

*République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*

*Université A. MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département De Génie électrique
Intitulé du cours:*

Cours : Entraînements à vitesse variable des machines électriques



**Dr. OUARI KAMEL
Maître de Conférences Classe A**

**Année universitaire
2021/2022**

Sommaire

Chapitre I : Généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques

I.1) Généralités:	2
I.2) Avantages du variateur de vitesse électronique	2
I.3) Chaîne de variateur de vitesse électronique :	2
I.4) Choix d'une machine électrique :	3
I.4.1) Critères de choix électrique :	3
I.4.2) Critères de choix mécaniques :	3
I.4.3) Autres critères de choix :	3
I.5) Caractéristiques de fonctionnement	4
I.5.1) Point de fonctionnement :	4
I.5.2) Fonctionnement stable du moteur	4
I.5.3) Régimes de fonctionnement d'une machine électrique :	4
I.6) Caractéristiques mécaniques des charges entraînées	6
1.6.1) Machines à couple constant.	6
1.6.2) Machines à puissance constante.	6
1.6.3) Machines à couple proportionnel à la vitesse.	6
1.6.4) Machines à couple proportionnel au carré de la vitesse.	7
1.7) Les quadrants de fonctionnement:	7
1.7.1) Plan couple vitesse:	7
1.7.2) Mode de fonctionnement :	8

Chapitre II: Entraînements à vitesse variable par MCC

II.1) Caractéristiques des Machines à Courant Continu	12
II.1.1 Structure	12
II.1.2 Equations de fonctionnement du moteur à courant continu	12
II.1.3 Caractéristiques de fonctionnement des MCC	13
II.1.4) Réglage de vitesse des MCC par la tension d'induit	15
II.1.5) Freinage électrique.....	16
II.1.6) Fonctionnement dans les quatre quadrants :	17
II.2) Association Convertisseurs alternatif-continu et MCC.....	18
II.2.1) Montages non réversibles.....	19
II.2.2) Montages réversibles	22
II.3) Association Convertisseurs continu-continu et MCC	25
II.3.1 Hacheur série	25

Chapitre III: Variateur de vitesse de la Machine asynchrone

III.1) Description et principe de fonctionnement de laMAS	34
III.2) Modèle d'une phase de la machine asynchrone en régime permanent	35
III.2.1) Equations de fonctionnement	35
III.2.2) Etude du régime permanent	36
III.2.3) Schéma équivalent	37
III.2.5) Expression du couple électromagnétique en régime sinusoïdal permanent:	39
III.3) Variation de vitesse de la machine asynchrone :	41
III.3.1) Réglage par variation du nombre de paires de pôles	42
III.3.2) Action sur la résistance rotorique	42
III.3.3) Action sur la fréquence	43
III.3.4) Réglage par variation de la tension	44
III.3.5) Réglage à $V_s/f_s = \text{constant}$ commande scalaire	44
III.4) Commande vectorielle à flux orienté	47
III.4.1) Modèle de la MAS dans le repère de Park	48
III.4.2) Orientation du repère de Park suivant le flux rotorique	48
III.5) Différents Stratégies de Modulation:	52
III.5.1) Commande en pleine onde	53
III.5.2) Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle	55
III.5.3) Commande en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	55
III.5.1) Commande par hystérésis	59

Introduction

Un variateur de vitesse est un équipement permettant de faire varier la vitesse de nombreux procédés industriels. En effet, pour moduler la vitesse des équipements de procédé, les variateurs de vitesse électroniques ont remplacé les dispositifs mécaniques.

Pour les procédés industriels dont la précision de la régulation de la vitesse est exigée, on a d'abord utilisé des moteurs à courant continu (CC) commandés par des variateurs électroniques à semi-conducteurs. Cette technique consistait à faire varier la vitesse proportionnellement à la tension. Étant donné la complexité de l'entretien des moteurs CC, les applications récentes n'utilisent que rarement ce système. Les progrès considérables réalisés en l'électronique de puissance sont à l'origine de l'apparition des variateurs de vitesse à fréquence variable avec des moteurs à courant alternatif. Ces variateurs de vitesse exploitent le plus souvent la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT).

Ce document est un support du cours d'entraînements à vitesse variable des machines électriques destiné aux étudiants de première année master en génie électrique. Le document est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre s'intéresse à l'étude des généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques. Le second chapitre est réservé à l'étude des entraînements à vitesse variable par MCC. Le troisième chapitre est consacré à l'étude des variateurs de vitesse par la machine asynchrone.

Chapitre I

Généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques

I.1) Généralités

Un variateur de vitesse est un dispositif électronique destiné à commander la vitesse d'un moteur électrique. En effet, pour moduler la vitesse des équipements de procédé, on a longtemps eu recours à divers dispositifs mécaniques. De nos jours, les progrès réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis le développement des variateurs de vitesse électroniques.

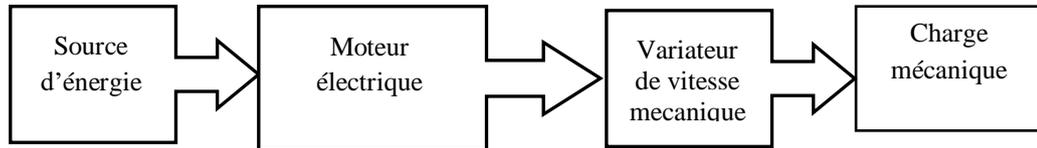


Figure 1 : Variateur de vitesse mécanique

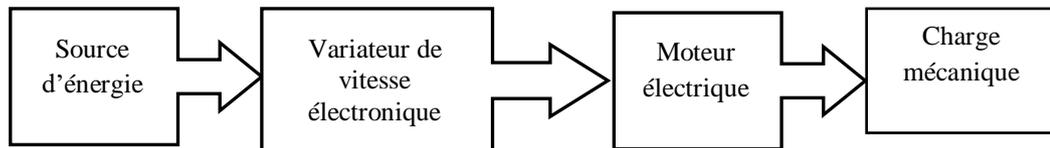


Figure 2 : Variateur de vitesse électronique

Dans le cas d'un variateur de vitesse mécanique, le variateur est constitué d'une transmission poulies et courroies, la variation de vitesse est obtenue par la modification du diamètre des poulies.

La conception des variateurs de vitesse électroniques nécessite l'association d'ensemble machine convertisseur statique - commande, qui optimisent les performances dynamiques des machines électriques.

I.2) Avantages du variateur de vitesse électronique

Le recours aux variateurs électroniques de vitesse offre plusieurs avantages:

- Démarrage progressif des moteurs réduisant les chutes de tension dans le réseau et limitant les courants de démarrage ;
- Amélioration des performances dynamiques des machines électriques ;
- Prolongement de la durée de service du matériel entraîné ;
- Diminution de la consommation d'électricité.

Toutefois, tous les variateurs électroniques de vitesse intégrant des convertisseurs statiques forment une charge non linéaire qui engendre des courants harmoniques, sources de distorsion de l'onde dans le réseau électrique.

I.3) Chaîne de variateur de vitesse électronique

Les variateurs de vitesse électroniques sont constitués principalement de :

- Une source d'énergie ;
- Un convertisseur statique : (redresseur, hacheur, gradateur, onduleur) ;
- Un régulateur de vitesse;
- Un moteur électrique : à courant continu, synchrones, asynchrones ou autres ;
- Un capteur de vitesse ou de position.

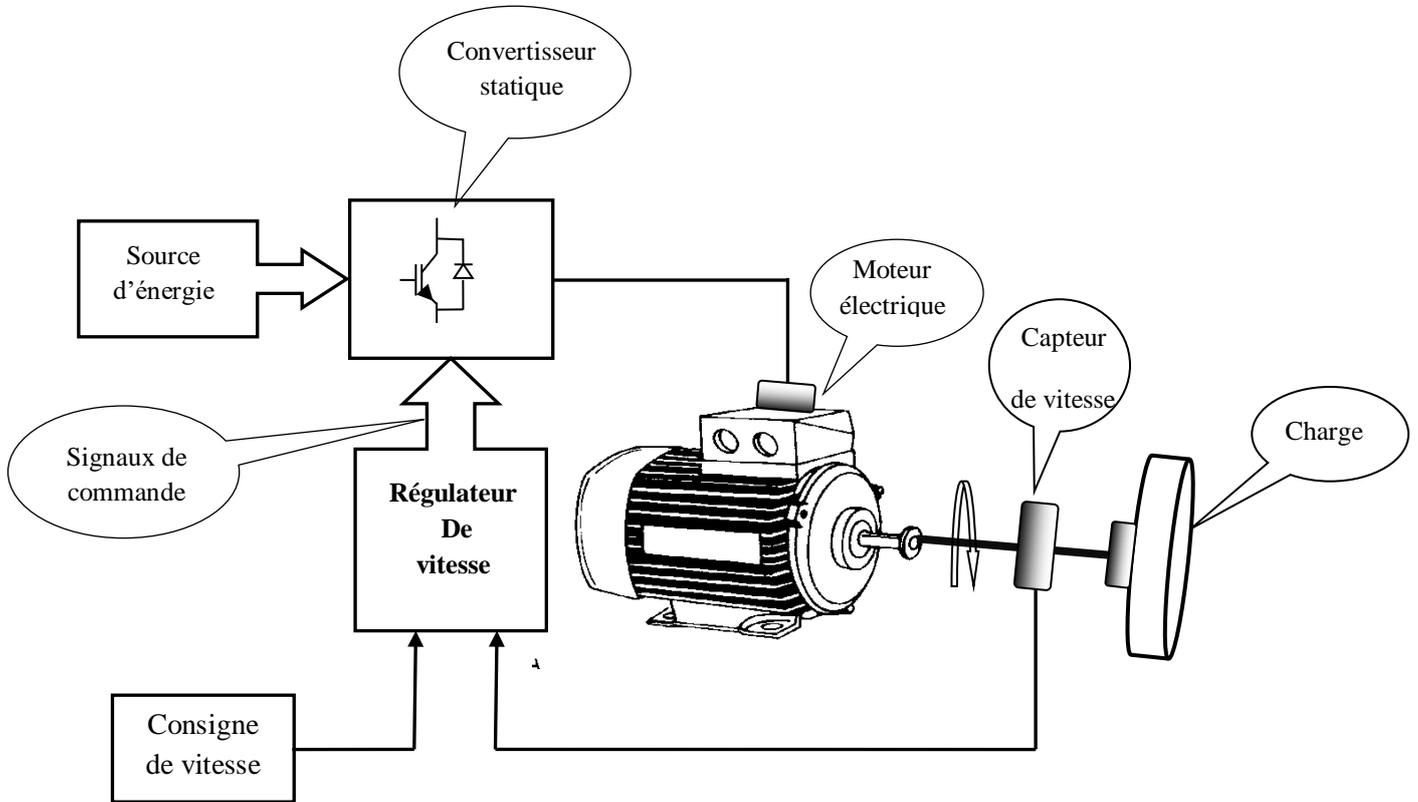


Figure 3 : Chaîne de Variateur de vitesse électronique

Le circuit de commande assure la régulation et l'asservissement de la machine à travers le convertisseur statique de sorte que l'utilisateur puisse commander directement la vitesse. Sa conception dépend essentiellement de la stratégie de commande choisie.

I.4) Choix d'une machine électrique

On doit pour choisir une machine électrique définir les critères électriques et mécaniques de la machine.

I.4.1) Critères de choix électrique

- La nature du réseau : alternatif monophasé, triphasé, continu.
- Les caractéristiques : tension, fréquence, puissance.

I.4.2) Critères de choix mécaniques

Le choix d'un moteur électrique dépend essentiellement du type de charge : La puissance, couple, vitesse, accélération et cycle de fonctionnement.

I.4.3) Autres critères de choix

En plus de ces caractéristiques fondamentales, le choix d'une machine électrique fait appel à d'autres critères qui doivent être pris en compte, on cite :

- L'environnement ;
- Le service de fonctionnement ;
- Les dimensions de la machine;
- Le point de fonctionnement.

I.5) Caractéristiques de fonctionnement

I.5.1) Point de fonctionnement

Le point de fonctionnement d'un groupe moteur-charge mécanique est donné par l'intersection de leurs caractéristiques mécaniques $C_m(\Omega)$ et $C_r(\Omega)$.

I.5.2) Fonctionnement stable du moteur

En régime établi la vitesse de rotation est constante et les deux couples sont égaux, on a :

Ω est constante par conséquent : $J \cdot d\Omega / dt = C_m - C_r = 0$

Selon la définition de la stabilité, le groupe est en régime stable lorsque toute modification de l'une des variables qui fixent son régime entraîne une action correctrice qui tend à rétablir le régime initial. Supposons par exemple que, pour une cause extérieure, le groupe ralentisse.

Il y a deux possibilités illustres par la figure 4 :

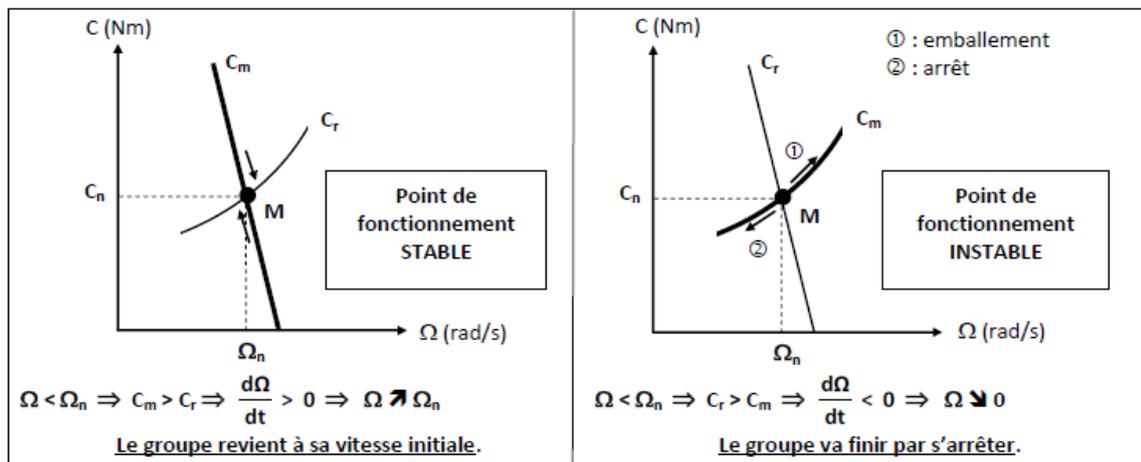


Figure 4 : Point de fonctionnement et d'équilibre

Ainsi, pour que le point de fonctionnement soit stable, il faut et il suffit que :

La pente du couple résistant par rapport à la vitesse soit plus grande que la pente du couple moteur par rapport à la vitesse.

A une augmentation de la vitesse correspondra alors $d\Omega / dt < 0$ donc une diminution de la vitesse de rotation et un retour à l'équilibre.

I.5.3) Régimes de fonctionnement d'une machine électrique

Le mouvement d'une charge, contrôlé par un moteur, est caractérisé par deux régimes de fonctionnement :

- le régime établi ou permanent ;
- le régime transitoire : accélération ou décélération.

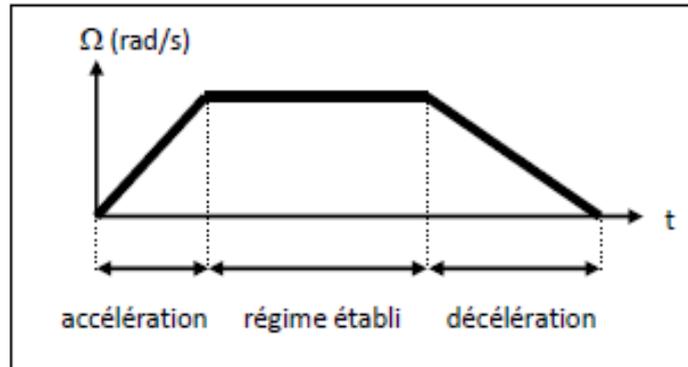


Figure 5 : Régimes de fonctionnement d'une machine électrique

1) Accélération

Durant la montée en vitesse, on a : $d\Omega / dt > 0$

Selon le PFD : $C_m > C_r$

On appelle $C = J \cdot d\Omega / dt$ le **couple accélérateur, ou couple d'inertie**, nécessaire pour vaincre l'inertie s'opposant à la variation positive de vitesse.

2) Régime établi

En régime établi, la vitesse est constante : $d\Omega / dt = 0$

Selon le PFD : $C_m = C_r$

3) Décélération (freinage)

En régime de **freinage**, on a : $C_m < C_r$; $d\Omega / dt = C_m - C_r \leq 0$

Le couple de **freinage** est : $C_{\text{freinage}} = -J \cdot d\Omega / dt > 0$

On distingue Trois cas:

➤ **freinage naturel** $C_m = 0$: $C_{\text{freinage1}} = -J \cdot d\Omega / dt = C_r$

➤ **freinage lent** : Le moteur développe un couple moteur :

$$C_{\text{freinage2}} = -J \cdot d\Omega / dt = C_r - C_m \leq C_{\text{freinage1}}$$

➤ **freinage rapide** : Le moteur développe un couple résistant :

$$C_{\text{freinage3}} = -J \cdot d\Omega / dt = C_r + C_f > C_{\text{freinage1}}$$

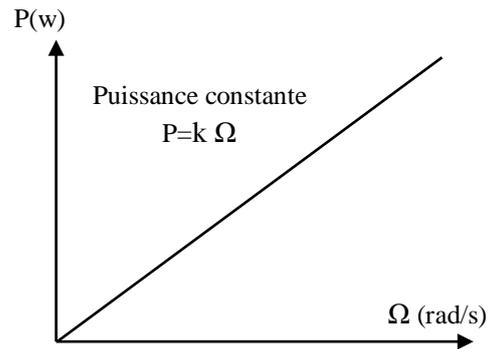
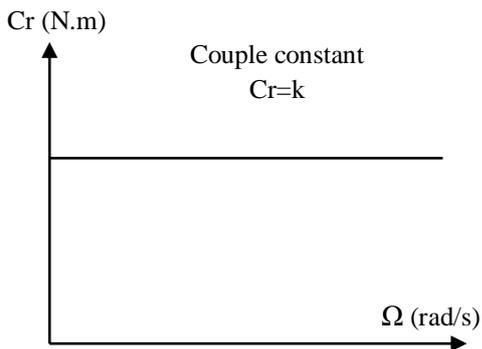
1.6) Caractéristiques mécaniques des charges entraînées

Pour que le groupe moteur-charge tourne, le couple C_m produit par le moteur doit être supérieur ou égal au couple C_r opposé de la machine. Par conséquent, il est nécessaire de comprendre comment le couple de charge varie avec la vitesse. Il existe essentiellement quatre familles de couples résistants.

1.6.1) Machines à couple constant

Le couple utile reste constant.

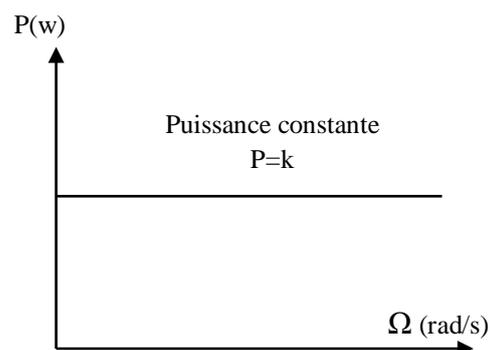
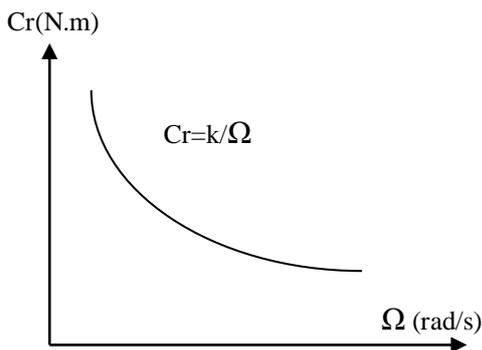
La puissance utile P est proportionnelle à la vitesse.



Exemples : levage, pompage.

1.6.2) Machines à puissance constante

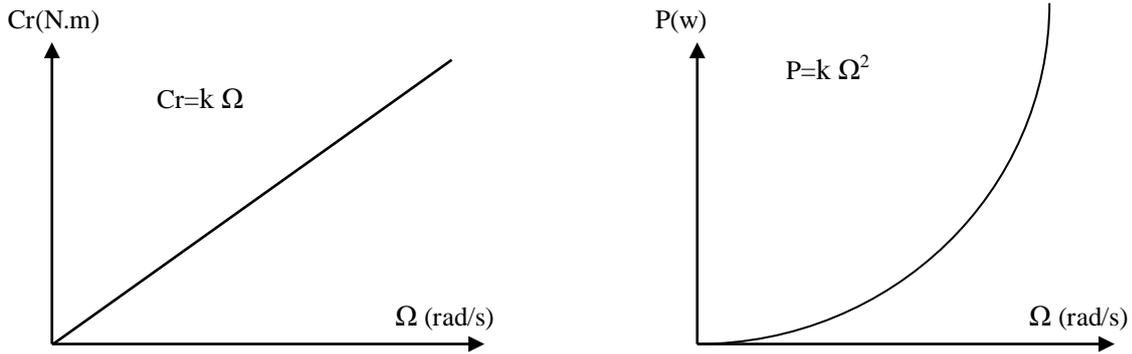
Le couple diminue lorsque la vitesse augmente.



Exemples : enrouleuses, compresseurs, essoreuses.

1.6.3) Machines à couple proportionnel à la vitesse

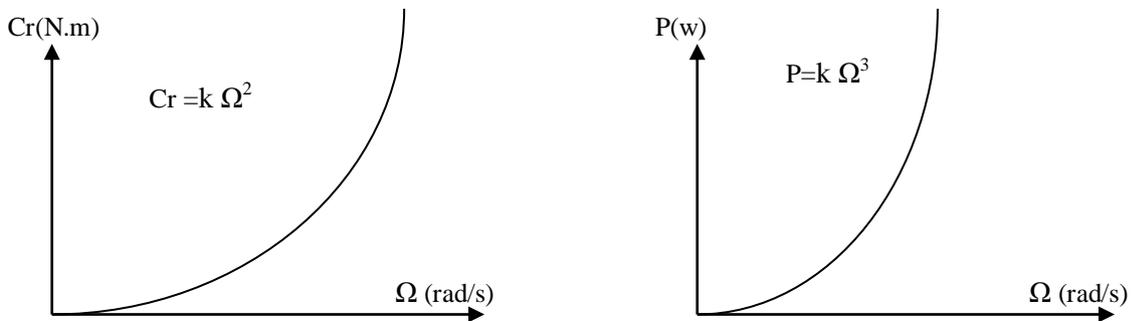
Le couple résistant augmente proportionnellement à la vitesse.



Exemples : pompes volumétriques, mélangeurs.

1.6.4) Machines à couple proportionnel au carré de la vitesse.

Le couple d'accélération est faible.



Exemple : ventilateurs.

1.7) Les quadrants de fonctionnement

Les caractéristiques des entraînements sont portées sur le plan couple-vitesse $T=f(\Omega)$, c.a.d on porte sur un digramme le couple électromagnétique T_{em} de la machine en fonction de la vitesse de rotation Ω .

1.7.1) Plan couple vitesse

Le signe de la puissance mécanique fournie par une machine tournante (puissance utile : $P_u=C_u\Omega$) dépend du signe de C_u (couple utile de la machine) et de Ω (vitesse de rotation en rad/s).

- Si C_u et Ω sont de même signe, la puissance mécanique fournie est positive et la machine fonctionne en moteur. Graphiquement cela correspond aux quadrants 1 et 3. Cela correspond à un fonctionnement moteur en marche AV (1^{er} quadrant) et AR (3^{ème} quadrant).
- Si C_u et Ω sont de signes opposés, la puissance mécanique fournie est négative et la machine fonctionne en génératrice (elle reçoit de l'énergie mécanique). Graphiquement cela correspond aux quadrants 2 et 4. Cela correspond au freinage électrique (freinage AR pour 2^{ème} quadrant et AV pour 4^{ème} quadrant).

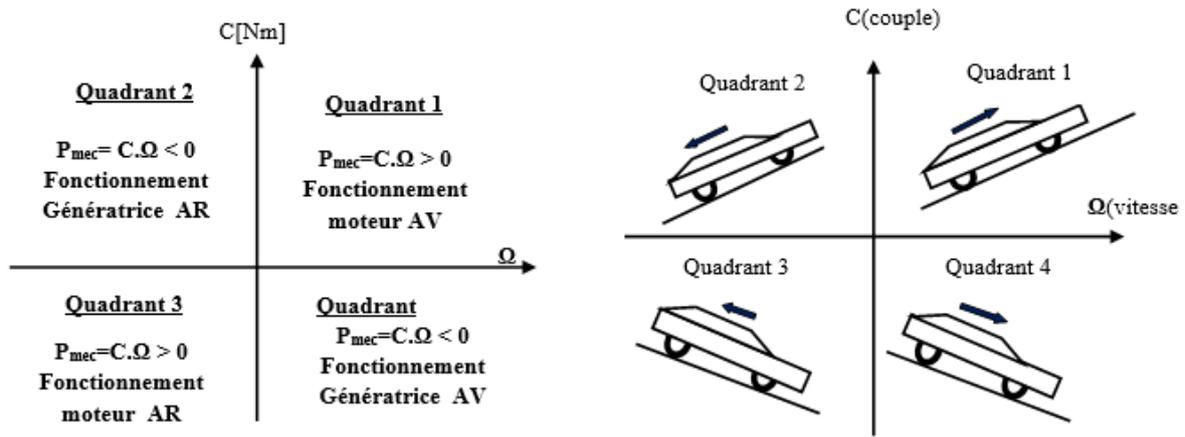
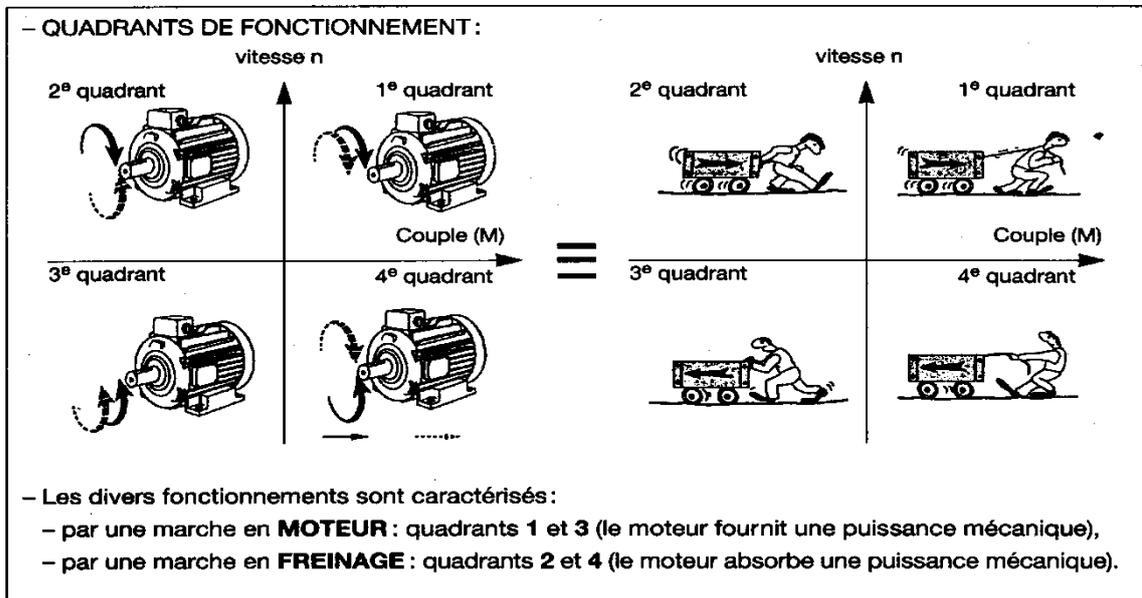


Figure 6 : Plan couple vitesse

• Zones de fonctionnement ou quatre quadrants



• Analyse de fonctionnement

Sens de rotation	Vitesse	Couple	Puissance $P = T\Omega$	Quadrant	Travail machine électrique	Charge
sens 1	+	+	+	1	moteur	résistante
	+	-	-	2	génératrice	entraînante
sens 2	-	-	+	3	moteur	résistante
	-	+	-	4	génératrice	entraînante

1.7.2) Mode de fonctionnement

Le diagramme du couple T_u de la machine en fonction de la vitesse de rotation Ω , montre l'existence de quatre quadrants. Alors ce sont les convertisseurs d'alimentation qui limitent le nombre de quadrants utilisables par la machine selon la nature de l'entraînement. Soient les fonctionnements 1,2 ou 4 quadrants.

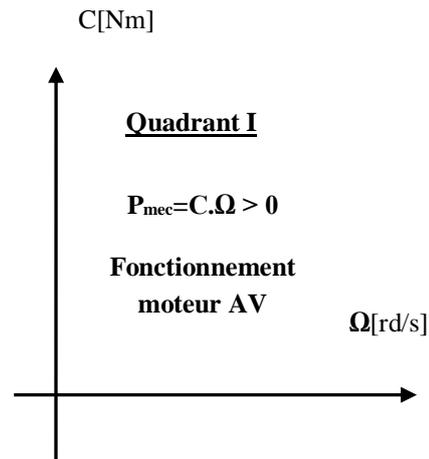
1.7.2.1) Modes de fonctionnement 1 quadrant (non réversible)

a) Modes de fonctionnement 1 quadrant moteur

Dans ce mode de fonctionnement, on peut contrôler l'accélération mais non le ralentissement, qui ne peut être lieu que par dissipation de l'énergie cinétique de rotation dans la charge.

Ce type de variateur utilise un convertisseur non réversible.

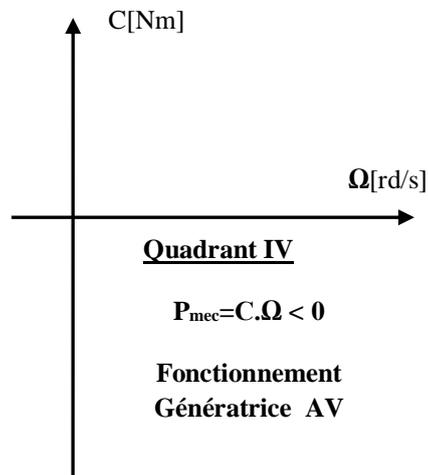
Application : perceuse électrique à variateur, aspirateur, pompage....



b) Modes de fonctionnement 1 quadrant générateur

Seul le fonctionnement en génératrice est possible. La machine ne peut démarrer de manière électrique, elle doit être entraînée par le côté mécanique depuis la vitesse nulle.

Application : Eolienne (si génératrice utilisée en vitesse variable : machine asynchrone à double alimentation ou alternateur)....

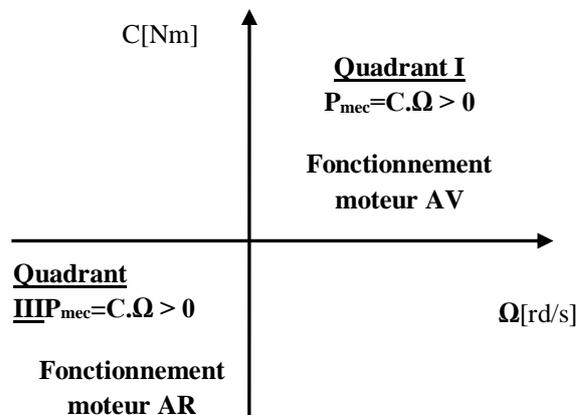


1.7.2.2) Modes de fonctionnement 2 quadrants :

a) Mode de fonctionnement 2 quadrants I+III (non réversible).

Ce type de variateur utilise un convertisseur non réversible, sachant qu'il garantit une inversion du couple et de la vitesse tout en passant par l'état d'arrêt.

Application : visseuse-dévisseuse, lève-vitre électrique et réglage de rétroviseur d'automobile...

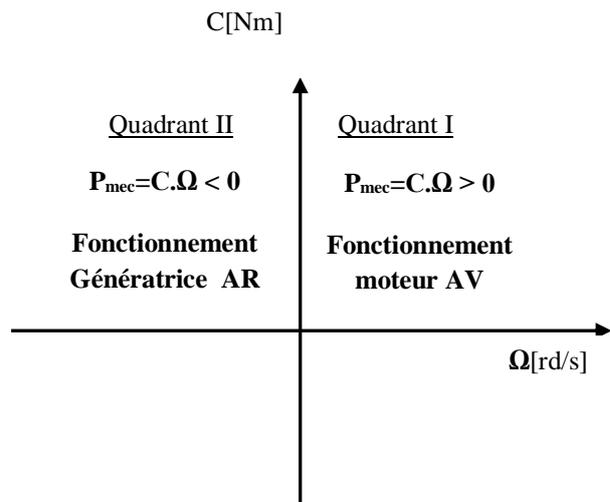


b) Mode de fonctionnement 2 quadrants 1+2 (réversible)

Ce type de variateur utilise un convertisseur réversible 2 quadrants.

A l'arrêt, le couple résistant peut ne pas être nul (exp : machine à courant continu alimentée à flux et courant unidirectionnel mais avec inversion de tension d'induit).

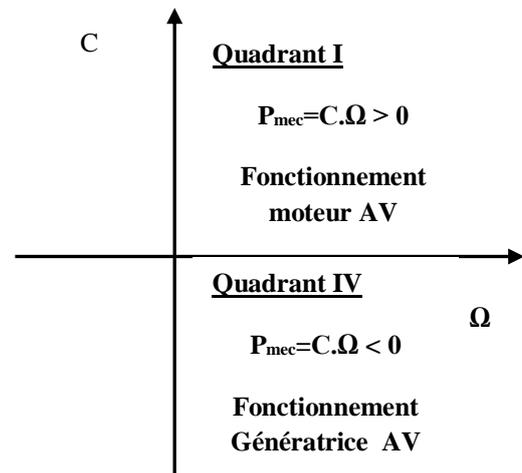
Application : treuil, levage...



c) Mode de fonctionnement 2 quadrants I+IV (réversible, type laminoir)

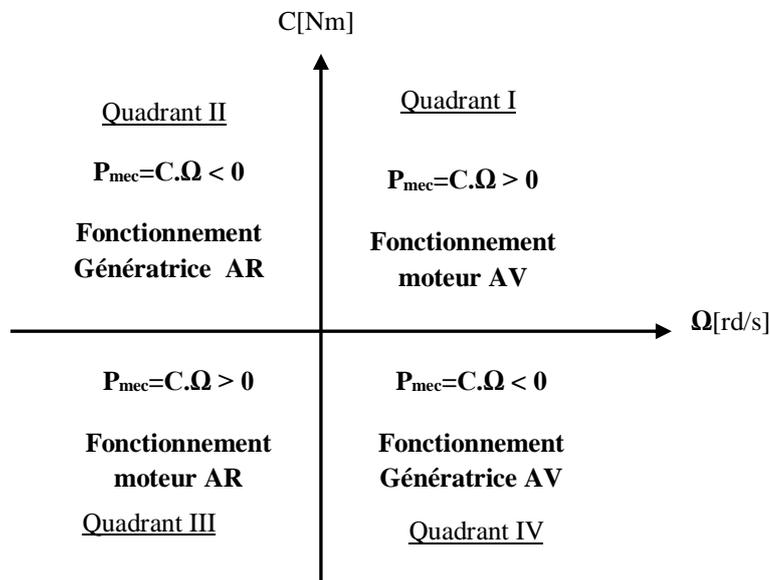
Ce type de fonctionnement correspond par exemple à l'entraînement d'un véhicule. Il faut pouvoir accélérer le véhicule puis le freiner électriquement.

Applications : scooter électrique laminoir...



1.7.2.3) Modes de fonctionnement 4 quadrants (réversible)

Le variateur sait gérer des accélérations et décélérations, ainsi que des freinages dans toutes les situations disponibles.



Chapitre II :

Entraînements à vitesse

Variable par MCC

II.1) Caractéristiques des Machines à Courant Continu

II.1.1 Structure

La machine à courant continu est composée de deux parties principales :

- Inducteur (ou stator) c'est un électroaimant dont le rôle est de produire le flux magnétique;
- Induit (ou rotor) est l'armature tournante portant l'enroulement ou sont induites les forces électromotrices.

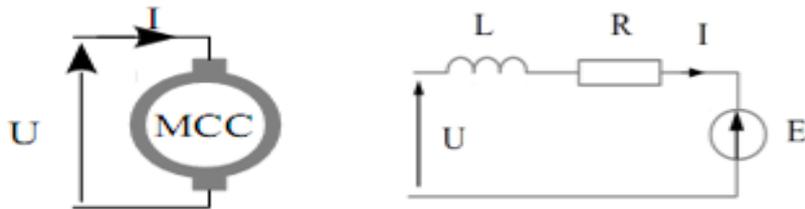


Figure 7 : Schéma électrique équivalent de l'induit d'un MCC

– R : la résistance de l'induit, L : l'inductance d'induit, E : la force contre-électromotrice (fcem)

II.1.2 Equations de fonctionnement du moteur à courant continu

Les équations fondamentales régissant le fonctionnement d'une MCC sont les suivantes :

$$\begin{cases} E = k\Phi\Omega \\ C_{em} = k\Phi I \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

Ω : la vitesse de rotation E : la force électromotrice d'induit

Φ : le flux électromagnétique créé par l'inducteur de la MCC

k : Constante liée à la construction de la machine.

C_{em} : couple électromagnétique I : courant d'induit

Dans le cas où le flux inducteur est constant, on peut admettre que :

$$\begin{cases} E = K\Omega \\ C_{em} = KI \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $K = k\Phi$

Équation électrique de l'induit :

$$U(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E(t) \quad (\text{II.3})$$

En régime permanent, le courant qui circule dans le moteur est constant donc la chute de tension aux bornes de l'inductance interne du moteur est nulle. $L di/dt = 0$ donc :

$$U = RI + E \quad (\text{II.4})$$

La vitesse est régie par la relation fondamentale de la dynamique :

$$C_u - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (II.5)$$

Avec :

J: le moment d'inertie des masses tournantes en $[kg .m^2]$.

C_u : le couple utile développé par le moteur

C_r : le couple de charge

$\frac{d\Omega}{dt}$: Accélération angulaire.

Comme le moment d'inertie est positif alors :

Si $C_u - C_r > 0$ $\frac{d\Omega}{dt} > 0$: le moteur accélère, la vitesse augmente.

Si $C_u - C_r < 0$ $\frac{d\Omega}{dt} < 0$: le moteur décélère, la vitesse diminue.

Si $C_u = C_r$ $\frac{d\Omega}{dt} = 0$: le moteur tourne à vitesse constante.

II.1.3 Caractéristiques de fonctionnement des MCC

Les caractéristiques qui nous intéressent sont :

- Caractéristique électromécanique de vitesse $\Omega = f(I)$.
- Caractéristique électromécanique de couple $C = f(I)$.
- Caractéristique mécanique $C = f(\Omega)$.

Cas du moteur shunt ou à excitation séparée :

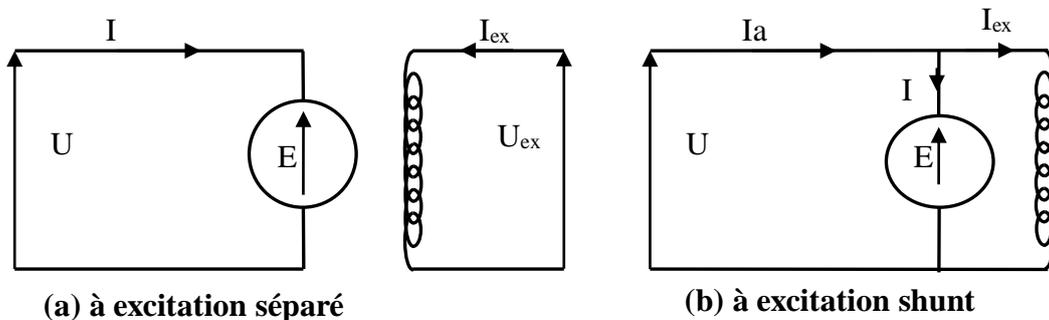


Figure 8 : Moteur à courant continu à flux constant

Dans le cas d'un moteur shunt, il vient :

$$\begin{cases} I_a = I + I_{ex} \\ I_{ex} = \frac{U}{R_{ex}} \end{cases} \quad (II.6)$$

La résistance de l'inducteur étant toujours élevée, le courant inducteur ne représente que quelques pourcents du courant de l'induit, aussi peut-on écrire : $I = I_a$.

Le moteur shunt ou à excitation séparée est un moteur à flux constant. Les équations du fonctionnement dépendent aux relations(II.2).

A) Caractéristique électromécanique de vitesse : $\Omega=f(I)$, U et ϕ constants

Dans le cas où le flux est constant $K = k\phi$.

$$\begin{cases} U = E + RI \\ E = K\Omega \end{cases} \quad (II.7)$$

On tire la vitesse $\Omega = \frac{U - RI}{K} = \frac{U}{K} - \frac{R}{K}I = A - BI$ (II.8)

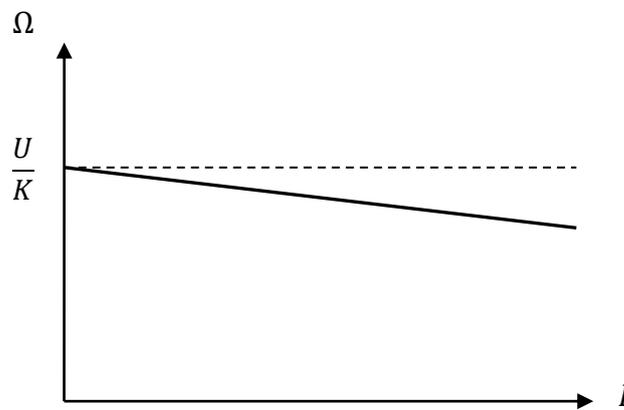


Figure 9 : Caractéristique : $\Omega=f(I)$, U et ϕ constants

B) Caractéristique électromécanique du couple : $C = f(I)$, U et ϕ constants

La relation $C_{em} = KI$ donnant le couple nous permet de tracer la caractéristique suivante :

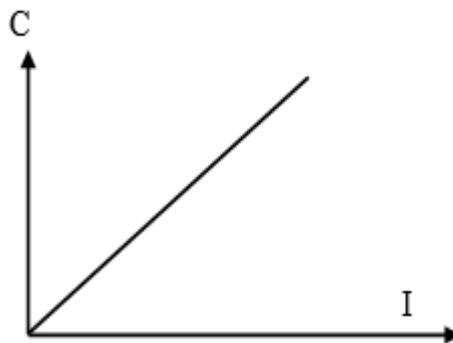


Figure 10 : Caractéristique électromécanique

C) Caractéristique mécanique: $C =f(\Omega)$, U et ϕ constants.

On détermine facilement la caractéristique mécanique soit par élimination graphique de l'intensité entre les caractéristiques $\Omega(I)$ et $C(I)$, soit par le calcul.

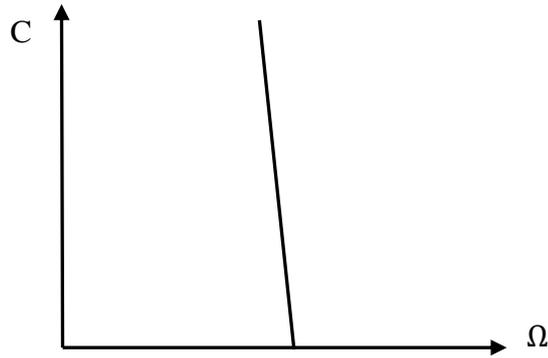


Figure 11 : Caractéristique mécanique

La caractéristique mécanique (Fig.11) est une droite descendante presque parallèle à l'axe des couples. La vitesse du moteur shunt (séparé) est presque constante indépendamment de la charge du moteur.

II.1.4) Réglage de vitesse des MCC par la tension d'induit

La relation de la vitesse d'un MCC (à excitation shunt ou séparée) est donnée par :

$$\Omega = \frac{U - RI}{k\phi} \tag{II.9}$$

A flux constant, si l'on néglige la chute de tension RI, la vitesse du moteur est quasiment proportionnelle à U.

$$\Omega = \frac{U}{K} \tag{II.10}$$

Les possibilités de réglage consistent en la réduction de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur de la tension d'induit U.

Les caractéristiques se déplacent parallèlement par rapport à la caractéristique d'origine, comme le montre la figure II.12.

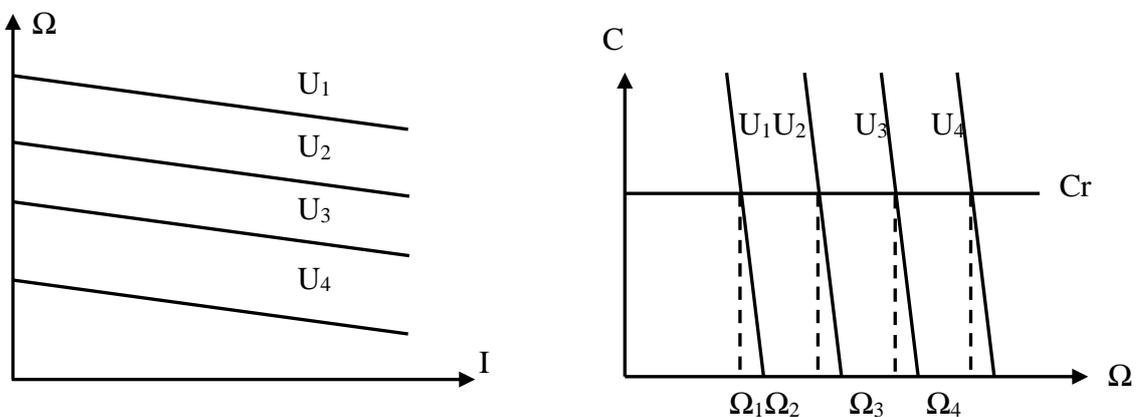


Figure 12 : Caractéristique de réglage par la tension d'induit

Ce mode de réglage est excellent du point de vue technique car les caractéristiques ne sont pas déformées (l'allure shunt est conservée), d'autre part du point de vue économique, aucune énergie n'est gaspillée et le rendement demeure élevé. Cependant, cette solution nécessite l'emploi d'un variateur de tension.

II.1.5) Freinage électrique

- Dans de nombreuses applications (traction, levage, ...), le problème du freinage est important. On préfère plutôt utiliser une solution électrique que faire appel aux systèmes mécaniques.
- Par exemple, si l'on désire arrêter un moteur entraînant une charge développant toujours un couple résistant C_r , on peut couper l'alimentation ($C_m = 0$). L'ensemble ralentit naturellement sous l'effet de C_r . Pour arrêter rapidement le groupe, il faut permettre à la MCC de fonctionner en génératrice et de délivrer de la puissance. Ceci revient à inverser le sens du courant dans l'induit:

La décélération est alors due à C_{ral} : (couple de ralentissement) et non plus à C_r seul. On a :

$$C_{ral} = -J \frac{d\Omega}{dt} = C_r + C_f \tag{II. 11}$$

- Il existe 2 solutions pour réaliser ce freinage : par rhéostat (dissipatif) ou bien par récupération d'énergie:

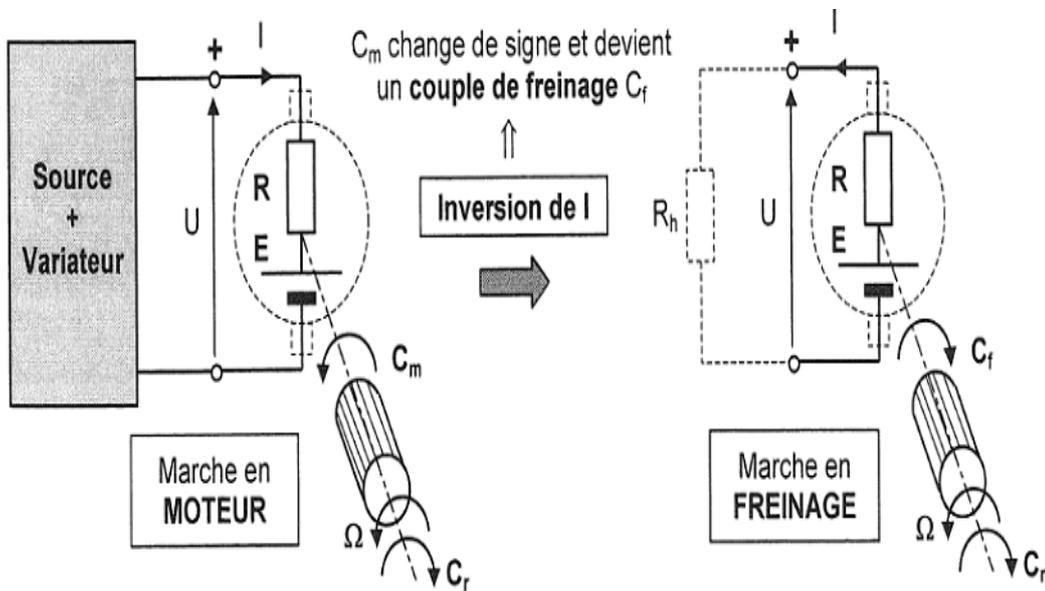


Figure 13 : Freinage électrique

Freinage rhéostatique	Freinage par récupération d'énergie
<p>- On coupe la source d'alimentation U et on connecte l'induit sur un rhéostat Rh :</p> $C_f = k.\phi.I = k.\phi.\frac{E}{R+R_h} = \frac{(k.\phi)^2}{R+R_h}.\Omega$ <p>(analogue à un couple de frottement visqueux)</p> <p>- L'énergie est dissipée dans un rhéostat (chaleur).</p> <p>- C'est un procédé simple.</p>	<p>- On conserve la source mais on diminue U pour permettre l'inversion du courant :</p> $U = E + RI \quad \text{soit (il faut } U < E)$ <p>- L'énergie est renvoyée sur le réseau ou stockée dans des condensateurs, ou des batteries d'accumulateurs suivant la structure du convertisseur.</p> <p>- Ce dernier doit être réversible en courant.</p>

II.1.6) Fonctionnement dans les quatre quadrants

Il existe des applications industrielles où le moteur électrique doit fonctionner avec des couples et des vitesses variables dans les deux sens de rotation. La machine est appelée à fonctionner aussi en génératrice (phase de freinage électrique).

Le diagramme du couple électromagnétique C de la machine en fonction de la vitesse de rotation Ω , montre l'existence de quatre quadrants.

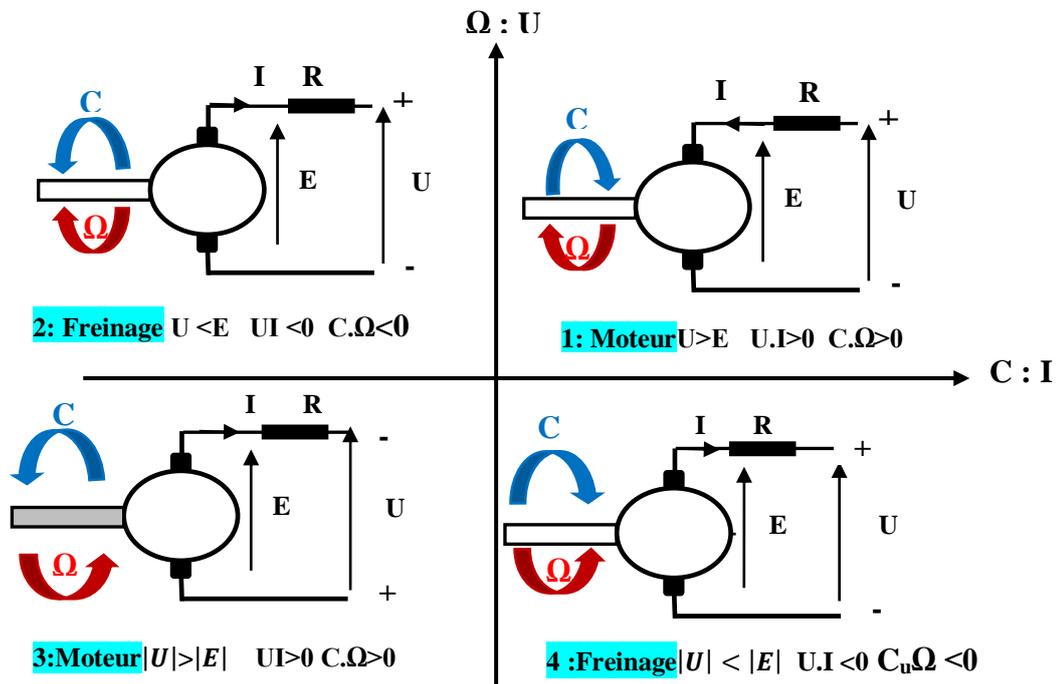


Figure 14 : Les quatre quadrants de Fonctionnement

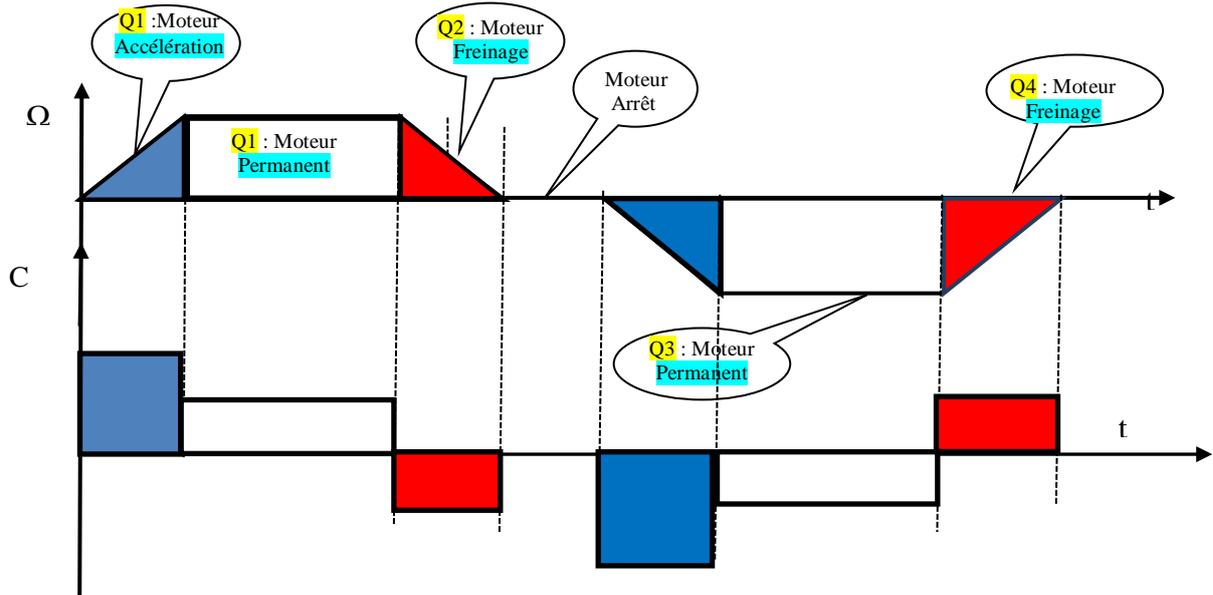


Figure 15 : Cycle de variation de la vitesse et du couple moteur

C'est le type des convertisseurs statiques (réversible ou non réversible) et de la source d'alimentation qui détermine le nombre de quadrants utilisables par la machine selon la nature de l'entraînement. Soient les fonctionnements 1,2 ou 4 quadrants.

Les convertisseurs utilisés sont classés comme suit :

- Convertisseurs alternatif-continu (Redresseurs)
- Convertisseurs continu-continu (Hacheurs)

On distingue les montages non réversibles et les montages réversibles.

II.2) Association Convertisseurs alternatif-continu et MCC

De façon à simplifier la compréhension du fonctionnement des montages, on considère uniquement la conduction continue. Le MCC ,en régime permanent, est caractérisé par les équations suivantes :

<i>régime dynamique</i>	<i>régime permanent</i>
$\begin{cases} U_m(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E(t) \\ C_u - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} U_m(t) = Ri(t) + E(t) \\ C_u - C_r = 0 \end{cases}$

MCC à aimant permanents ou a excitation constante :

$$\begin{cases} E = K\Omega \\ C_{em} = KI \end{cases} \tag{II. 12}$$

La relation entre la tension d'induit et la tension moyenne redressée du redresseur :

On fait l'hypothèse que la constante de temps mécanique du moteur est bien supérieure à la période du réseau ($\tau_m \gg T$). Ainsi, l'ondulation de la tension de sortie n'aura aucun impact sur la vitesse de rotation de la MCC. La vitesse de rotation de la MCC est alors sensible uniquement à la valeur moyenne de la tension de sortie. En valeur moyenne, la loi des mailles en sortie du redresseur nous donne :

$$U_{d moy} = U_m = RI + K\Omega \tag{II.13}$$

II.2.1) Montages non réversibles

Le choix du type de convertisseur dépend essentiellement de l'application. Lorsque le moteur à courant continu tourne dans un seul sens et que l'entraînement ne nécessite pas un freinage rapide, on utilise un variateur non réversible permettant la marche de la machine en moteur dans le quadrant 1 du plan (C, Ω).

II.2.1.1) Redresseur en pont de Graëtz tous thyristors

Seuls les variateurs de faible puissance, jusqu'à 10 kW environ, sont d'ordinaire alimentés en monophasé. On utilise le plus souvent les montages en pont (PD2) qui ont surtout l'avantage de ne pas nécessiter de transformateur. Il y'a deux possibilités:

- Pont complet à quatre thyristors
- Pont mixte à deux thyristors et deux diodes.

On considère un variateur de vitesse de rotation d'une MCC en utilisant un pont redresseur tout thyristor PD2.

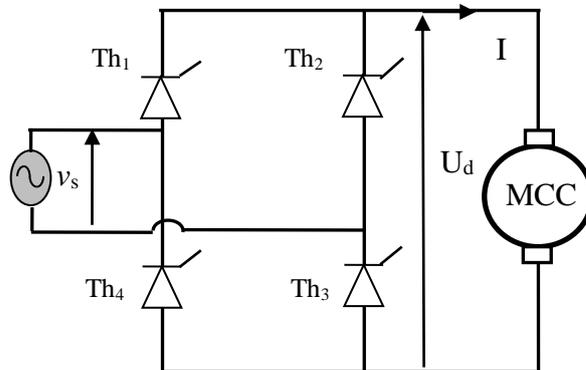


Figure 16 : Schéma de principe d'un Redresseur en pont de Graëtz tous thyristors

La figure suivante présente l'allure de la tension redressée, les signaux de commande des thyristors ainsi que leurs séquences de conduction.

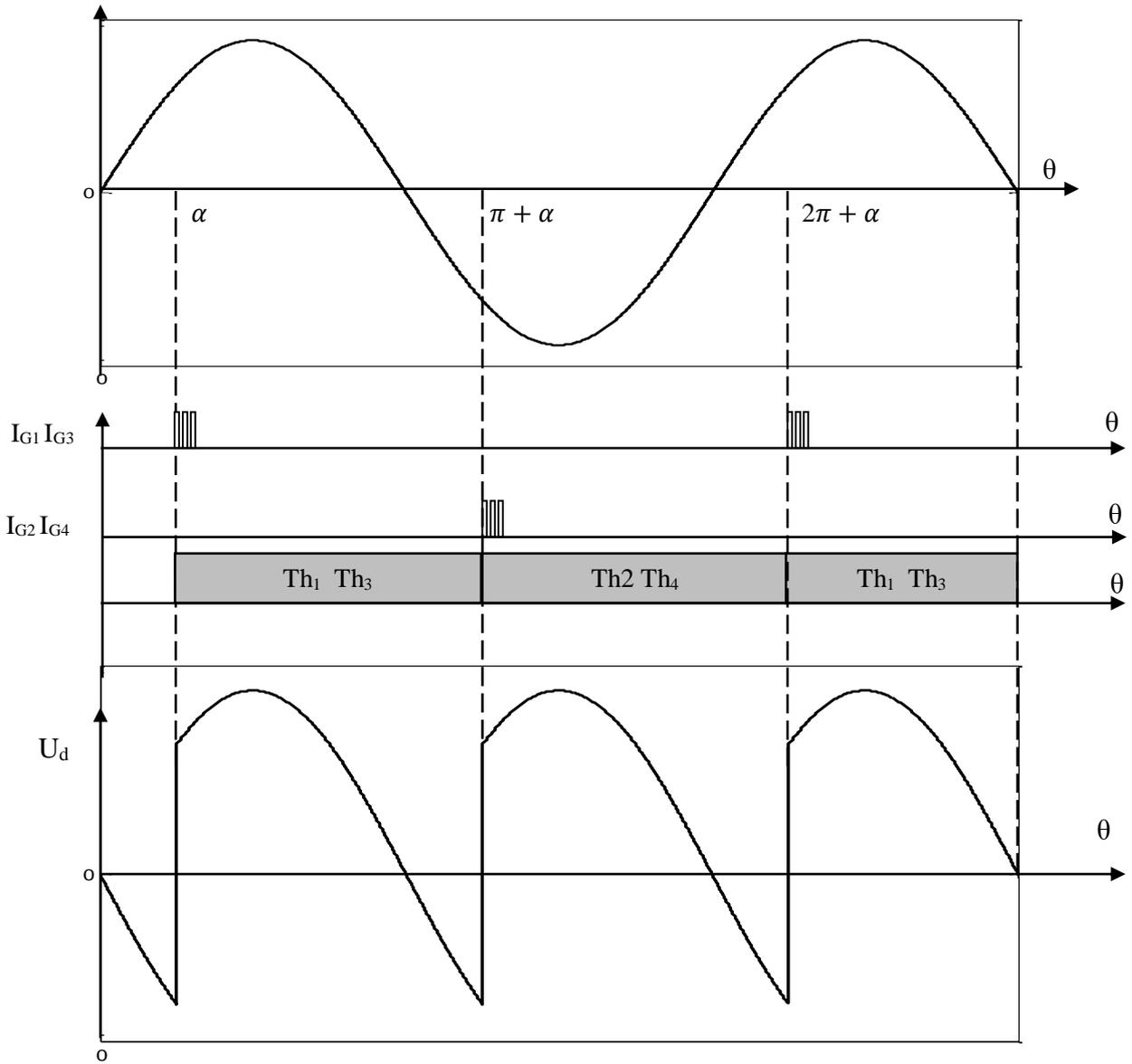


Figure 17 : Allure de la tension redressée

La valeur moyenne de la tension de sortie vaut :

$$U_{dmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \theta d\theta = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (II. 14)$$

En tenant compte de l'équation (II. 13), on obtient l'expression de la vitesse:

$$\Omega = \frac{1}{K} \left[\frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha - RI \right] \quad (II. 15)$$

Les caractéristiques mécaniques de fonctionnement de la machine $\Omega(C)$ sont de la forme suivante:

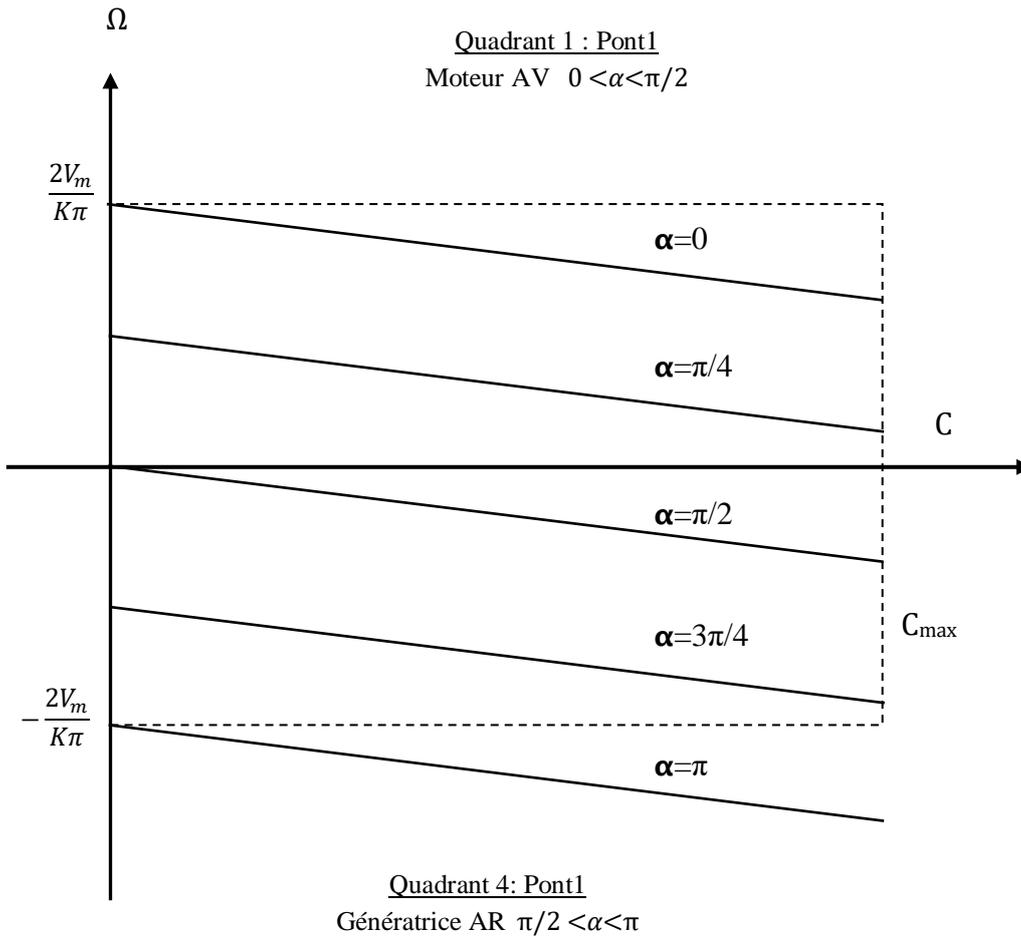


Figure 188 : Caractéristiques mécaniques d’une MCC alimentée Par un redresseur en pont de Graëtz tous thyristors

II.2.1.2) Montages redresseur alimentés en triphasé : PD3 tout thyristors

On utilise les montages en pont pour éviter l’emploi d’un transformateur. Les thyristors sont débloqués avec un angle de retard à l’amorçage α par rapport à la commutation naturelle des thyristors respectivement.

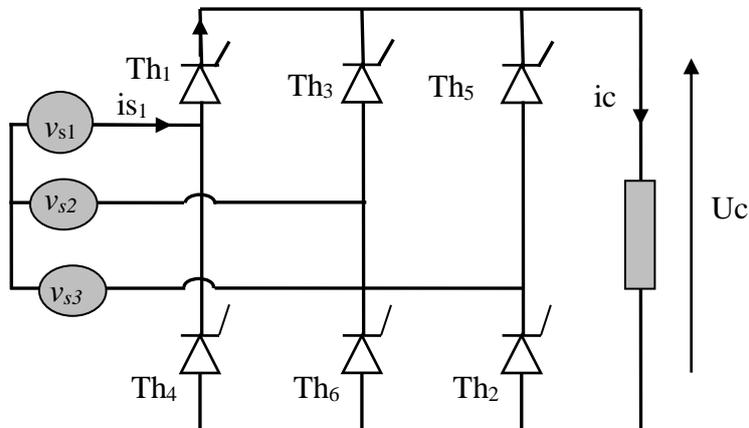


Figure 19 : Schéma de principe d’un Redresseur triphasé parallèle double tous thyristors

Les thyristors sont débloqués avec un angle de retard à l'amorçage α par rapport à la commutation naturelle des thyristors respectivement, c'est à dire que des impulsions de déblocage sont envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles.

La valeur moyenne de la tension redressée est déterminée ainsi :

$$U_{c-moy} = \frac{3U_m}{\pi} \cos(\alpha) \quad (II. 16)$$

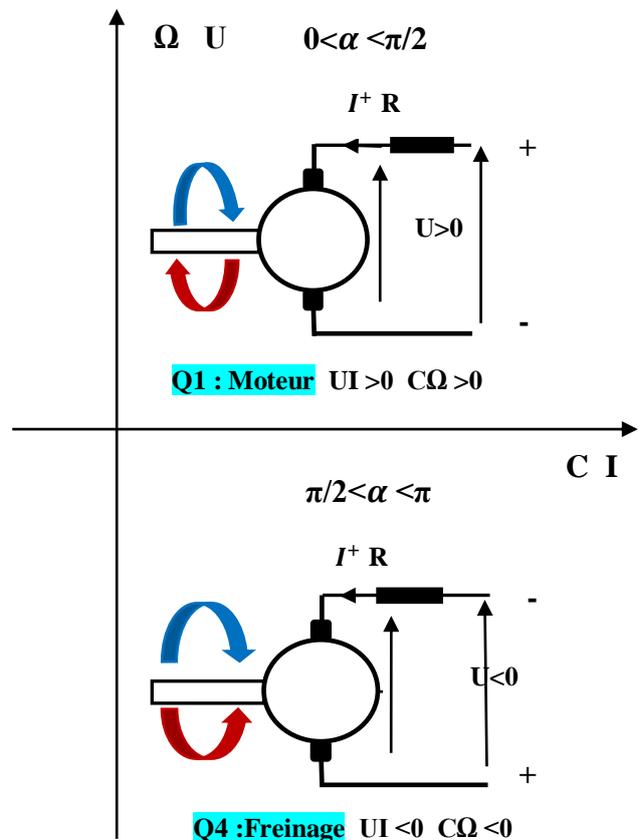
Avec le convertisseur PD2 et PD3 tout thyristors, on peut exploiter deux quadrants de fonctionnement 1 ou 4. Le retard à l'amorçage α est compris dans l'intervalle $[0, \pi [$. Deux cas sont à considérer:

- Si $\alpha \leq \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est positive, il en est donc de même pour la puissance active fournie par le réseau au récepteur ($P = U_{d-moy}I_d$); le transfert de puissance se fait du coté alternatif vers le coté continu, le système fonctionne en *redresseur*.

Quadrant 1

- Si $\alpha > \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est négative (fig.4) ainsi donc que la puissance active; le transfert de puissance se fait du coté continu vers le coté alternatif, le système fonctionne en *onduleur* ou *redresseur inversé*. Le réseau continu néanmoins à imposer la fréquence et à fournir de la puissance réactive, d'où la précision parfois ajoutée dans ladénomination d'*onduleur non-autonome*.

Quadrant 4



En régime permanent et en conduction continue, il est alors possible de fixer la vitesse de rotation d'un MCC à partir de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

Redresseur	PD3	PD2
U_{dmoy}	$\frac{3V_m}{\pi} \cdot \cos(\alpha)$	$\frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha$
Commande	$\Omega = [\frac{3U_m}{\pi} \cos(\alpha) - RI]/K$	$\Omega = [\frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha - RI]/K$

II.2.2) Montages réversibles

Trois montages sont possibles :

- Inversion du courant d'induit,
- Montage réversible tête-bêche,

- Inversion du courant inducteur.

II.2.2.1) 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 l'inversion du courant I_c à l'aide d'un contacteur bipolaire. Ceci 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 0.3s.

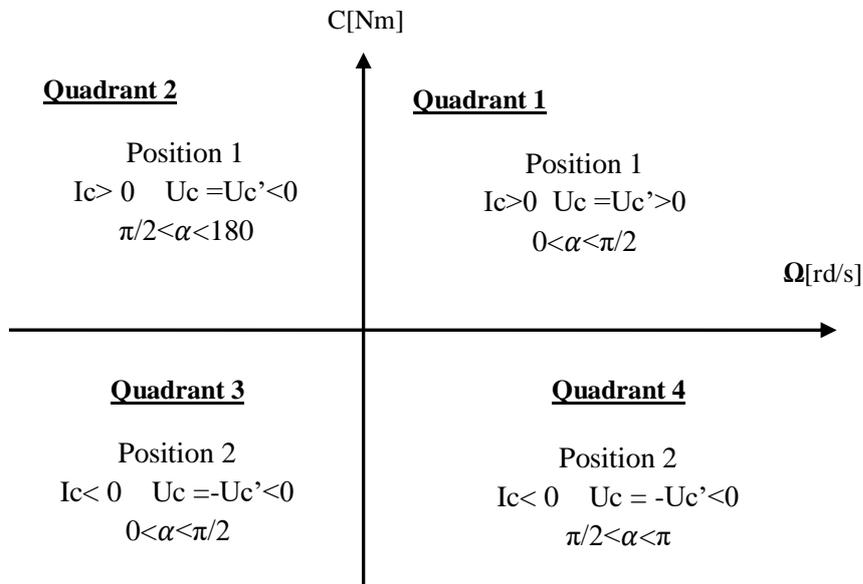
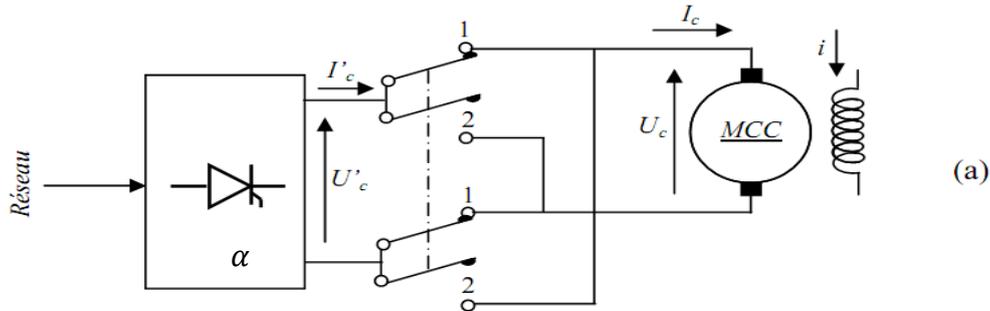


Figure 20 : Montage Inverseur du courant d'induit

II.2.2.2) Montage réversible tête-bêche

Pour assurer des inversions très rapides (5 à 20 ms) avec un équipement totalement statique, on utilise deux montages redresseurs principaux tout thyristors montés en tête-bêche aux bornes de l'induit ; l'un fournit le courant positif, l'autre le courant négatif. Le pont 1 assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, le pont 2 dans les quadrants 2 et 3 suivant le mode de commande des redresseurs des deux ponts.

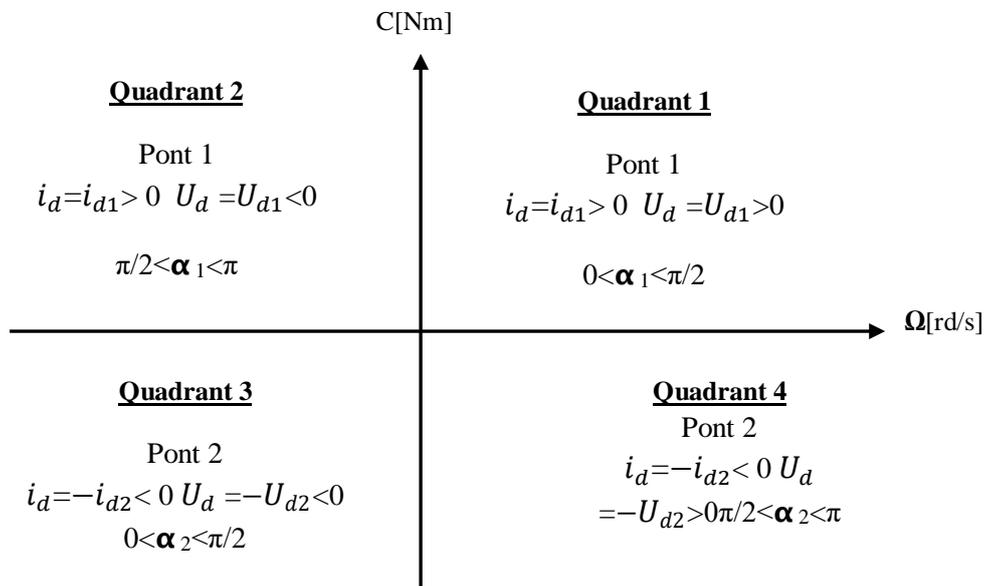
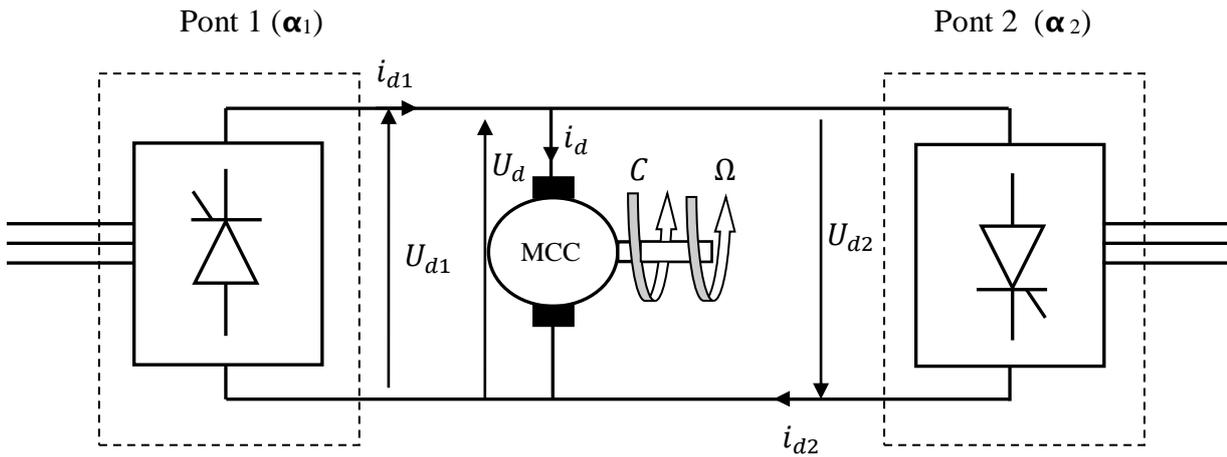


Figure 21 : Réversibilité par inversion du courant induit
 - Schéma du montage en tête-bêche-fonctionnement le plan C(Ω)

Quand un pont est actif l'autre n'est pas commandé. Pour changer le pont actif, la commande impose l'annulation du courant dans la charge puis lorsque le capteur de courant de charge décèle une valeur très faible, la commande des deux ponts est stoppée pendant environ 30ms pour garantir le blocage complet des thyristors amorcés. Après cette temporisation l'autre pont reçoit ses impulsions.

II.3) Association Convertisseurs continu-continu et MCC

A partir d'une tension continue fixe, le hacheur série permet d'obtenir une tension continue de valeur moyenne variable. La variation de vitesse des machines à courant continu est l'une des principales tâches des hacheurs. Dans cette partie, différentes structures de ce convertisseur seront étudiées selon le fonctionnement de la MCC en moteur ou en génératrice.

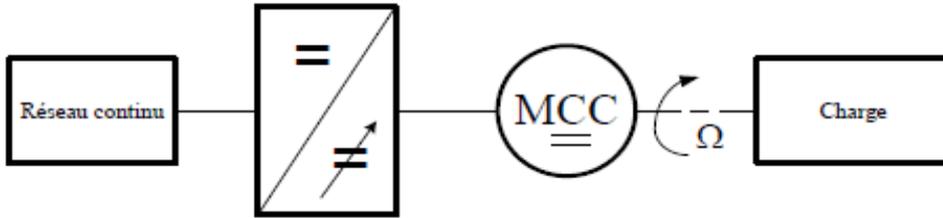


Figure 22 :Schéma de principe d'une association Convertisseurs continu-continu et MCC

II.3.1 Hacheur série

Le hacheur série est exploité lorsque le moteur fonctionne uniquement dans le quadrant 1. La figure ci-dessous présente le schéma de principe d'un hacheur. Il comporte un interrupteur H commandé à l'amorçage et au blocage (transistor bipolaire, IGBT,...) et un interrupteur à amorçage naturel (diode D). La tension moyenne de sortie est inférieure à la tension d'entrée.

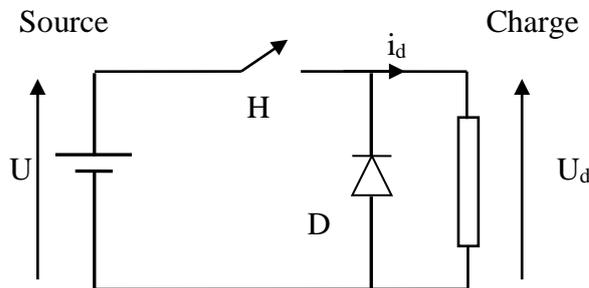


Figure 23 : Schéma de principe d'un hacheur série

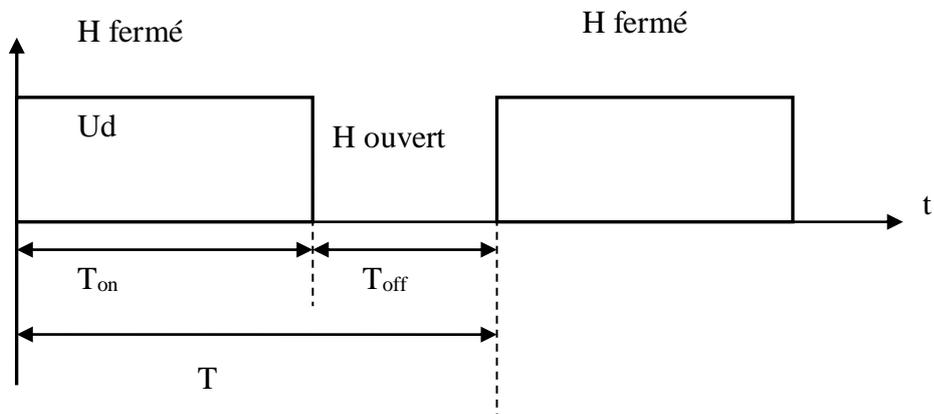


Figure 24 : Allure de la tension hachée.

Le rapport cyclique est défini comme le temps T_{on} pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage T , soit :

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \tag{II. 16}$$

On définit également le temps pendant lequel l'interrupteur est ouvert par : T_{off}

$$T_{off} = T - T_{on}$$

$T = T_{on} + T_{off}$: la période de hachage

On distingue aussi deux types de fonctionnement selon que le courant $i_d(t)$ est continu ou discontinu.

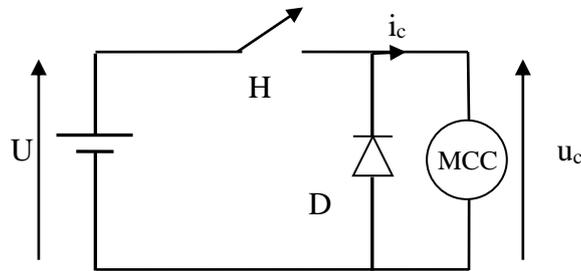


Figure 25 : Association hacheur série-MCC

a) **Fonctionnement à courant interrompu** (conduction continue)

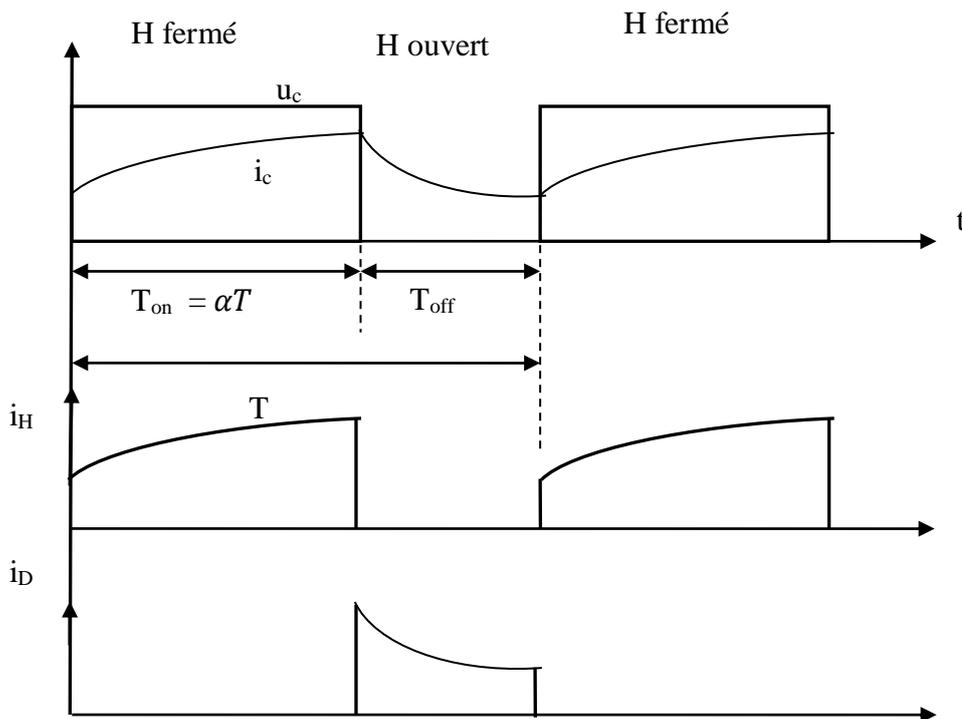


Figure 26 : Allure de la tension et du courant de charge en conduction continue

La valeur moyenne de $u_c(t)$ vaut:

$$U_{cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U dt = \frac{\alpha T}{T} U = \alpha U \quad (II. 17)$$

En outre cette tension s'exprime par:

$$u_c(t) = Ri_c(t) + L \frac{di_c}{dt} + E \quad (II. 18)$$

Comme la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle, la valeur moyenne sera:

$$U_{cmoy} = RI_{cmoy} + E \quad (II. 20)$$

b) Fonctionnement à courant dans la charge interrompu

La valeur moyenne de $u_c(t)$ vaut:

$$U_{cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_c(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} U dt + \int_{\beta T}^T E dt \right) = \alpha U + E(1 - \beta) \quad (II. 21)$$

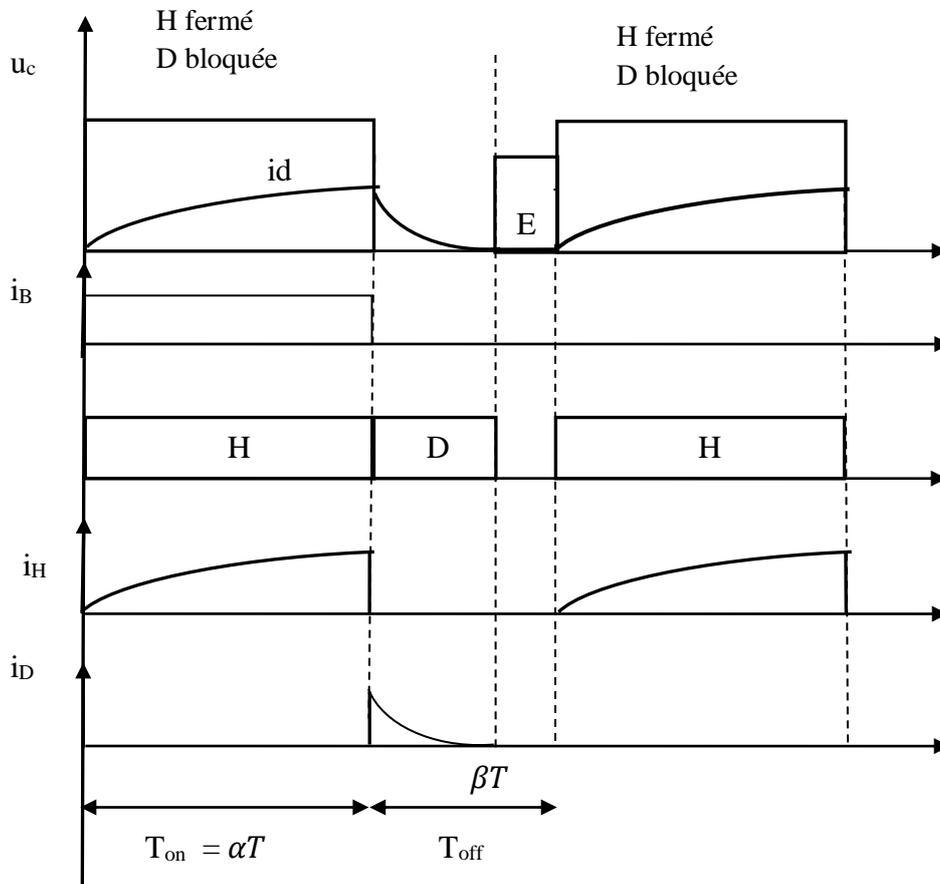


Figure 27 : Allure de la tension et du courant de charge en conduction discontinue

II.3.2) Hacheur réversible en courant

Le hacheur à deux interrupteurs réversible en courant est utilisé lorsque le moteur doit travailler dans les quadrants 1 et 2.

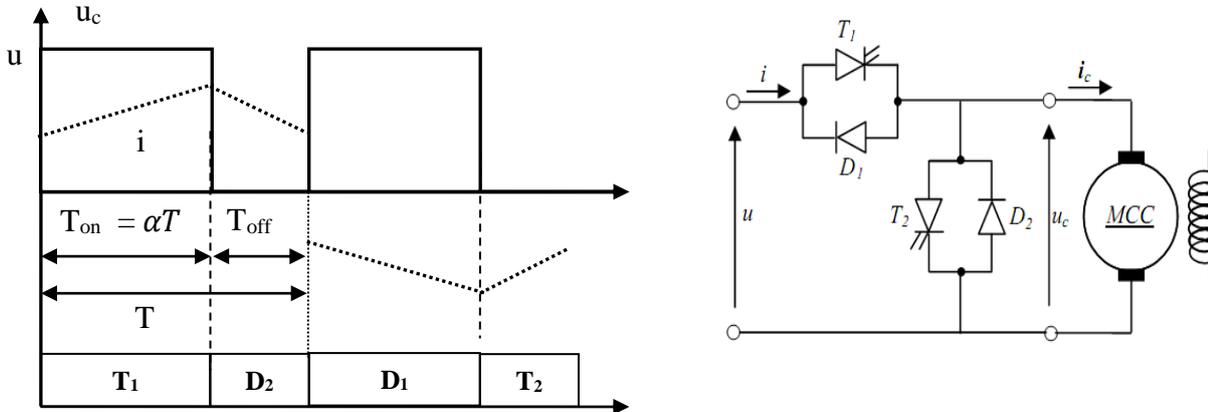


Figure 28 : Association hacheur réversible en courant-MCC

II.3.3) Hacheur en pont

Lorsque le fonctionnement a lieu dans les quatre quadrants, on a recours au hacheur en pont réversible en courant et en tension. La marche dans les quadrants 2 et 3 nécessite que la source alimentant le hacheur soit réversible en courant.

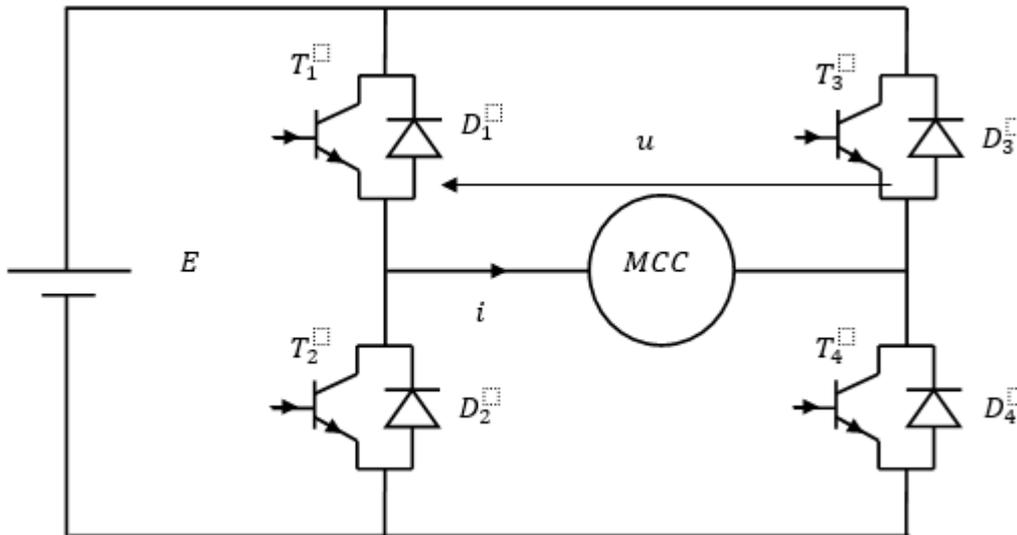
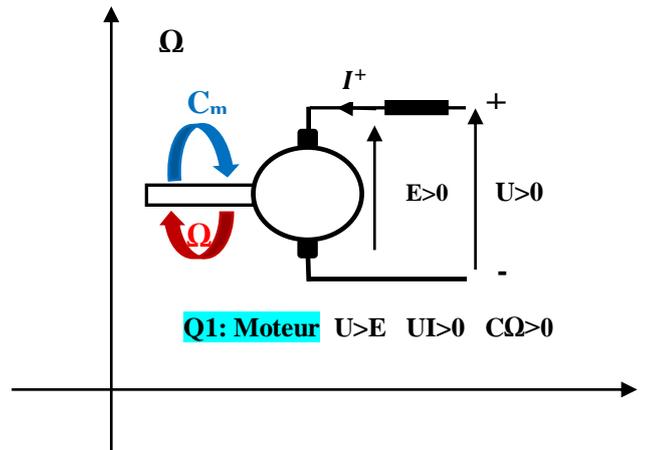
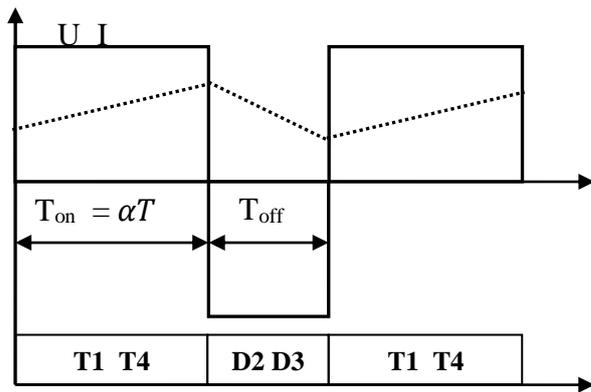


Figure 29: Association hacheur en pont (quatre quadrants)-MCC

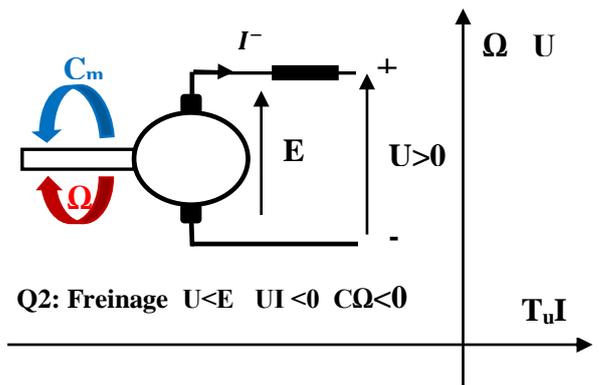
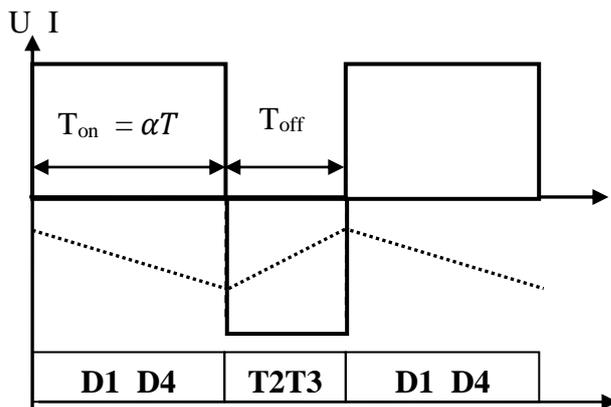
La commande des interrupteurs est du type complémentaire : Les thyristors T1, T4 d'une part et T2, T3 d'autre part reçoivent des signaux de commande identiques : au cours d'une période de fonctionnement, lorsque T1 et T4 sont commandés à l'amorçage, T2 et T3 sont commandés au blocage et inversement.

T1 et T4 sont commandés pendant le temps αT et les transistors T2, T3 sont commandés pendant le temps $(T - \alpha T)$.

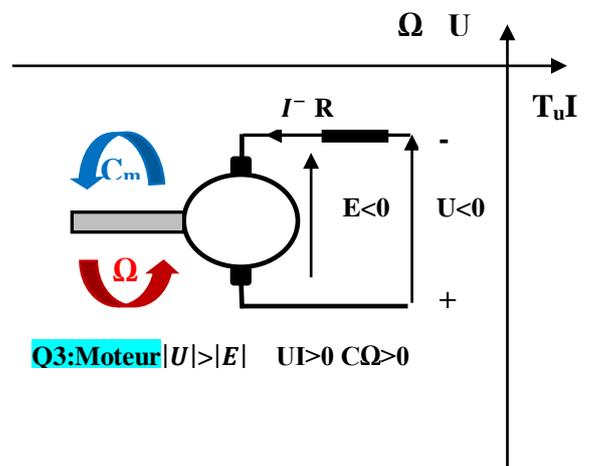
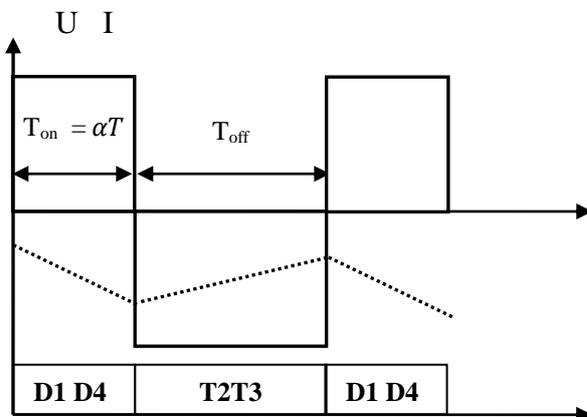
1) Quadrant 1 : $U_{moy} > 0$ et $I_{moy} > 0$ $P > 0$ moteur AV



2) Quadrant 2 : $U_{moy} > 0$ et $I_{moy} < 0$ donc $P < 0$ Génératrice AV



3) Quadrant 3 : $U_{moy} < 0$ et $I_{moy} < 0$ donc $P > 0$ Moteur AR



4) Quadrant 4 : $U_{moy} < 0$ et $I_{moy} > 0$ donc $P < 0$ Générateur AR

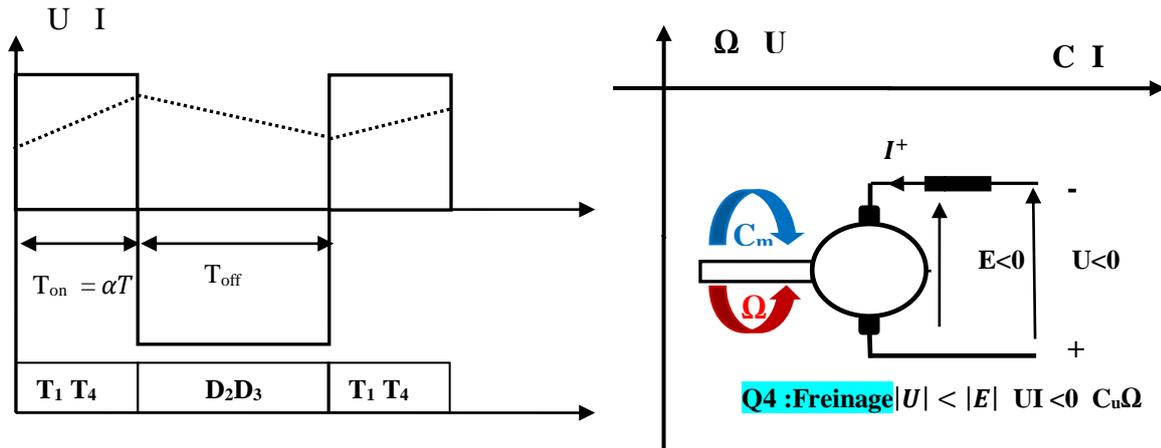


Figure 30 : les quatre quadrants de Fonctionnement

Les caractéristiques de fonctionnement de la MCC sont constituées d'une famille de droites représentées à la figure 33 qui montrent que la vitesse est fonction à la fois du rapport cyclique α et du couple C .

$$\Omega = \left[\frac{U}{K} \alpha - \frac{R}{K^2} C \right] \quad (\text{II. 21})$$

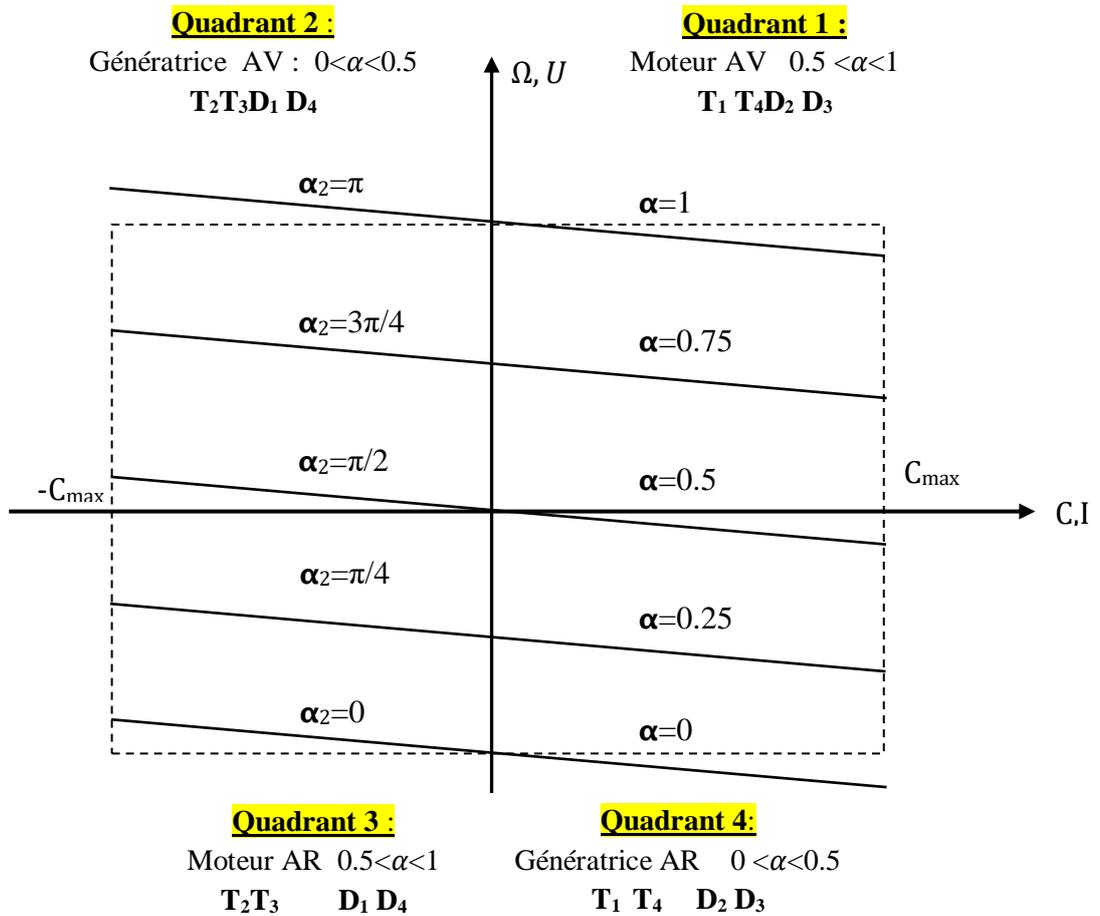


Figure 31 : Caractéristiques mécaniques d'une MCC pour un fonctionnement dans les quatre quadrants.

Hacheur en pont

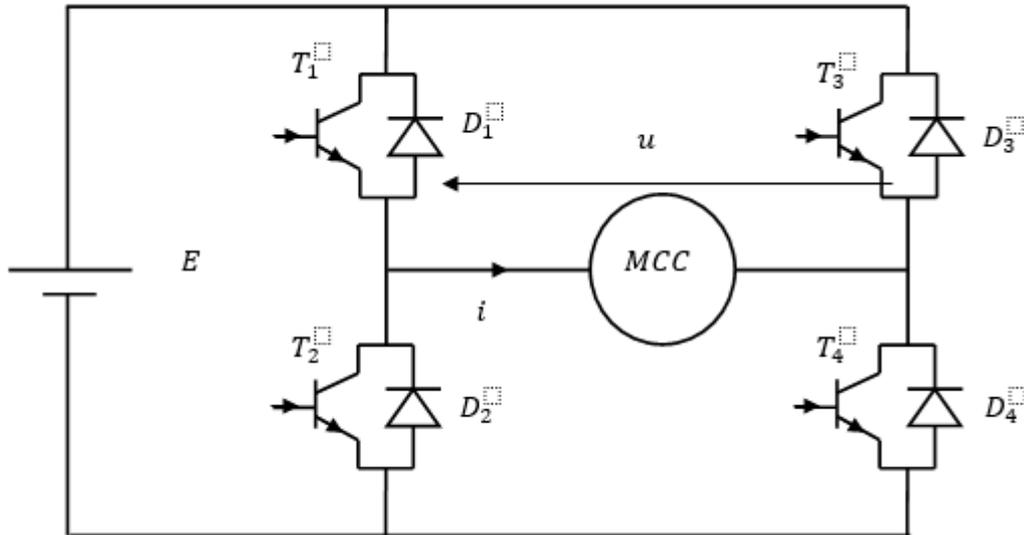


Figure 32 : Association hacheur en pont (quatre quadrants)-MCC

Lorsque le fonctionnement a lieu dans les quatre quadrants, on a recours au hacheur en pont réversible en courant et en tension. La marche dans les quadrants 2 et 3 nécessite que la source alimentant le hacheur soit réversible en courant.

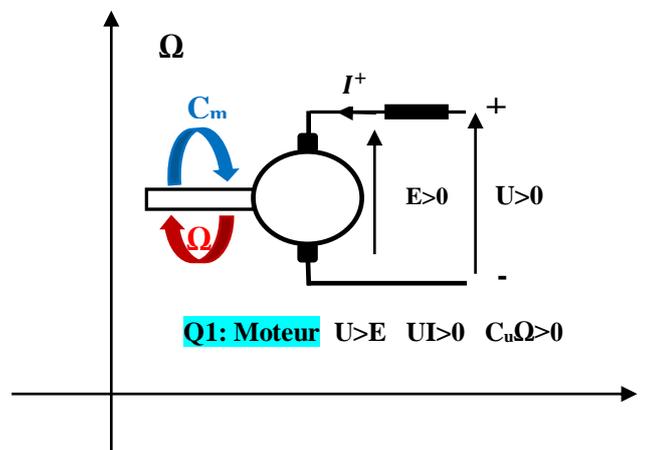
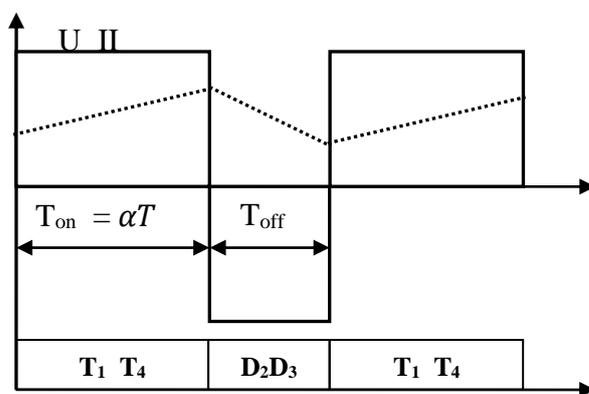
Variation de vitesse et fonctionnement dans les 4 quadrants :

A partir de la fréquence de commutation des thyristors, il est possible de faire varier la vitesse de rotation du moteur en limitant plus ou moins la puissance fournie au moteur.

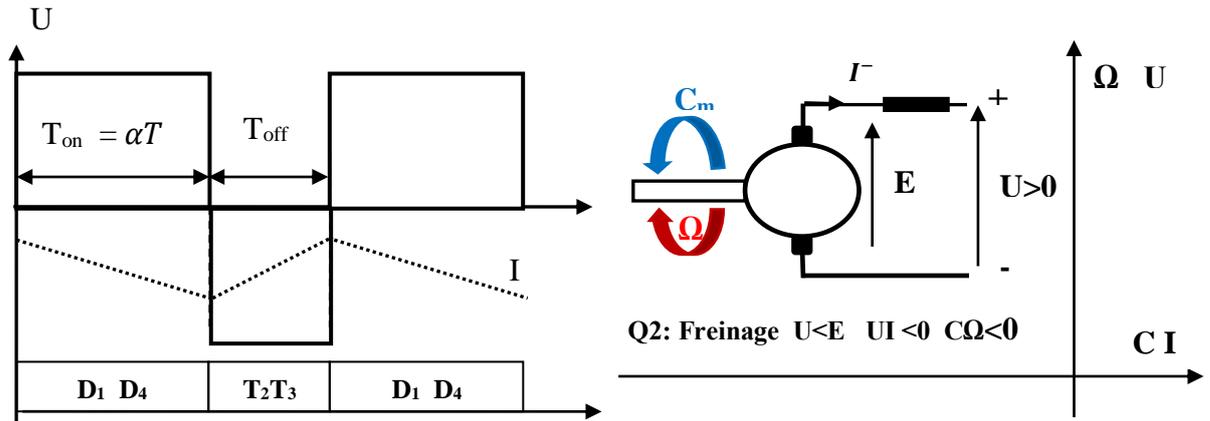
La commande des interrupteurs est du type complémentaire : Les thyristors T_1, T_4 d'une part et T_2, T_3 d'autre part reçoivent des signaux de commande identiques : au cours d'une période de fonctionnement, lorsque T_1 et T_4 sont commandés à l'amorçage, T_2 et T_3 sont commandés au blocage et inversement.

Sur le schéma ci-dessus, T_1 et T_4 sont commandés pendant le temps αT et les transistors T_2, T_3 sont commandés pendant le temps $(T-\alpha T)$. On constate naturellement que la tension U aux bornes du moteur s'inverse :

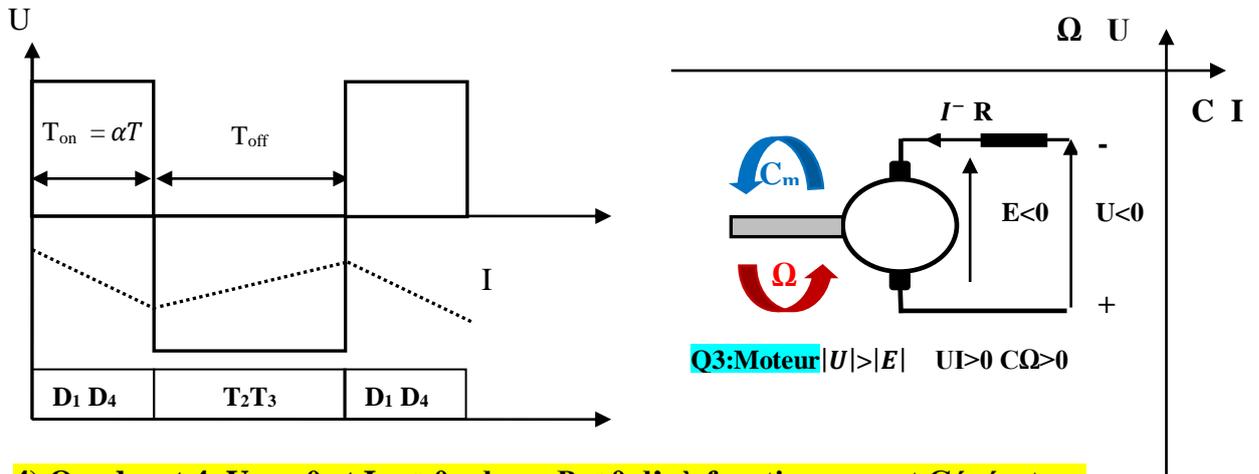
2) Quadrant 1 : $U_{moy} > 0$ et $I_{moy} > 0$ donc $P > 0$ d'où fonctionnement moteur



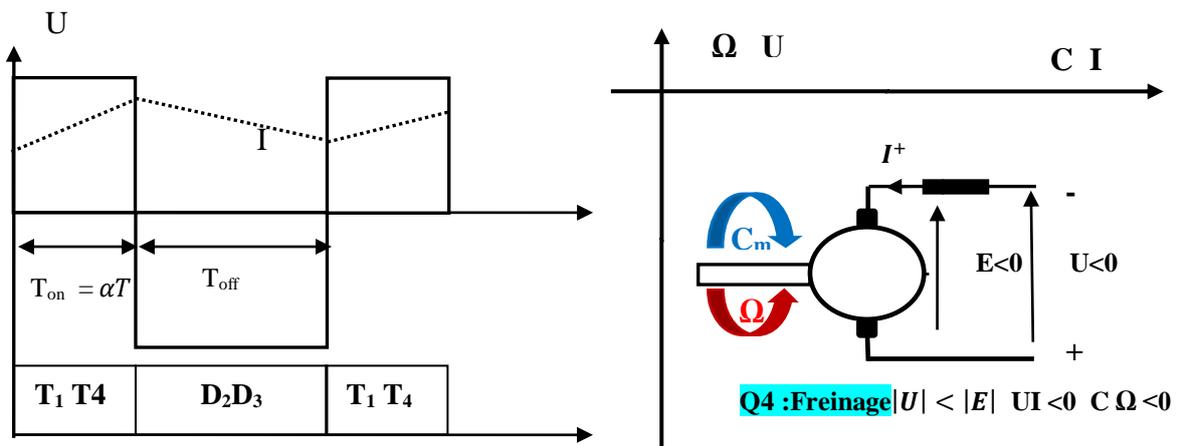
2) Quadrant 2 : $U_{moy} > 0$ et $I_{moy} < 0$ donc $P > 0$ d'où fonctionnement moteur



3) Quadrant 3 : $U_{moy} < 0$ et $I_{moy} < 0$ donc $P < 0$ d'où fonctionnement Générateur



4) Quadrant 4 : $U_{moy} < 0$ et $I_{moy} > 0$ donc $P < 0$ d'où fonctionnement Générateur



Chapitre III

Variateur de vitesse de la Machine asynchrone

III.1) Description et principe de fonctionnement de laMAS

La machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe dite stator, constituée par un empilage de tôles, supportant des bobinages symétriques triphasés alimentés en courant alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes :

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écurieil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires.

Sur la Figure suivante, est représentée la structure d'une machine asynchrone.

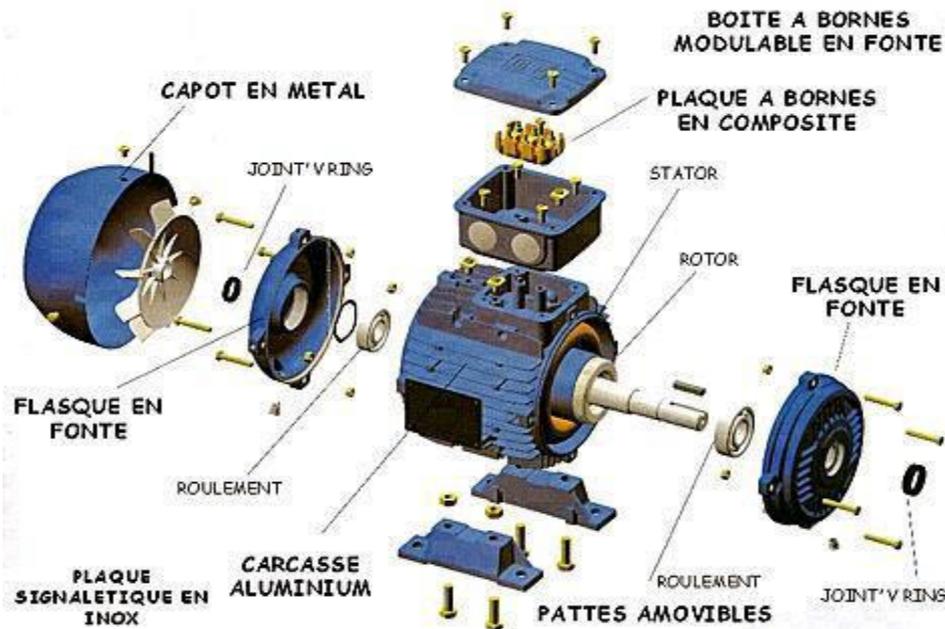


Figure 23 : la machine asynchrone triphasée

Quand les trois enroulements du stator, couplés en étoile ou en triangle, sont alimentés par un système de tensions équilibrées, il en résulte (Théorème de FERRARIS) la création d'un champ magnétique tournant dans l'entrefer. Le rotor glisse par rapport au champ à la vitesse: $\Omega_r = \Omega_s - \Omega = (\omega_s - \omega) / P$

Où ω_s désigne la pulsation d'alimentation du statorique,

Ω la vitesse angulaire du rotor

P le nombre de paire de pôles.

Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé à même nombre de pôles que celui du stator, couplé en étoile et mis en court-circuit. En régime permanent Ω et Ω_s sont constantes.

En résumé on a :

la vitesse synchrone	$N_s = \frac{60 f}{p}$
La vitesse du champ tournant résultant par rapport au stator	$\Omega_s = \omega_s / P$
La vitesse angulaire du rotor	Ω
La vitesse angulaire du champ tournant résultant par rapport au rotor	$\Omega_r = \Omega_s - \Omega$
La pulsation des courants rotoriques	$\omega_r = p \Omega_r = g \omega_s$

On appelle 'g' est le glissement: $g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s$

III.2) Modèle d'une phase de la machine asynchrone en régime permanent

III.2.1) Equations de fonctionnement

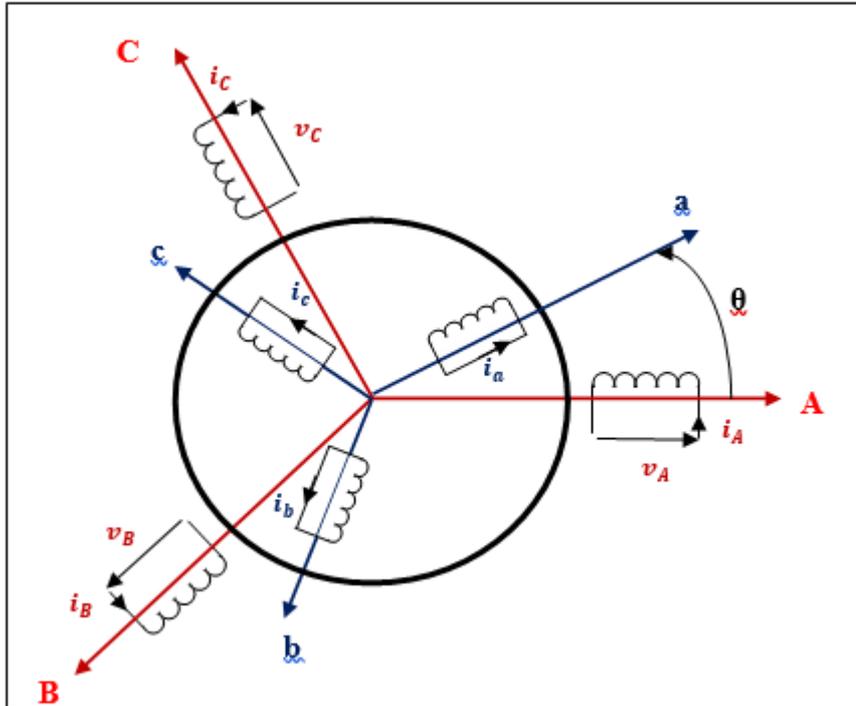


Figure 24 : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée

Phase statorique :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \quad (\text{III. 1})$$

Avec ;

- v_s : Tension par phase statorique ;
- R_s : Résistance d'une phase statorique ;
- i_s : Courant de phase statorique ;
- Φ_s : Flux totalisé par phase statorique.

En écriture complexe, on aura:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (\text{III. 2})$$

Phase rotorique :

$$v_r = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Phi_r \quad (\text{III. 3})$$

Avec ;

- v_r : Tension par phase rotorique;
- R_r : Résistance d'une phase rotorique ;
- i_r : Courant de phase rotorique ;
- Φ_r : Flux totalisé par phase rotorique.

En écriture complexe, on aura:

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{III. 4})$$

III.2.2) Etude du régime permanent

Le régime permanent du moteur asynchrone correspond à celui d'une alimentation statorique sinusoïdale triphasé équilibrée, lorsque la vitesse de rotation et donc le glissement sont devenus constants.

Comme en régime permanent les grandeurs sont sinusoïdales alors on peut utiliser l'approche dans l'espace complexe comme suit :

a) Equation des flux

$$\text{Au stator} \quad \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{III. 5})$$

Avec :

$L_s = L_{ss} - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique

$M = 3/2 M_{sr}$ Inductance mutuelle cyclique

L_{ss} : Inductance propre statorique

M_{ss} : Inductance mutuelle entre phases statoriques

M_{sr} : valeur de la mutuelle lorsque les bobines sont en regard l'une de l'autre (axes coïncidents).

$$\text{Au rotor} \quad \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (\text{III. 6})$$

Avec : $L_r = L_{rr} - M_{rr}$: Inductance propre cyclique rotorique

L_{rr} : Inductance propre rotorique

M_{rr} : Inductance mutuelle entre phase rotoriques

b) Equations en tensions

Phase statorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_r \quad (\text{III. 7})$$

Phase rotorique :

$$\begin{cases} 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r (L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s) \\ 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_r \bar{I}_r + j\omega_r M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

Sachant que $\omega_r = g\omega_s$ et en divisant par g , on aura :

$$0 = \frac{R_r}{g} \cdot \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_s \quad (\text{III. 9})$$

III.2.3) Schéma équivalent

III.2.3.1) Modèle à inductances couplées

A partir des équations (III. 7) et (III. 9) précédentes on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

On en déduit un schéma aux inductances couplées:

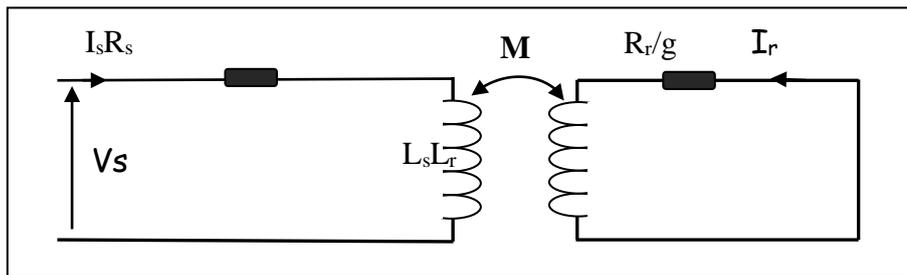


Figure 25: Schéma équivalent en régime permanent Modèle à inductance couplées

III.2.3.2) Modèle à inductance réparties

On peut écrire l'équation (III. 10) sous une autre forme comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (L_s - M) \bar{I}_s + j\omega_s M (\bar{I}_r + \bar{I}_s) \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s (L_r - M) \bar{I}_r + j\omega_s M (\bar{I}_r + \bar{I}_s) \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

A partir de la dernière équation, on déduit le schéma équivalent à inductances réparties.

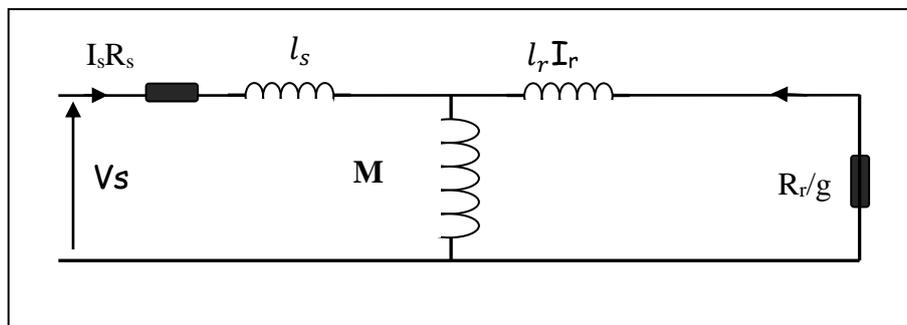


Figure 26 : Schéma équivalent en régime permanent modèle à inductance réparties

$l_s = L_s - M$: Inductance cyclique de fuite statorique

$l_r = L_r - M$: Inductance cyclique de fuite rotorique

III.2.3.3) Modèle à inductance de fuites totalisées au rotor ramenées au stator

le flux statorique est exprimé comme suit :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r = L_s \left(\bar{I}_s + \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \right) = L_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{III. 12})$$

avec : \bar{I}'_r le courant du rotor ramené au stator

$$\bar{I}'_r = \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \quad (\text{III. 13})$$

On introduit le terme $\frac{M^2}{L_s} \bar{I}_r$ dans l'expression flux rotorique (III.6)

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r - \frac{M^2}{L_s} \bar{I}_r + \frac{M^2}{L_s} \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (\text{III. 14})$$

Ou bien :

$$\bar{\Phi}_r = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \bar{I}_r + M \left(\bar{I}_s + \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \right) \quad (\text{III. 15})$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \bar{I}_r + M (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{III. 16})$$

$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right)$: Est appelé coefficient de dispersion de BLONDEL

$$\bar{\Phi}_r = N_r \bar{I}_r + M (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{III. 17})$$

Avec $N_r = \sigma L_r$

Il est alors possible d'écrire :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s L_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}'_r + j \omega_s N_r \bar{I}'_r + j \omega_s L_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

Nouvelles grandeurs N'_r et R'_r sont définies comme suit :

$R'_r = \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 R_r$: est la résistance du rotor ramenée au stator

$N'_r = \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 N_r$: est l'inductance de fuite totalisée au rotor ramenée au stator

Il en découle de l'équation (III. 18) le schéma équivalent à inductance de fuites totalisées au rotor ramenées au stator.

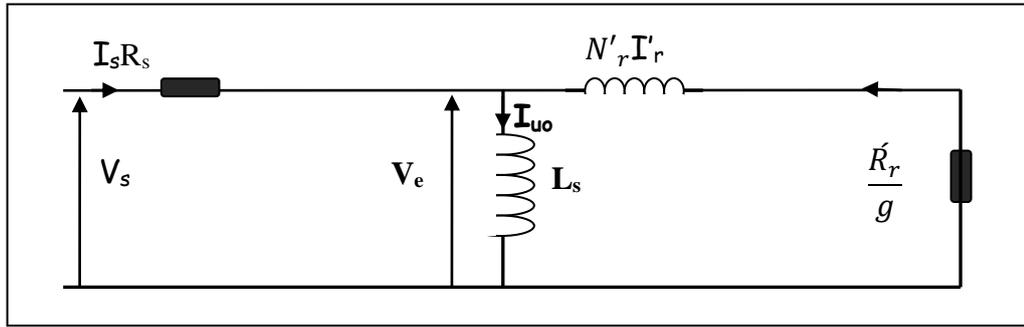


Figure 27 : Schéma équivalent à inductance de fuites totalisées

I_{u0} est le courant de magnétisation, il correspond aux pertes fer et aux pertes de magnétisation.

Le terme $(m = \frac{L_s}{M})$ représente le rapport de transformation de la machine, on en déduit le modèle à inductance de fuites totalisées au rotor, en régime permanent.

$$R'_r = \frac{R_r}{m^2} N'_r = \frac{N_r}{m^2}$$

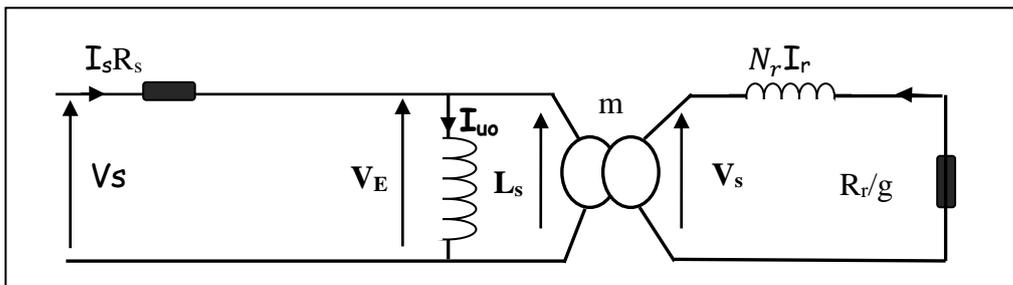


Figure 28 : Schéma équivalent en régime permanent modèle à inductance de fuites totalisées au rotor

III.2.4) Expression du couple électromagnétique en régime sinusoïdal permanent

L'expression du couple électromagnétique est déterminée en considérant le modèle établi précédemment (à inductance de fuites totalisées au rotor ramenées au stator). On admet l'hypothèse où la résistance du stator R_s est négligée. Cette hypothèse est largement vérifiée dans le cas des machines à grande puissances. On considère le schéma équivalent illustré sur la figure 34.

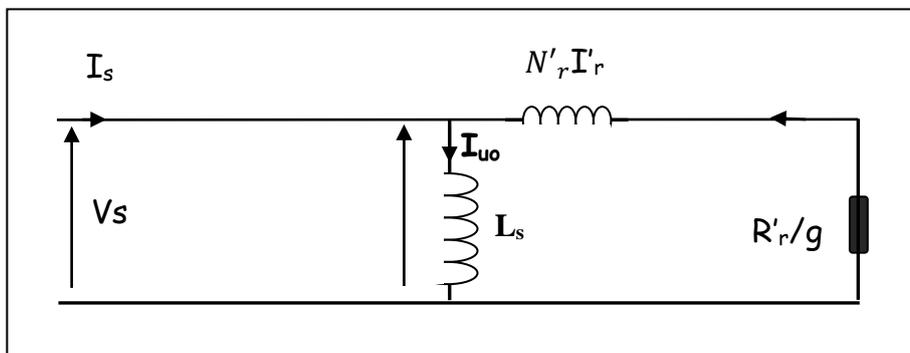


Figure 29 Schéma équivalent d'une inductance de fuites totalisées au rotor ramenées au stator

Le schéma électrique équivalent montre que la puissance électrique transmise au rotor de la machine est consommée dans la résistance R'_r/g .

la puissance électromagnétique est donnée par:

$$P_e = 3 \frac{R'_r}{g} I'_r{}^2 = C_{em} \Omega_s \quad (\text{III. 30})$$

D'après le schéma équivalent, le courant rotorique est calculé comme suit :

$$I'_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (\omega_s N'_r)^2}} \quad (\text{III. 31})$$

Ainsi, on obtient l'expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{\Omega_s} \frac{R'_r}{g} \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (\omega_s N'_r)^2} \quad (\text{III. 32})$$

Sachant que la vitesse angulaire du champ tournant est $\omega_s = P\Omega_s$

$$C_{em} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{R'_r}{\frac{R'_r{}^2}{g} + g(\omega_s N'_r)^2} \quad (\text{III. 33})$$

D'après l'expression (III. 33), le couple électromagnétique sera maximal si le dénominateur est minimal. Comme ce dernier est la somme de deux termes dont le produit est constant alors cette somme sera minimale dans le cas où les deux termes sont égaux.

La valeur maximale du couple est établie pour un glissement g_{Te-max}

$$g_{Ce-max} = \frac{R'_r}{N'_r \omega_s} \quad (\text{III. 34})$$

On remplace le glissement g_{Te-max} dans (III. 33) pour déterminer la valeur maximale du couple et on trouve :

$$C_{em-max} = \frac{3P}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{III. 35})$$

On constate d'après (III. 35) que si on garde le rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ constant, la valeur maximale du couple sera indépendante de la fréquence de travail et de la résistance R'_r . Par contre le glissement g_{Ce-max} est proportionnel à R'_r .

Ainsi on peut tracer la caractéristique couple vitesse du moteur à tension constante.

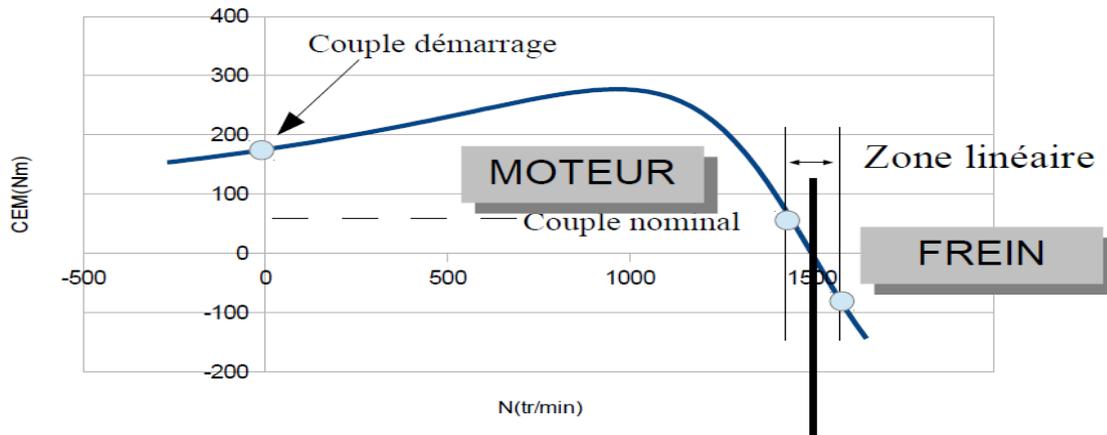


Figure 30 : caractéristique couple vitesse $C_{em} = f(n)$

Cette caractéristique possède plusieurs aspects :

- Le couple de démarrage est supérieur au couple nominal, cela permet de faire démarrer un moteur asynchrone sous tension nominale, surtout que ce couple de démarrage est plus grand que le couple nominal,
- Une zone linéaire, autour de la vitesse de synchronisme, et délimitée par +/- le couple nominal du moteur,
- Une zone moteur pour les vitesses inférieures à la vitesse de synchronisme et une zone frein pour les vitesses supérieures à la vitesse de synchronisme et les vitesses négatives (ce dernier cas est très peu employé),
- Pour la vitesse de synchronisme, le moteur ne fournit pas de couple, ce qui a pour conséquence a contrario, que le moteur ralentit lorsqu'il est chargé.

En réalité, la totalité de cette courbe n'est jamais exploitée en régime permanent, car le rendement du moteur serait prohibitif, à mesure que le glissement augmente. On utilise donc le moteur presque exclusivement dans sa zone linéaire. Cette caractéristique comprend deux zones : l'une stable entre $g = 0$ et g_{ce-max} et l'autre instable entre g_{ce-max} et $g=1$.

III.3) Variation de vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement (C , Ω) dans le quadrant I en régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'intersection des caractéristiques $C_{em} = f(\Omega)$ du moteur et $C_r = f(\Omega)$ de la charge. 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 (III. 33):

$$C_{em} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{R'_r}{\frac{R'_r{}^2}{g} + g(\omega_s N'_r)^2} \quad (\text{III. 33})$$

- le nombre de paires de pôles,
- le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.
- la tension d'alimentation de la machine,

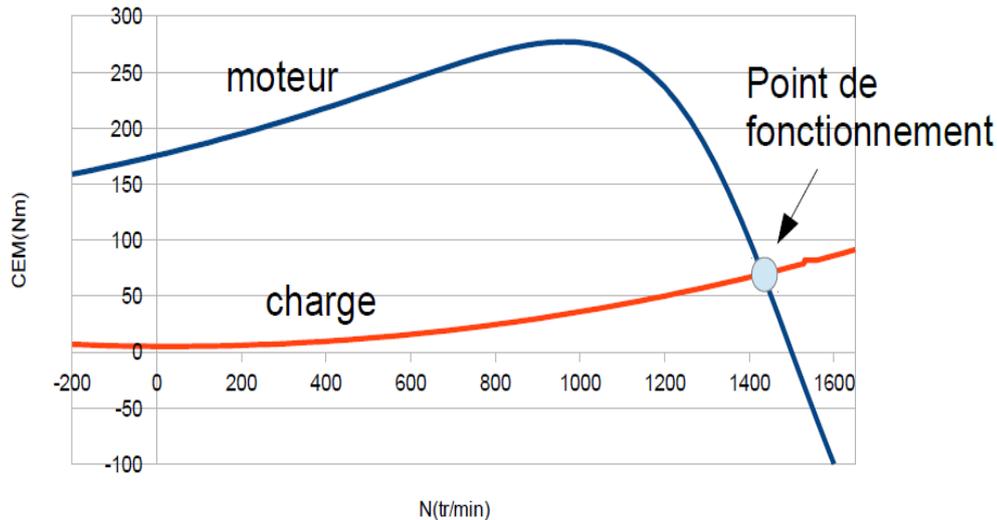


Figure 31 : caractéristique couple vitesse $C_{em} = f(n)$

III.3.1) Réglage par variation du nombre de paires de pôles

On peut construire un moteur à cage dont le stator comporte plusieurs enroulements à nombre de pôles différents. Selon le branchement réalisé, on obtient des vitesses de synchronisme N_s , et par suite N , différentes ; les vitesses pourront être très éloignées (exemple : moteur 50 Hz ; $P_1=2$; $P_2= 12$).

Lorsque le rapport des vitesses désirées est égal à 2, on peut utiliser un seul enroulement statorique comportant des prises intermédiaires. Selon les branchements relatifs des deux demi-enroulements on obtient $2p$ ou $4p$ pôles, c'est le montage Dahlander.

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. (moteurs à couplage de pôles type DAHLANDER et moteurs à enroulements indépendants).

III.3.2) Action sur la résistance rotorique

Si le moteur est à bagues, on peut utiliser le rhéostat rotorique pour, à couple donné, augmenter le glissement. On réduit ainsi la vitesse, mais le rendement diminue. L'intérêt de ce réglage est d'être progressif.

En utilisant des convertisseurs électroniques on peut prélever les courants rotoriques à la fréquence f_r , les mettre à la fréquence f et les renvoyer au réseau. Pour le moteur, tout se passe comme si on augmentait les pertes Joule rotor, le glissement augmente. Le rendement global reste en réalité acceptable puisque la différence entre les puissances P_e et P_m est renvoyée au réseau. Ce type de montage s'appelle cascade hyposynchrone et est illustré à la figure 37. La cascade hyposynchrone ne s'emploie plus guère aujourd'hui, son emploi était réservé aux machines de puissance supérieure à 500 kW.

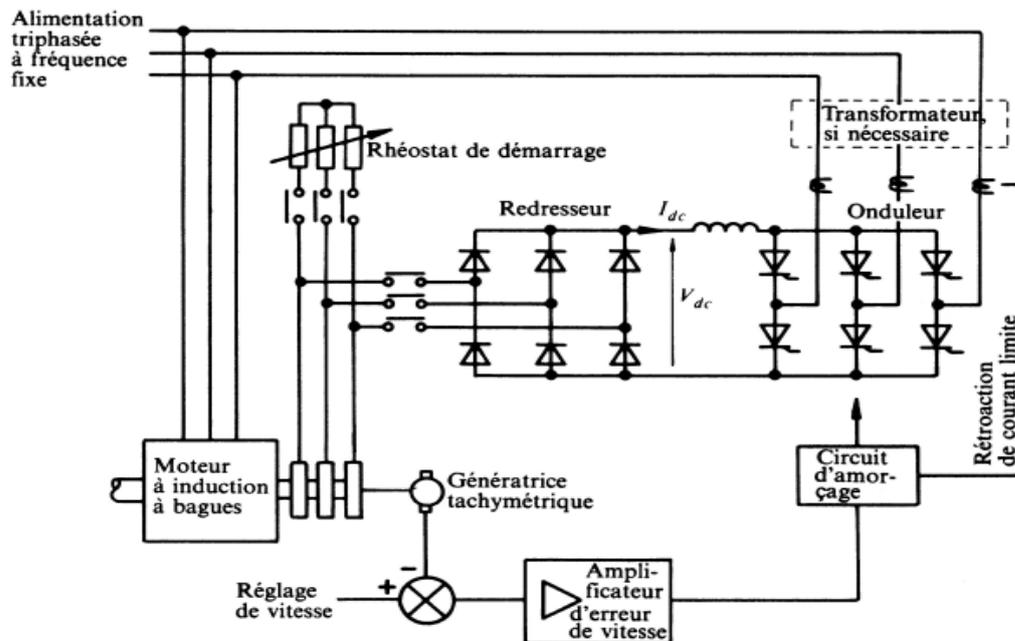


Figure 32 : Schème de principe de la cascade hypo synchrone

III.3.3) Action sur la fréquence

L'alimentation du moteur sous une fréquence f variable au moyen d'un cyclo-convertisseur ou d'un onduleur autonome, permet de faire varier la vitesse. La formule de Ferraris $N_s = f/P$ montre que la variation de f entraîne celle de N_s et donc de N . C'est le meilleur moyen d'obtenir une vitesse variable. La figure 38 illustre la caractéristique mécanique pour différentes fréquences.

En modifiant seulement la fréquence, on règle la vitesse de synchronisme et on peut obtenir des zones utiles sur toute la plage de vitesse, mais de pentes différentes.

L'inconvénient c'est que le couple maximal diminue lorsqu'on augmente la fréquence. Pour faire un démarrage en charge, il faudra sur dimensionner le moteur. La fréquence seule ne permet pas de régler la vitesse.

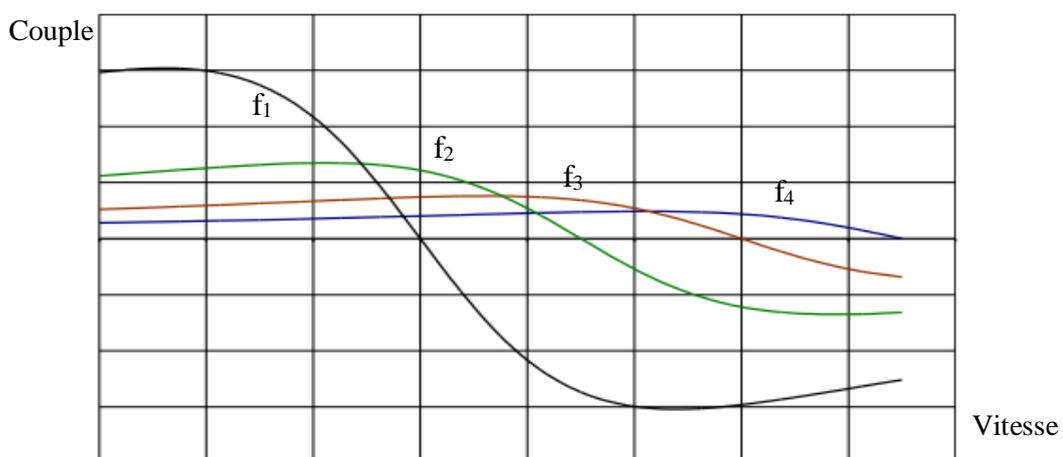


Figure 33 : caractéristique mécanique à V constant et f variable

$$f_1 > f_2 > f_3 > f_4$$

III.3.4) Réglage par variation de la tension

Que le moteur soit à cage ou à rotor bobiné, la variation de la valeur efficace de la tension statorique au moyen d'un gradateur déforme la caractéristique mécanique comme l'indique la figure 34. C'est un moyen simple de variation de vitesse, mais la plage de variation de vitesse est très réduite, limitée entre la vitesse permettant l'obtention du couple maximum et la vitesse de synchronisme. L'obtention de très faible vitesse n'est pas possible.

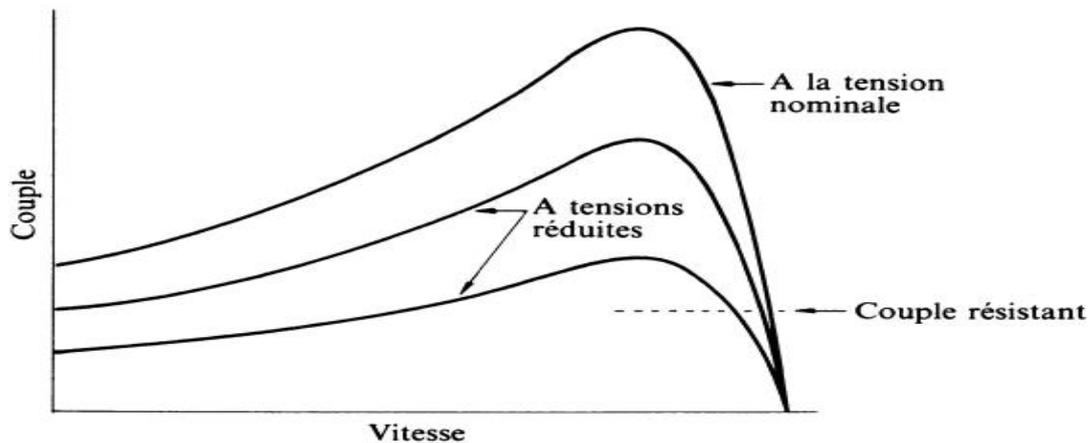


Figure 34 : Déformation de la caractéristique mécanique d'une machine asynchrone par la variation de la tension statorique

III.3.5) Réglage à $V_s/f_s = \text{constant}$ commande scalaire

Cette technique de commande permet d'obtenir un régime à flux constant jusqu'à la fréquence nominale en maintenant le rapport V_s/f_s constant. Ainsi, le couple maximum considéré comme proportionnel au flux. Cette loi de commande, en dessous de la vitesse nominale, présente l'avantage d'être simple à réaliser lorsque la machine asynchrone est pilotée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. En effet, ces convertisseurs permettent un réglage aisé de la tension et de la fréquence appliquée au moteur. Cependant, cette loi, basée sur un modèle en régime permanent sinusoïdal, n'est pas suffisante pour maintenir le flux constant en régime dynamique. La solution proposée par le contrôle vectoriel permettra de pallier à ce défaut.

En général, l'exploitation optimale du moteur asynchrone correspond aux faibles glissements g ($g < 0,1$) ce qui permet de négliger $\omega_s N'_r$ devant R'_r/g .

Ainsi, l'expression du couple électromagnétique est simplifiée :

$$T_e = \frac{3P}{R'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 g \omega_s \quad (\text{III. 36})$$

Finalement l'expression du couple devient:

$$T_e = K_T g \omega_s \quad (\text{III. 37})$$

Avec :

$$K_T = \frac{3P}{R'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

On constate donc que si on maintient le rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ constant, le couple en régime permanent sinusoïdal sera simplement proportionnel à la pulsation de glissement $\omega_r = g\omega_s$. On distingue deux zones de fonctionnement voir figure 40.

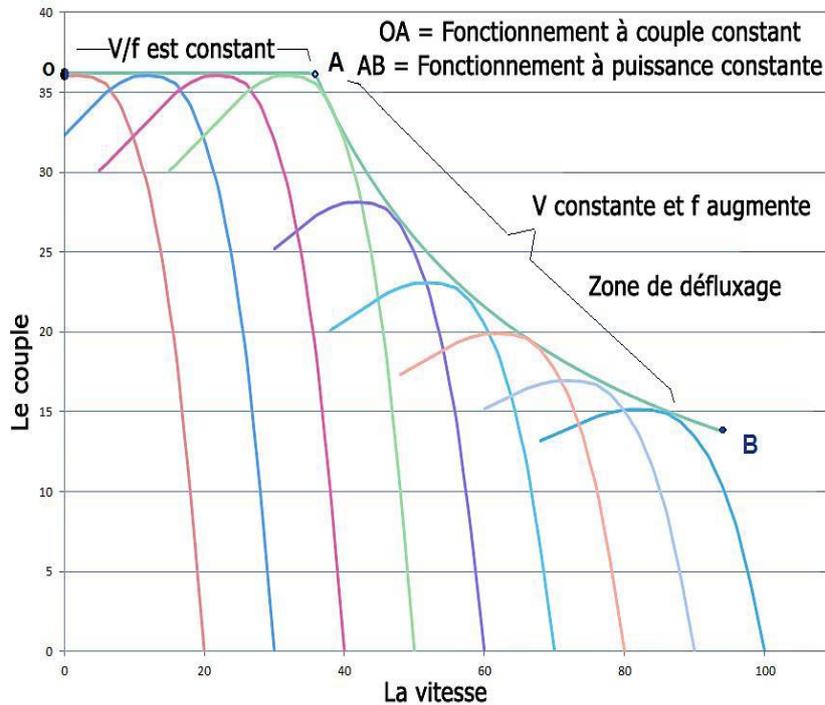


Figure 35 : La caractéristique couple-vitesse : rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ ou $\left(\frac{V}{f}\right)$ constante

- Quand la tension est inférieure à sa valeur maximale (OA), on maintient le rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ ou $\left(\frac{V}{f}\right)$ constant ce qui revient à garder le flux et le couple maximal constants. La vitesse est inférieure à sa valeur nominale $0 < N_n \leq N$. Dans ces conditions, la caractéristique couple-vitesse est translatée sur l'axe des vitesses. La machine peut donc produire son couple nominal dans toute la plage de vitesses.
- Quand la tension atteint sa valeur maximale (AB), et pour entraîner la machine à une vitesse supérieure à sa valeur nominale, on garde la tension à sa valeur nominale et on augmente la fréquence (le rapport décroît) ce qui provoque une diminution du couple développé par la machine.

La stratégie de commande visant à imposer une vitesse de consigne quelque soit le couple de charge consiste donc à :

- imposer le flux d'entrefer constant selon la relation $\left(\frac{V_s}{\omega_s} = Cste\right)$
- imposer la pulsation de glissement $g \cdot \omega_s$ en fonction du couple demandé selon la relation $T_e \approx K_T \cdot g \cdot \omega_s$.

Le schéma ci-dessous propose une structure de principe permettant le contrôle du couple en régime établi.

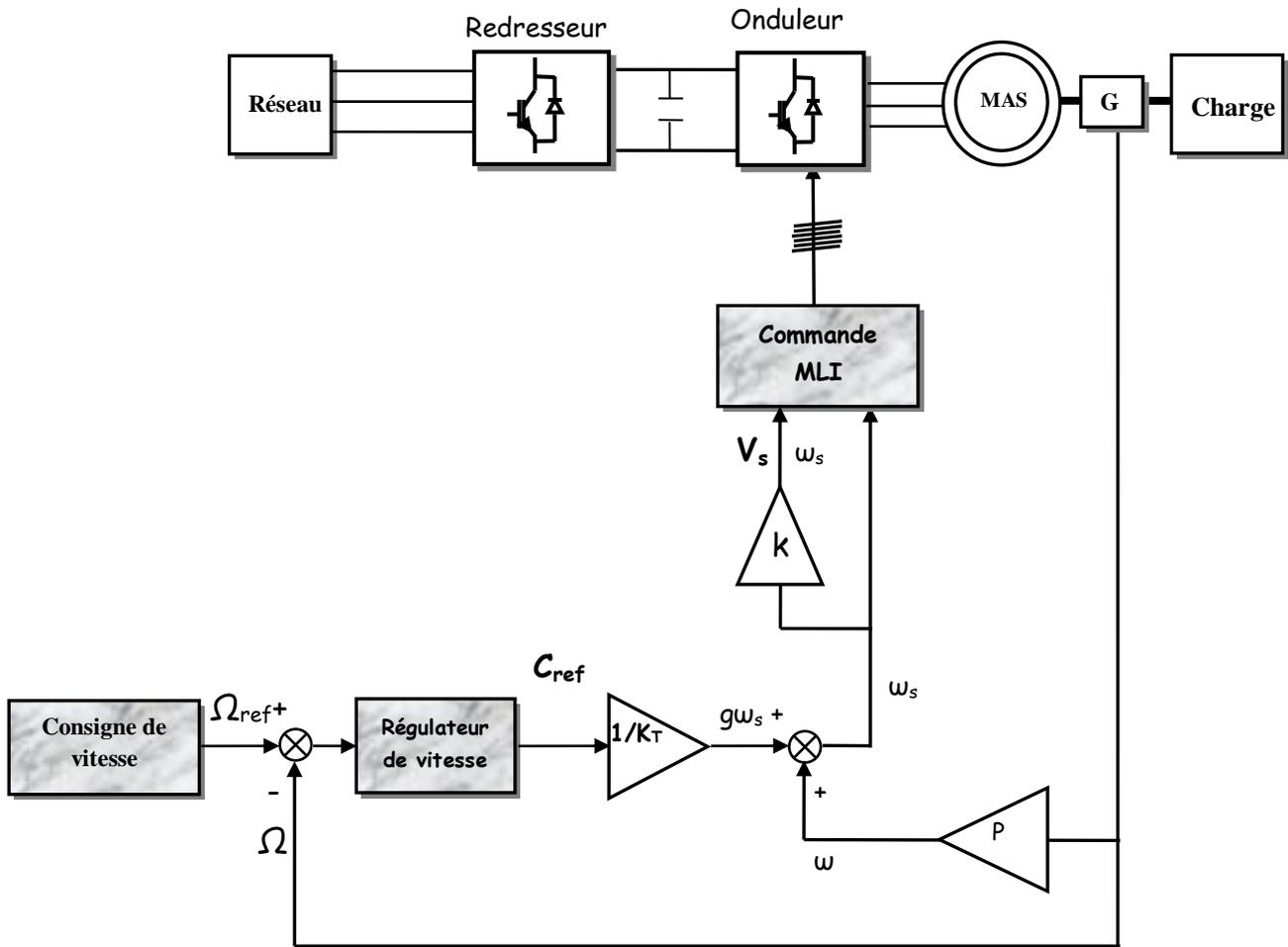


Figure 36 : Principe de la commande à $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant

Ainsi, la mise en œuvre de cette stratégie de commande en boucle fermée, est basée sur les points suivants :

- Un régulateur de vitesse qui compare la vitesse mesurée (Ω) et la vitesse de consigne (Ω_{ref}) pour calculer le couple de référence (T_{e-ref}).
- La pulsation de glissement à imposer est calculée selon la relation $T_{e-ref} = K_T \cdot \omega_r$
- la pulsation statorique ω_s est calculée d'après la relation: $\omega_s = p \Omega + \omega_r$
- Le moteur est piloté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. Cela permet d'imposer la valeur efficace et la fréquence des tensions statorique.

Ce type de commande correspond à un fonctionnement autopiloté au sens où la fréquence qui est générée par l'onduleur est fonction de la vitesse réelle de la machine. L'efficacité de cette technique est assurée uniquement pour les vitesses assez proches de la vitesse nominale. Car aux faibles vitesses, la chute de tension statorique $R_s I_s$ n'est plus négligeable. Par conséquent, le couple en régime permanent établi ne sera pas bien maîtrisé à basse vitesse avec ce type de variateur.

Pour compenser la chute de tension « $R_s I_s$ », d'autres lois de commande $\frac{V_s}{\omega_s}$ non constants sont appliquées. En effet, ces nouvelles lois sont mieux adaptées aux différents types de charges rencontrées dans l'industrie (pompes, ventilateurs, etc...).

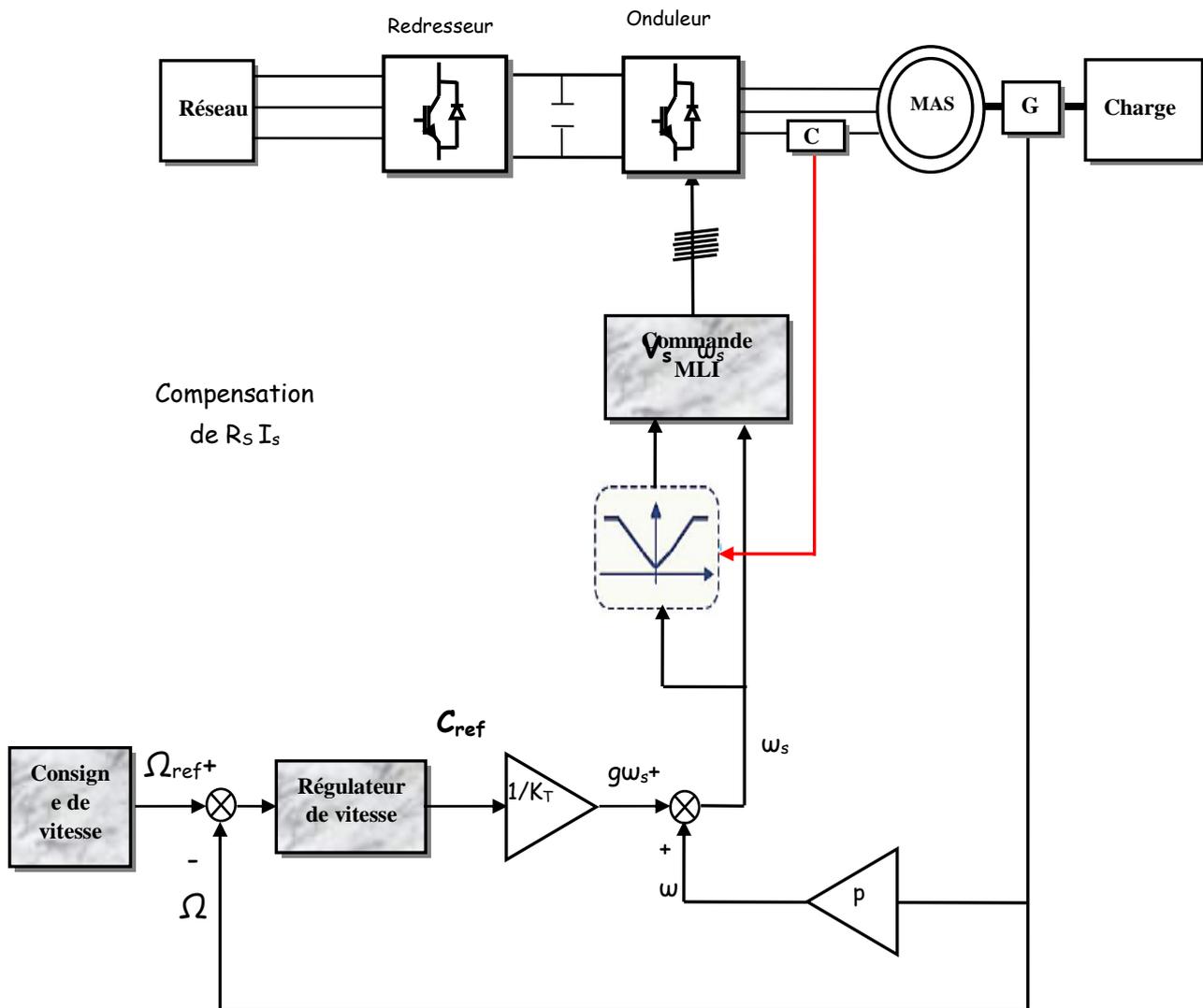


Figure 37 : Principe de la commande à $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant avec compensation

III.4) Commande vectorielle à flux orienté

La commande par orientation de flux est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée de cette stratégie de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Le principe de cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel (O_d, O_q) orienté suivant le vecteur flux (stator ou rotor). Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante direct ' i_{sd} ' du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la MCC. Tandis que, la composante quadratique ' i_{sq} ' permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la MCC. Dans cette étude, la commande à flux rotorique orienté est décrite.

III.4.1) Modèle de la MAS dans le repère de Park

Reprenons-le model de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (III. 38) \quad \left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (III. 39)$$

Comment choisir l'expression du couple électromagnétique ?

Dans le cas de la MAS, seuls les courants statoriques sont accessibles et l'objectif de la commande à concevoir est d'annuler la composante quadratique du flux rotorique ϕ_{qr} . Pour ces raisons on opte pour une expression du couple électromagnétique faisant intervenir les flux rotoriques et les courants statoriques:

$$T_e = P_1 \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (III. 40)$$

III.4.2) Orientation du repère de Park suivant le flux rotorique

On oriente le référentiel (Od,Oq) à fin que l'axe Od soit aligné sur le vecteur de flux rotorique (voir figure III.16).Ce qui annule la composante quadratique ϕ_{qr} du flux rotorique.

$$\phi_{qr} = 0 \quad (III. 41)$$

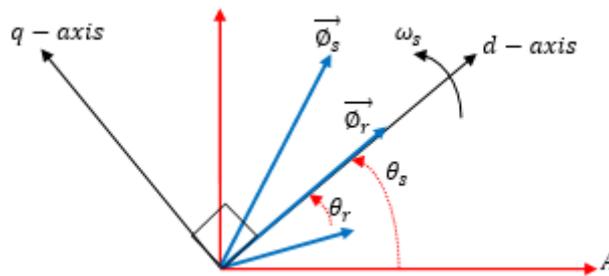


Figure 38 Orientation du référentiel (Od,Oq) suivant le vecteur flux rotorique

Les systèmes d'équations (III. 39) et (III. 38) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ 0 = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad \text{(III. 42)} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad \text{(III. 43)}$$

Ainsi, Le couple électromagnétique se résume à :

$$T_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs}) \quad \text{(III. 44)}$$

Ces équations sont schématisées sur la figure III.17.

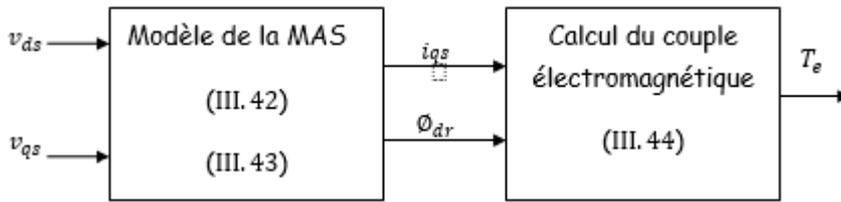


Figure 39 : Schéma bloc de la MAS dans un référentiel (Od, Oq)

Selon l'expression du couple électromagnétique (III.44), les variables de commande sont la composante quadratique du courant statorique et la composante directe du flux rotorique.

On exprime les tensions v_{ds} et v_{qs} en fonction Φ_{dr} et i_{qs} .

A partir de (III.42), on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{M}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad \text{(III. 45)}$$

On remplace (III.45) dans l'expression des flux (III.42):

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} \end{array} \right. \quad \text{(III. 46)}$$

$$\Phi_{dr} + \tau_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = M i_{ds} \quad \text{(III. 47)}$$

Où σ est le coefficient de dispersion de BLONDEL.

τ_r : représente la constante de temps rotorique de la machine

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \quad (\text{III. 48})$$

On constate par l'équation (III.47) que l'annulation de la composante quadratique du flux rotorique (Φ_{qr}) permet un réglage du flux direct rotorique (Φ_{dr}), par de la composante directe du courant statorique (i_{ds}). Par conséquent, si on garde l'autre composante du flux rotorique Φ_{qr} nulle, le couple sera proportionnel à la composante quadratique du courant statorique (i_{qs}).

On remplace (III.46) dans l'expression des tensions au stator (III.43):

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III. 49})$$

On applique la transformation de Laplace aux équations (III.47) et (III. 49)

$$i_{ds}(P) = \frac{1}{M} (1 + \tau_r P) \Phi_{dr}(P) \quad (\text{III. 50})$$

$$\begin{cases} v_{ds}(P) = (R_s + \sigma L_s P) i_{ds}(P) + \frac{M}{L_r} P \Phi_{dr}(P) - \omega_s \sigma L_s i_{qs}(P) \\ v_{qs}(P) = (R_s + \sigma L_s P) i_{qs}(P) + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{dr}(P) + \omega_s \sigma L_s i_{ds}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 51})$$

On remplace la TL du courant i_{ds} (III. 50) dans (III. 51)

$$\begin{cases} v_{ds}(P) = \left[\frac{1}{M} (R_s + \sigma L_s P) (1 + \tau_r P) + \frac{M}{L_r} P \right] \Phi_{dr}(P) - \omega_s \sigma L_s i_{qs}(P) \\ v_{qs}(P) = (R_s + \sigma L_s P) i_{qs}(P) + \omega_s \left[\left(\frac{M}{L_r} + \frac{\sigma L_s}{M} \right) + \frac{\sigma L_s \tau_r}{M} P \right] \Phi_{dr}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 52})$$

Les termes de couplage entre l'axe direct et l'axe quadratique sont :

$$\begin{cases} -\omega_s \sigma L_s i_{qs}(P) \\ \omega_s \left[\left(\frac{M}{L_r} + \frac{\sigma L_s}{M} \right) + \frac{\sigma L_s \tau_r}{M} P \right] \Phi_{dr}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 53})$$

Finalement, on retrouve:

$$\begin{cases} \Phi_{dr}(P) = F_{d1}(P) [v_{ds}(P) + F_{d2}(P) \cdot i_{qs}(P)] \\ i_{qs}(P) = F_{q1}(P) [v_{qs}(P) - F_{q2}(P) \Phi_{dr}(P)] \end{cases} \quad (\text{III. 54})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{d1}(P) = \frac{1}{[(1 + \tau_r P) \frac{(R_s + \sigma L_s P)}{M} + \frac{M}{L_r} P]} \\ F_{d2}(P) = \omega_s \sigma L_s \\ F_{q1}(P) = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s P)} \\ F_{q2}(P) = \omega_s \left[\frac{M}{L_r} + \frac{\sigma L_s}{M} \right] + \frac{\sigma L_s \tau_r}{M} P \end{cases} \quad (\text{III. 55})$$

Pour compenser les termes de couplage entre les axes Od et Oq, on introduit d'autres entrées comme suit :

$$\begin{cases} V_{d-ref}(P) = v_{ds}(P) + F_{d2}(P) \cdot i_{qs}(P) \\ V_{q-ref}(P) = v_{qs}(P) - F_{q2}(P) \phi_{dr}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 56})$$

On obtient :

$$\begin{cases} \phi_{dr}(P) = F_{d1}(P) V_{d-ref}(P) \\ i_{qs}(P) = F_{q1}(P) V_{q-ref}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 57})$$

Ainsi, on constate, à partir de (III. 57), que le système est complètement découplé. Cela facilite la synthèse des régulateurs de flux et de courant en tenant compte d'un cahier des charges.

Pour retrouver les tensions à appliquer à la machine on revient à l'équation (III. 56)

$$\begin{cases} v_{ds}(P) = V_{d-ref}(P) - F_{d2}(P) \cdot i_{qs}(P) \\ v_{qs}(P) = V_{q-ref}(P) + F_{q2}(P) \phi_{dr}(P) \end{cases} \quad (\text{III. 58})$$

En se basant sur ces dernières équations, on construit le schéma de simulation de la MAS et le contrôle du courant-flux.

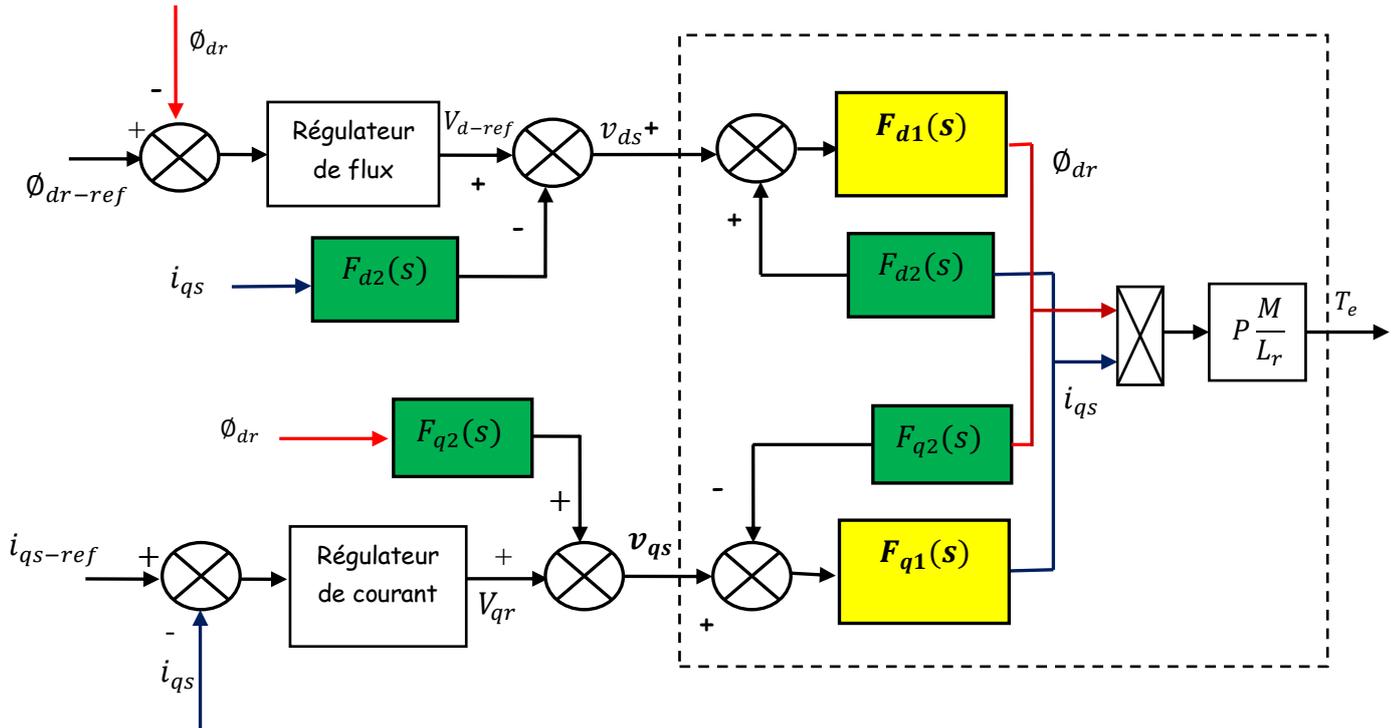


Figure 40 : Schémade principe du contrôle du flux et courant

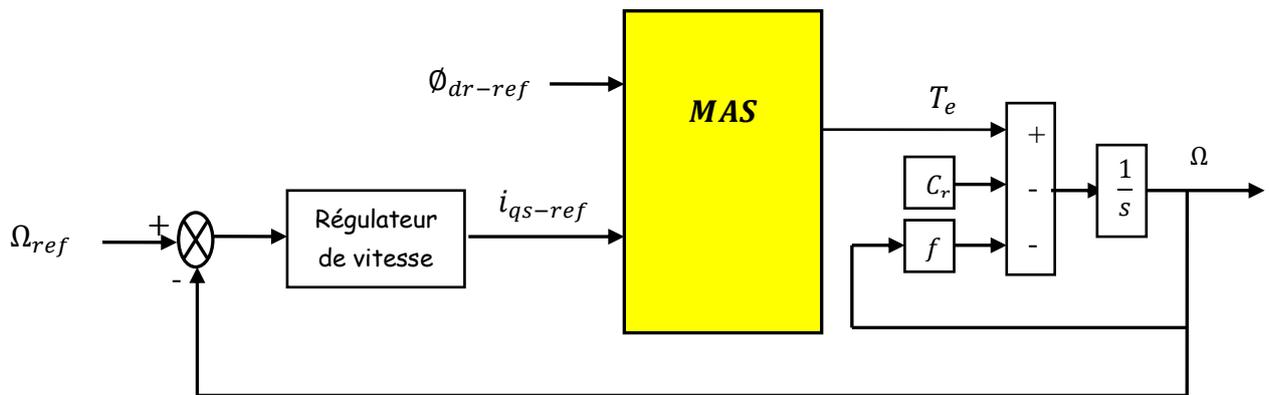


Figure 41 : structure d'une régulation de vitesse

III.5) Différents Stratégies de Modulation

Pour étudier les différentes stratégies de modulation, il serait d'abord intéressant de comprendre le rôle de la stratégie de modulation dans un système de contrôle. Pour cela, on expose le cas de la commande d'un MAS.

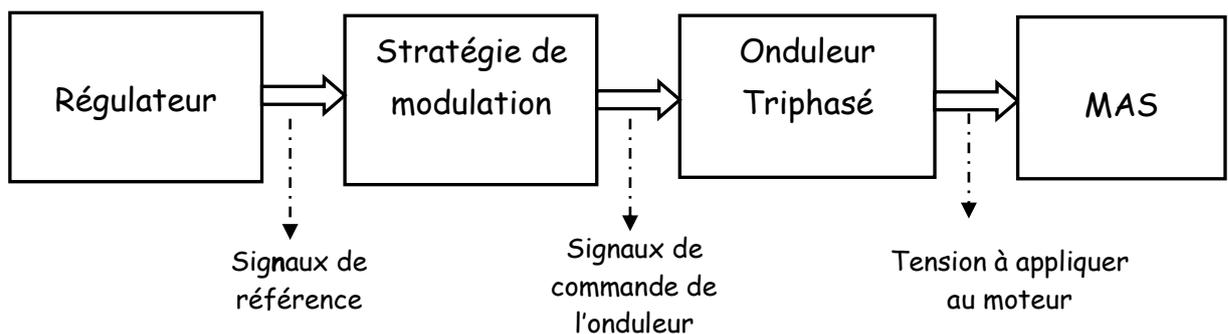


Figure 47 :Principe de la commande d'un moteur asynchrone

- le régulateur (commande éloignée) calcule les tensions/courants de référence à appliquer au moteur.
- la stratégie de modulation consiste à déterminer les signaux de commande de l'onduleur à partir des signaux de référence.
- Le rôle de l'onduleur est de convertir une tension/courant continu en une tension/courant alternatif dont la valeur efficace et la pulsation sont imposées par stratégie de modulation (signaux de commande).

Il existe différentes stratégies de modulation, les plus connues sont:

- Commande en pleine onde - Commande MLI sinus triangle-Commande par hystérésis.

III.5.1) Commande en pleine onde

Pour illustrer le fonctionnement d'un l'onduleur, il est intéressant d'étudier le comportement en pleine onde (180°). Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°). Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure (60°).

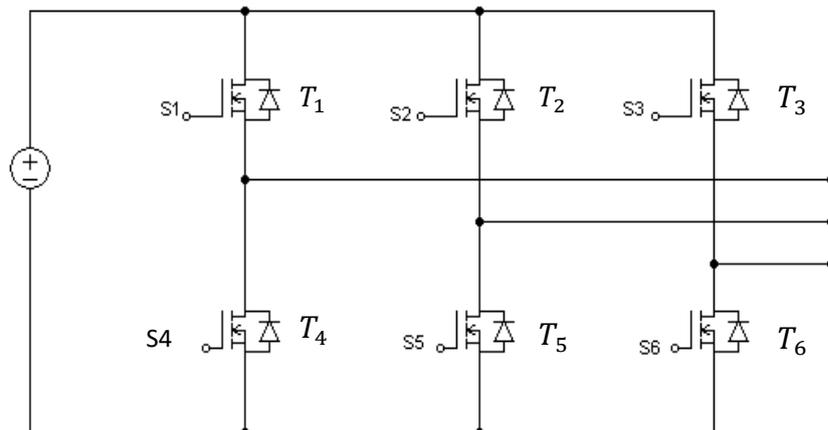


Figure 42 : Structure d'un onduleur de tension triphasé

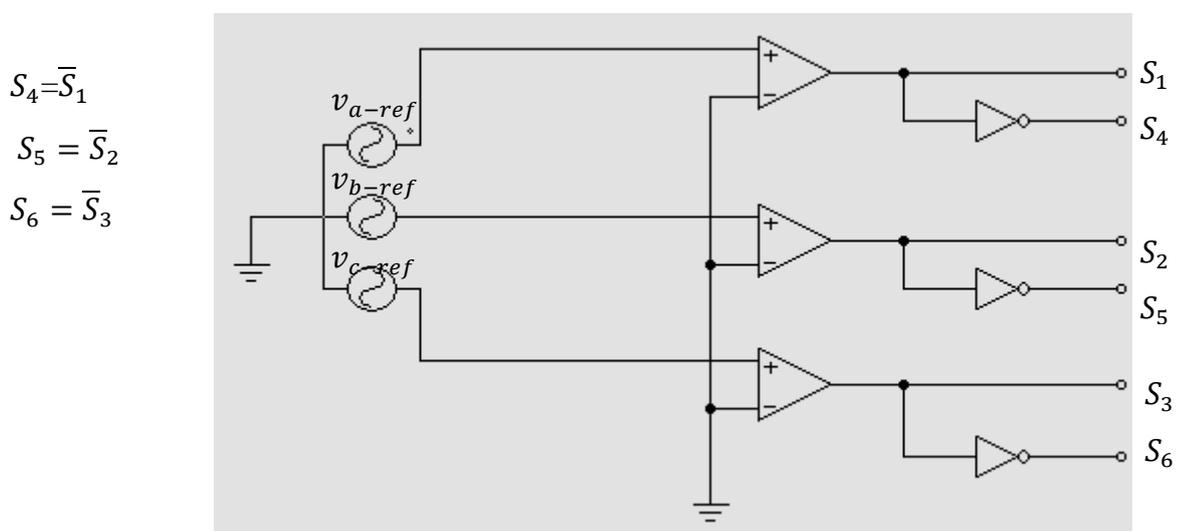


Figure 43 : Génération de signaux de commande d'un onduleur commande 180°

v_{a-ref} v_{b-ref} v_{c-ref}

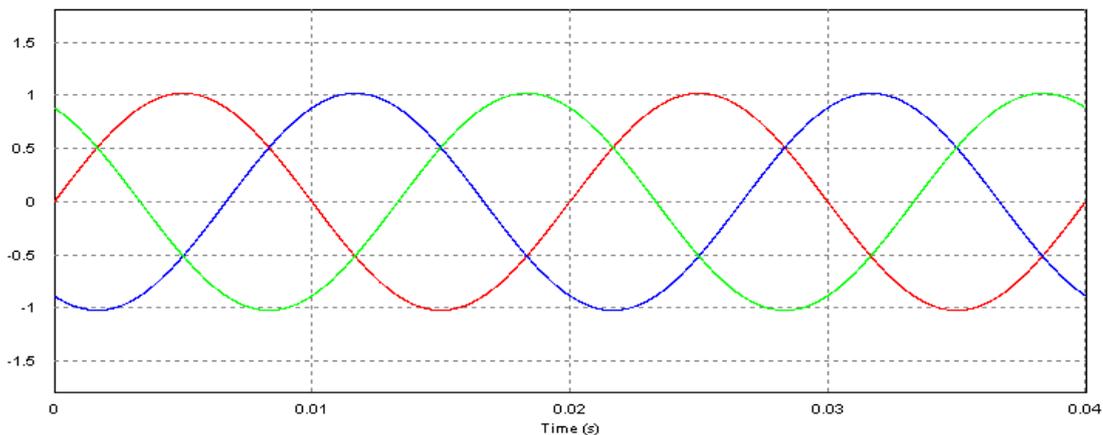


Figure 44 : Signaux de références

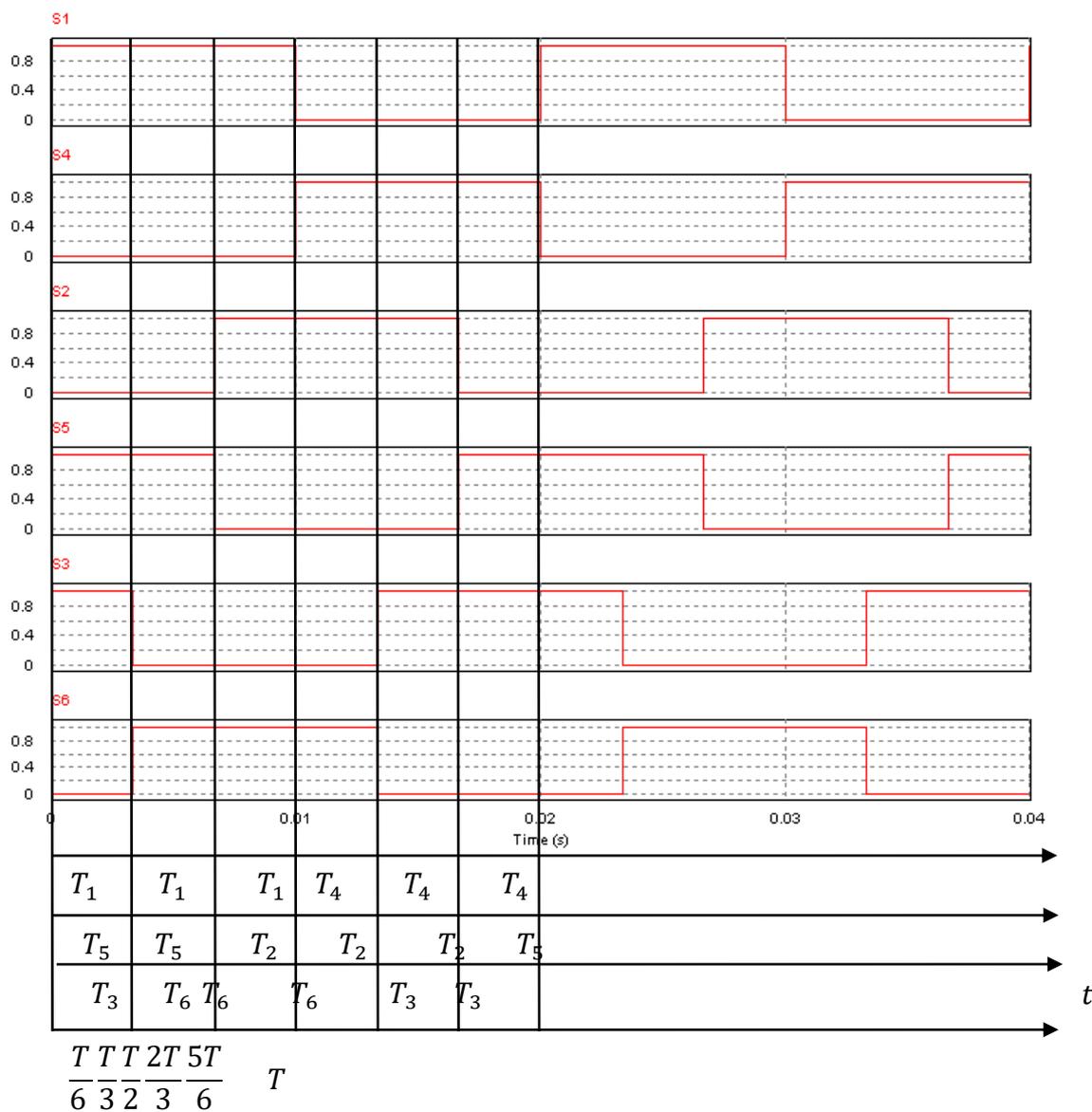


Figure 45 : Signaux de commande des transistors de l'onduleur

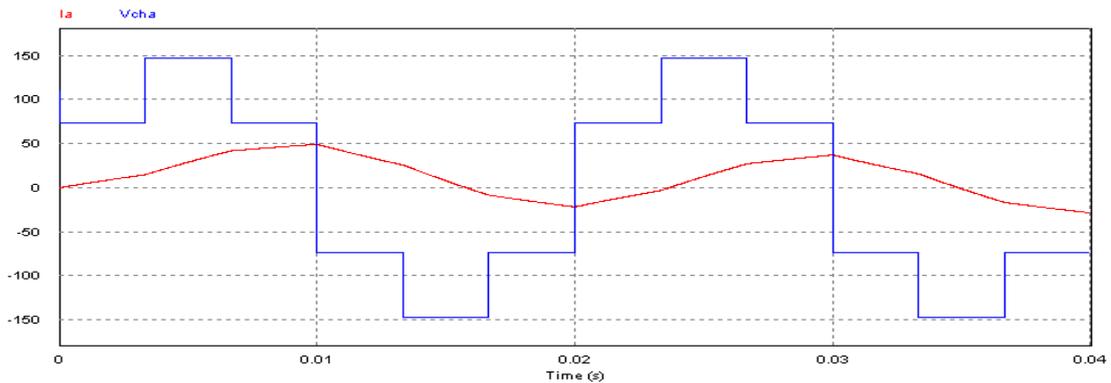


Figure 46 : Allure de la tension et courant aux bornes d'une charge RL

III.5.2) Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, on utilise trois références sinusoïdales déphasés de 120° à la même fréquence f . Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette MLI sert à remédier à ces problèmes et elle a les avantages suivants :

1. la variation de la fréquence de la tension de sortie.
2. le rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées ce qui facilite donc le filtrage

III.5.3) Commande en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Le principe de cette commande schématise par la figure 52.

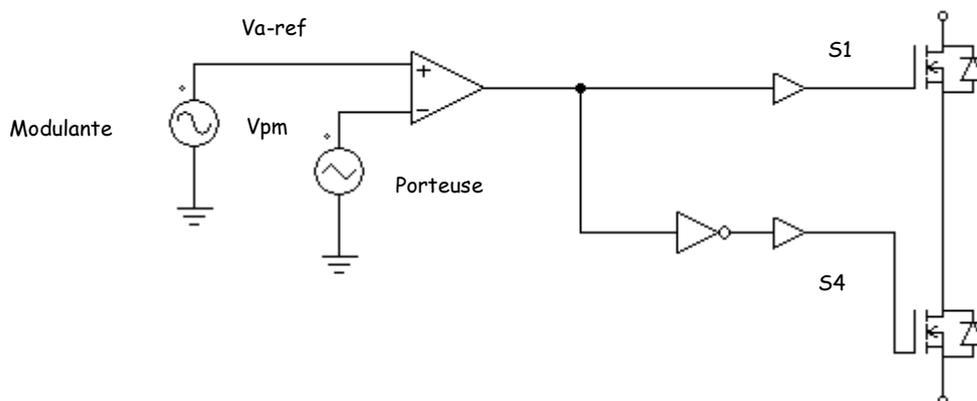


Figure 47 : Principe de commande MLI (un seul bras de l'onduleur)

Les signaux de commande sont déterminés selon l'algorithme suivant :

Si $V_{a-ref} \geq V_{pm}$ alors $S1=1$ et $S4=0$ sinon $S1=0$ et $S4=1$

Avec :

V_{a-ref} : Tension de référence.

V_{pm} : Tension de porteuse.

$S1$ et $S4$: sont les signaux de la MLI résultant pour le premier bras.

Dans le cas où la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisant la MLI sont utilisés:

- L'indice de la modulation « m » qui est le rapport des fréquences de la porteuse et la référence.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Le taux de modulation (le coefficient de réglage) « r » qui est le rapport des amplitudes maximales des tension de la référence V_{m-ref} et de la porteuse V_{mp} .

$$r = \frac{V_{m-ref}}{V_{mp}}$$

La figure suivante montre le schéma d'une commande MLI appliquée à un onduleur triphasé .

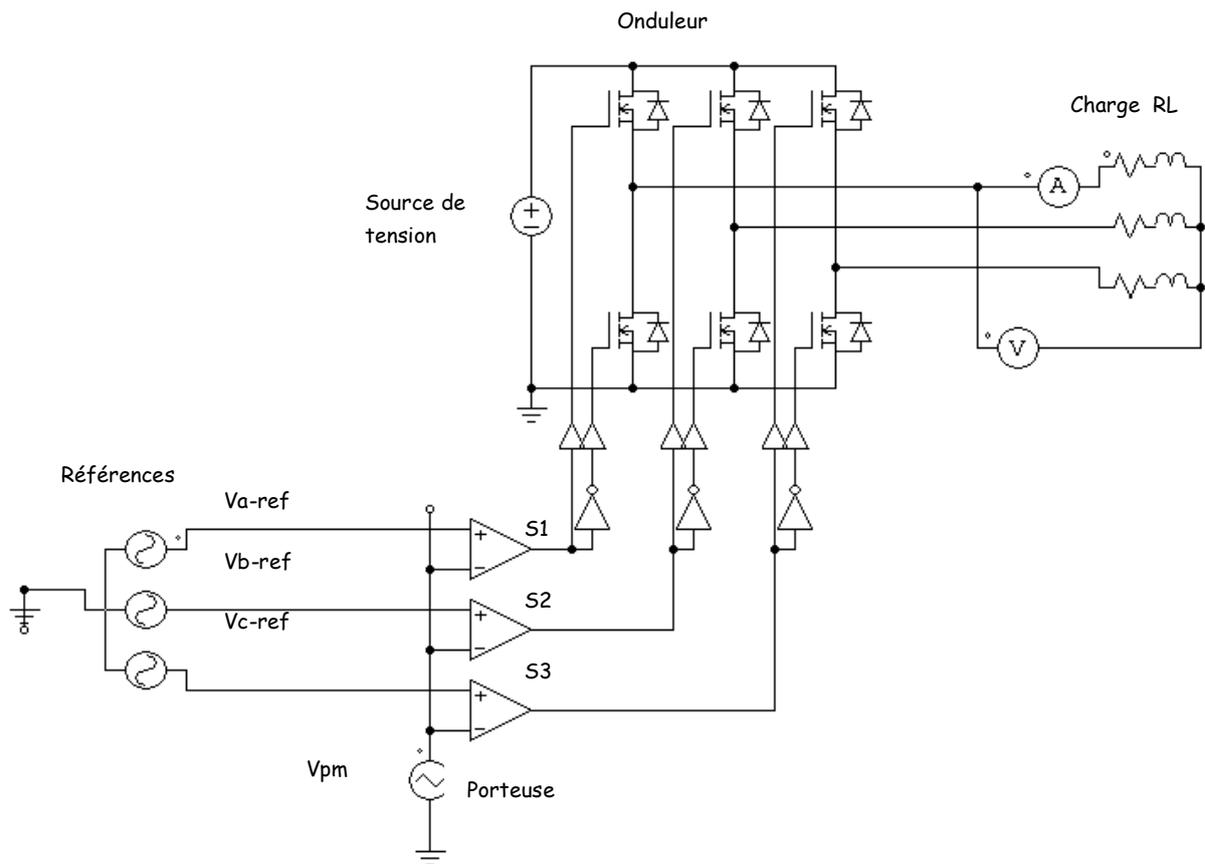


Figure 48 Principe de commande MLI appliquée à un onduleur triphasé.

Sur la figure 54 est illustré la tension et courant de phase.

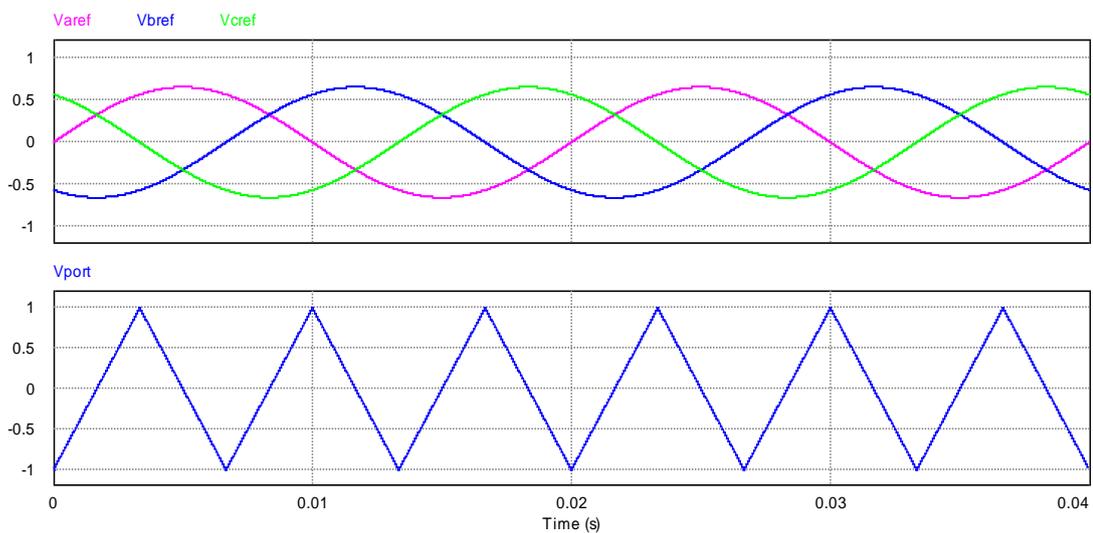


Figure 49 : Tensions de référence et tension de la porteuse (V_{pm}).

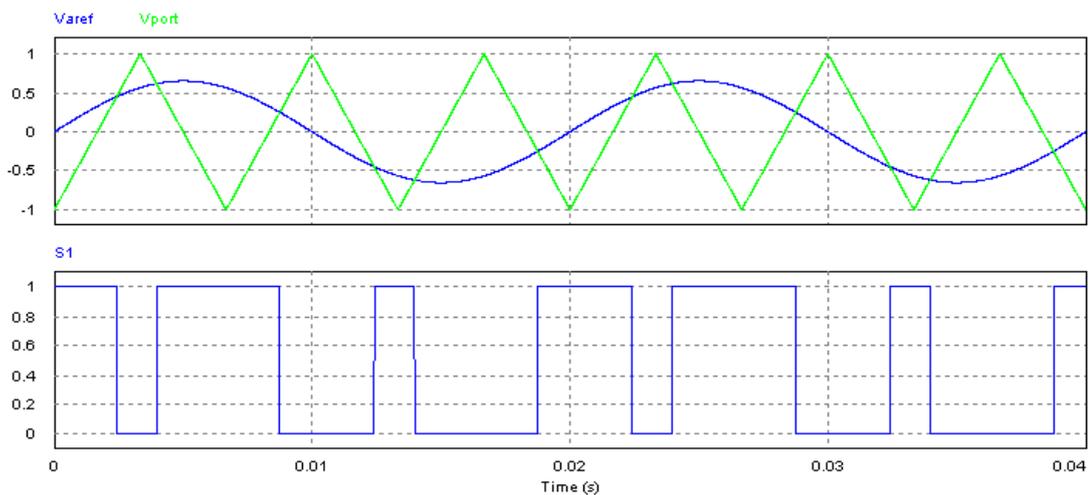


Figure 50 : Tensions de référence et tension de la porteuse (V_{pm}) et signal de commande du bras 1

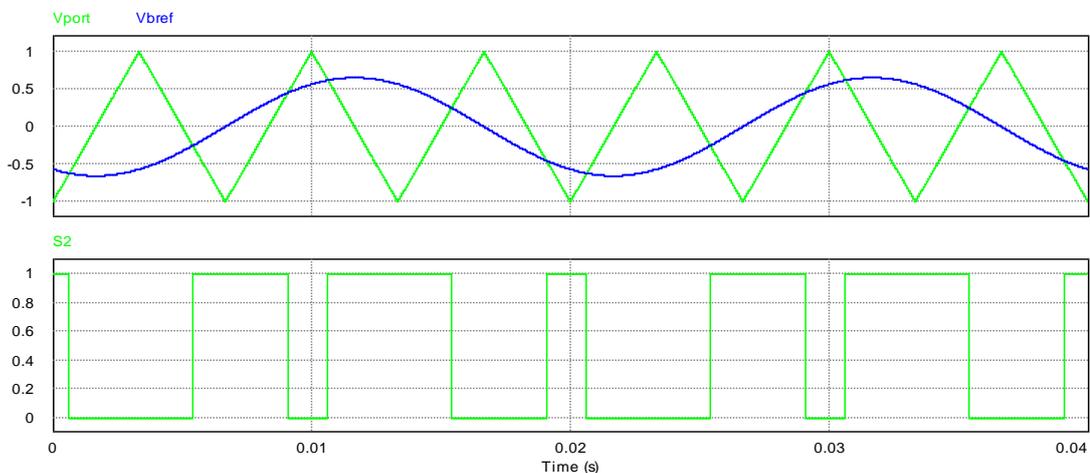


Figure 51 : Tensions de référence et tension de la porteuse (V_{pm}) et signal de commande du bras 2

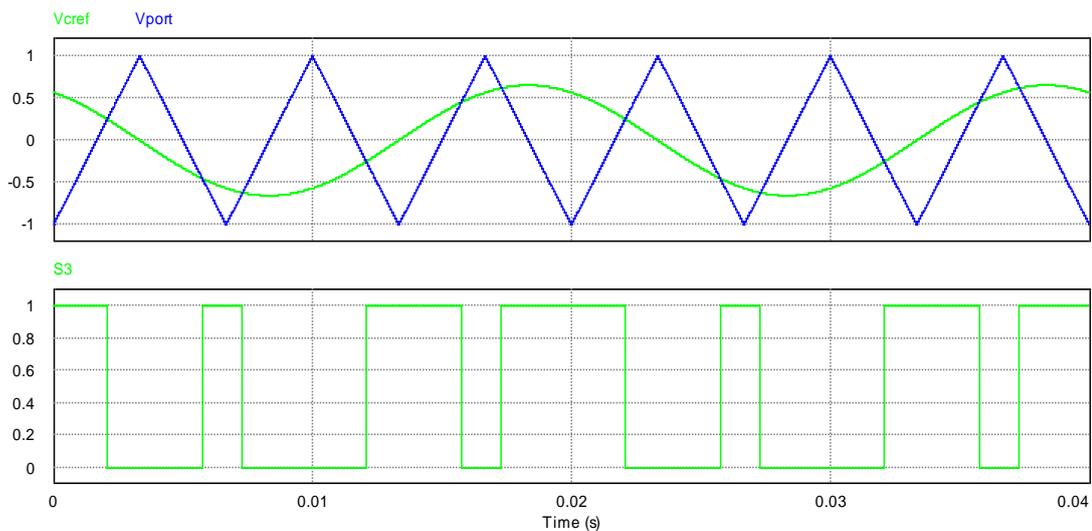


Figure 52 : Tensions de référence et tension de la porteuse (V_{pm}) et signal de commande du bras 3.

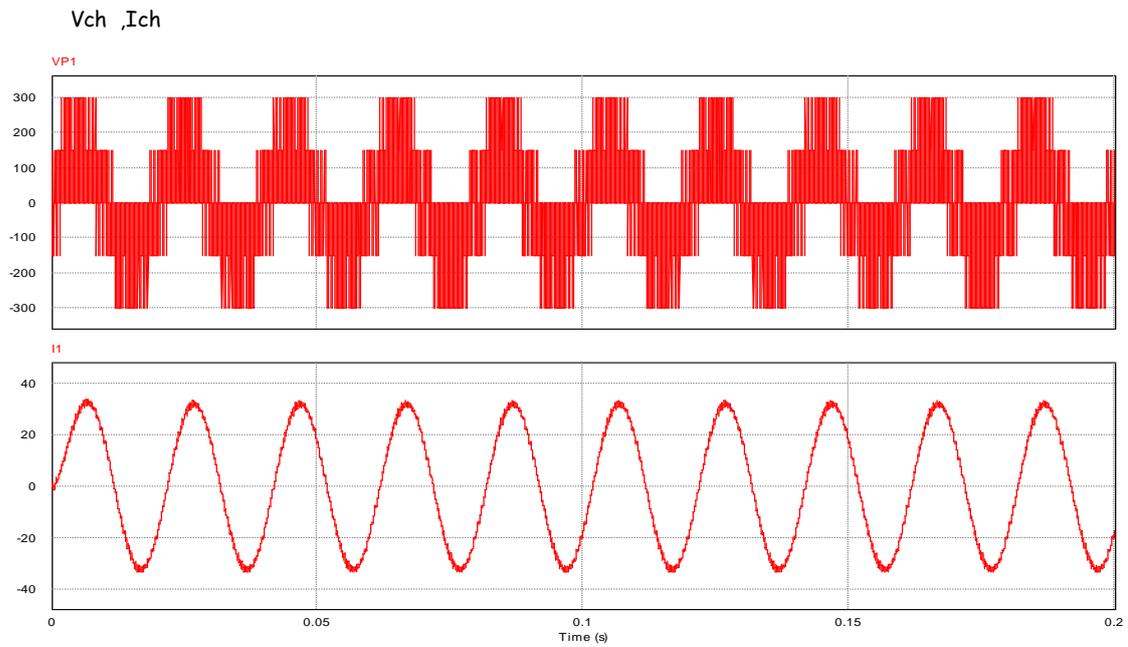


Figure 53: Tensions et courant de charge

III.5.1) Commande par hystérésis

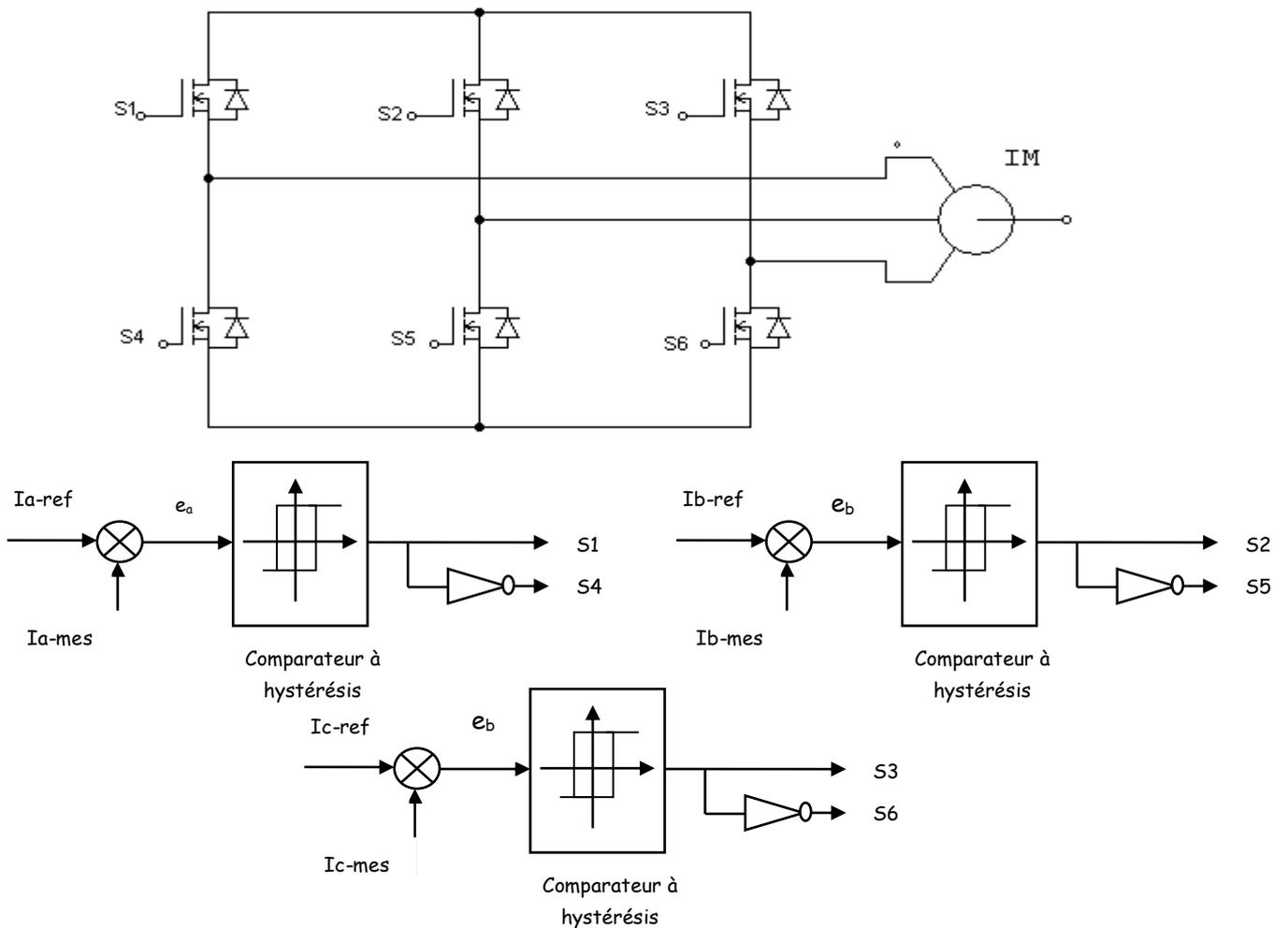


Figure 54 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un l'onduleur

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré. Son principe consiste à maintenir le courant dans une bande à hystérésis autour du courant de référence (**Figure 60**). Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $e_a \geq 0$ alors S1=1 et S4=0 sinon S1=0 et S4=1
 Si $e_b \geq 0$ alors S2=1 et S5=0 sinon S2=0 et S5=1
 Si $e_c \geq 0$ alors S3=1 et S6=0 sinon S3=0 et S6=1

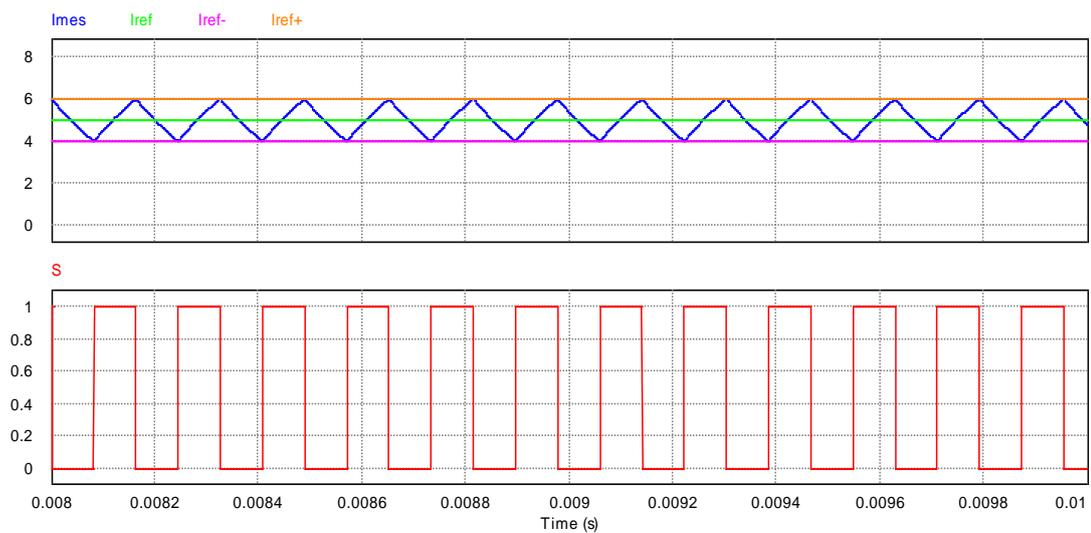


Figure 55 :Commande par Hystérésis

Conclusion

Le recours aux variateurs de vitesse offre plusieurs avantages: démarrage progressif des moteurs réduisant les chutes de tension dans le réseau et limitant les courants de démarrage ; amélioration du facteur de puissance ; précision accrue de la régulation de vitesse ; prolongement de la durée de service du matériel entraîné enfin diminution de la consommation d'électricité.

Cependant, tous les variateurs de vitesse à base de commutation (diodes, thyristors, IGBT, etc.) présentent une charge non linéaire qui engendre des courants harmoniques, sources de distorsion de l'onde dans le réseau électrique.

Pour assurer le fonctionnement d'une machine à courant continu dans les quatre quadrants, le moyen le plus efficace en terme de rapidité de changement de quadrants est le montage réalisé avec deux ponts montés en « tête-bêche ».

Pour les machines asynchrones, La commande scalaire permet d'obtenir un régime à flux constant jusqu'à la fréquence nominale en maintenant le rapport V_s/f_s constant. Ainsi, le couple maximum considéré comme proportionnel au flux. Cette loi de commande, en dessous de la vitesse nominale, présente l'avantage d'être simple à réaliser lorsque la machine asynchrone est pilotée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. En effet, ces convertisseurs permettent un réglage aisé de la tension et de la fréquence appliquée au moteur. Cependant, cette loi, basée sur un modèle en régime permanent sinusoïdal, n'est pas suffisante pour maintenir le flux constant en régime dynamique. La solution proposée par le contrôle vectoriel permettra de pallier à ce défaut.

Références Bibliographie

[1] Guy Segulier, Francis Labrique, Robert Baussière « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Volume 4 : la conversion continu - alternatif (2e édition)

[2] Guy Segulier « Les formations de base et leurs principales applications », Electronique de puissance 7^{ème} édition Dunod,

[3] Claude CHEVASSU « Cours et Problèmes machines à courant continu »

[4] H. Buyse H. Buyse « Entraînements électriques à vitesse variable Entraînements électriques à vitesse variable »

[5] G.Segulier. J.Bonal : “ entraînement électrique à vitesse variable ”, Edition Tech & doc 1998

[6]: Francis Milsant « Machine électriques », tome 1, Ellipses 1990

[7] G. Grellet et G. Clerc, « Actionneurs Electriques », Principes, Modèles, Commande', Edition Eyrolles