constant, il faut que la tension efficace " V_s " soit proportionnelle à la fréquence d'alimentation statorique : $\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$.

Toutefois, cette relation n'est pas valable pour des **faibles** valeurs de la pulsation (ω_s) car la chute de tension due à la résistance des enroulements du stator n'est plus négligeable. Aussi envisage-t-on sur la plupart des variateurs une compensation de cette chute de tension en augmentant l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs de (ω_s) de façon à maintenir (ϕ_s) constant. D'autre part, si un fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone est envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux (ϕ_s) est alors diminué de même que le couple électromagnétique maximum (**Fig 02**).

Ces deux constatations sont interprétées schématiquement par la **figure 02** où sont données les caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone.



a. Compensation de $R_s I_s$

b. Effet d'un fonctionnement en survitesse sur le flux et le couple

Figure (IV.02): Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation (ω_s) constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée (glissement).

c. Réalisation de l'asservissement de vitesse

Pour assurer l'asservissement de vitesse de rotation, on rajoute une boucle externe sous forme d'un correcteur, généralement de type (PI), qui permet d'estimer la pulsation rotorique. L'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques (Fig 03).

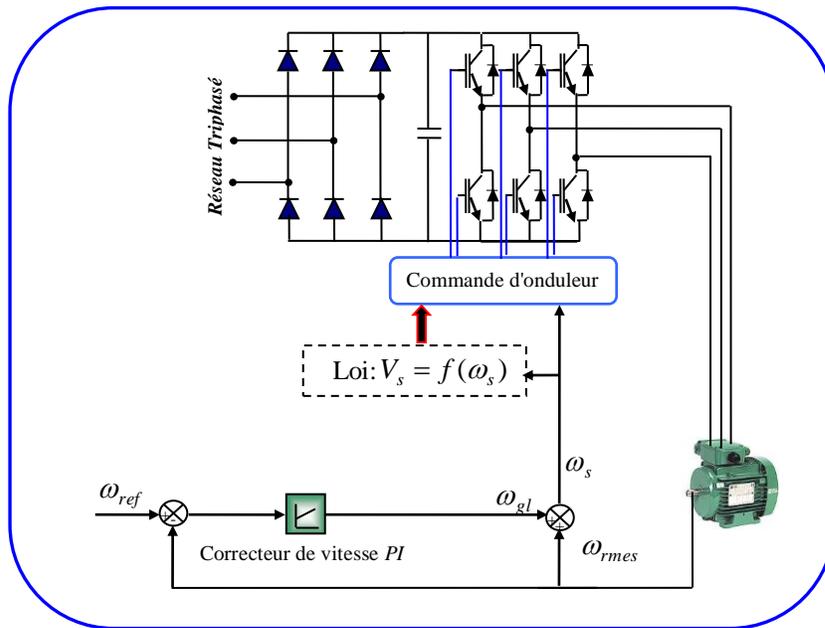


Figure (IV.03): Synoptique de la commande avec asservissement de vitesse

L'erreur (e) de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur **PI** de générer la pulsation de glissement ω_{gl} . Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est (issue du régulateur de vitesse). Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre

La pulsation de glissement ω_{gl} ajoutée à la pulsation rotorique (ω_{rmes}), La pulsation statorique est calculée par la relation : $\omega_s = \omega_{gl} + \omega_{rmes}$. C'est l'autopilotage fréquentiel. La tension V_s est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V_s/f de la machine.

L'amplitude de \vec{V}_s est obtenue en utilisant l'équation suivante:

$$V_s = \begin{cases} V_{s0} + \left(\frac{V_{sn}}{\omega_{sn}} - \frac{V_{s0}}{\omega_{s0}} \right) \omega_s & \text{if } \omega_s < \omega_{s0} \\ \frac{V_{sn}}{\omega_{sn}} \omega_s & \text{if } \omega_{s0} \leq \omega_s < \omega_{sn} \\ V_{sn} & \text{if } \omega_s \geq \omega_{sn} \end{cases} \quad (\text{IV.04})$$

Où V_{sn} : Tension statorique nominale.

V_{s0} : Compensation de la chute de tension ohmique. $R_s \bar{I}_s$.

ω_{sn} : Pulsation statorique nominale

ω_{s0} : Pulsation statorique au delà de laquelle la tension ohmique est négligée.

Les composantes triphasées de la tension de référence sont générées en utilisant l'équation (IV.05). Ces composantes sont utilisées par la commande MLI sinus triangle afin d'obtenir les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur.

$$\begin{cases} v_{sa} = V_s \cos(2\pi f_s t) \\ v_{sb} = V_s \cos\left(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} = V_s \cos\left(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV.05})$$

Dans cette stratégie de commande le contrôle de l'amplitude des courants statoriques est assuré uniquement en régime permanent.

Chapitre V

Réglage de la Vitesse et Autopilotage des Moteurs Synchrones

V.1. Introduction

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont *la vitesse de rotation de l'arbre de sortie* est égale à *la vitesse de rotation du champ tournant*. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un rappel sur les machines synchrones puis on va citer les différentes associations machines synchrones-convertisseurs, après on va expliquer le réglage de vitesse des moteurs synchrones basant sur l'autopilotage.

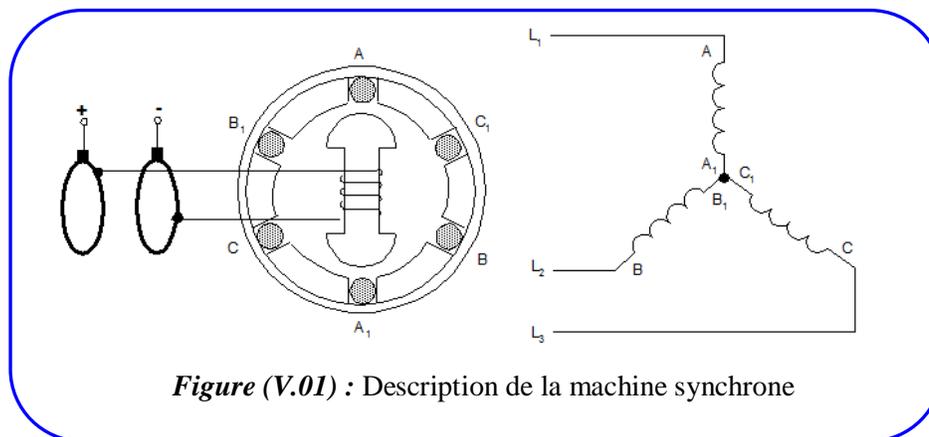
V.2. Rappel sur les Machines Synchrones

V.2.1. Description de la machine synchrone

La machine synchrone possède deux parties principales :

Le stator de la machine synchrone est identique à celui de la MAS, il porte dans des encoches convenablement réparties un enroulement triphasé créant $2p$ paires, : c'est **l'induit** de la machine.

Le rotor est constitué d'un enroulement parcouru par un courant d'excitation continu créant un champ magnétique (le même nombre de pôles que le stator). C'est **l'inducteur** de la machine.



Il existe trois grandes familles de rotor, les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants :

☞ **Les rotors à pôles lisses (turboalternateurs, moteurs à grandes vitesses)**

On utilise les rotors à pôles lisses dans les turbines à vapeur qui tournent à haute vitesse (1800 tr/min à 3600 tr/min). Le rotor a une forme cylindrique, car les pôles sont formés en plaçant des bobines dans des encoches qui sont faites sur le rotor. Les forces centrifuges occasionnées par la grande vitesse de rotation imposent une limite au diamètre du rotor.

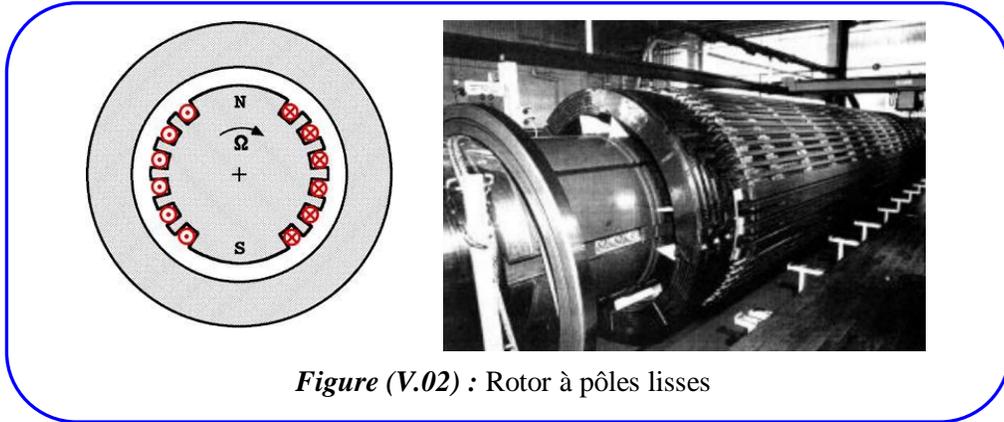


Figure (V.02) : Rotor à pôles lisses

☞ **Les rotors à pôles saillants (hydro alternateurs, moteurs à basses vitesses)**

Le rotor à pôles saillants est utilisé pour les alternateurs dans les centrales hydrauliques dont les turbines tournent à des vitesses très basses, de l'ordre de 50 à 300 tr/min. Les pièces polaires sont placées sur une roue en acier, montée sur un arbre vertical. Les bobinages d'excitation placés sur les pièces polaires sont constitués de barres de cuivre.

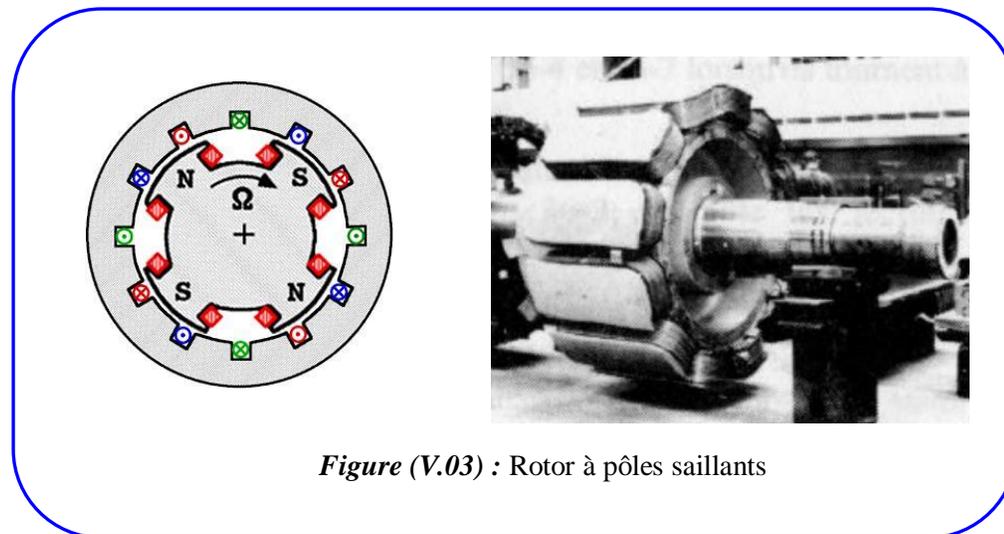


Figure (V.03) : Rotor à pôles saillants

☞ Les rotors à aimant permanent (MSAP)

Les aimants permanents sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les machines à aimant permanent sont disponibles depuis une vingtaine d'années, mais ce n'est que récemment que le faible prix des composants et une meilleure technologie les ont rendus accessibles à une large gamme d'applications.



Figure (V.04) : Rotor à aimant permanent (MSAP)

Remarque :

Une machine synchrone triphasée possède les caractéristiques suivantes:

- Les enroulements du stator sont alimentés par un système triphasé équilibré de tensions, ces enroulements peuvent être connectés en *étoile* ou en *triangle*.
- Les enroulements du rotor sont alimentés *en courant continu* ou remplacés par *des aimants permanents*

V.2.2. Symbole

Les symboles électriques, normalisés, utilisés pour représenter une machine synchrone triphasée et monophasée sont reportés sur la figure suivante:

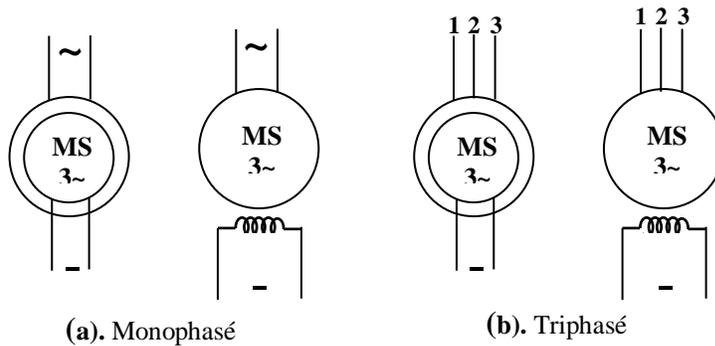


Figure (V.05) : Symboles électriques de la machine synchrone

V.2.3. Modes de fonctionnement

La machine synchrone est un convertisseur électromécanique réversible qui peut fonctionner soit en génératrice (alternateur), soit en moteur; Elle met en jeu des tensions et des courants alternatifs.

En génératrice (alternateur) : elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine.

En moteur : elle absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation de la machine.

V.2.4. Machine synchrone fonctionnant en alternateur

a. Principe de fonctionnement

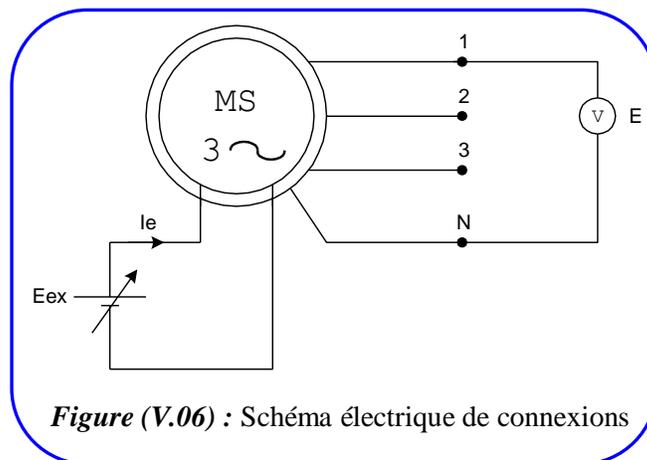
Le rotor, alimenté par un courant continu crée un champ fixe à p paires de pôles. Le stator contient trois enroulements décalés l'un par rapport à l'autre de 120° dans l'espace. Si le rotor est entraîné à une vitesse Ω , on observe aux bornes des bobines statoriques trois f.e.m formant un système triphasé équilibré. La fréquence de ces f.e.m dépend de la vitesse de rotation du rotor.

b. La f.e.m a vide dans un alternateur

☞Présentation

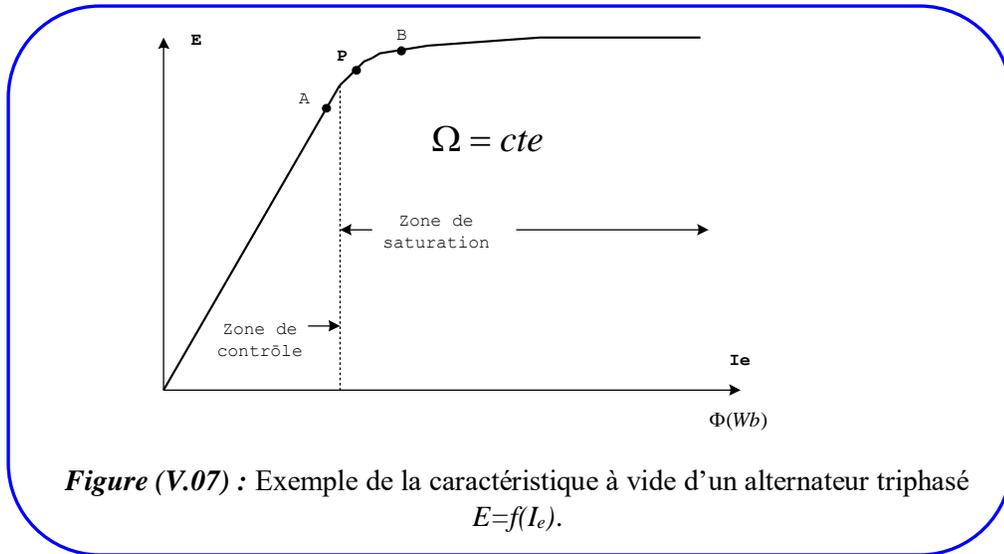
Le stator n'est traversé par aucun courant. Le champ tournant est issu de la roue polaire (traversée par un courant d'excitation I_e), entraîné par un système auxiliaire.

Nous récupérons trois f.e.m induites sinusoïdales de valeur efficace E , aux bornes du stator.



☞ Caractéristique à vide

I_e varie par valeurs croissantes, nous relevons E , tension à vide aux bornes d'une phase.



On distingue 3 zones:

- Dans la première, la machine n'est pas saturée, E, donc le flux d'excitation est proportionnel au courant d'excitation
- La deuxième correspond au coude de saturation, le point de fonctionnement **P** se trouve généralement entre les points A et B.
- Dans la troisième zone la machine est saturée (Au-dessus du point B, une forte augmentation de I_e ne produit qu'une faible augmentation de E).

☞ Etude de la f.e.m à vide

- Soit n le nombre de conducteurs par phase. La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale : $\phi = \phi_{\max} \cos \omega t$.

- Pour **une spire**, la f.e.m induite est $e = -\frac{d\phi}{dt} = \omega \phi_{\max} \sin \omega t = \underbrace{E_{\text{eff}}}_{\text{max}} \sqrt{2} \sin \omega t$.

- Pour $\frac{n}{2}$ spires, la valeur efficace de la **f.e.m** est : $E = \frac{n}{2} \frac{\omega \phi_{\max}}{\sqrt{2}}$ avec: $\omega = 2\pi \cdot f$

On obtient

$$E = \frac{n\pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot \phi_{\max}$$

- Cette valeur efficace est celle de la f.e.m à vide aux bornes de l'alternateur monophasé ou bien celle aux bornes d'une phase et du neutre de l'alternateur triphasé.

- En réalité $\phi(t)$ n'est pas vraiment sinusoïdale et les différentes f.e.m ne sont pas en phase. La résultante $e(t)$ est le module d'une somme vectorielle. Pour traduire ces imperfections, on introduit un coefficient **K** qui caractérise la machine. La valeur efficace réelle de la f.e.m à vide s'exprime par la relation :

$$E = K.n.f.\phi_{\max}$$

avec :

E	F.e.m induite dans un enroulement	en volts
f	Fréquence des f.e.m induites	en hertz
ϕ_{\max}	Flux utile maximal sous un pôle	en webers
n	Nombre de conducteurs par phase.	
K	Coefficient de Kapp constant pour un alternateur donné tel que :	

$$K = 2,22.K_D.K_F$$

K_D facteur de distribution

K_F facteur de forme

c. Fonctionnement en charge

Lorsque la machine (alternateur) est en charge, les trois phases statoriques débitent un système de courants triphasé équilibré :

$$i_1 = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \psi) \quad i_2 = I\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad i_3 = I\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \psi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Le système de courants engendre un champ tournant qui va se superposer au champ d'excitation pour donner un champ résultant responsable des nouvelles valeurs de tensions en charge.

Pour connaître les nouvelles valeurs de ces tensions, on adopte dans le cas d'une machine à pôles lisses non saturée **le modèle de Behn Eshenbourg**.

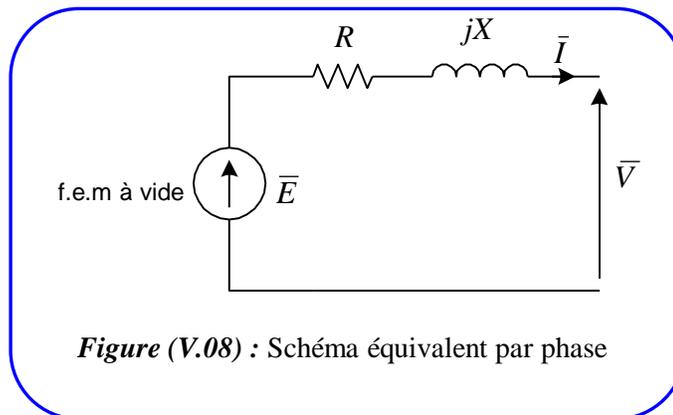


Figure (V.08) : Schéma équivalent par phase

On écrit $\bar{V} = \bar{E} - (R + jX)\bar{I}$

E : fem induite à vide;

I : courant de ligne

V : tension entre phase et neutre

R : résistance par phase ; $X=L\omega$: réactance *synchrone* d'un enroulement statorique. Soit $Z = \sqrt{R^2 + L\omega^2}$ l'impédance synchrone.

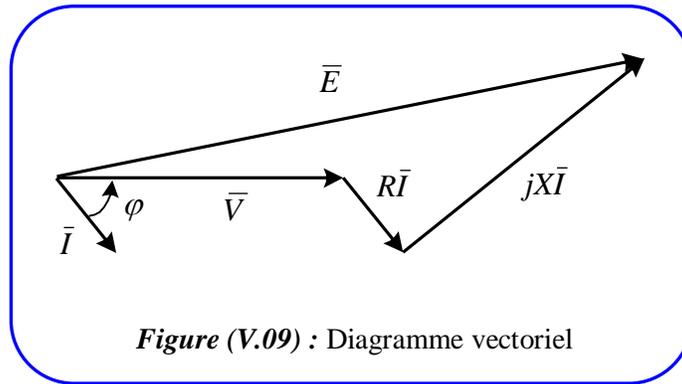
Remarque :

X est proportionnelle à la vitesse de rotation. Elle tient compte de la réactance réelle de l'enroulement et de la réaction magnétique d'induit.

En pratique $X \gg R$

☞ **Diagramme vectoriel**

On peut alors tracer le diagramme de vectoriel suivant :



☞ **Détermination des paramètres**

La détermination du modèle de l'alternateur non saturé se fait en trois étapes :

1- Tracé de la caractéristique à vide :

La f.e.m synchrone est égale à la f.e.m à vide. On relève, donc, à vitesse constante, E en fonction de I_e , courant dans l'inducteur, on trace $E = f(I_e)$

2- Relevé de la caractéristique en court-circuit :

Les trois enroulements du stator sont couplés en étoile. Le modèle équivalent d'un enroulement de l'alternateur est le suivant :

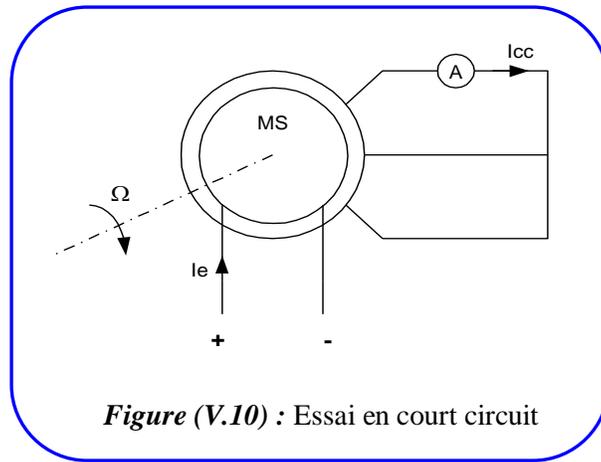


Figure (V.10) : Essai en court circuit

$$\underline{E} = (R + jL\omega) \cdot \underline{I}_{cc} = \underline{Z} \cdot \underline{I}_{cc}$$

L'alternateur est entraîné à vitesse nominale, on mesure les intensités du courant d'excitation et d'un des courants de court-circuit débités dans l'induit, on trace $I_{cc} = f(I_e)$.

3- Calcul de l'impédance synchrone :

Pour un courant **d'excitation donné**, le module de l'impédance synchrone est donné par la relation :

On peut écrire : $Z = \sqrt{X^2 + R^2} = \frac{E(I_e)}{I_{cc}(I_e)}$

Il vient alors : $X = \sqrt{\frac{E^2(I_e)}{I_{cc}^2(I_e)} - R^2}$

d. Bilan des puissances d'un alternateur

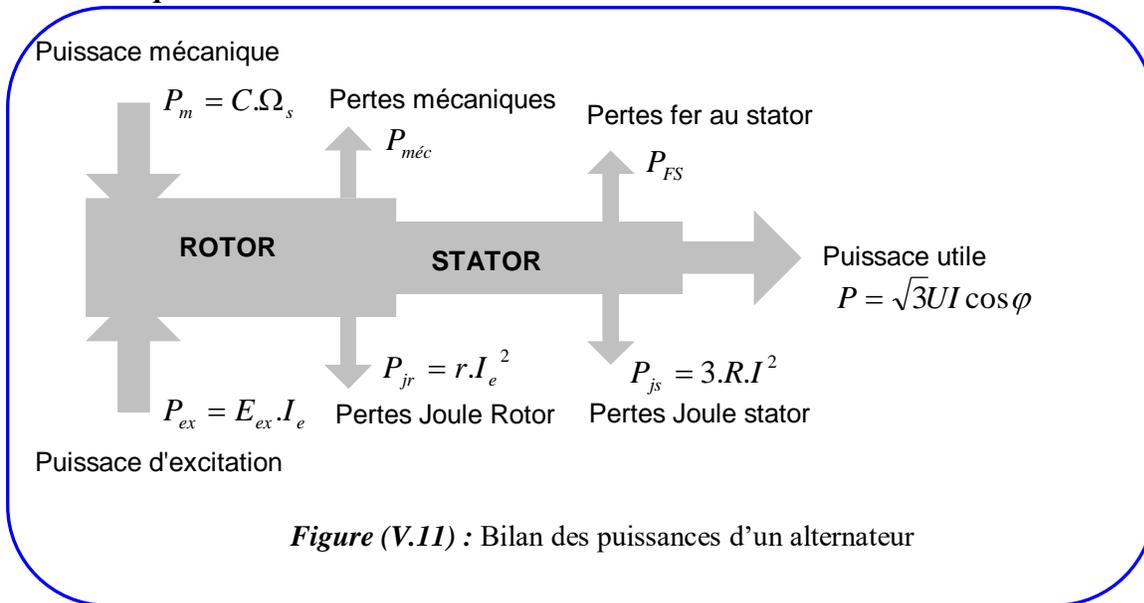


Figure (V.11) : Bilan des puissances d'un alternateur

- ✓ Le rotor est parcouru par un courant continu et voit lorsqu'il est en rotation un champ tournant à la même vitesse (relativement fixe) ; il n'est donc le siège d'aucune perte fer.
- ✓ Les Pertes dites « collectives » P_c sont les pertes mécaniques et les pertes fer qui ne dépendent pas de la charge.
- ✓ Si la machine est auto excitée, la puissance absorbée est entièrement mécanique.

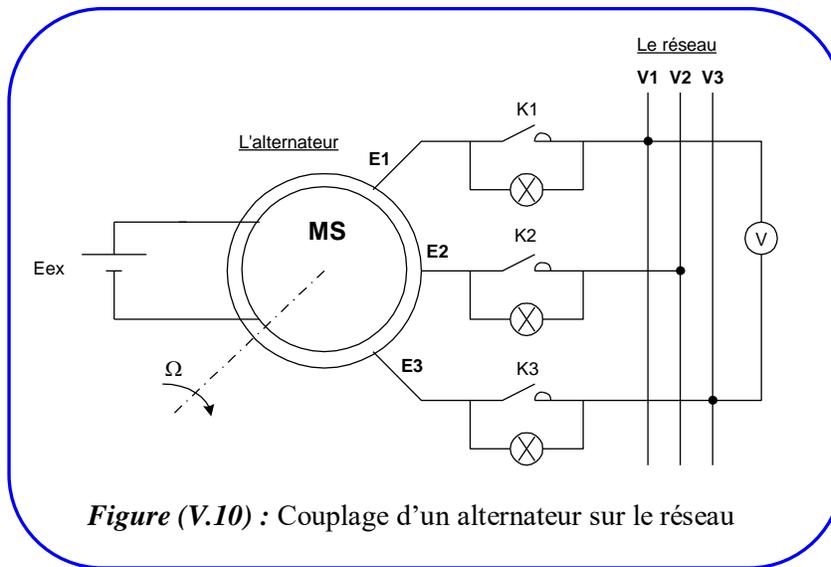
Rendement :

Le rendement est alors donné par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

e. Couplage d'un alternateur sur le réseau

Le couplage est l'opération qui consiste à connecter les bornes de l'alternateur à celles du réseau triphasé pour débiter de la puissance électrique.



On n'effectue le couplage que lorsque les bornes homologues de l'alternateur et du réseau sont au même potentiel ; sinon la connexion s'accompagne de courants importants susceptibles de provoquer des chutes de tension, la disjonction des appareils de protection et un couple important qui pourront causer la rupture de l'accouplement rotor turbine. Pour éviter cela, il faut réaliser les conditions :

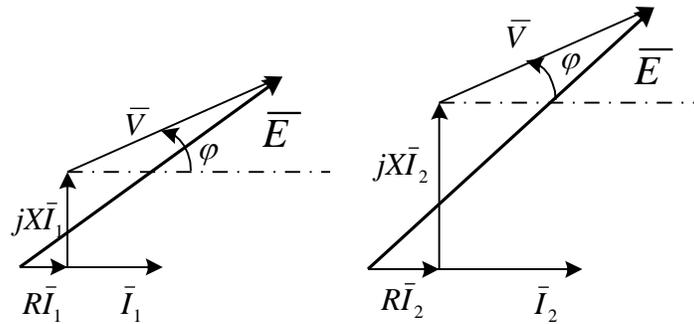
- ✓ Même ordre de succession des phases.
- ✓ Mêmes valeurs efficaces de tensions.
- ✓ Mêmes fréquences.

✓ Tensions homologues en phases.

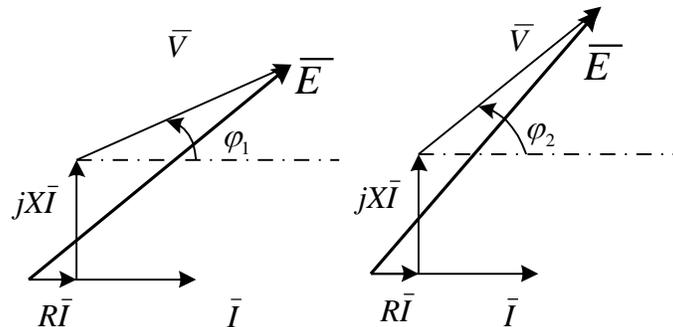
Le couplage est opéré en fermant simultanément les interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 à l'extinction simultanée des lampes.

Pour un alternateur couplé au réseau, V est imposé à 220 V et f à 50 Hz. Les grandeurs variables du réseau sont le courant I et le déphasage φ . Observons l'allure du diagramme de Fresnel pour la variation de ces deux grandeurs :

✓ Pour un facteur de puissance fixe et des courants variables :



✓ Pour un courant fixe et des facteur de puissance variables :



On constate que pour ces deux situations la f.é.m. E doit varier. E est donnée par la relation :

$$E = K.n.\phi.f .$$

K : facteur de Kapp ($k=2,22$ cas idéal)

En pratique le "coefficient de Kapp" K_{app} est propre à chaque type de machine et vaut entre 2,2 et 2,6.

On constate que le flux est le seul terme pouvant être modifié par l'intermédiaire du courant d'excitation I_e .

☞ Conséquence

En utilisation normale, un groupe électrogène doit fournir une tension dont la valeur efficace est la plus constante possible. La charge pouvant varier dans des proportions importantes, un dispositif électronique de régulation (asservissement), agissant sur l'intensité du courant d'excitation, est donc nécessaire.

f. Domaine d'utilisation

On retrouve les alternateurs dans les groupes électrogènes, dans les véhicules automobiles et bien sur dans les centrales de production d'électricité (hydrauliques, thermiques...).

V.2.5. Machine synchrone fonctionnant en moteur

a. Principe du moteur synchrone

L'enroulement triphasé statorique décalées spatialement de $(2\pi/3)$, parcourues par des courants triphasés équilibrés (i_1, i_2, i_3) . On obtient dans l'entrefer un champ tournant " H_s " dont la vitesse

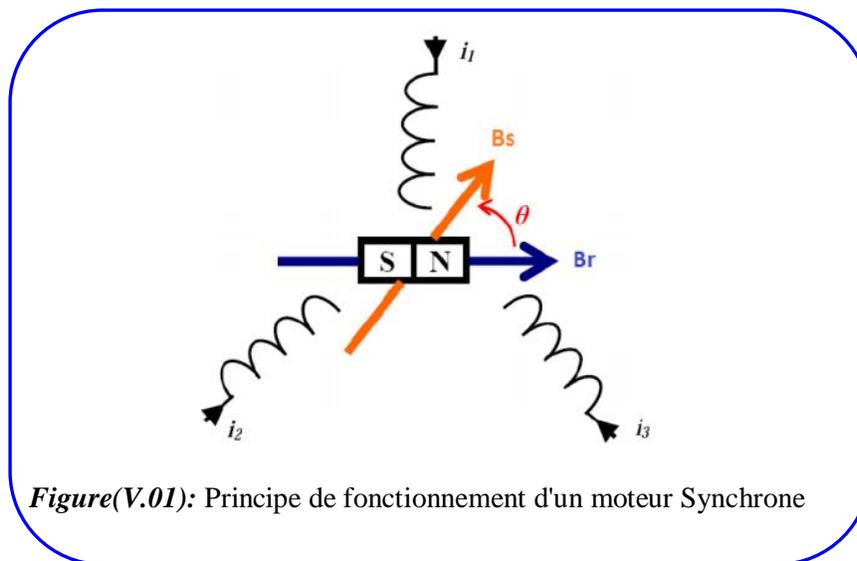
est donnée par $\Omega_s = \frac{2.\pi.f}{p} = \frac{\omega}{p}$ (rad/s).

Ω_s : vitesse de rotation du champs tournant;

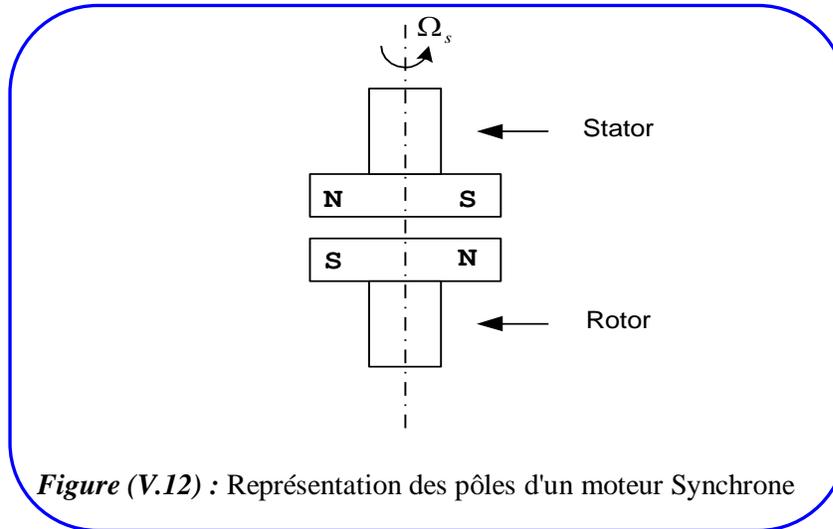
f : fréquence des courants alternatifs en Hz ;

p : nombre de paires de pôles.

Le rotor, alimenté par un courant continu, est le siège d'un champ " H_r " et suit le champ " H_s " à **la même vitesse** Ω_s . Se crée alors un couple électromécanique, $T_{em} = k.B_s.B_r \sin\theta$ (k est une constante). Il n'est donc possible d'avoir un couple moteur que si le rotor tourne à la vitesse du synchronisme ; d'ou l'appellation **Moteur Synchrone**.

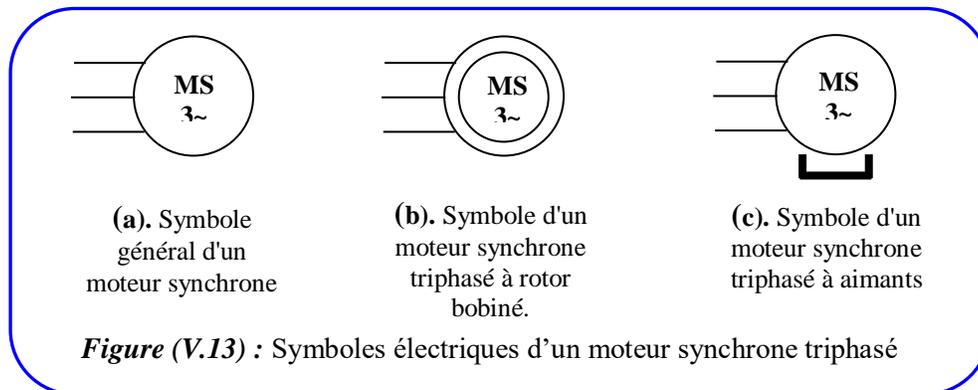


Les pôles de stator tirent les pôles du rotor et font entraîner celui-ci à la vitesse synchrone, Figure (V.03)



b. Symboles

Les symboles électriques, normalisés, utilisés pour représenter un moteur synchrone triphasé sont reportés sur la figure suivante:



c. Démarrage

Un moteur synchrone ne peut démarrer seul (le rotor ne s'accroche pas au champ tournant statorique) ; il faut amener le rotor au synchronisme par le biais de l'un des artifices :

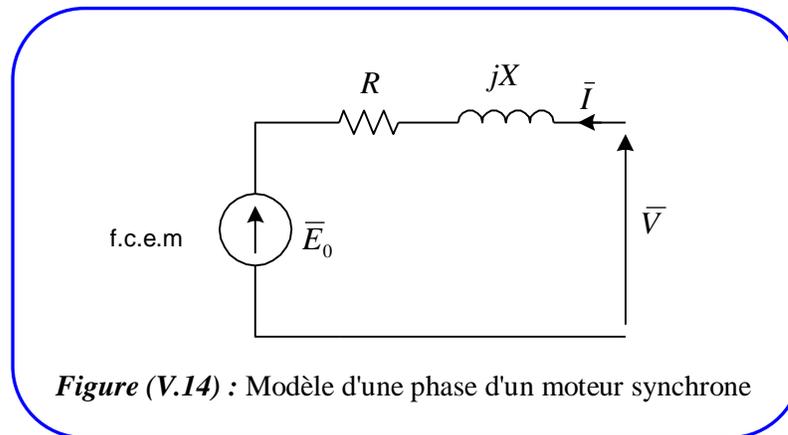
- ✓ Entraînement momentané par un moteur auxiliaire jusqu'à ce que la vitesse de synchronisme soit atteinte. On alimente alors le stator.
- ✓ On court-circuite momentanément l'inducteur sur lui-même et l'on effectue alors un **démarrage en asynchrone d'un moteur synchrone.**

✓ On alimente le stator par un convertisseur électronique de fréquence et l'on fait augmenter la fréquence depuis zéro jusqu'à 50Hz.

d. Modèle électrique équivalent par phase en fonctionnement moteur

• V est la tension simple et I le courant pour chacun des enroulements. Ce modèle est réduit à un circuit R, L, E série.

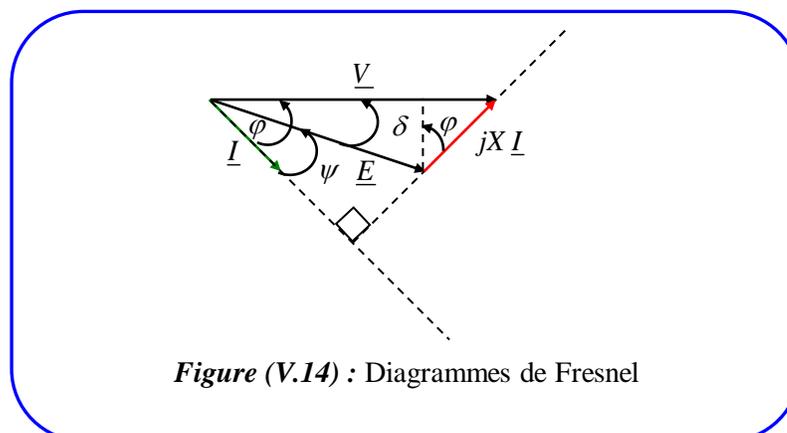
- R est la résistance d'un enroulement ;
- L est l'inductance (on pose également $X = L\omega$ réactance) de l'enroulement ;
- E est la f.e.m développée par la rotation du rotor aux bornes d'un enroulement. Elle est directement proportionnelle à la vitesse et au flux ϕ sous un pôle qui dépend de l'excitation magnétique fournie par l'inducteur tournant.



- La loi des mailles s'écrit : $\bar{V} = \bar{E}_0 + R\bar{I} + jX\bar{I}$.

- R pouvant être négligée devant X , on obtient : $\bar{V} = \bar{E}_0 + jX\bar{I}$

- Le diagramme vectoriel correspondant :



- Le moteur étant alimenté par le réseau, on connaît V que l'on prend comme origine des phases.

- Connaissant φ (φ est le déphasage entre la tension V et le courant I), on place jXI en partant de la pointe de V .

- On en déduit E .

☞ *Sur le diagramme, on peut lire trois angles :*

φ : déphasage de I par rapport à V

δ : déphasage entre E et V appelé angle de décalage interne

ψ : déphasage de I par rapport à E permettant de repérer la position des pôles du rotor par rapport au champ du stator, " ψ " est essentiel pour l'expression du couple de la machine et son contrôle

e. Bilan des puissances

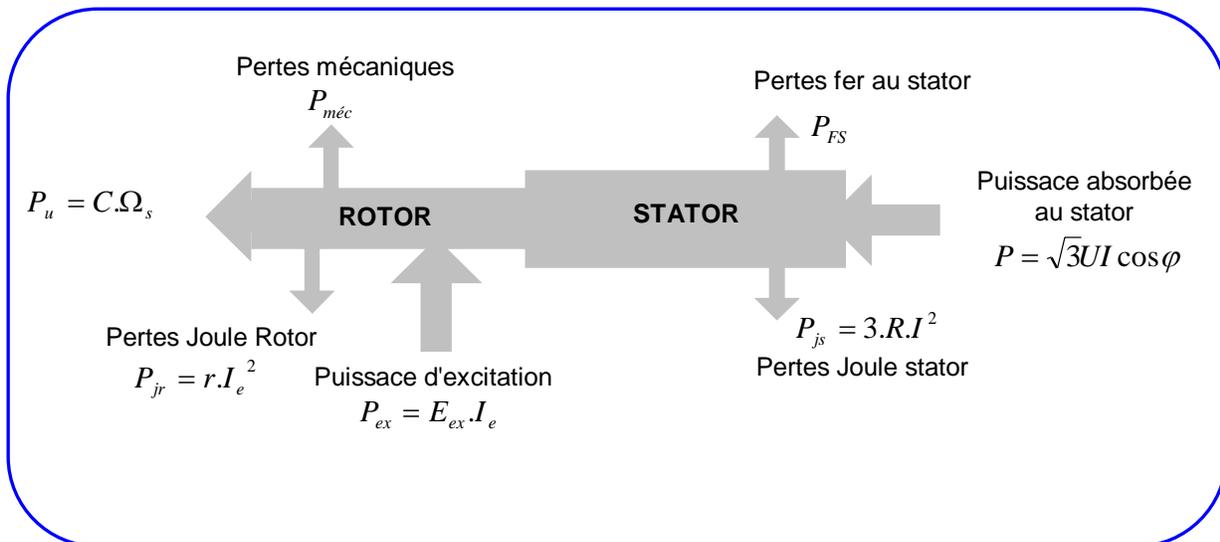


Figure (V.15) : Conversion d'énergie dans une Machine Synchrone

Le rendement est alors donné par :

$$\eta = \frac{P_a - P_{js} - P_{FS} - P_{méc} - P_{jr}}{P_a + P_{ex}}$$

f. Couple moteur

Le couple moteur est donné par $T_m = \frac{P_u}{\Omega_s}$

Lorsque le couple résistant augmente trop, les pôles rotoriques se **décrochent** des pôles statoriques et le moteur s'arrête brusquement.

g. Facteur de puissance

La puissance réactive est une puissance magnétisante. Dans un moteur synchrone, le stator et le rotor produisent chacun un champ.

Si le courant d'excitation I_e est **faible**, le stator doit produire la majeure partie du champ tournant et consomme alors une puissance réactive.

Si le courant d'excitation **augmente**, le rotor participe à la production du champ tournant et peut même produire sa totalité. Dans ce cas, la puissance réactive absorbée par le stator est nulle.

Si l'on fait augmenter encore le courant d'excitation, le rotor peut transférer une puissance réactive au stator qui la fournit au réseau. Le facteur de puissance devient capacitif (facteur avant). Dans ce cas le moteur synchrone fonctionne en mode **compensateur synchrone**.

h. Compléments

✓ **Avantages**

- La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu.
- Son rendement est proche de 99%. On peut régler son facteur de puissance en modifiant le courant d'excitation I_e .

V.2.6. Expressions du couple

L'expression du couple fourni par une machine synchrone peut être déterminée à partir de son diagramme vectoriel:

V.2.6.1. En fonction de l'angle ψ

La puissance électrique absorbée par le moteur est donnée par:

$$P_a = \sqrt{3} U I \cos \varphi = 3V I \cos \varphi$$

Si nous négligeons R et les pertes fer, cette puissance est intégralement transmise au rotor :

$$P_a = P_{em} = 3V I \cos \varphi$$

De plus, si nous négligeons les pertes mécaniques, la puissance électromagnétique est entièrement transformée en puissance mécanique :

$$P_{em} = P_m = 3V I \cos \varphi = T_{em} \Omega_s = T_m \Omega_s$$

Ce qui donne :

$$T_{em} = T_m = \frac{3V I \cos \varphi}{\Omega_s}$$

Les projections des vecteurs \bar{V} et \bar{E} sur la direction du courant donnent :

$$V \cos \varphi = E \cos \psi$$

Ce qui donne :

$$T_{em} = \frac{3E I \cos \psi}{\Omega_s}$$

Avec: $E = p \Omega \phi_{ex}$

On aboutit à la fin à l'expression suivante :

$$T_{em} = 3 p \phi_{ex} I \cos \psi$$

C'est l'expression du couple faisant intervenir le courant I et l'angle ψ . Cette expression est adaptée à l'étude de la machine associée à **un onduleur de courant**.

Cette expression fait apparaître trois grandeurs de réglage du couple :

I : valeur efficace du courant de phase statorique

ϕ_{ex} : valeur efficace du flux à vide par phase réglable par I_{ex} .

ψ : déphasage entre I et E réglable par autopilotage.

V.2.6.2. Expression du couple en fonction de l'angle interne δ

Du diagramme de la figure vectoriel, on peut déduire :

$$X I \cos \varphi = E \sin \delta$$

Donc :

$$T_{em} = \frac{3V}{\Omega_s} \frac{E \sin \delta}{X} = \frac{3V}{\Omega_s} \frac{p \Omega \phi_{ex}}{L_s \omega_s} \sin \delta = \frac{3p}{L_s} \left(\frac{V}{\omega_s} \right) \phi_{ex} \sin \delta$$

L'expression précédente fait apparaître un mode *de contrôle à tension imposée* ; on dispose de trois paramètres de réglage:

- $\left(\frac{V}{\omega_s}\right)$ (commande de l'onduleur),
- ϕ_{ex} réglable par le courant d'excitation I_{ex}
- l'angle interne δ (réglable par autopilotage)

Si l'on travaille à $\left(\frac{V}{\omega_s}\right)$ constant et à courant d'excitation donné (ϕ_{ex} constant), le couple est proportionnel à $\sin\delta$.

$$\delta > 0 \rightarrow T_{em} > 0 : \text{Fonctionnement moteur}$$

$$\delta < 0 \rightarrow T_{em} < 0 : \text{Fonctionnement générateur}$$

Allure de $T_{em}(\delta)$:

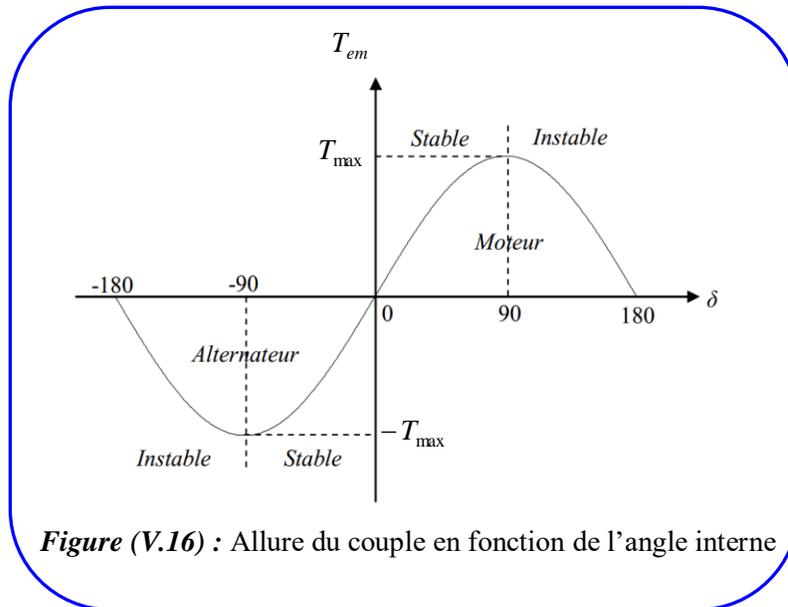


Figure (V.16) : Allure du couple en fonction de l'angle interne

- Domaine de stabilité :

Le domaine de stabilité est défini par la relation $|\delta| \leq \frac{\pi}{2}$, En effet:

- Tant que $|\delta| \leq \frac{\pi}{2}$, si Ω_s diminue accidentellement le rotor réel s'éloigne, δ augmente, T_{em} augmente, le rotor accélère, δ diminue: le fonctionnement est stable.
- De même, si Ω_s augmente, le rotor réel se rapproche, δ diminue, T_{em} diminue aussi, le rotor ralentit et δ augmente à nouveau : le fonctionnement est stable.
- Le même raisonnement pour $|\delta| \geq \frac{\pi}{2}$ nous permet de conclure que le fonctionnement est instable ; la machine décroche.

V.3. Association Convertisseur - Machine synchrone

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable. cette alimentation se fait à l'aide d'un **convertisseur statique**. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence (f_s) est proportionnel à la vitesse de rotation de la machine $\omega_s = p\Omega$.

V.3.1. Association Cycloconvertisseur - Machine synchrone

Dans certaines applications de forte puissance, on utilise un moteur synchrone à rotor bobiné dont l'enroulement statorique est alimenté par un cycloconvertisseur constitué de 36 thyristors (*figure V.17*). Ce convertisseur électronique réalise une source de tensions triphasées réglables en fréquence et en amplitude.

Le schéma de l'association Cycloconvertisseur - machine synchrone est donné par la figure suivante :

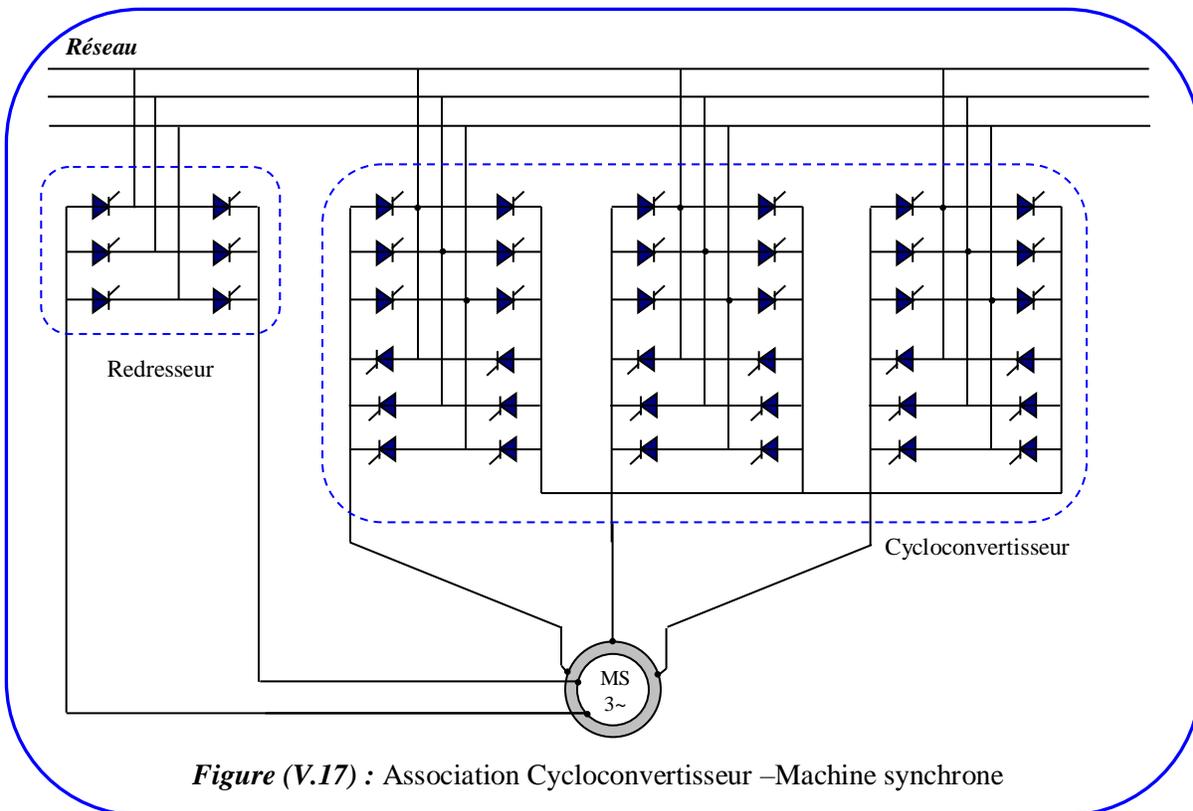


Figure (V.17) : Association Cycloconvertisseur –Machine synchrone

☞ Avantages et inconvénients

Nous retrouvons les avantages et les inconvénients déjà évoqués pour les Cycloconvertisseurs alimentant un moteur asynchrone. C'est principalement sa complexité liée au grand nombre de

thyristors et surtout les faibles valeurs possibles pour la fréquence de la tension de sortie qui ont limité son utilisation. Le procédé n'est rencontré que pour des moteurs de forte puissance et à vitesse lente.

Comme exemple d'application, citons la propulsion électrique des navires brise-glace qui ont besoin de disposer d'un couple important à faible vitesse pour que l'hélice ne se bloque pas, l'entraînement des fours de cimenterie, de broyeur ou encore les machines d'extraction de mines.

V.3.2. Association Onduleur de tension - Machine synchrone

Pour les applications de puissance modeste, la solution souvent retenue est le moteur à aimant alimenté par un onduleur de tension utilisant des IGBT (*figure V.18*). La commande de l'onduleur est en modulation de largeur d'impulsions (MLI), ce qui permet de faire varier la fréquence et l'amplitude tout en ne produisant que des harmoniques de rang élevé.

Le système est réversible. Quand la machine fonctionne en générateur, le courant s'inverse et l'énergie est renvoyée vers la source si celle-ci le permet. Ce fonctionnement est possible quand le moteur est alimenté à partir d'une batterie d'accumulateurs. Celle-ci se décharge lors d'un fonctionnement en moteur et se recharge lors d'un fonctionnement en alternateur.

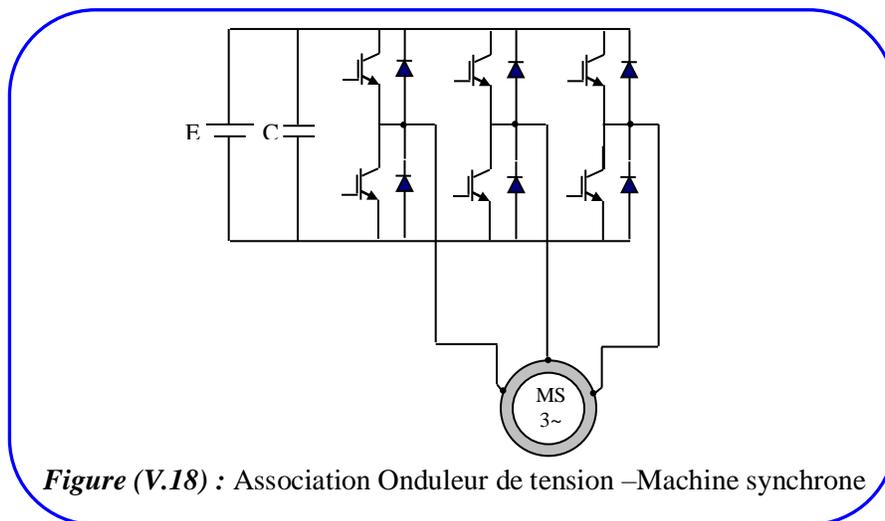


Figure (V.18) : Association Onduleur de tension –Machine synchrone

Pour alimenter le moteur à partir du réseau, il suffit de réaliser la source de tension continue par redresseur à diodes et un filtre LC (*figure V.19*). Ici, le fonctionnement en récupération est impossible car la source de tension n'est pas réversible. L'usage d'un redresseur à thyristors ne permet pas de résoudre le problème puisqu'il assure une réversibilité en tension, mais pas en courant. Toutefois, la récupération n'est pas indispensable pour les petits moteurs et un freinage rhéostatique est suffisant.

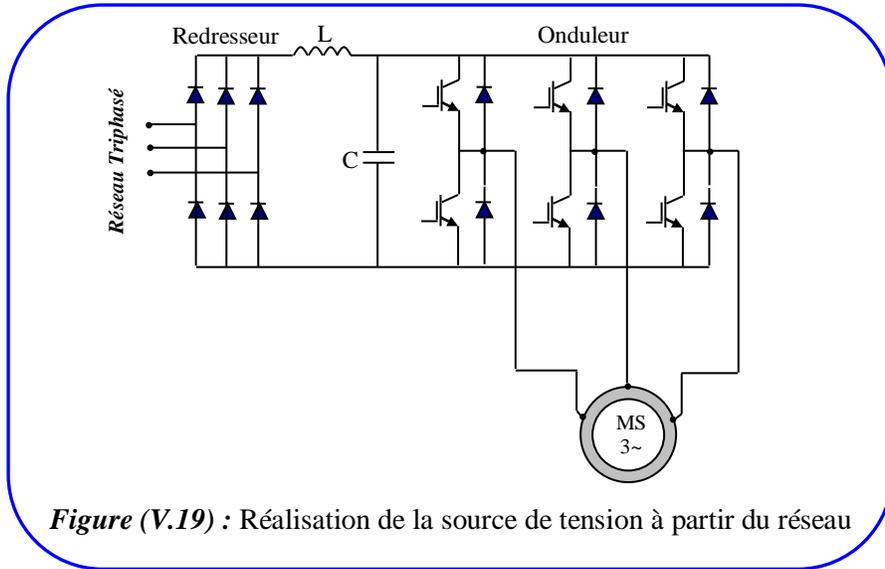


Figure (V.19) : Réalisation de la source de tension à partir du réseau

☞ Avantages et inconvénients

Le moteur synchrone alimenté par un onduleur peut atteindre des vitesses élevées.

L'onduleur de tension est une solution simple bien adaptée aux moteurs à aimants. Il convient particulièrement aux moteurs alimentés par une batterie grâce au fonctionnement en récupération qui permet d'économiser l'énergie.

V.3.3. Association Onduleur de courant - Machine synchrone

Pour les applications de forte puissance, c'est l'onduleur de courant qui s'impose pour alimenter un moteur à rotor bobiné. Un redresseur branché sur le réseau est suivi d'une bobine de lissage puis d'un onduleur formé de six thyristors (figure V.20). Cette solution est utilisée systématiquement avec un autopilotage qui commende la conduction des thyristors de l'onduleur.

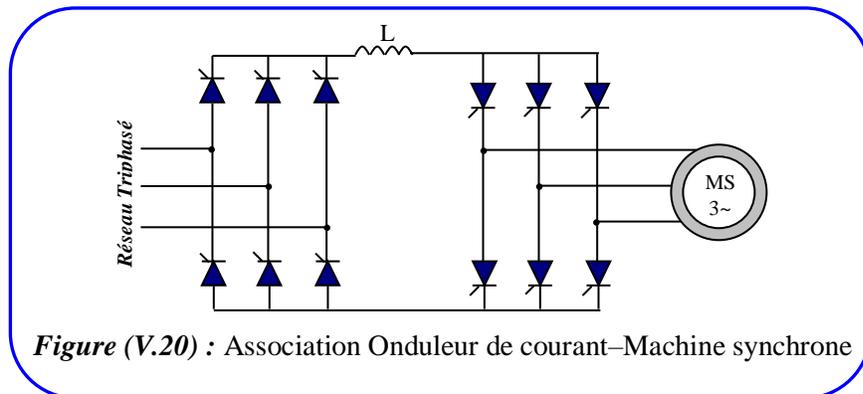


Figure (V.20) : Association Onduleur de courant–Machine synchrone

☞ Avantages et inconvénients

Le principale avantage de la structure est sa parfaite réversibilité. Le fonctionnement est possible dans les quatre quadrants. Le montage ne consomme que peu de puissance réactive, l'ondulation du couple est limitée. Cependant, pour assurer l'autopilotage, il est impossible d'imposer un déphasage nul entre la tension et la force électromotrice. La machine ne peut pas fournir son couple nominal et il en résulte un déclassement.

Cette solution a été utilisée en traction ferroviaire et présente toujours des avantages pour la propulsion navale.

V.4. Réglage de vitesse des moteurs synchrones

V.4.1. Nécessité de l'autopilotage

La vitesse de la machine synchrone est fixée uniquement par sa fréquence d'alimentation et son nombre de pôles. En effet, on a $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ou $n_s = \frac{f_s}{p}$, avec:

Ω_s : vitesse de rotation du champs tournant en rad/s;

ω_s : pulsation des courants alternatifs en rad/s;

n_s : vitesse de rotation du champs tournant en tr/s;

f_s : fréquence des courants alternatifs en Hz ;

p : nombre de paires de pôles.

La caractéristiques couple vitesse d'un moteur synchrone alimenté en boucle ouverte à fréquence statorique ω_s constante est représentée par la figure suivante:

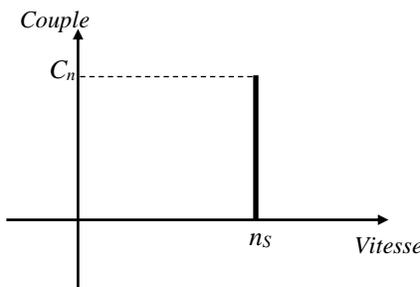


Figure (V.21) : Caractéristique couple vitesse d'un moteur synchrone à fréquence constante

Le couple électromagnétique est constant que si les vitesses des deux champs sont égales. Or au démarrage cette condition n'est pas réalisée, ce qui pose des problèmes de décrochage surtout lors de l'entraînement d'une charge à couple résistant constant. En effet, le champ tournant

statorique ne peut pas s'accrocher au champ rotorique à cause des constantes de temps mécaniques qui sont souvent très supérieures à celles électriques.

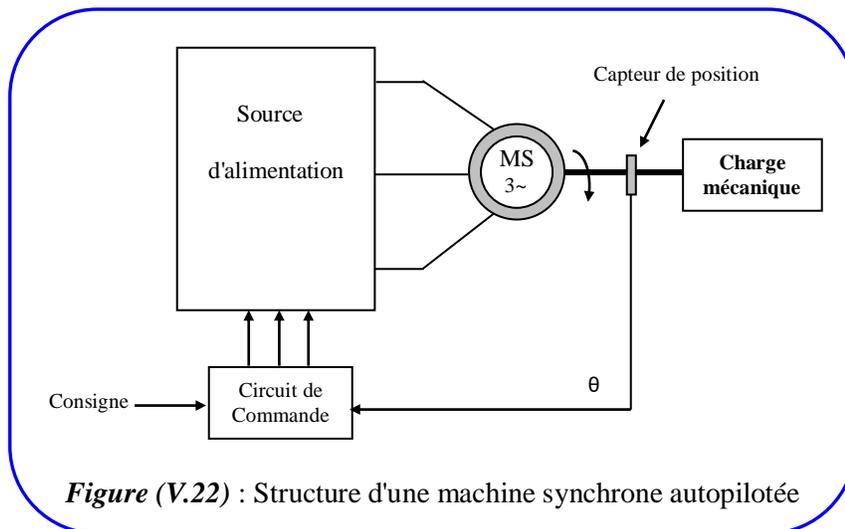
En conséquence, le fonctionnement à fréquence variable en boucle ouverte présente de grands risques d'instabilités. Pour éviter ces inconvénients on doit autopiloter la machine en asservissant la fréquence d'alimentation à la vitesse du rotor pour que les deux champs s'accrochent.

Remarque : L'entraînement des moteurs synchrones en boucle ouverte est utilisé dans un nombre restreint d'applications n'ayant pas de variations brusques de la vitesse ou du couple résistant des charges entraînées. (Cas des entraînements synchronisés d'un grand nombre de petits moteurs synchrones utilisés dans le processus de filature de l'industrie textile).

V.4.2. Principe de l'autopilotage des moteurs synchrones

Le principe d'autopilotage consiste à alimenter le moteur synchrone par des courants ayant une pulsation synchrone avec la vitesse de rotation afin que la position de la force magnétomotrice (f.m.m) du stator soit toujours asservie à celle du rotor.

La figure suivante illustre la structure d'une machine synchrone autopilotée



Le fonctionnement autopiloté nécessite donc:

- Un capteur de position pour la détection de la position du rotor de la machine. Il peut être des sondes de Hall logées dans le stator ou, des capteurs montés en bout de l'arbre tels que résolveur ou encodeur.

- Une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être commandée par la vitesse du rotor et synchronisée par rapport à une référence extérieure. Elle peut être un onduleur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant.

Les moteurs synchrones autopilotés sont aussi appelés moteurs *Brushless* ou *moteurs autosynchrones*. On peut les commander en vitesse ou en position avec un couple à l'arrêt. Ils sont très utilisés en commande d'axe des robots.

V.4.2.1. Moteur synchrone autopiloté : système à courant imposé

Dans ce cas la machine est alimentée par un onduleur de courant, la commande est conçue à partir de l'expression :

$$T_{em} = 3 p \phi_{ex} I \cos \psi$$

Ainsi pour contrôler le couple de la machine, il faut agir sur l'angle ψ et l'amplitude du courant I (le flux ϕ_{ex} est généralement constant).

- Le convertisseur statique associé à la machine doit donc imposer le courant dans chaque phase.
- Pour contrôler l'angle ψ , il est nécessaire d'utiliser un capteur de position du rotor. Ce capteur de position permet aussi de générer les ordres de commande du convertisseur alimentant la machine de sorte que $\omega_s = p\Omega$

Le système le plus fréquent est celui représenté à la figure **V.21**

Il comprend:

- Une source de courant continu constituée d'un pont de Graetz à thyristors (Pont 1) connecté au réseau alternatif et associé à une bobine (L) de lissage du courant.
- Un deuxième pont (Pont 2) à 6 composants (généralement des thyristors) fournissant les courants alternatifs i_1, i_2, i_3 du moteur.
- Un capteur de position solidaire du rotor assurant l'autopilotage en commandant la fermeture des composants de l'onduleur aux instants convenables.

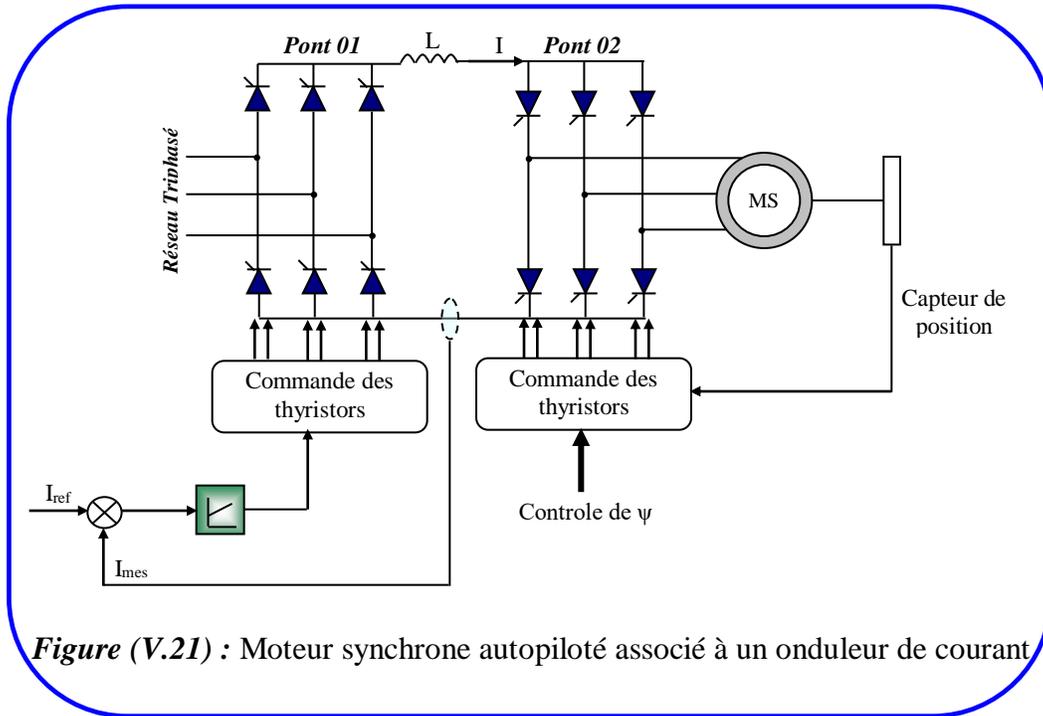


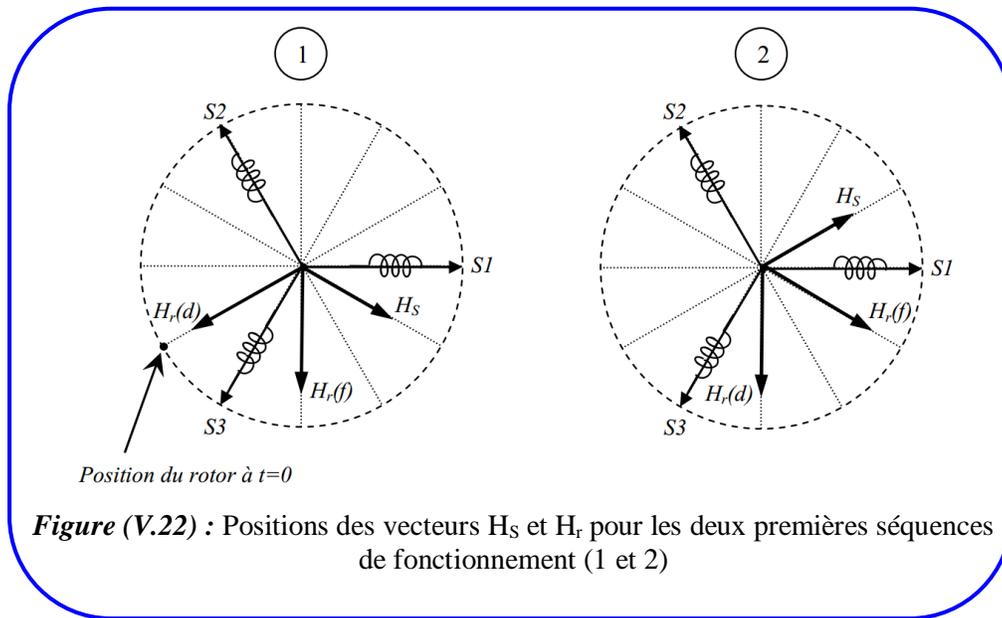
Figure (V.21) : Moteur synchrone autopiloté associé à un onduleur de courant

Les commutations des courants dans les phases de la machine synchrone s’effectuent conformément au chronogramme défini par le tableau ci-après :

Séquences	1	2	3	4	5	6
Composants conducteurs	K ₁		K ₂		K ₃	
	K ₂	K ₃		K ₁		K ₂

A chaque séquence de conduction, le champ statorique a une direction fixe et seul le champ rotorique se déplace à la vitesse du rotor.

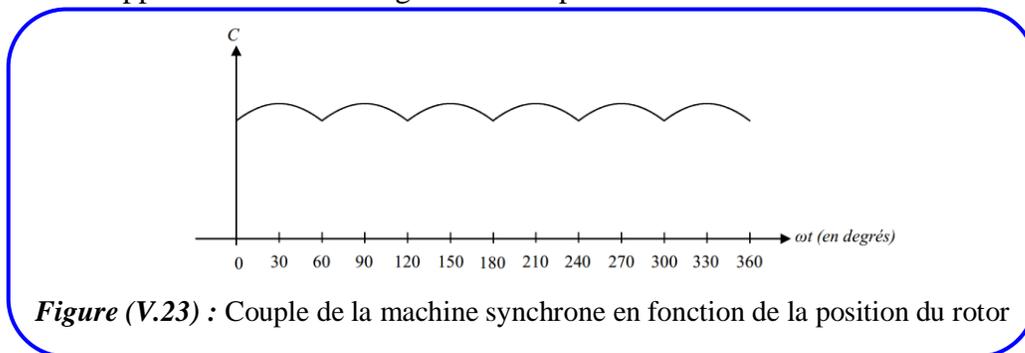
La figure V.22 représente, dans le cas d’une machine bipolaire, les positions des vecteurs H_s et H_r pour les deux premières séquences de fonctionnement (1 et 2). H_r(d) est la position du vecteur champ rotorique au début de la phase considérée, H_r(f) étant sa position à la fin de cette phase. Comme on le voit l’angle γ entre les deux vecteurs varie de 120° au début de la séquence à 60° à la fin de celle-ci. En moyenne cet angle vaut 90°. L’angle ψ varie par conséquent entre -30° et +30°, ce qui correspond à une moyenne nulle.



La relation du couple peut être réécrite comme suit :

$$T_{em} = 3 p \phi_{ex} I \cos \psi = 3 p \phi_{ex} I \sin \gamma$$

Comme l'angle γ évolue entre deux commutations à cause du déplacement du rotor, il y'a donc une ondulation importante du couple électromagnétique. Ceci peut être un inconvénient majeur dans certaines applications où la charge entraînée présente une faible inertie.



☞ Réalisation de l'asservissement de vitesse

Pour asservir la vitesse de rotation, on procèdera comme pour la machine à courant continu en réalisant une régulation à deux boucles en cascade ; une boucle interne pour le contrôle du couple et une boucle externe pour le réglage de la vitesse. La sortie de cette dernière doit constituer la référence de couple de la boucle interne. Le schéma structurel du circuit de réglage global est montré sur la figure **V.24**.

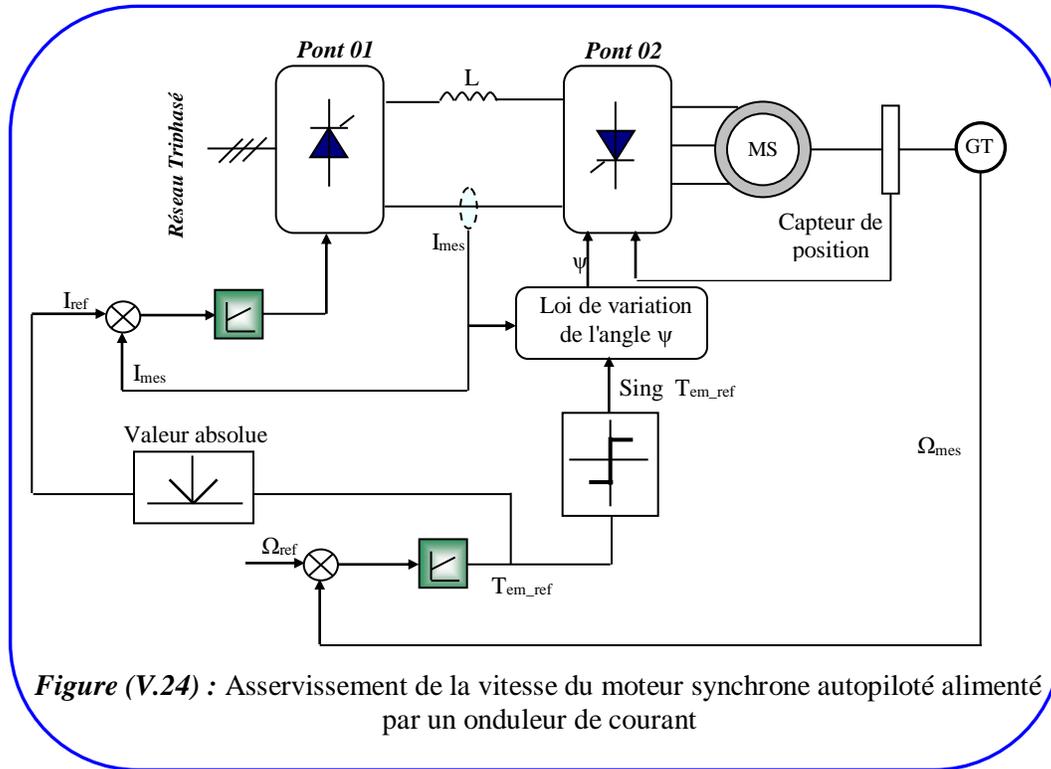


Figure (V.24) : Asservissement de la vitesse du moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de courant

V.4.2.2. Système à tension imposée

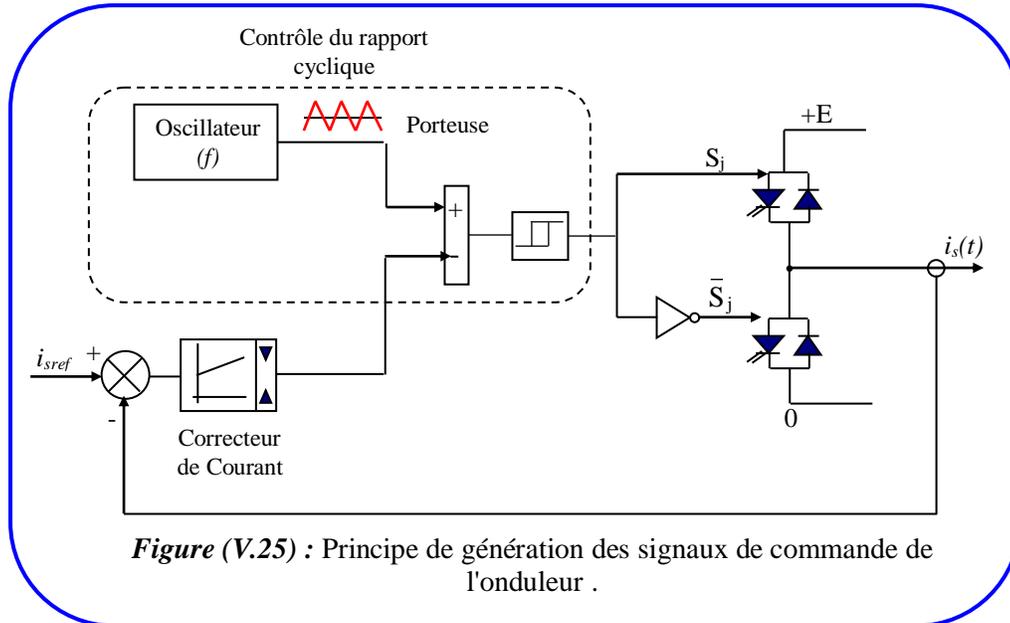
Le principe de contrôle du couple de la machine synchrone est toujours basé sur la relation suivante:

$$T_{em} = 3 p \phi_{ex} I \cos \psi$$

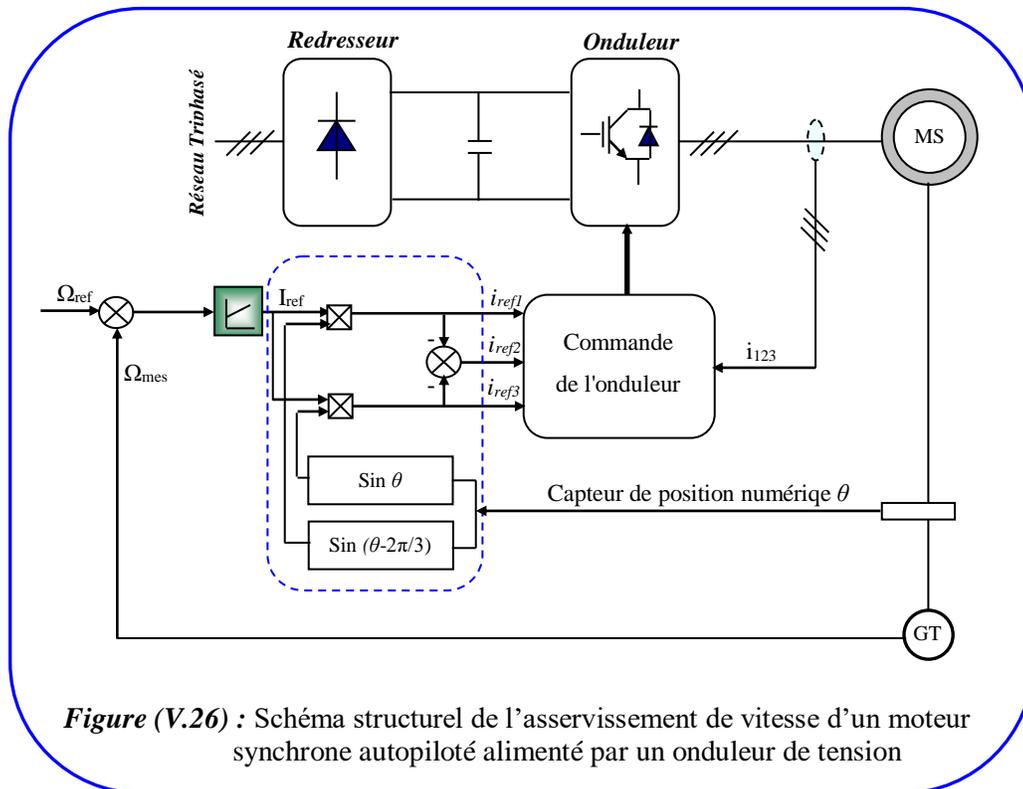
Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse est donné à la figure V.26.

Les signaux de commande de l'onduleur sont obtenus par le dispositif de la figure V.25. Pour ce faire un capteur de position numérique fournit les grandeurs

$$\sin \theta \text{ et } \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right).$$



Par multiplication par la grandeur I_{ref} fournie par la sortie du régulateur de vitesse, on obtient les deux consignes de courant i_{1ref} , i_{2ref} et par suite i_{3ref} puisque $i_1 + i_2 + i_3 = 0$.



Les courants statoriques sont ici quasi-sinusoïdaux, les ondulations du couple sont de ce fait éliminées. L'emploi de cette structure en forte puissance est limité par les performances des interrupteurs de l'onduleur MLI. La complexité du circuit de commande demeure toutefois un inconvénient majeur de cette structure.

Bibliographie

Bibliographie

- [01] **Robert CHAUPRADE**, "Electronique de Puissance 1-Commande des moteur à courant continu", COLLECTION INGENIEURS E.E.A..
- [02] **Robert CHAUPRADE, Francis MILSANT**, "Electronique de Puissance 2 Commande des moteur à courant alternatif", Deuxième édition.
- [03] **Jaime Fandino, Robert Perret, Elisabeth Rullière Pascal Tixador**, "Entraînements électriques 1 alimentations des machines électriques principe de la conversion électromécanique", Lavoisier, 2006.
- [04] **Guy Séguier, Francis Notelet**, "Electrotechnique industrielle", 3em édition, Lavoisier, 2006.
- [05] **Physique Appliquée**, "Puissances-Machines. Résumés de cours", Exercices et contrôles corrigés
- [06] **Pierre Mayé**, "Moteurs Electriques Industriels", DUNOD, Paris, 2005.
- [07] **LABRIQUE Francis, SÉGUIER Guy, BAUSIERE R.**, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Vol 4 : la conversion continu - alternatif (2e éd.)
- [08] **Muhammad Harunur Rashid**, "Power electronics, Circuits, Devices and applications", Third Edition, Prentice-Hall f India, New Delhi 2004.
- [09] **Zinelaabidine BOUDJEMA**, " COMMANDE ELECTRIQUE 2 COURS ET EXERCICES", Polycopie de cours, Université Hassiba Benbouali de CHLEF, 2017
- [10] **Naceur BENAMEUR, Mahmoud HAMOUDA & Mohamed Faouzi MIMOUNI**, " Introduction à la Commande des Machines Electriques, cours et exercices résolus", Polycopie de cours, Université de Sousse, Tunisie, 2008.
- [11] **Zoubir BOUDRIES**, "Cours Commande des Machines Electriques", Polycopie de cours, Université de BEJAÏA, Algérie.
- [12] **Youssef AGREBI ZORGANI, Hichem ZAYANI**, " Commande Electrique des Machines", Polycopie de cours, Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax, Tunisie, 2013/2014.
- [13] **Yesma BANDAHA**, "Contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'ORAN, Juillet 2013.
- [14] **HIDRI Imed**, "Les convertisseurs DC-DC et DC-AC", Support de cours D'électronique de puissance, Institut supérieur des études technologiques de Nabeul

- [15] **MICHEL Lavabre**, "Electronique de Puissance Convertisseur de L'énergie Cours et exercices résolus", 1998, Eleducalivre
- [16] **CHERIFI Djamila**, "Cours d'électronique de puissance", Polycopie de cours, Université Dr Moulay TAHAR de SAIDA, 2018.
- [17] **GHEDAMSI Kaci**, "Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux", Mémoire de Magister, Ecole MILITAIRE POLYTECHNIQUE -EMP-
- [18] **EI MANAA Barhouni**, "Introduction à la Commande des Machines Electriques", Editions Universitaires Européennes, 2017.
- [19] **HASNAOUI Othman B.A.**, "Commande des Machines Electriques", Polycopie de cours, Université de Tunis
- [20] **MEROUFEL Abdelkader**, "Contrôle de la machine asynchrone", Polycopie de cours, Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès, 2008.
- [21] **MICHEL Pinard**, "La Commande Electronique des Machines", DUNOD, Paris, 2013
- [22] **Guy STURTZER, Eddie SMIGIEL**, "Electrotechnique - Modélisation et commande des moteurs triphasés". Ellipses, 2000.
- [23] **Jean-Pierre Caron, Jean-Paul Hautier**, "Electrotechnique - Modélisation et commande de la machine asynchrone", Technip, 1995.

Annexes

ANNEXE A

A.1. Caractéristiques des systèmes de commande

A.1.1. Processus et asservissement

Un *processus* peut être défini comme un système physique qui a des entrées et des sorties et qui est soumis à des perturbations externes. La réalisation d'un système automatique consiste à spécifier un système, appelé *système de commande*, qui, associé au processus, permet de définir une relation entrée-sortie maintenue quelque soient les perturbations appliquées au processus (figure (A.1)). Deux stratégies d'utilisation de l'ensemble système de commande-processus peuvent être adoptées :

- réaliser une fonction de commande qui maintient une relation entrée-sortie sans retour d'informations sur l'état du processus. Dans ce cas la commande est dite en *boucle ouverte*,
- générer des ordres de commande en s'appuyant sur une comparaison entre les entrées de consigne permettant de spécifier les objectifs de fonctionnement à atteindre par le processus et les informations issues d'une boucle de *réaction* véhiculant des mesures réalisées sur le processus. Dans ce cas, la commande est dite en *boucle fermée*.

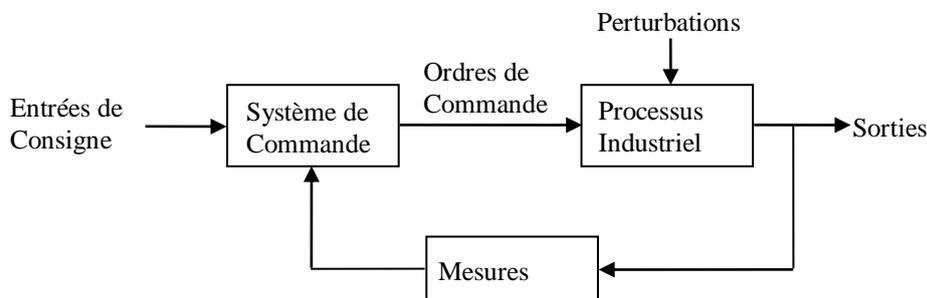


Figure (A.1) : Système en boucle fermée.

En terme de commande, deux modes de fonctionnement sont mis en évidence sur le schéma de principe présenté sur la figure (A.1) :

- la *régulation* du processus qui se caractérise par le maintien d'un point de fonctionnement du processus malgré la présence des perturbations,

- l'asservissement du processus qui a pour but de faire évoluer le point de fonctionnement du processus en présence de perturbations en fonction des entrées de consigne en garantissant une stabilité et une précision données.

A.1.2. Systèmes asservis

A.1.2.1. Définition

Considérons un système asservi représenté par le schéma fonctionnel de la figure (A.2) avec : $y_d(t)$ est l'entrée de consigne, $y(t)$ est la sortie et l'entrée de perturbation $w(t)$. La transformée de Laplace (TL) de la sortie du système en fonction de celles des entrées $y_d(t)$ et $w(t)$ a pour expression :

$$y(p) = \frac{H_1(p)H_2(p)}{1 + H_1(p)H_2(p)K(p)} y_d(p) + \frac{H_2(p)}{1 + H_1(p)H_2(p)K(p)} w(p) \quad (\text{A.1})$$

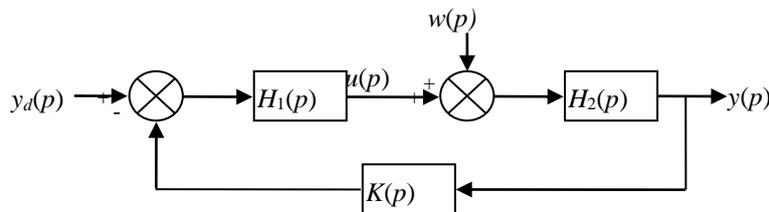


Figure (A.2): Système asservi.

On appelle fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) du système asservi la fonction de transfert, notée $H_{BF}(p)$, définie entre la sortie du système et l'entrée de consigne :

$$H_{BF}(p) = \frac{y(p)}{y_d(p)} = \frac{H_1(p)H_2(p)}{1 + H_1(p)H_2(p)K(p)} \quad (\text{A.2})$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée s'écrit dans ce cas :

$$1 + H_1(p)H_2(p)K(p) = 0 \Leftrightarrow H_1(p)H_2(p)K(p) = -1 \quad (\text{A.3})$$

On appelle fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) la fonction de transfert, notée $H_{BO}(p)$, définie par :

$$H_{BO}(p) = H_1(p)H_2(p)K(p) \quad (\text{A.4})$$

A.1.2.2. Analyse des performances

A. Précision et sensibilité

On appelle signal d'erreur d'un système asservi, le signal noté $\varepsilon(t)$ et défini par :

$$\varepsilon(t) = y_d(t) - y(t) \quad (\text{A.5})$$

La mesure du signal d'erreur permet de réaliser une analyse de la précision du système soit en régime permanent (précision statique) soit en régime transitoire (précision dynamique) sachant que le système est d'autant plus précis que son erreur est faible. La détermination de la précision statique d'un système asservi consiste à calculer, pour une entrée donnée, la grandeur $\varepsilon(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t)$ (voir figure (A.3)) qui est aussi égale à $\lim_{p \rightarrow 0} p\varepsilon(p)$ (Théorème de la valeur finale). Lorsque la perturbation est nulle, $w(t)=0 \forall t$, on a :

$$\varepsilon(p) = y_d(p) - y(p) = [1 - H_{BF}(p)]y_d(p) \quad (\text{A.6})$$

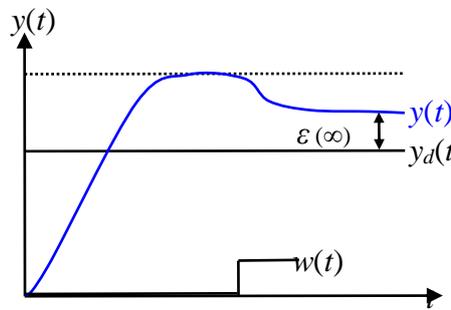


Figure (A.3) : Précision statique d'un système asservi.

On appelle *sensibilité* du système asservi la fonction de transfert définie par :

$$S(p) = 1 - H_{BF}(p) \quad (\text{A.7})$$

Pour un système à retour unitaire, $K(p)=1$, la FTBO est égale à : $H_{BO}(p) = H_1(p)H_2(p)$ et l'expression (6) devient :

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + H_{BO}(p)} y_d(p) \quad (\text{A.8})$$

La *précision dynamique* d'un système peut être analysée en calculant par exemple la moyenne de l'erreur quadratique sur un horizon de temps donné, comme par exemple le temps de réponse t_r . Dans ce cas on a : $\tilde{\varepsilon} = \int_0^{t_r} \varepsilon^2(t) dt$ (Critère de Sartorius).

B. Rapidité

C'est la capacité du système à atteindre dans les meilleurs délais son régime stable (valeur finale qui peut être différente de la valeur de consigne si le système est mal réglé). La rapidité d'un système est définie par son temps de réponse t_r (plus t_r est petit plus le système est dit rapide).

- **Définition du temps de réponse**

Très peu de systèmes sont à réponse instantanée.

La plupart des systèmes physiques évoluent d'un état stable à un autre état stable selon leurs propriétés intrinsèques et les réglages (de gain en particulier) qui les affectent. Ainsi, en ce qui concerne la rapidité, celle-ci répond à la définition suivante :

Le temps de réponse à 5 % est le temps au bout duquel, pour une entrée en échelon de position, le système de fonction de transfert $H(p)$ atteint sa valeur définitive à 5 % près et reste ensuite compris entre 95 % et 105 %.

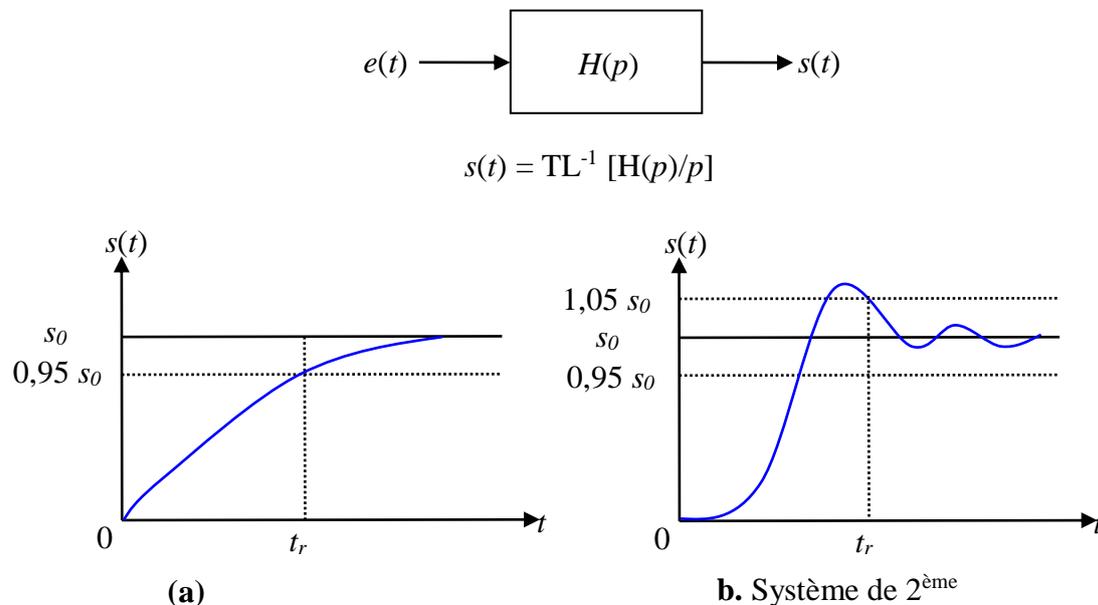


Figure (A.4) : Réponses indicielle de : (a) : Système de 1^{er} ordre, (a) : Système de 1^{er} ordre.

- Si le système est du **1^{er} ordre**, de constante de temps τ , un calcul simple montre que le temps de réponse à 5 % est :

$$t_r \approx 3 \tau$$

- Dans le cas d'un *système du second ordre*, deux paramètres dynamiques interviennent : la pulsation propre non amortie ω_n et le coefficient d'amortissement réduit ζ qui, suivant sa valeur par rapport à l'unité, engendre un régime transitoire amorti ($\zeta < 1$) ou un régime apériodique ($\zeta > 1$).

Le temps de réponse réduit à 5 % ($t_r\omega_n$) est donné, en fonction du facteur ζ , sur la courbe de la figure (A.5).

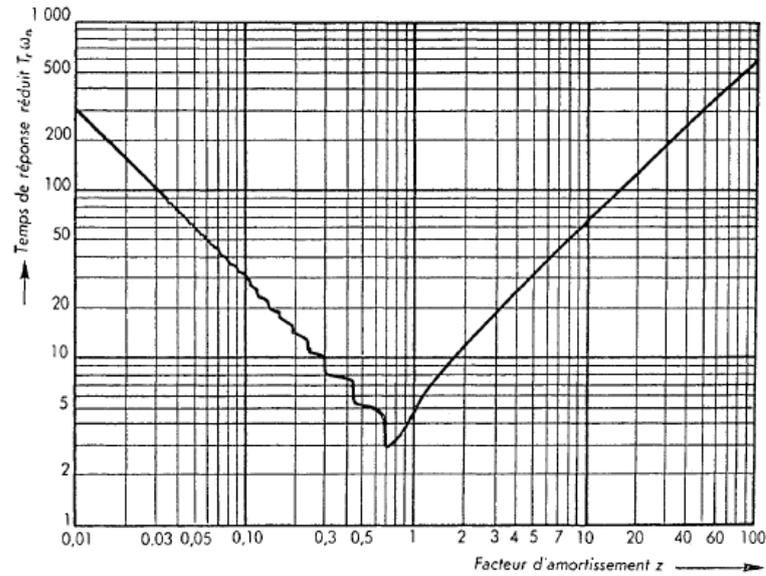


Figure (A.5) : Evolution du temps de réponse réduit en fonction du facteur d'amortissement.

On constate qu'un système, décrit par une fonction de transfert du second ordre, présente la plus grande rapidité pour un réglage à 0,707 de son facteur d'amortissement réduit.

Pour $\zeta = 0,707$ $t_r\omega_n = 2,93$.

C. Stabilité

On dira qu'un système linéaire est stable si, après avoir soumis son entrée à une brusque variation (échelon unité, par exemple) :

- le mouvement amorcé par sa sortie reste borné en amplitude (c'est à dire que la sortie garde une valeur finie) ;
- ce mouvement s'amortit plus ou moins vite et la sortie tend vers un état d'équilibre.

Les réponses indicelles des figures (A.6.a) et (A.6.b) correspondent à celles de systèmes stables. Nous retrouvons les critères cités ci-dessus.

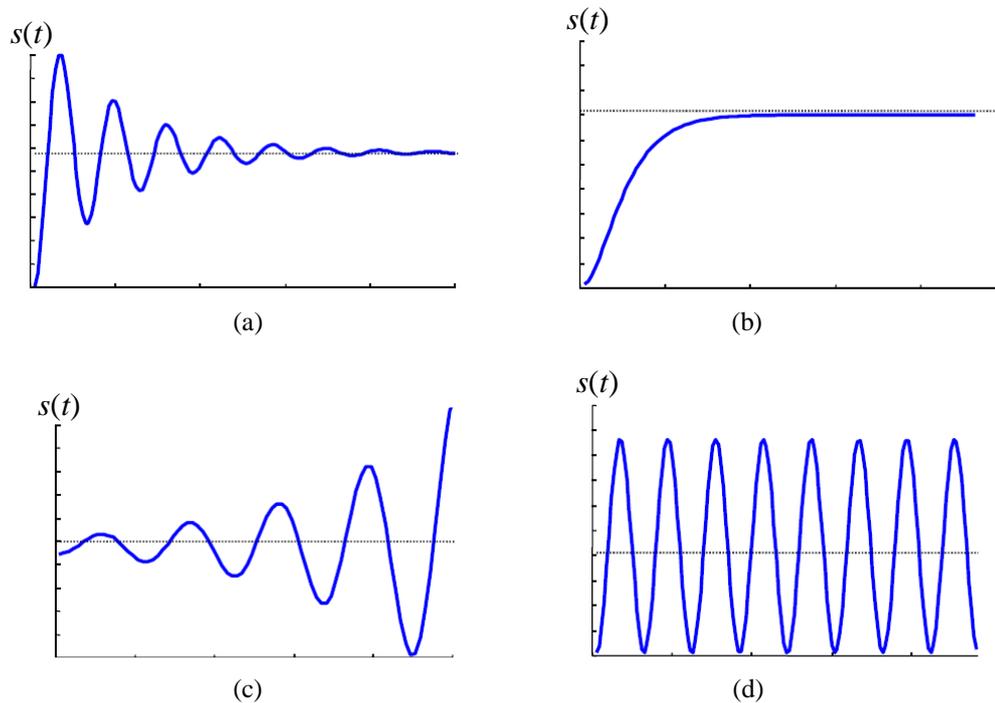


Figure (A.6) : Réponses indicielles de :

- (a) : Système oscillatoire amorti (stable), (b) : Système non oscillatoire amorti (stable),
(c) : Système oscillatoire divergent (instable), (d) : Système oscillatoire (marginalement stable).

La figure (A.6.c) est un cas de système instable. Les oscillations sont de plus en plus importantes et le système ne retrouve pas son état d'équilibre.

Physiquement, un système instable dont la réponse croît sans limite peut se causer des dommages ou en causer à autrui (danger pour l'être humain). En pratique, la majorité des systèmes sont conçus avec des dispositifs de limitation.

Si on considère le cas où des oscillations persistent indéfiniment (cas du pompage de la figure (A.6.d)), on peut considérer le système comme stable (système marginalement stable) puisque sa sortie garde une valeur finie, à condition que l'amplitude ne soit pas trop grande.

La stabilité est une condition impérative. Pour que les systèmes soient utilisables en asservissement, il est absolument nécessaire que les fonctions de transfert en boucle fermée FTBF soient stables. Ceci n'implique toutefois pas que les FTBO soient stables.

❖ Conditions de stabilité

Un système linéaire est stable si aucune des racines du dénominateur de sa fonction de transfert n'a de partie réelle positive. Cela exclut :

- Les racines réelles positives,
- Les racines complexes a parties réelles positives.

On peut formuler ceci autrement :

- Un système asservi bouclé est stable si tous les pôles de la FTBF sont localisés dans le demi-plan gauche du plan complexe,
- Un système asservi bouclé est instable si sa FTBF comprend, au moins, un pôle localisé dans le demi-plan droit du plan complexe et/ou des pôles de multiplicité > 1 sur l'axe imaginaire,
- Si le système comprend une seule paire de pôles sur l'axe imaginaire ou un pôle unique à l'origine, le système est dit marginalement stable. Sa réponse sera oscillatoire non amortie ou non oscillatoire à variation constante lorsque $t \rightarrow \infty$.

La figure (A.7) récapitule les cas possibles suivant le signe et la nature des racines.

Mais les conditions de stabilité ainsi définies ne sont pas suffisantes pour caractériser un système asservi : *un système très mal amorti sera inutilisable*, il faudra donc *toujours définir des marges dites de sécurité sur les coefficients d'amortissement*.

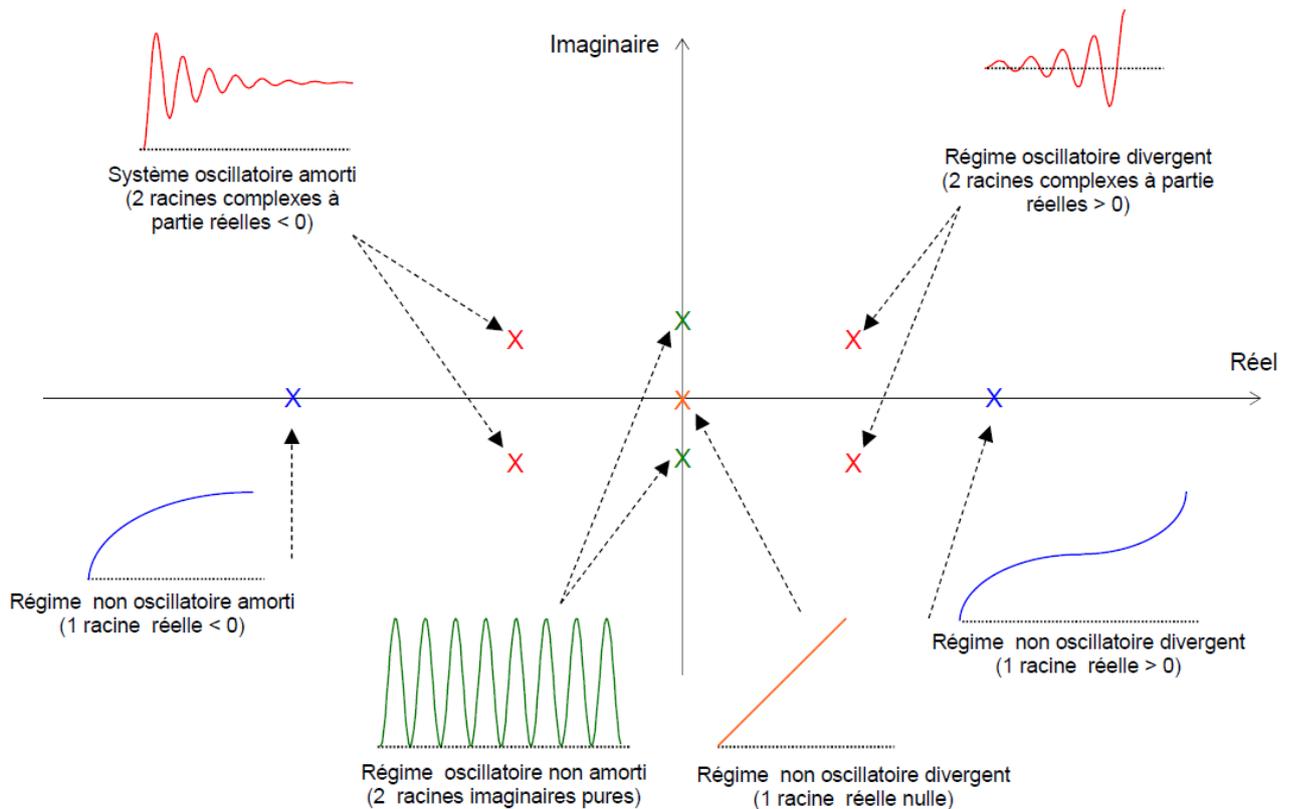


Figure (A.7) : Récapitulatif des comportements des systèmes selon la position et le signe des pôles.

D. Robustesse

L'automaticien se heurte à un dilemme : la stabilité et la précision d'une part et l'amortissement et la rapidité d'autre part sont des critères antagonistes. Pour améliorer ces caractéristiques, il faut modifier les caractéristiques internes du système ou ajouter un correcteur dans la boucle d'asservissement. Il existe différents types de correcteurs, leur action peut être intégrale, dérivée et/ou proportionnelle.

Le compromis fondamental de l'automatique est l'antagonisme entre performance et *robustesse*.

La *robustesse* d'un système bouclé (asservi) est la capacité de celui-ci de rester stable (voire de conserver des performances suffisantes) en présence d'erreurs de modèle : erreurs sur les paramètres, dynamiques négligées.