

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

Polycopié de cours

Intitulé

Association convertisseurs-machines

NIVEAU / MASTER 1

Spécialité : Automatique et Systèmes

Réalisé par :

Dr GHADBANE Ismail

Année universitaire :2017 /2018

Ce polycopiés de cours s'adresse aux étudiants des spécialités : **Master en Automatique et Informatique industrielle** ,**Master en automatique de système et Master en machine électrique** , l'étudiant devra posséder les connaissances de module d'électronique de puissance .

Dans ce cours on va étudier les différentes associations convertisseurs aux machines électriques tournantes afin de contrôler le couple et la vitesse d'un système ,notre travail s'articule principalement autour de cinq chapitres qui couvrent le programme officiel de module : Association convertisseurs-machines

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Convertisseurs continu-alternatif

- Structures d'alimentation sans coupure,
- Principe des convertisseurs MLI (PWM)

Chapitre 2. Moteur à courant continu

- Principe, structure et caractéristiques
- Variation de vitesse.

Chapitre 3. Moteur à courant alternatif :

- Principe, structure et caractéristiques
- Variation de vitesse.

Chapitre 4. Association convertisseurs - machines :

- Asservissement du couple et de la vitesse,
- Variateurs de vitesse pour machines synchrones
- Variateur de vitesse pour machine asynchrones

Chapitre 5. Critères de choix et mise en œuvre d'un entraînement à vitesse variable.

Sommaire

Sommaire	3
1. Onduleur de tension	6
1.1 Onduleur de tension monophasé.....	6
1.2 Onduleur de tension triphasé	8
1.3.3 Technique de modulation par largeur d'impulsion (MLI).....	12
1.4 Alimentation sans coupure :	14
1.4.1 Domaines d'application.....	14
1.4.2 Caractéristiques d'alimentation sans interruption.....	14
1.4.3 Classifications des alimentations sans interruption (ups).....	15
1.4.3.1 Alimentation sans interruption rotative	15
1.4.3.2 Alimentation sans interruption statique "on-line"	15

Chapitre 2 : Moteur à courant continu

Principe- structure et caractéristiques - Variation de vitesse.....	19
2.2 Constitution	19
2.3 Schémas équivalents de la machine, fonctionnements en moteur et en génératrice	21
2.4 Montages série et parallèle (shunt)	22
2.5 Bilans de puissance dans la machine à courant continu et rendement	24
2.6 Marche industrielle de la machine à courant continu.....	24
2.6.1 Procédés de réglage de vitesse.....	24
2.7 Principales structures des variateurs de vitesse pour MCC.....	26
2.9.1 Variateurs de vitesse alimentée en continu.....	29
2.10 Régulation de vitesse des MCC	31

Chapitre 2 : Moteur à courant alternatif

3.1 Branchement des moteurs asynchrones triphasés :.....	38
3.1.1 Normalisation des bornes	38

Sommaire

3.4.1 Moteur asynchrone à cage normale.....	44
3.4.3. Moteur asynchrone à double cage ou à encoches profondes	44
3.5.1. Position de problème : démarrage direct	45
3.6 Variation de vitesse.....	46
3.6.3 Modification du glissement des moteurs asynchrones a rotor bobinés	48
3.6.4. Variation de la vitesse par action sur la fréquence.....	49
3.6.4.1. Principe.....	49
3.6.4.2 Fonctionnement dans les 4 quadrants.....	51
3.7 MACHINE SYNCHRONE.....	52
3.7.1 Fonctionnement en génératrice - Alternateurs autonomes.....	52
3.7.1.1. Fonctionnement.....	52
3.7.1.3 Caractéristique en charge.....	53
3.7.1.4. Caractéristique de réglage.....	53
3.7.1.5 Schéma équivalent à un enroulement	54
3.7.1.6 Modèle de Behn Eschenburg.....	54
3.7.1.9 Bilan des puissances.....	55
III.7.2.2 Moteur d'entraînement.....	57
3.8 Machine synchrone autopiloté.....	60

Chapitre 4. Association convertisseurs - machines

Introduction.....	64
4.1.1 Association Onduleur- Machine Asynchrone.....	64
4.1.2 Convertisseur réversible.	65
4.1 Types de variateur de vitesse à courant alternatif.....	66
4.1.1 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur à commutation naturelle	66
4.1.2. Variateur de vitesse utilisant un cycloconvertisseur.	67
4.1.3 Variateur de vitesse utilisant un gradateur.....	67
4.1.4 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à onde rectangulaire	67
4.1.5 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à MLI	68

Sommaire

4.2 Présentation des différents blocs constituant le variateur de vitesse à MLI:	69
4.2.1 Alimentation redressé et Filtrée	70
4.2.2 Modes de freinage :	70
4.6.1 Commande scalaire	70
4.6.2 Commande vectorielle.....	71
4.6.3 Commande scalaire	71
4.7 Contrôle en V/f de la machine asynchrone.....	71
4.7.2 Contrôle scalaire du courant	73
4.7.3 Asservissement de vitesse	74
4.7.4.1 Description du modèle.....	75
4.7.4.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	75
4.8 Principe de la commande vectorielle :	81
B - Etude du moteur alimenté à fréquence variable et $Uf = Cte$	85

Chapitre 5. Critères de choix et mise en œuvre d'un entraînement à vitesse variable.

5.1.2 Exemple de choix de variateur industriel pour moteur à courant continu	90
5.2 Normes relatives à l'alimentation des convertisseurs par le réseau alternatif	90
5.2.1 Présentation	90
5.3.Critères techniques de réception d'un convertisseur industriel	94
5.3.1. Définition des tests de vérification.....	94
5.3.2 Exemple de tests de vérification sur hacheur General Electric.....	94
5.4 Étude d'un onduleur Eurotherm Drives pour moteur asynchrone	96
5.4.1 Présentation	96
5.4.2 Test de vérification à effectuer	96
Références bibliographiques	97

Chapitre 1. Convertisseurs continu-alternatif

- Structures d'alimentation sans coupure,
- Principe des convertisseurs MLI (PWM)

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet une conversion de la grandeur d'entrée continue, en grandeur de sortie alternative. Il est autonome lorsqu'il impose sa propre fréquence à la charge (fréquence est indépendante de la sortie).

Les onduleurs peuvent être monophasés ou triphasés suivant l'application désirée. Pour chacun d'eux, on distingue (conduit) :

- **les onduleurs de courant:** la source d'entrée est une source de courant, la source de sortie est une source de tension.
- **les onduleurs de tension:** la source d'entrée est une source de tension, la source de sortie est une source de courant.

1. Onduleur de tension

1.1 Onduleur de tension monophasé

L'onduleur en pont est formé de quatre interrupteurs montés en pont de Grätz. Les commandes des interrupteurs K_1 et K_2 sont complémentaires: $K_1 = \overline{K_2}$ et $K_3 = \overline{K_4}$. Chaque interrupteur est formé d'un composant commandable et une diode en antiparallèle

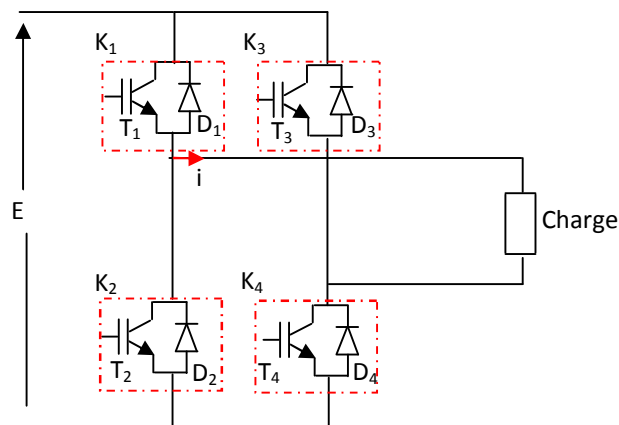


Figure 1.1 Onduleur de tension monophasé en pont (Charge résistive et inductive)

1.1.1 Commande symétrique

a) Analyse du fonctionnement

	$(0 \rightarrow \frac{T}{2})$	$(\frac{T}{2} \rightarrow T)$
K_1 et K_4	Fermé	Ouvert
K_2 et K_3	Ouvert	Fermé
U	E	-E
I	$\frac{E}{R}$	$-\frac{E}{R}$

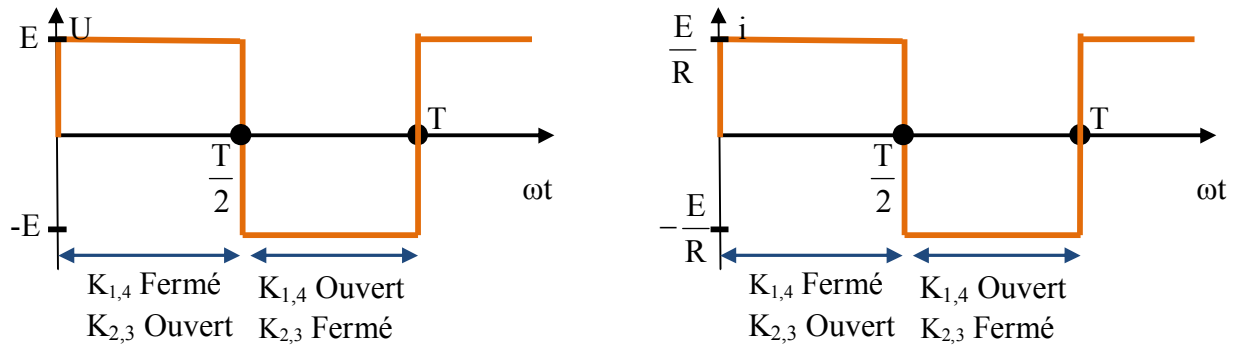


Figure 1.1 Tension de sortie et courant de l'onduleur

b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -E dt = 0, \quad i_{\text{moy}} = 0 \quad (1.1)$$

c) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T E^2 dt} = E \quad (1.2)$$

1.1.2 Charge résistive et inductive

1.1.2.1 Commande symétrique

a) Analyse du fonctionnement

	$(0 \rightarrow t_1)$	$(t_1 \rightarrow \frac{T}{2})$	$(\frac{T}{2} \rightarrow t_2)$	$(t_2 \rightarrow T)$
K_1 et K_4	Fermé	Fermé	Ouvert	Ouvert
K_2 et K_3	Ouvert	Ouvert	Fermé	Fermé
T_1 et T_4	bloqué	passant	bloqué	bloqué
D_1 et D_4	passante	bloquée	bloquée	bloquée
T_2 et T_3	bloqué	bloqué	bloqué	passant
D_2 et D_3	bloquée	bloquée	passante	bloquée
U	E	E	-E	-E
I	$E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = Ae^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{R}$ $i = \left(-i_M - \frac{E}{R}\right)e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R}$		$-E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = Ae^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E}{R}$ $i = \left(i_M + \frac{E}{R}e^{\frac{T}{2\tau}}\right)e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{E}{R}$	

On suppose à $t=0$, $i(0)=-i_M$ et $t=\frac{T}{2}$, $i(\frac{T}{2})=i_M$

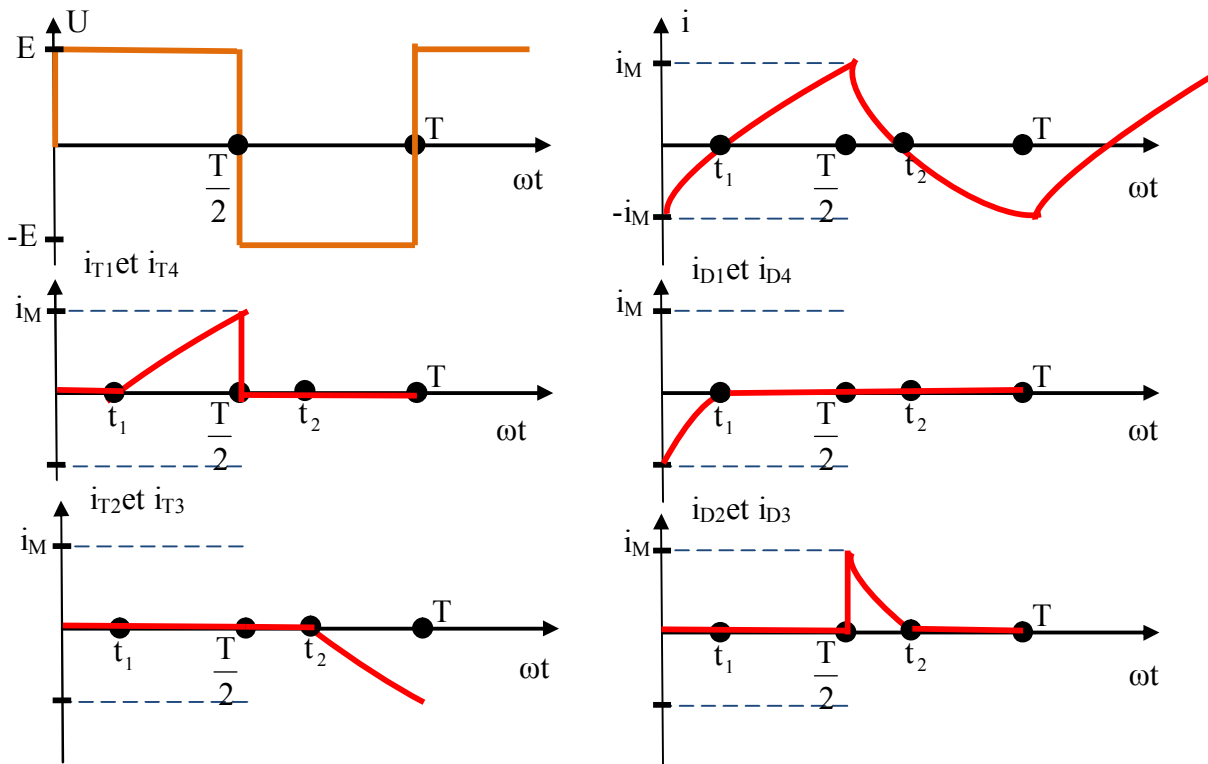


Figure 1.2 Commande symétrique– Charge inductive

1.2 Onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés. Il suffit décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases. Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $K_{a,b,c} = 1$: interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $K_{a,b,c} = 0$: interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (1.5) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge:

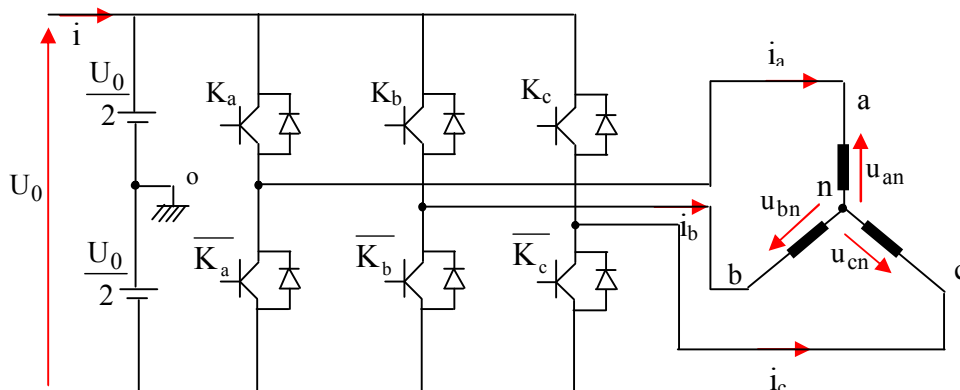


Figure 1.5: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- la commutation des interrupteurs est instantanée;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1.3)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} sont les tensions mesurées par rapport au point milieu de la source continue

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (1.4)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la charge et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point milieu de la source.

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.5)$$

Donc:

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (1.6)$$

Par remplaçant l'équation (1.4), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (1.7)$$

Alors:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2K_a - K_b - K_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-K_a + 2K_b - K_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-K_a - K_b + 2K_c) \end{cases} \quad (1.8)$$

Le tableau suivant, donne, pour huit configurations que prend le montage par l'état fermé (1) ou ouvert (0) des trois interrupteurs K_a , K_b et K_c ,

K_a	K_b	K_c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i
1	1	1	0	0	0	i_{an}	i_{bn}	i_{cn}	0
1	0	1	$U_0/3$	$-2U_0/3$	$U_0/3$	i_{an}	0	i_{cn}	$-i_{bn}$
1	1	0	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	i_{an}	i_{bn}	0	$-i_{cn}$
1	0	0	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	i_{an}	0	0	i_{an}
0	1	1	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	0	i_{bn}	i_{cn}	$-i_{an}$
0	0	1	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	0	0	i_{cn}	i_{cn}
0	1	0	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	0	i_{bn}	0	i_{bn}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

On peut commander l'onduleur de manière que:

1.2.1 Commande 120°

La commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120°.

1.2.2 Commande 180°

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°.

On va se limiter à l'étude seulement de cette dernière, c'est-à-dire la commande en pleine onde(180°), dont, les intervalles de commande de fermeture de chaque interrupteur sont définis comme suit:

- ✓ K_a est fermé pour: $0 < \omega t < \pi$ et $\overline{K_a}$ est fermé pour: $\pi < \omega t < 2\pi$,
- ✓ K_b est fermé pour: $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3} + \pi$ et $\overline{K_b}$ est fermé pour: $\frac{2\pi}{3} + \pi < \omega t < \frac{2\pi}{3} + 2\pi$,
- ✓ K_c est fermé pour: $\frac{4\pi}{3} < \omega t < \frac{4\pi}{3} + \pi$ et $\overline{K_b}$ est fermé pour: $\frac{4\pi}{3} + \pi < \omega t < \frac{4\pi}{3} + 2\pi$.

En supposant les courants de sortie sinusoïdaux de la forme:

$$i_a = i_m \sin(\omega t - \varphi), i_b = i_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \text{ et } i_c = i_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}).$$

avec i_m : la valeur efficace du courant de sortie de l'onduleur.

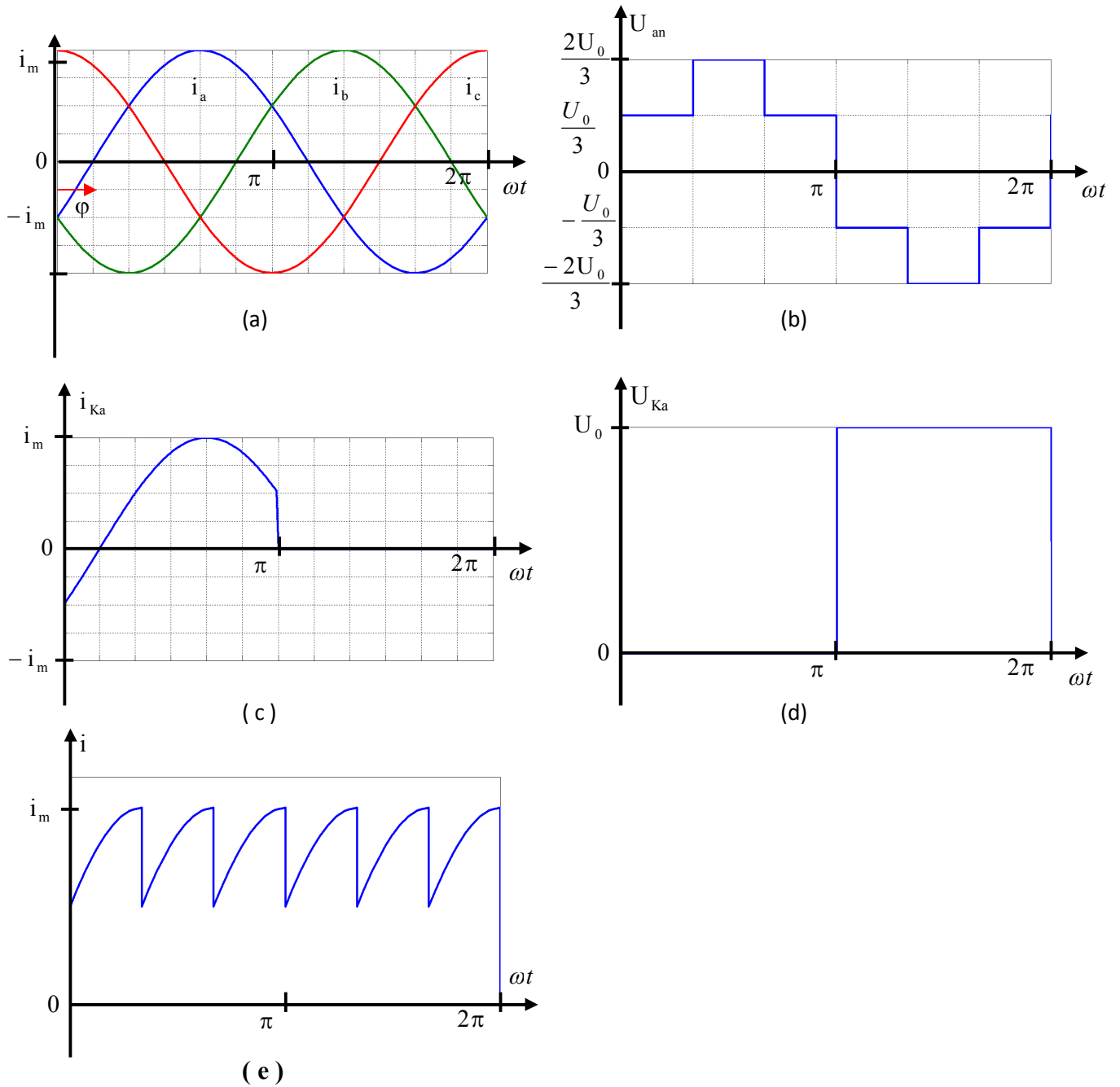


Figure 1.6 Formes d'ondes

a) trois courants de sortie b) Tension U_{an} c) Courant i_{ka} d) Tension U_{ka} e) Courant i

a) Valeur moyenne

$$U_{an} = 0$$

b) Valeur efficace

$$U_{an} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_0$$

1.3.3 Technique de modulation par largeur d'impulsion (MLI)

Dans le cas d'une technique MLI sinusoïdale, un signal de référence sinusoïdal (V_{ref}) oscillant à la fréquence désirée (f_{ref}) est comparé à une porteuse triangulaire (V_{tri}) de grande fréquence (f_{tri}), voir figure 1.3. La fréquence de la porteuse triangulaire détermine la fréquence de commutation de l'onduleur. La fondamentale des harmoniques de tension de sortie est l'image du signal de référence. En outre, la tension de sortie n'est pas sinusoïdale pure et se compose des harmoniques de tension oscillant aux fréquences multiples du signal de référence.

Le rapport de modulation d'amplitude m_a est défini comme suit :

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}}$$

Où : V_{ref} est l'amplitude du signal de référence,

V_{tri} est l'amplitude de la porteuse triangulaire.

Le rapport de modulation de fréquence m_f est défini comme suit :

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}}$$

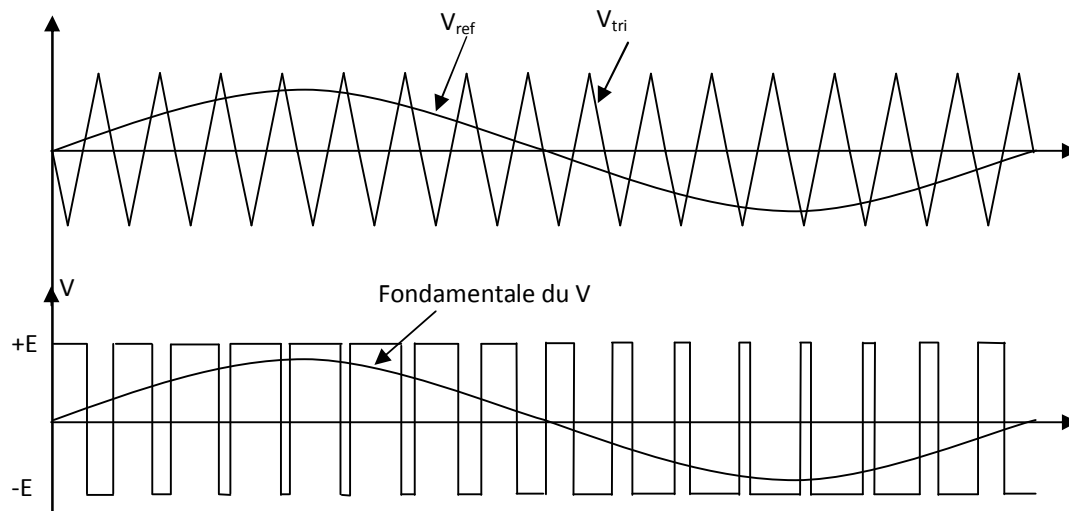


Figure 1.7 Les signaux de la technique MLI bipolaire.

Dans la technique MLI bipolaire, les interrupteurs S_1 , S_2 , S_3 , et S_4 de l'onduleur en pont sont commandés en comparant les valeurs de V_{ref} et V_{tri} :

Si $V_{ref} > V_{tri}$, S_1 et S_2 sont fermés, S_3 et S_4 sont ouverts, et la tension de sortie est $+E$.

Si $V_{ref} < V_{tri}$, S_1 et S_2 sont ouverts, S_3 et S_4 sont fermés, et la tension de sortie est $-E$.

Une autre variante de la technique MLI est la MLI unipolaire. Les signaux de références V_{ref-1} et V_{ref-2} pour cet arrangement sont en opposition de phase, voir figure 1.8.

Comme montre la figure 1.4, dans le cas de l'arrangement unipolaire, la tension de sortie est commutée de $+E$ à zéro ou de $-E$ à zéro, la différence entre les deux arrangements est que dans l'arrangement bipolaire la commutation a lieu directement entre $+E$ et $-E$. En conséquence, le teneur des harmoniques d'ordre élevé dans la tension de sortie est beaucoup inférieure comparé à l'arrangement bipolaire. Le filtre de sortie de l'onduleur commandé en MLI unipolaire est considérablement plus petit et l'efficacité globale du système est plus grande.

Les interrupteurs de l'onduleur en pont sont commandés comme suit :

$V_{ref-1} > V_{tri}$: S_1 est fermé; S_4 est ouvert.

$V_{ref-1} < V_{tri}$: S_4 est fermé; S_1 est ouvert.

$V_{ref-2} > V_{tri}$: S_3 est fermé; S_2 est ouvert.

$V_{ref-2} < V_{tri}$: S_2 est fermé; S_3 est ouvert.

Les paires des interrupteurs S_1/S_4 , et S_2/S_3 , sont complémentaires entre eux. Quand une des paires des interrupteurs est allumée, l'autre paire des interrupteurs doit être éteinte.

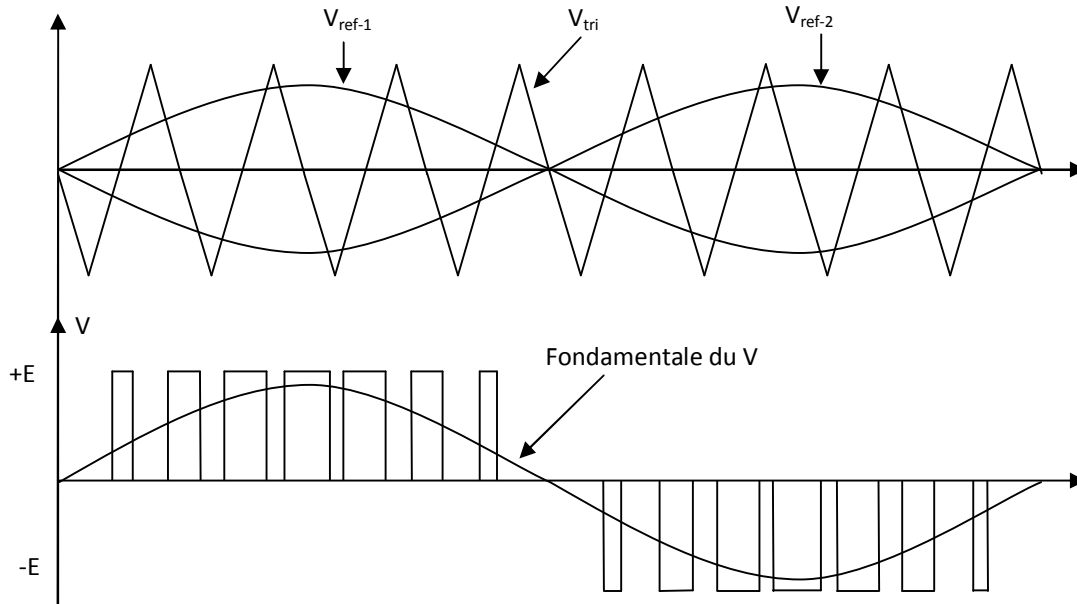


Figure 1.8 Les signaux de la technique MLI unipolaire.

1.4 Alimentation sans coupure

Une alimentation sans interruption statique typique est composée d'un redresseur, d'un onduleur, et d'un ensemble de batteries. La configuration de chaque bloc peut varier d'une application à une autre.

1.4.1 Domaines d'application

Les alimentations sans interruption trouvent plusieurs domaines d'application tel que :

- les équipements médicaux,
- les systèmes de sécurité,
- les systèmes de stockage de données,
- les systèmes informatiques, les équipements de secours, les télécommunications, les traitements industriels, et les systèmes de gestion en ligne.

1.4.2 Caractéristiques d'alimentation sans interruption

Généralement, une alimentation sans interruption idéale devrait avoir les caractéristiques suivantes :

- Une tension de sortie sinusoïdale régulée ayant un faible taux de distorsion d'harmonique (THD) indépendant des variations de la tension d'entrée ou de la charge linéaire Un temps de transfert nul du mode normale au mode de secours et vice-versa.
- Un courant d'entrée sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire.
- Une précision élevée.
- Une aptitude au recours à la source auxiliaire en cas de défaut interne.
- Un rendement élevé.
- Une faible interférence électromagnétique (EMI) et un faible bruit acoustique.
- Un isolement électrique de la sortie, de l'entrée et de la batterie.
- Un entretien réduit.
- Un prix réduit, un faible poids et une taille non volumineux.

Aucune topologie des UPS ne répond à toutes ces exigences simultanément. Chaque topologie essaye d'améliorer un ou plusieurs de ces caractéristiques provoquant une grande variété de configurations des UPS. Le choix d'une topologie particulière dépend de l'application et de l'optimisation des caractéristiques désirées.

1.4.3 Classifications des alimentations sans interruption (UPS)

Les alimentations sans interruption (UPS) peuvent être classées en trois types : rotative, statique et hybride (rotative/statique).

1.4.3.1 Alimentation sans interruption rotative

Une alimentation sans interruption rotative typique est montrée dans la figure 1.9 Elle est composée :

- d'un moteur à courant alternatif (CA),
- d'une machine à courant continu (CC),
- d'une génératrice à CA,
- d'un ensemble de batteries.

Les machines électriques sont mécaniquement couplées. Il y'a deux modes de fonctionnement :

Le mode de fonctionnement normal :

Le réseau alimente le moteur à courant alternatif, qui entraîne la machine à CC. Cette dernière entraîne la génératrice à CA, qui elle même alimente la charge.

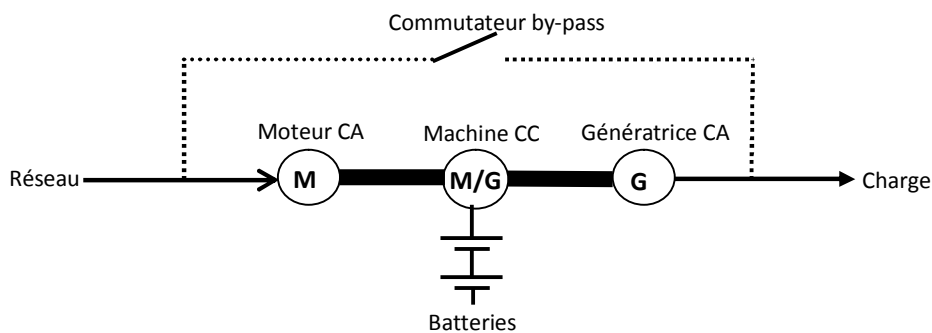


Figure 1.9. Alimentation sans interruption rotative avec batteries.

1.4.3.2 Alimentation sans interruption statique “on-line”

La figure 1.10 illustre le principe général d'une alimentation sans interruption statique

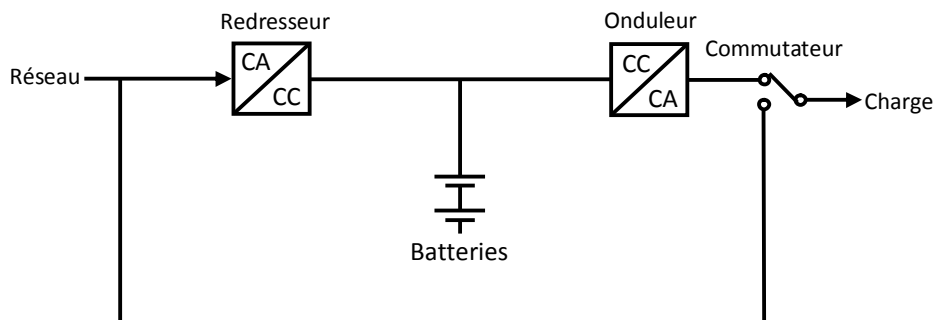


Figure 1.10. Alimentation sans interruption statique “on-line”.

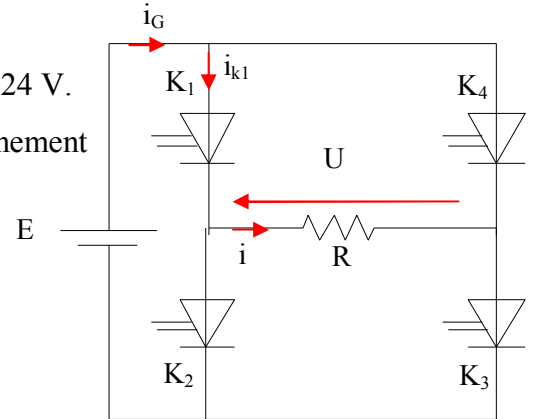
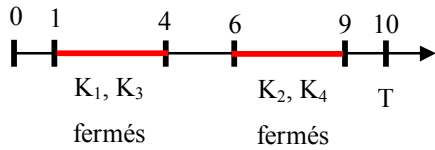
Série d'exercices avec solution

Exercice 1

On réalise le montage suivant en utilisant quatre interrupteurs électroniques, fonctionnant deux par deux :

Le générateur de tension continue a une f.e.m. E égale à 24 V.

La charge est une résistance de valeur $R = 100 \Omega$. Le fonctionnement des interrupteurs est résumé sur le diagramme ci-dessous :



Les interrupteurs sont supposés parfaits.

- Représenter les chronogrammes:
 - de la tension U aux bornes de la charge, des courants i , i_{K1} et i_G .
 - Calculer la valeur efficace de la tension $U(t)$.

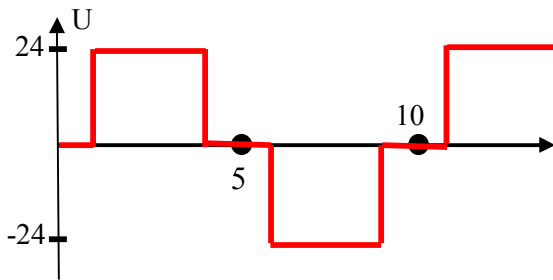
En déduire la valeur efficace du courant i et la puissance reçue par la charge.

- Calculer la valeur moyenne du courant débité par le générateur.

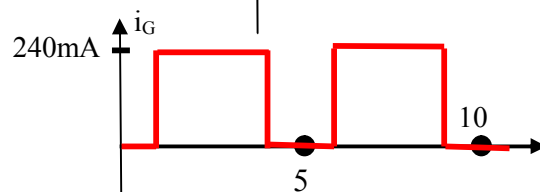
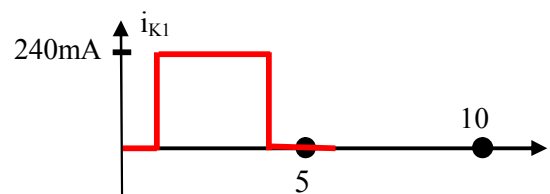
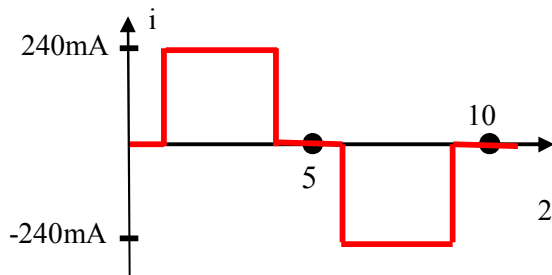
En déduire la puissance fournie par le générateur et le rendement de l'onduleur. Commentaire ?

Corrigé

- La tension U aux bornes de la charge



- Les courants i , i_{K1} et i_G .



-

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\tau}^{\frac{T}{2}-\tau} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+\tau}^{T-\tau} E^2 dt} = E \sqrt{1 - \frac{2\tau}{T}} = 24 \sqrt{1 - \frac{2}{5}} = 18.6V$$

- En déduire la valeur efficace du courant i et la puissance reçue par la charge

$$i_{\text{eff}} = \frac{U}{R} = 186\text{mA} \Rightarrow R i_{\text{eff}}^2 = 3.46W$$

4.

$$i_{\text{Gmoy}} = \frac{240 * 3}{5} = 144\text{mA}$$

- En déduire la puissance fournie par le générateur et le rendement de l'onduleur

$$E * i_{\text{Gmoy}} = 3.46W$$

Rendement : 100%

- Commentaire ?

Le rendement est de 100 % car les interrupteurs sont supposés parfaits (ce qui n'est évidemment pas le cas en pratique).

Exercice 2

Nous allons montrer que dans le cas où la charge est équivalente à une résistance R en série avec une inductance L , si la capacité de $C_1=C_2$ est grand, on a un fonctionnement onduleur avec:

$$V_{C_1}(t) \approx V_{C_2}(t) \approx \frac{E}{2}.$$

- 1) En utilisant la loi des nœuds en B, montre qu'en régime périodique, on a nécessairement $i_{\text{moy}} = 0$.
- 2) En fonctionnement onduleur donc à rapport cyclique 1/2. En déduire que la tension moyenne aux bornes de C_2 est $V_{C_2\text{moy}} = \frac{E}{2}$.
- 3) Sachant que E est constant, et que $C_1=C_2$, montre que $i(t) = 2i_{C_2}(t)$

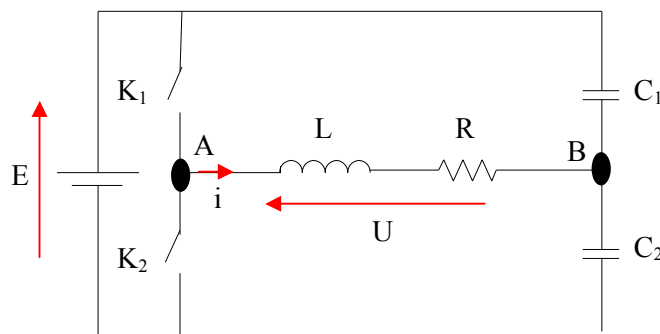


Figure 2

Corrigé

$$1) \quad i(t) = i_{C_2}(t) - i_{C_1}(t) \Rightarrow i_{\text{moy}} = i_{C_2\text{moy}} - i_{C_1\text{moy}}$$

En régime périodique, le courant moyen dans un condensateur est nul, donc : $i_{\text{moy}} = 0 - 0 = 0$

$$2) \quad V_{K_2}(t) = \frac{E}{2} = Ri_{\text{moy}} + \left[L \frac{di(t)}{dt} \right]_{\text{moy}} + V_{C_2\text{moy}} = 0 + 0 + V_{C_2\text{moy}}$$

$$3) \quad i(t) = i_{C_2}(t) - i_{C_1}(t) = C_2 \frac{d(V_{C_2}(t))}{dt} - C_1 \frac{d(E - V_{C_2}(t))}{dt} = (C_1 + C_2) \frac{d(V_{C_2}(t))}{dt}$$

$$i(t) = 2C_2 \frac{d(V_{C_2}(t))}{dt} = 2i_{C_2}(t)$$

Série d'exercices non corrigés

Exercice 1

Le schéma électrique considéré est celui de la figure 1.

- 1) Chercher l'expression de $i(t)$ puis représenter les allures de $U(t)$ et $i(t)$ en régime permanent sur une période complète en prenant $T = \tau$.
- 2) Indiquer les intervalles de conduction de T_1 , T_2 , D_1 et D_2 sur le graphe.
- 3) Expliquer le rôle des diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 .

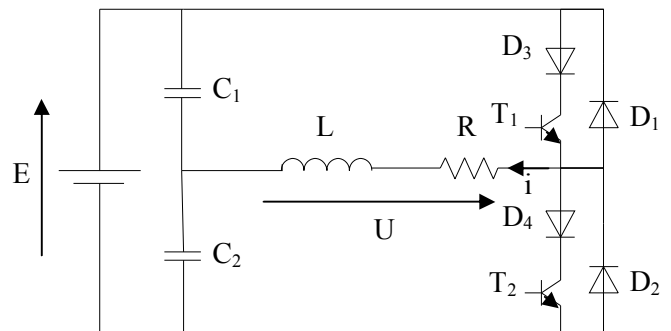


figure 1

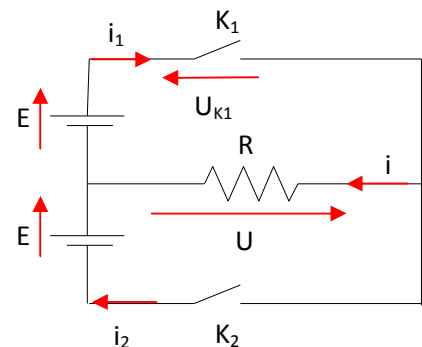
Exercice 2 :

Le schéma suivant représente le modèle simplifié d'une partie de l'onduleur :

- $E = 127 \text{ V}$. K_1 et K_2 sont des interrupteurs parfaits.
- Entre 0 et $T/2$: K_1 fermé et K_2 ouvert.
- Entre $T/2$ et T : K_1 ouvert et K_2 fermé.

La charge est résistive. T désigne la période de fonctionnement des interrupteurs.

1. Quel type de conversion de l'énergie électrique effectue un onduleur ?
2. Quelle est la valeur de $U(t)$ quand K_1 est fermé et que K_2 est ouvert ?
3. Quelle est la valeur de $U(t)$ quand K_2 est fermé et que K_1 est ouvert ?
4. Représenter l'évolution de la tension $U(t)$.
5. Quelle est la valeur efficace de $U(t)$?



Chapitre 2 : Moteur à courant continu

Principe- structure et caractéristiques - Variation de vitesse

2.1 Fonctionnement et réversibilité

En déplaçant un conducteur fermé dans un champ magnétique, on engendre un courant (cas de la génératrice). Inversement, ce même conducteur, parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique, est soumis à une force électromagnétique (cas du moteur). Ces deux principes sont présents dans

une machine à courant continu « C.C », qui est donc réversible. On a deux parties principales, séparées par un entrefer :

- un inducteur qui crée le champ magnétique (excitation) ;
- un induit dont le but est de produire le courant (génératrice), ou d'alimenter les conducteurs en courant électrique (fonctionnement en moteur).

2.2 Constitution

- L'inducteur, au stator, est la partie fixe, parfois c'est un aimant permanent, pour les petites puissances, mais en général c'est un électroaimant constitué de deux bobines en série qui, alimentées en courant continu, créent un pôle nord et un pôle sud (Figure 2.1). Le champ magnétique dans l'entrefer est maximal dans l'axe des pôles, et nul dans la direction perpendiculaire à cet axe, appelée ligne neutre.

- L'induit au rotor, est la partie tournante. C'est un cylindre ferromagnétique feuilleté constitué d'encoches dans lesquelles sont répartis des conducteurs.

C'est un enroulement fermé sur lui-même. Calé sur le rotor se trouve le collecteur, constitué de lamelles conductrices isolées entre elles. Le courant est acheminé dans le cas du moteur, ou récupéré dans le cas de la génératrice, grâce à deux balais en carbone frottant sur le collecteur.

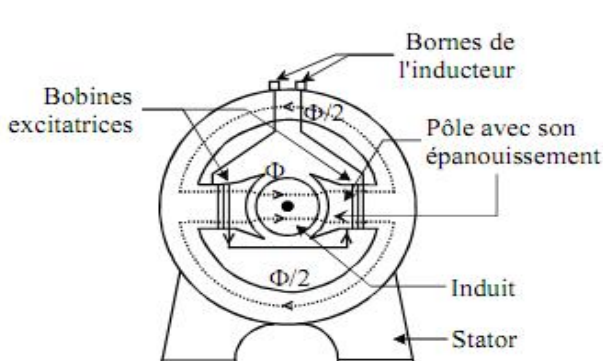


Figure 2.1 . Machine bipolaire

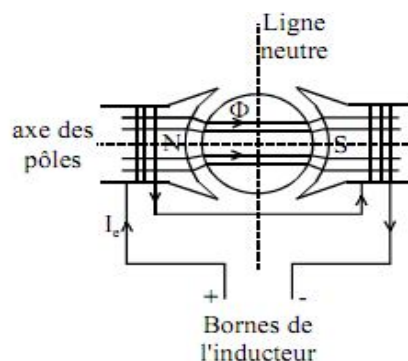


Figure 2.2. Inducteur

• **Rôle du collecteur.** Il change le sens du courant (commutation) dans les conducteurs lors du franchissement de la ligne neutre, permettant ainsi aux forces d'agir dans le même sens (Fig.2.3)

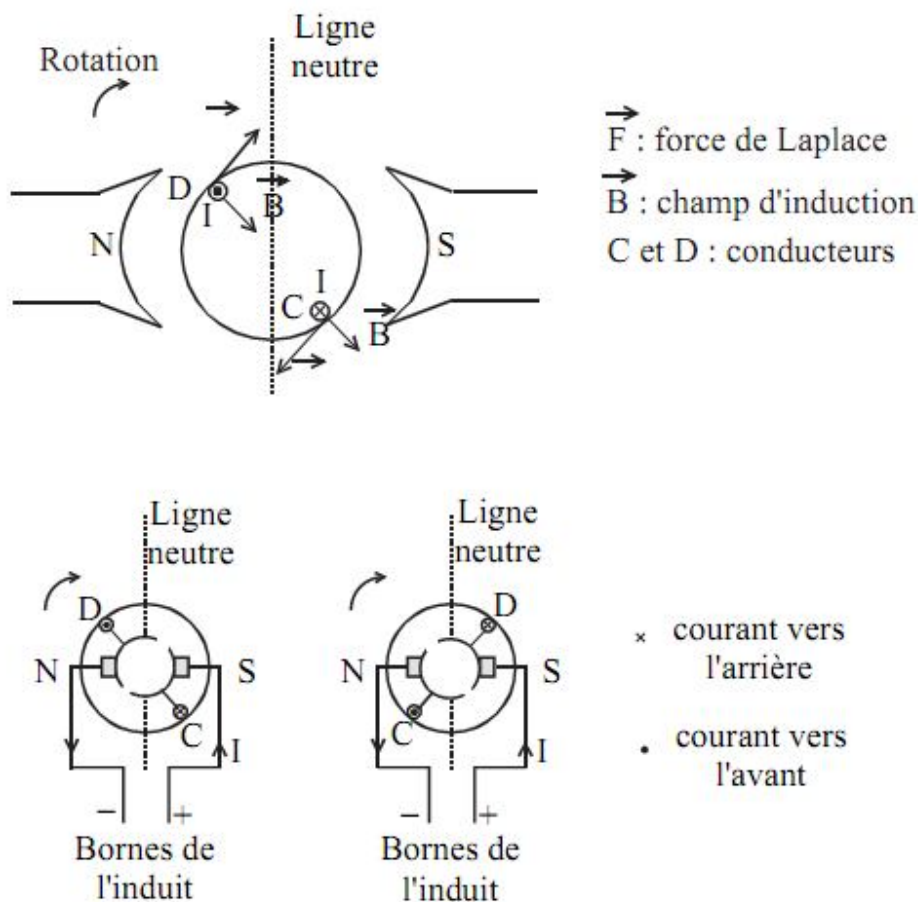


Figure2.3. Rôle du collecteur

Remarques :

- Le collecteur et les balais sont les points faibles d'une machine à CC.
- Une machine bipolaire comporte deux voies d'enroulement en parallèle, une voie d'enroulement étant l'ensemble des conducteurs entre les balais. Chaque voie est traversée par la moitié du courant d'induit.

Symbole et conventions (Figure 2.4).

La plaque signalétique indique les valeurs nominales des grandeurs de l'induit et de l'inducteur, le mode d'excitation, la vitesse nominale et la puissance mécanique utile dans le cas du moteur.

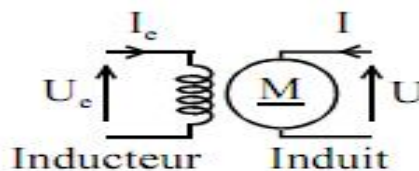


Figure (2.4) Symbole et conventions

On peut écrire en régime permanent

$$U_e = r i_e \quad , \quad U = E + R I \text{ (appelée équation de l'induit)}$$

Et en régime transitoire :

$$U = E + RI + L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

R : Résistance de l'induit , E : fém (V) , r : Résistance de l'inducteur , i_c : Courant d'inducteur

I : Courant d'induit , L : L'inductance d'induit .

Expression de la fém : L'induit étant en rotation, les conducteurs coupent le flux magnétique inducteur et sont le siège d'une tension induite alternative. Le collecteur redresse cette tension ; le nombre d'encoches étant important, la fém E entre les balais est quasiment continue.

$$E = \frac{p}{a} N n \Phi \text{ ou } E = K \Phi \Omega \text{ avec } K = N/2\pi$$

E : fém (V) ; N : nombre de conducteurs actifs de l'induit ; Φ : flux sous un pôle de l'inducteur (Wb) ; n et Ω : vitesse de rotation (n en tr/s, et Ω en rad/s). p : nombre paire de pole, a : nombre de voie .

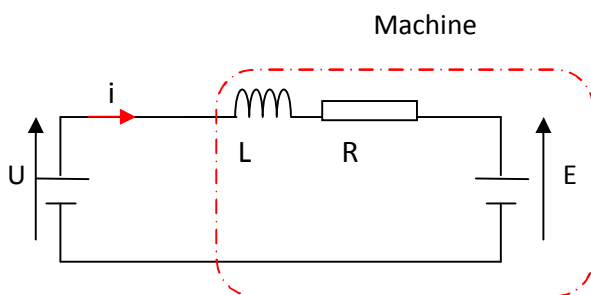
Remarques :

- Le collecteur est un redresseur de tension tournant.
- Si le flux est constant (cas fréquent), E = kV est directement proportionnelle à la vitesse.
- Le courant dans l'induit provoque un champ magnétique qui modifie la fém: c'est la réaction magnétique d'induit, qu'on atténue en disposant des enroulements supplémentaires au rotor.

2.3 Schémas équivalents de la machine, fonctionnements en moteur et en génératrice

Le schéma équivalent de la machine à courant continu est commun à tous les régimes de fonctionnement, à la convention de représentation du courant près. On représente ce schéma, les diverses conventions et les équation caractéristiques de la machine sur la figure 2.5. On retiendra tout particulièrement sur cette figure , les relations reliant les grandeurs électriques et mécaniques.

a .fonctionnement en moteur



Equation électrique :

$$U = R.I + L \frac{di}{dt} + E \quad (2.2)$$

Equation mécanique :

$$\Sigma \text{ couples} = C - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.3)$$

Figure (2.5) : Schéma équivalent en fonctionnement moteur

b .fonctionnement en génératrice

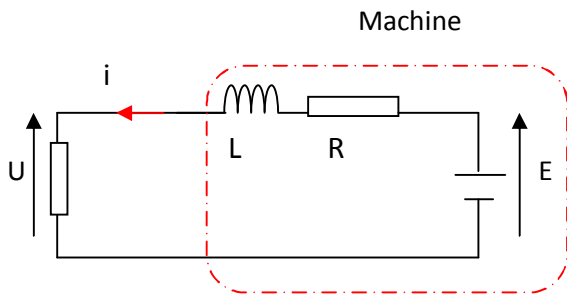


Figure (2.6) : Schéma équivalent en Fonctionnement génératrice

Equation électrique :

$$E = R \cdot I + L \frac{di}{dt} + U \quad (2.4)$$

Equation mécanique :

$$\Sigma \text{ couples} = C_{\text{moteur}} - C = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.5)$$

Dans tous les cas, on retiendra les relations :

$$C = K\Phi I \text{ et } E = K\Phi\Omega \quad (2.6)$$

Ou en fonction du courant d'inducteur

$$C = K' I_e I \text{ et } E = K' I_e \Omega \quad (2.7)$$

Remarques importantes :

➤ Le bobinage inducteur, traversé par un courant continu, représente une résistance R_e non représentée sur les schémas. Il se produit ainsi les pertes Joules $R_e \cdot I_e^2$ dans ce bobinage.

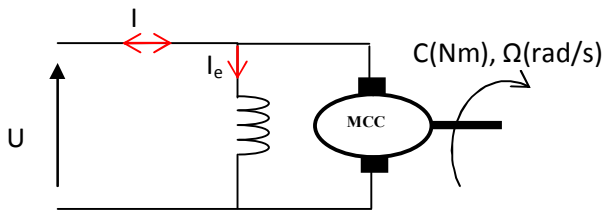
➤ L'inductance représentée sur les schémas équivalents est sans effet dès lorsqu'on s'intéresse à un régime permanent. En effet dans ce cas le courant qui la traverse est constant et la tension à ses bornes nulle.

Les deux formules apparaissant sur les deux figures (2.5) et (2.6) sont fondées sur l'identification de la puissance électrique ($E \cdot I$) avec la puissance mécanique ($C\Omega$). C'est le cas si on considère le couple de pertes mécaniques comme faisant partie intégrante du couple de charge de la machine.

2.4 Montages série et parallèle (shunt)

Les montages série et parallèle consistent à se servir de la source de tension alimentant l'induit pour alimenter, en série ou parallèle avec ce dernier, le bobinage inducteur. On représente dans la figure 2.6 les schémas électriques correspondants ainsi que les considérations à retenir.

Moteur ou génératrice « Série »

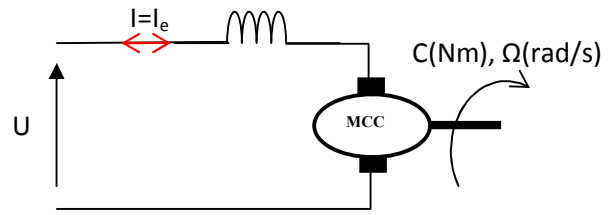


$$C = K I_e I \text{ et } E = K I_e \Omega$$

Soit

$$C = K I^2 \text{ et } E = K I \Omega$$

Moteur ou génératrice « Shunt »



$$C = K I_e I \text{ et } E = K I_e \Omega$$

Soit

$$C = \frac{K I U}{R_e} \text{ et } E = \frac{K \Omega U}{R_e}$$

Figure 2.6 : Montages du moteur série et parallèle

Remarques :

➤ En montage série, le bobinage inducteur doit pouvoir supporter le courant d'induit et ne présenter donc qu'une faible résistance pour représenter une faible chute de tension et ne pas nuire au rendement.

➤ En montage parallèle, le bobinage inducteur doit pouvoir supporter la pleine tension d'induit, et donc présenter une résistance assez grande.

➤ Les formules mises en évidence sur la figure 2.6 montrent que le moteur série a tendance à s'emballer s'il n'est pas chargé, c'est-à-dire si le moteur consomme peu de courant. En réalité lors d'une absence de charge il accélère fortement ce qui diminue considérablement le courant mais aussi le couple, l'emballement est ainsi finalement assez rare. Par contre, il développe un couple proportionnel au carré du courant I, c'est en conséquence un montage très utilisé en traction électrique.

➤ Les formules mises en évidence sur la figure 2.6 montrent que le moteur shunt a tendance à consommer un courant très fort sous faible tension.

➤ La génératrice série est très peu utilisée étant donné que la tension produite est très faible à vide, le moteur étant alors très peu excité (uniquement par le champ rémanent en réalité).

➤ La génératrice shunt s'auto-amorçe à partir du champ rémanent dans le matériau du circuit magnétique. Pour favoriser ce phénomène, on démarre la machine à vide avant de connecter les charges lorsque la tension s'est stabilisée.

2.5 Bilans de puissance dans la machine à courant continu et rendement

Il est important d'identifier les divers éléments du schéma équivalent en terme de puissance. Il est également important de porter une attention particulière à l'expression du rendement de la machine en fonction de son régime de fonctionnement (moteur ou génératrice). On représente sur la figure 2.7 l'écoulement des puissances au sein de la machine dans les deux types de fonctionnement, ainsi que l'expression des rendements correspondants.

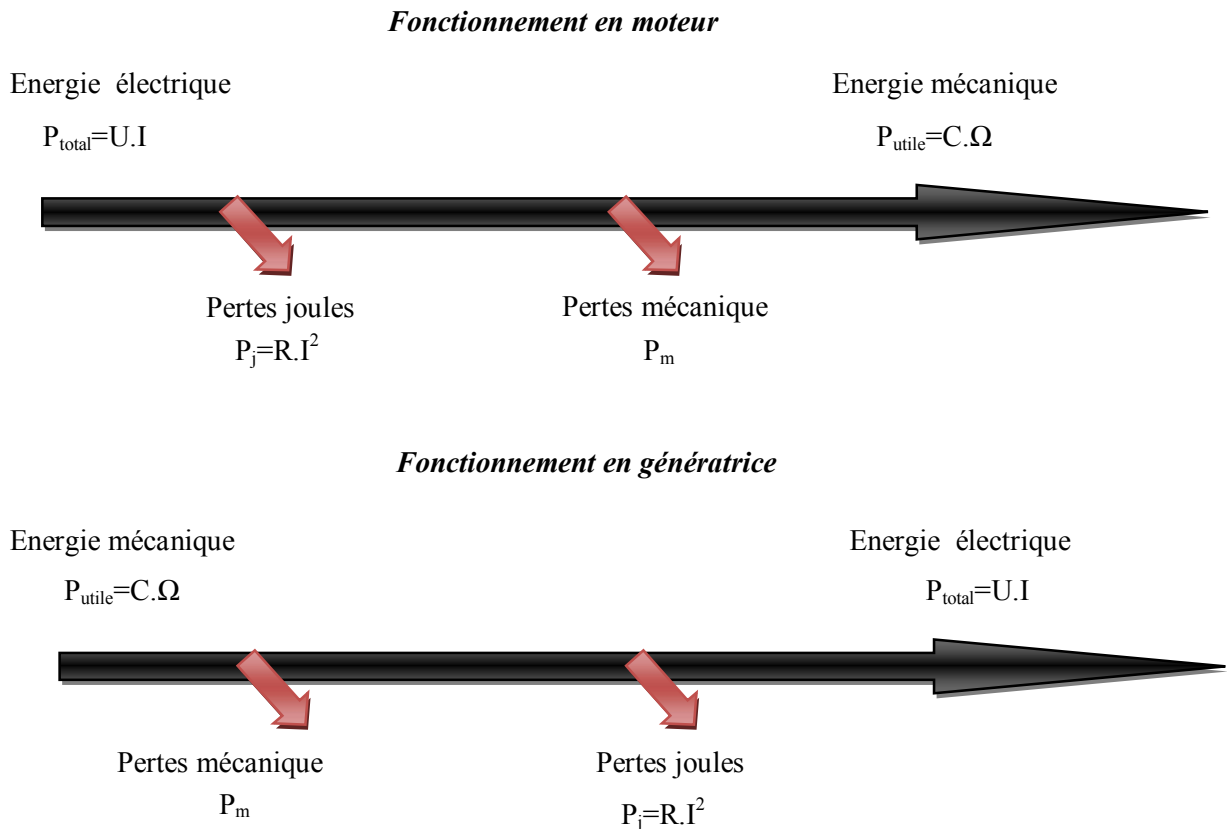


Figure 2.7 Écoulement des puissances et rendement.

2.6 Marche industrielle de la machine à courant continu

2.6.1 Procédés de réglage de vitesse

En posant $E = K \cdot \Phi \cdot \Omega$ et $C_m = K \cdot \Phi \cdot I$ on démontre que : $C_m = \frac{K\Phi}{R} U - \frac{(K\Phi)^2}{R} \Omega$

pour une machine à courant continu à excitation indépendante

Dans ces conditions, on constate qu'il y a 3 paramètres sur lesquels on peut agir :

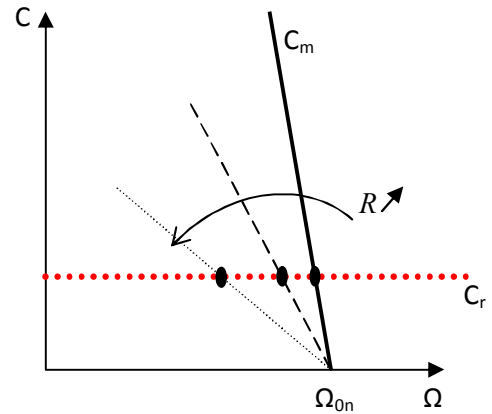
2.6.1.a Action sur R

Vitesse à vide : $\Omega_{0n} = \frac{U_n}{K\Phi_n}$

On modifie R de l'induit en insérant un rhéostat série ($U_n = U, \Phi = \Phi_n$)

- Pertes par effet joule ↗
- Le rendement ↘

Pratiquement plus utilisé



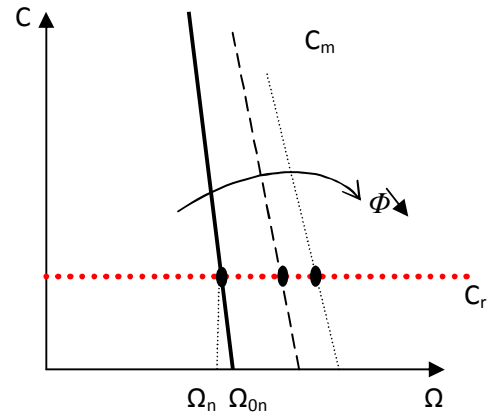
2.6.1.b Action sur Φ : $U_n = U, R = C^{ste}$

Φ ne peut être augmenté au delà de Φ_n (saturation)

- Permet d'accroître Ω au delà Ω_n (≤ 3 Ω_n)

On parle de défluxage

- Perte de couple car : $C_m = K\Phi I$ et $\Phi \leq \Phi_n$



2.6.1.c Action sur U : $\Phi = \Phi_n, R = C^{ste}$

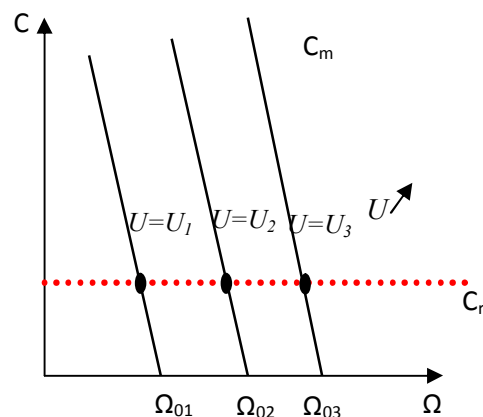
Le développement de l'électronique de puissance a permis la réalisation de sources de tension continu de valeur réglable (redresseurs commandés ou hacheurs) permettant de commander les moteurs à courant continu dans une large gamme de vitesses

On a : $\Omega_0 = \frac{U}{K\Phi}$

D'où $\frac{\Omega_{01}}{U_1} = \frac{\Omega_{02}}{U_2} = \frac{\Omega_{03}}{U_3}$

La caractéristique se déplace parallèlement à elle-même Ses avantages :

- Qualités de stabilité conservées
- Pas de pertes accrues
- Couple maintenu



2.6.2 Moteur travaillant dans les quatre quadrants

Dans certain équipements on veut :

- Travailler dans les deux sens de rotation
- Passer rapidement d'un sens à l'autre

On démarre rapidement :

- Trajet ABM_1 U passe de U_d à U_1

On inverse le couple en réduisant brusquement la tension U à U_2 (point D) puis on freine à Couple maximum

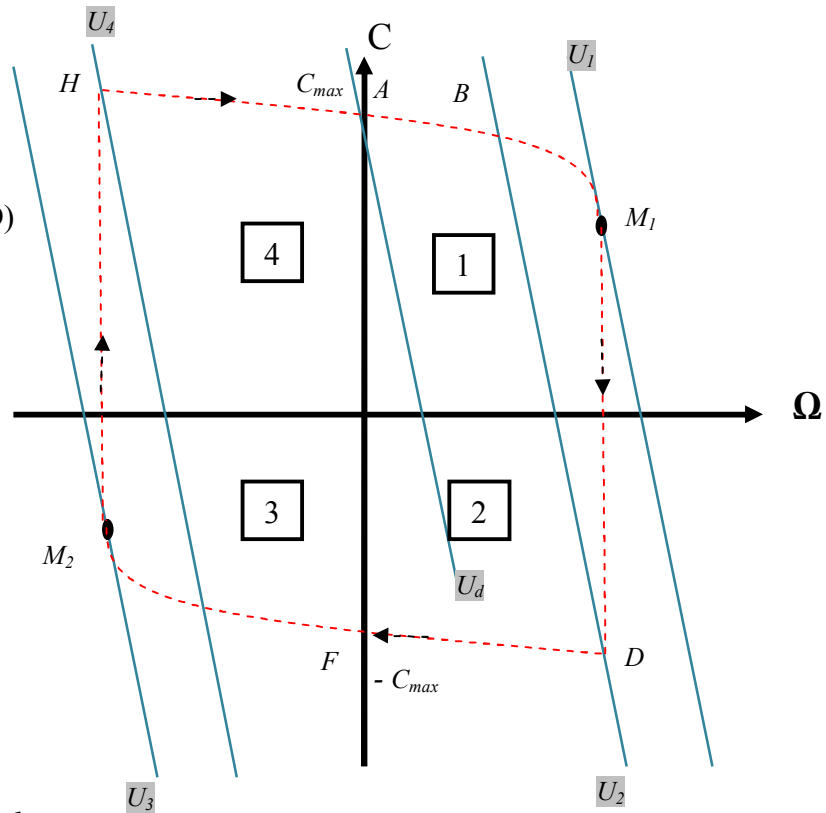
($-C_{max}$) et on démarre en sens inverse

(trajet DFM_2) Sous U_3 on inverse très

Rapidement le couple on passant

De U_3 à U_4 (point H) puis on augmente

U pour décrire le trajet $HABM_1$



Le moteur travaille dans les quatre quadrants

Le variateur de vitesse doit donc être réversible en tension et en courant

2.7 Principales structures des variateurs de vitesse pour MCC

Le variateur impose la tension moyenne $\langle u \rangle$ aux bornes de l'induit, donc la vitesse Ω . La charge impose le courant d'induit $\langle i \rangle$ on supposera que le régime de conduction continue est atteint le courant d'induit i ne s'annule jamais, on se limite aux structures suivantes.

Les machines synchrones, asynchrones et à courant continu sont naturellement réversibles. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles. Si la source ne l'est pas on ne peut pas récupérer l'énergie lors d'une phase de freinage de la machine mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipatrice). Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges.

- Quadrant I seul : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou nul (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)
- 2 Quadrants (I et II) : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)
- 3 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées

et décélération non contrôlées)

- 4 Quadrants (I à IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation quelque soit la charge entraînée le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)

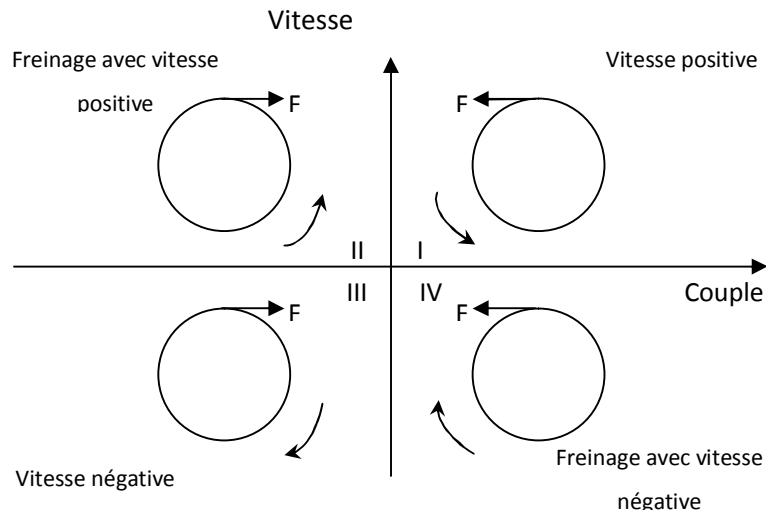


Figure 2.8 Quadrants de fonctionnement

2.8.1 Variateurs de vitesse alimentée en alternatif (réseau monophasé)

2.8.1.1 Pont mixte symétrique

Pour varier la vitesse du moteur shunt à C.C, l'induit est alimenté par un pont mixte symétrique

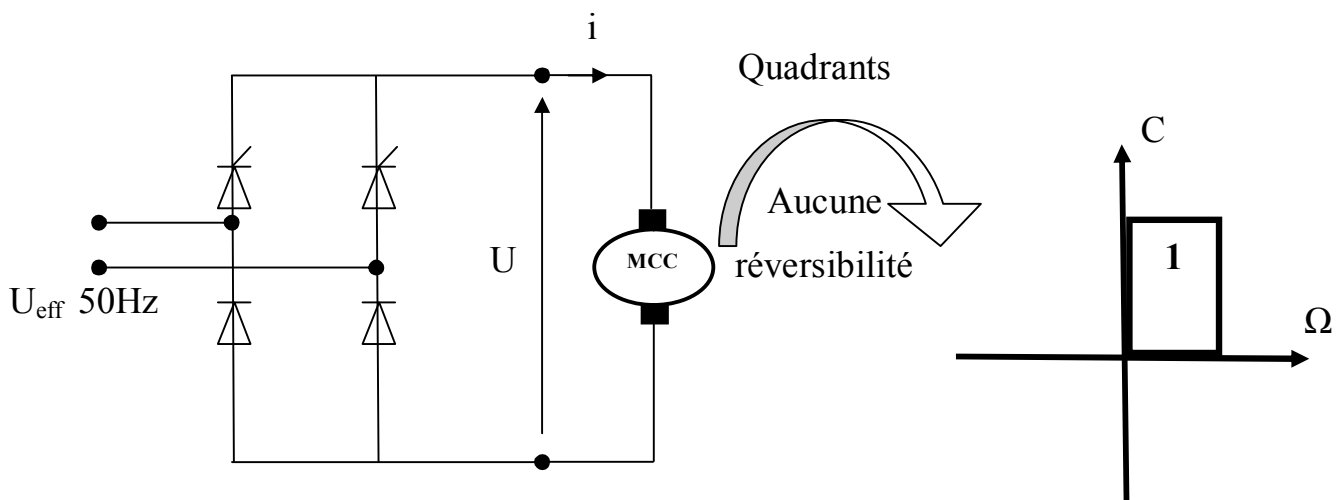


Figure 2.8 : Variation de la vitesse du MCC en utilisant pont mixte symétrique

2.8.1.2 Pont tout thyristors :

Pour la variation de vitesse de MCC en utilisant pont tout thyristors :

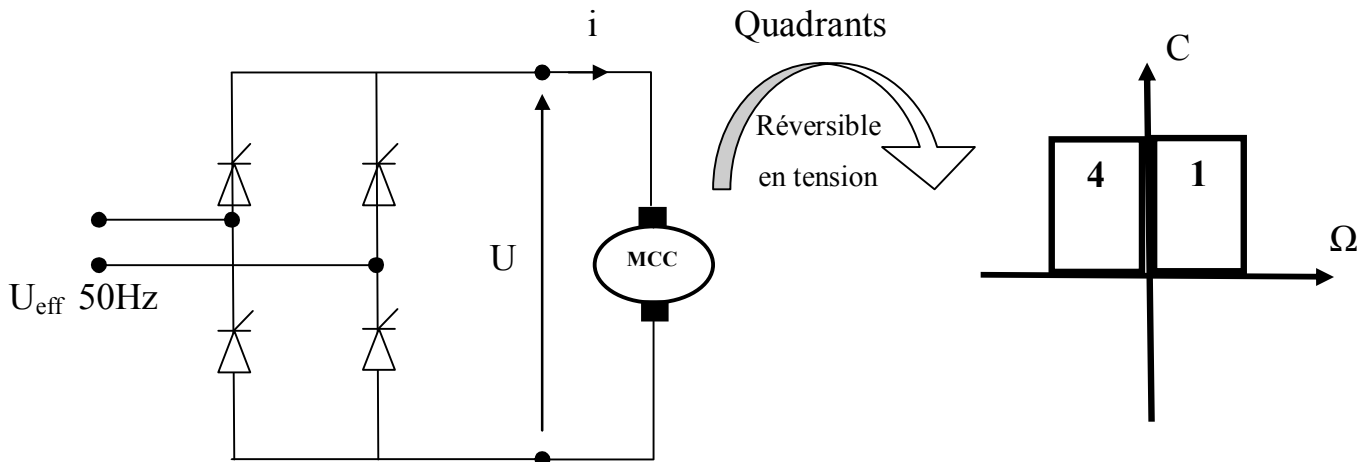
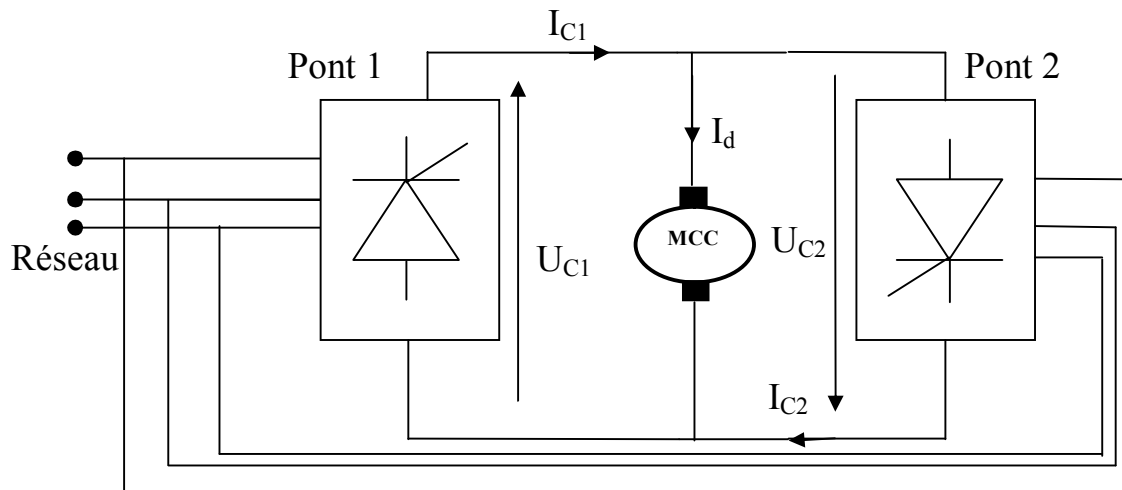


Figure 2.9 : Variation de la vitesse du MCC en utilisant pont tout thyristors

2.8.1.3 Montage réversible (tête-bêche)

Pour pouvoir fonctionner dans les quatre quadrants et obtenir des inversions de couple très rapides, il faut utiliser deux ponts tout thyristors montés tête bêche.

Pour assurer des inversions très rapides (5 à 20 ms) avec un équipement totalement statique, on doit utiliser deux montages redresseurs principaux tout thyristors montés en tête-bêche aux bornes d l'induit ; l'un fournit au moteur le courant I_d positif, l'autre le courant I_d négatif.



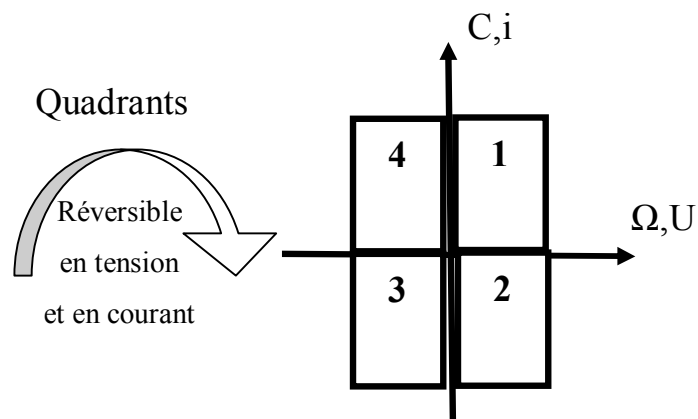


Figure 2.10 : Commande du couple et de la vitesse d'un moteur shunt à C . C . en utilisant deux pont thyristors en tête bêche

Le pont 1 assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, le pont 2 dans les quadrants 3 et 2. Suivant le mode de commande des redresseurs des deux ponts, on distingue les variateurs avec courant de circulation et sans courant de circulation.

2.9.1 Variateurs de vitesse alimentée en continu

2.9.1.1 Hacheur série

On emploie le hacheur série lorsque le moteur ne doit travailler que dans le quadrant 1

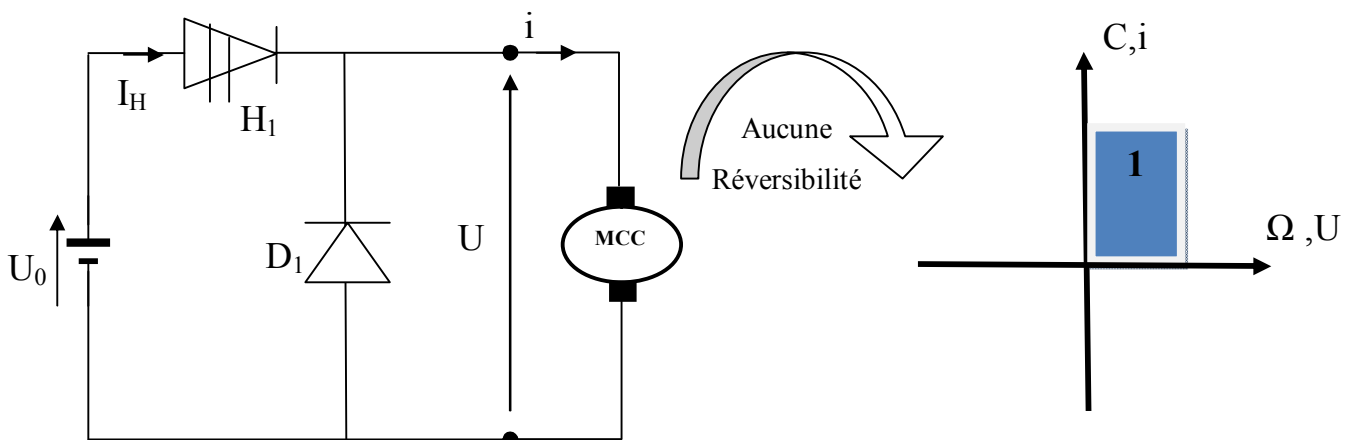


Figure 2.10 : Variation de vitesse par un hacheur série

2.9.1.2 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

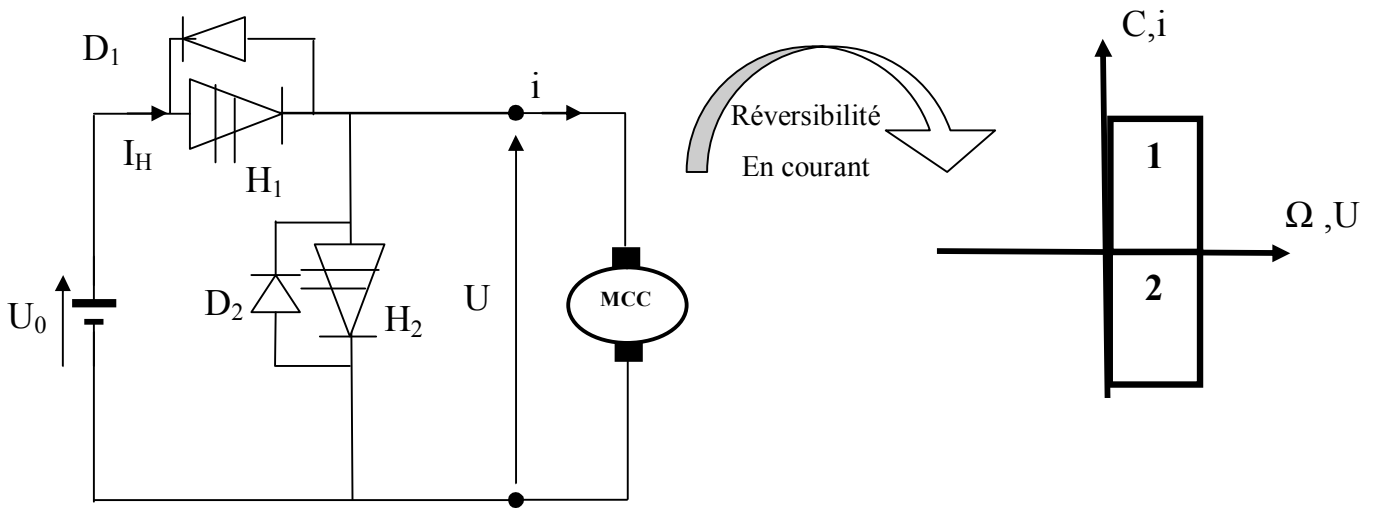


Figure 2.11 : Variation de vitesse par un hacheur réversible en courant

2.7.1.3 Hacheur réversible en tension (2 quadrants)

La structure recherchée doit permettre une réversibilité en tension de la source de courant qui reste unidirectionnelle en courant.

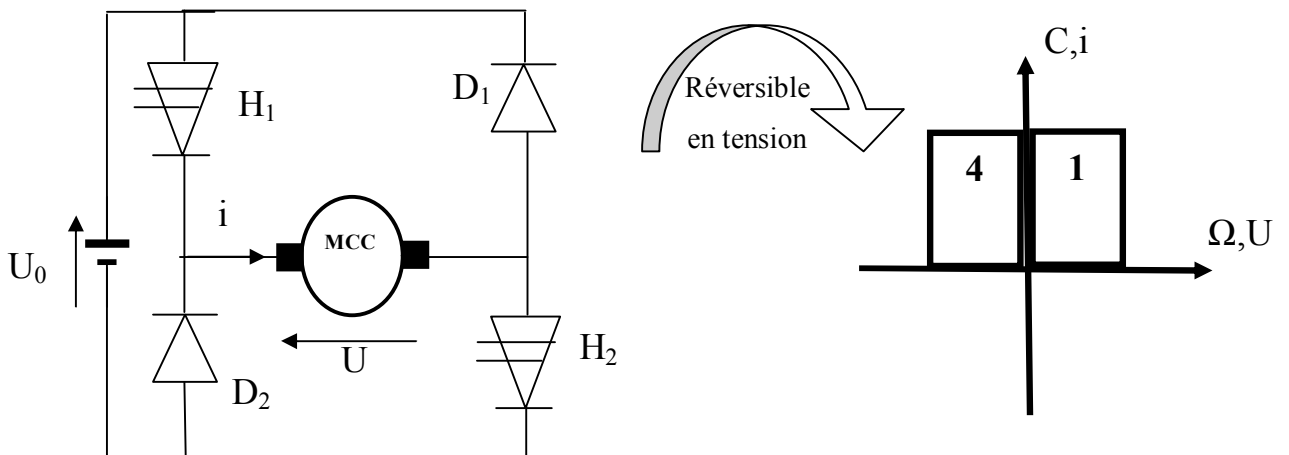


Figure 2.12 Association hacheur (2 quadrants)-MCC

2.9.1.4 Hacheur en pont ou 4 quadrants

Lorsque le fonctionnement a lieu dans les quatre quadrants, on a recours au hacheur en pont réversible en courant et en tension.

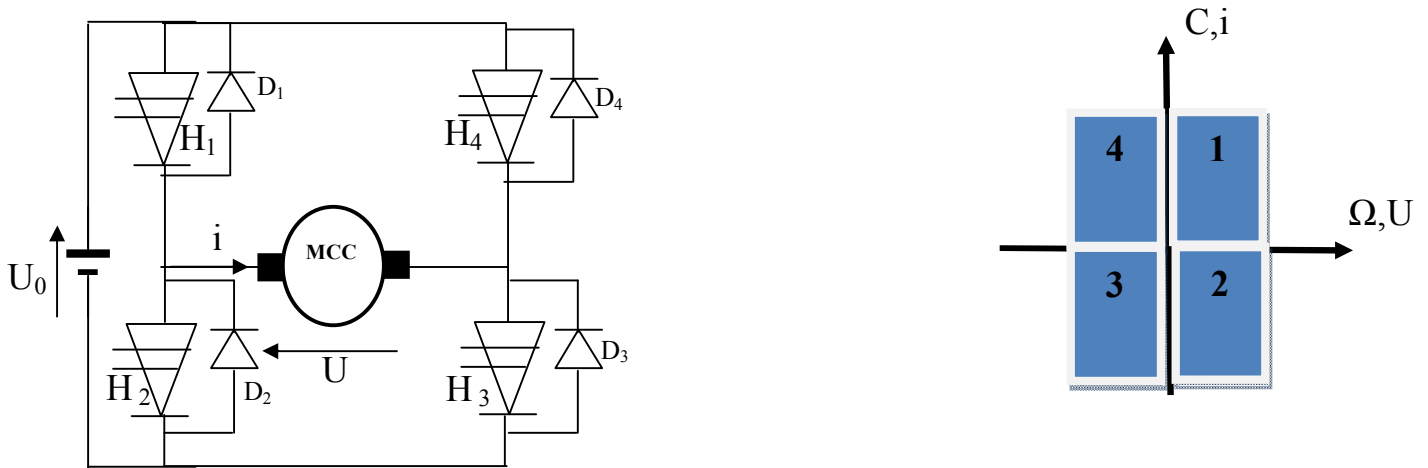


Figure 2.13 Association hacheur en pont (4 quadrants)-MCC

2.10 Régulation de vitesse des MCC

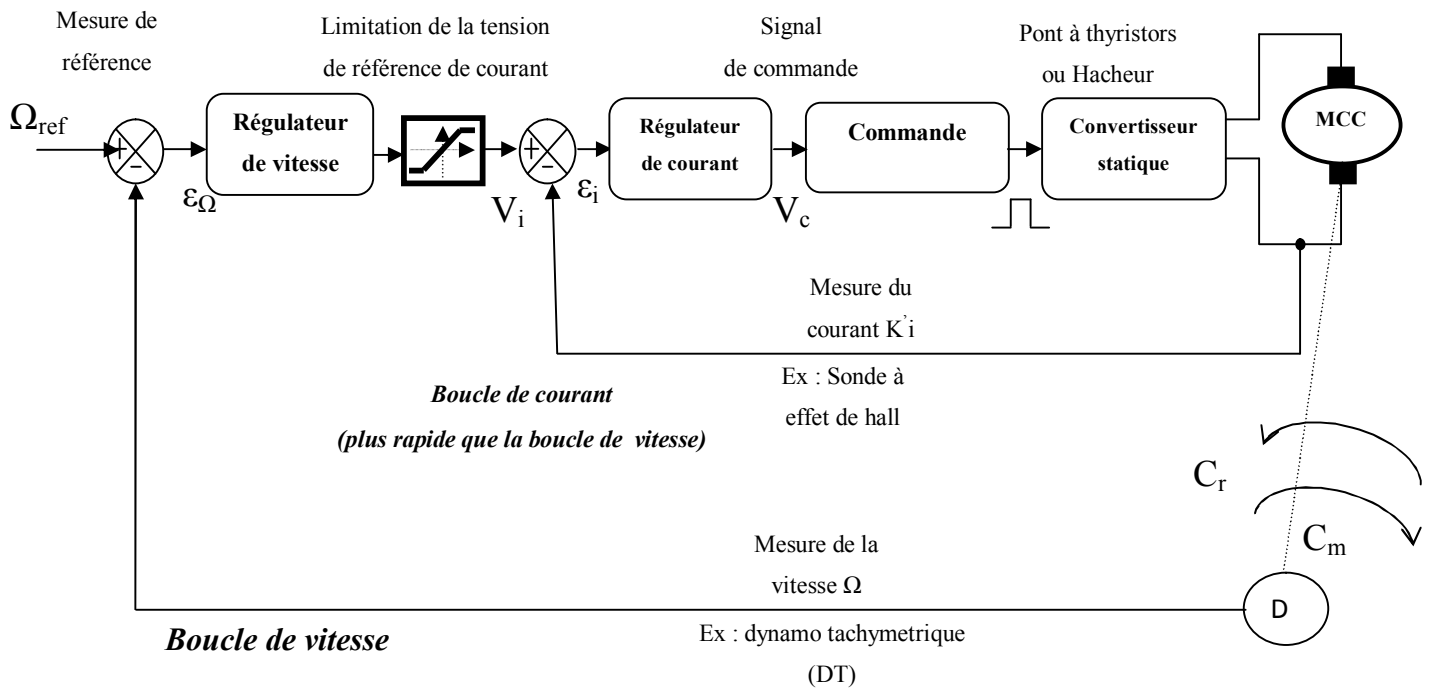
Les structures précédentes permettent de faire varier la vitesse d'une MCC sans garantir la stabilité dans le temps . En effet , en cours de fonctionnement, des éléments peuvent varier

Le couple résistant	}	<i>Perturbations</i>
La tension du réseau		
La température		

Et provoquer une modification de la vitesse réelle par rapport à celle désirée . Ainsi dans un variateur de vitesse pour MCC , on trouve très souvent un circuit de puissance associé à un dispositif de régulation . Son rôle est de piloter le variateur de façon que la MCC impose à la charge les conditions mécaniques (couple ou vitesse ou encore position) exigées par le processus industriel.

La régulation doit être double on doit agir sur la vitesse mais aussi sur le courant pour le maintenir dans des limites acceptables lors des situations suivantes : Démarrage rapide , variation brusque brutale du couple résistant, freinage brusque ou accroissement très rapide de la consigne vitesse .

La structure d'un variateur de vitesse pour MCC comporte donc généralement deux boucles de régulation en cascade .



La grandeur principale à contrôler est la vitesse Ω . Elle fait l'objet de la boucle externe. Celle-ci compare la tension $K\Omega$ correspondant à la vitesse réelle Ω . Avec la tension de référence de vitesse Ω_{ref} image de la vitesse désirée Ω_0 (laquelle peut être évolutive) Elle fournit une tension de référence de courant V_i à la boucle de courant, laquelle contrôle la durée de conduction des interrupteurs statique (thyristor, transistor) du convertisseur.

Si la grandeur V_i est limitée, le système fonctionne alors en **régulation de courant**

$$i \text{ limité} \rightarrow C_m \text{ limité} \rightarrow \frac{d\Omega}{dt} \text{ limité}$$

Si la grandeur V_i n'est pas limitée, le système fonctionne alors en régulation de vitesse il est possible d'avoir une régulation simultanée de vitesse et de courant.

Les avantages essentiels d'une régulation en cascade sont :

- Performances de régulation globalement meilleurs qu'avec une seule boucle
- Régime transitoires plus rapide
- Effet des perturbations du processus intermédiaire moins sensible sur la boucle à principale
- * Le moteur MCC peut facilement changer de sens de rotation, il suffit d'inverser U ou Φ , il suffit de permuter les polarités de la tension d'alimentation de l'induit ou de l'inducteur.

* Ce moteur ne peut pas démarrer sous sa tension nominale (sauf moteur de faible puissance) il faut limiter la tension au moment du démarrage. sinon le courant absorbé serait excessif. En effet

$$U = E + RI \text{ donc } I = \frac{U-E}{R} \text{ mais au démarrage (E=0 car } \Omega=0) \text{ donc } I_d = \frac{U}{R}$$

* Le point sensible de cette machine est son collecteur qui lui interdit :

- Des vitesses élevées (plus de 3000 tr/min pour des moteurs de puissance moyenne)
- Des tensions d'alimentation élevées ($U < 1500V$) (Isolement entre lames)
- Des très fortes puissances (plus de 1MW)

Sa présence nécessite un entretien suivi et empêche l'emploi dans les atmosphères explosives .

Série d'exercices N° :2

Exercice 1 : Un moteur à C .C . de 560 kW (750 hp), 250 V .1200 tr/min est alimenté à partir d'un réseau triphasé à 208 V par un convertisseur triphasé en pont utilisant des thyristors (Figure 1) .

L'induit possède une résistance de 4 mΩ et son courant nominal est de 2500 A. Calculer :

- l'angle de retard à l'amorçage α requis lors quele moteur fonctionne à pleine charge
- l'angle d'allumage a requis afin que le moteur développe son couple nominal à une vitesse de 400 tr/min
- Calculer la puissance réactive absorbée par le convertisseur lorsque le moteur développe son couple nominal à 400 tr /min .

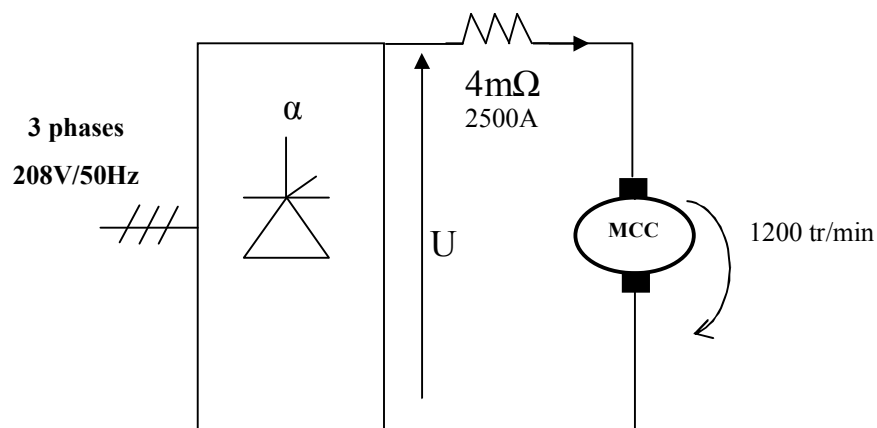


Figure 1 : MCC fonctionne à pleine charge

Exercice n° 2 :

Dans le catalogue de fabricants français de moteurs **LEROY SOMER**, les caractéristiques électriques du moteur à courant continu à excitation indépendante **MS 1322 M-33** sont données dans le tableau suivant :

P_u kW	Vitesse n en tr/min pour la tension d'induit U 160 V 180 V 260 V 310 V	C_u Nm	A	Rendement hors excitation	R_{induit}
3,1	740	40	25	0,77	1,32
3,5	850	40	25	0,78	1,32
5,4	1300	40	25	0,83	1,32
6,6	1590	40	25	0,85	1,32

Le moteur sera utilisé à excitation indépendante **constante**.

Détermination de la constante de fcém K_e et du couple de pertes C_p

2.1/ Tracer la courbe n (tr/min) = $f(U)$ pour $I = 25$ A .Prolonger cette courbe jusqu'à $n = 0$.

Justifier la valeur de U pour $n = 0$.

2.2/ Justifier l'allure de $n_{(tr/min)} = f(U)$ pour $I = 25 \text{ A}$ en donnant son équation théorique.

Déduire de la courbe la valeur de K_e .

2.3/ Justifier la valeur du rendement pour $U = 180 \text{ V}$.

2.4/ Exprimer P_{fm} les pertes fer et mécanique en fonction de $U, I, \text{Réduit}$ et P_u .

2.5/ Tracer pour les points de fonctionnement donnés dans le tableau la courbe $P_{m} = f(n_{(tr/min)})$. Approcher cette courbe par une droite passant par l'origine et estimer la valeur de la constante $P_{fm} / \Omega_{(rad/s)}$. Que représente cette constante ?

2.6/ Etablir l'équation numérique de $C_u = f(I)$ compte tenu des résultats précédents.

Justifier alors la valeur de C_u du tableau.

Caractéristique mécanique $C_u = f(n_{(tr/min)})$ du moteur

On suppose désormais que $K_e = 1,66 \text{ Vs/rad}$, $K_c = 1,66 \text{ Nm/A}$ et $C_p = 2 \text{ Nm}$.

3.1/ Etablir les équations numériques de $C_u = f(n_{(tr/min)})$ du moteur pour $U = 160 \text{ V}$ et $U = 310 \text{ V}$.

3.2/ Tracer ces courbes .

Quelles sont les fréquences n_v de rotation à vide du moteur pour $U = 160 \text{ V}$ et $U = 310 \text{ V}$?

Exercice n° 3 :

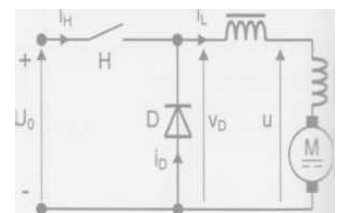
Hypothèses :- Les semi-conducteurs sont supposés parfaits ; pas de chute de tension à leurs bornes lorsqu'ils conduisent.

Le courant $i_L(t)$ dans l'inductance est ininterrompu (conduction continue).

La tension u est quasi - constante ($u = U_{moy}$) sur une période T ($T = 3,3 \text{ ms}$)

L'inductance de lissage L vaut 7 mH .

3.1/ Etude du hacheur simple : On considère le montage suivant. On donne $U_0 = 1500 \text{ V}$. L'interrupteur H symbolise un thyristor avec son circuit de blocage. Il est fermé de l'instant $t = 0$ à $t = aT$ puis ouvert de l'instant $t = aT$ à $t = T$. Sa période de fonctionnement est T . Les valeurs extrêmes de $i_L(t)$ sont notées I_{Lmin} et



I_{Lmax} .

a/ Déterminer l'équation différentielle du courant dans l'inductance pour $0 < t < aT$. En déduire l'expression de $i_L(t)$.

b/ Déterminer l'équation différentielle du courant dans l'inductance pour $aT < t < T$. En déduire l'expression de $i_L(t)$.

c/ Tracer les chronogrammes des tensions et des courants

e/ Exprimer la valeur moyenne U_{moy} de la tension u en fonction de U_0 et a .

Exercice N° 4 :

Dans un premier temps, le convertisseur d'électronique de puissance est constitué d'un pont monophasé tout thyristors. On assimile la charge à une source de courant constant de valeur $I=4A$.

On appelle ψ l'angle de retard à l'amorçage des thyristors. On a : $u(t) = 220 \sin \omega t$

4.1/ Rappeler les conditions d'amorçage et de blocage d'un thyristor et préciser la signification de l'angle de retard à l'amorçage.

4.2/ Pour un angle ψ de 45° , tracer les allures de :

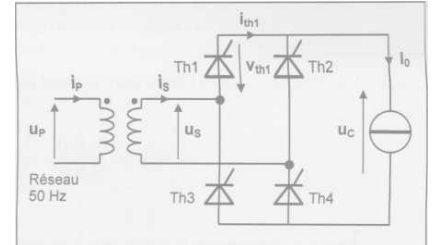
$u_s(t)$ la tension instantanée au secondaire du transformateur ;

$u_c(t)$ la tension instantanée aux bornes de la charge ;

$v_{th1}(t)$ la tension instantanée aux bornes du thyristor **Th1** ;

$i_{th1}(t)$ le courant instantané circulant dans le thyristor **Th1** ;

$i_s(t)$ le courant instantané fourni par le secondaire du transformateur.



4.3/ Donner l'expression de la valeur moyenne $U_{C_{moy}}$ de la tension redressée u_c et du facteur de puissance vu du secondaire.

4.4/ La charge est maintenant constituée de la MCC associée à une inductance de. Quelle relation existe-t-il entre u_a et u_c (i_a périodique et $i_a > 0$) ?

4.5/ Préciser les quadrants de fonctionnement de la MCC associée au convertisseur.

Exercice N° 5 :

On étudie le comportement d'un moteur électrique à courant continu à excitation séparée entraînant un ventilateur dont on désire régler la vitesse de rotation

Définitions et valeurs nominales des grandeurs utiles pour le moteur

-Réactance magnétique de l'induit négligée

- Couple de pertes négligé ; Puissance utile nominale $P_{un}=6kW$; Résistance de l'induit $R=1.4 \Omega$; Tension nominale de l'induit $U_n=400V$; Fréquence de rotation $n_n=3000$ tr/min ; Moment d'inertie $J_1=0.045$ kg.m² ; Vitesse angulaire Ω en rad/s ; courant d'inducteur i .

1.Etude en régime établi :

Le ventilateur est entraîné directement par le moteur

La courbe de la fém à vide E_v en fonction de i à fréquence de rotation nominal $n_n=3000$ tr/min , est caractérisée par les points suivants :

I(A)	0	1	2	3	4	5
$E_v(V)$	0	134	268	345	369	384

Le couple résistant C_r est lié à la fréquence de rotation n par la loi : $C_r=a.n^2+b$; C_r s'exprime en Nm en tr /min et $b=1$ Nm

- 1.1 Pour $C_r=19\text{N m}$ on a $n=3000\text{ tr/min}$, déterminer a , tracer l'allure de $C_r(n)$
- 1.2 Etablir l'expression du couple utile C_u (en Nm) sur l'arbre moteur en fonction de n (en tr/min) et de la tension U (en V) pour $i=4\text{A}=C^{ste}$
- 1.3 La valeur Maximale du courant dans l'induit est $i=23\text{A}$, tracer les caractéristiques mécaniques $C_u(n)$ pour les valeurs suivantes de la tension d'alimentation U : 105V, 210 V, 315V, 420 V.
- 1.4 Le moteur entrainant la charge, déterminer graphiquement les valeurs de n pour les différentes valeurs de U .

2. Etude en régime dynamique

On procède à un essai du moteur entrainant une charge différente de celle de la première : le couple résistant C_r (en N.m) est lié à la vitesse angulaire Ω (en rad/s) par la relation $C_r=f.\Omega$, f : valeur de frottements visqueux, $f=0.06\text{ Nm}(\text{ rad/s})$.

Dans cette seconde partie, le courant i dans l'inducteur reste constant $i=4\text{A}=C^{ste}$

On néglige désormais la résistance de l'induit R .

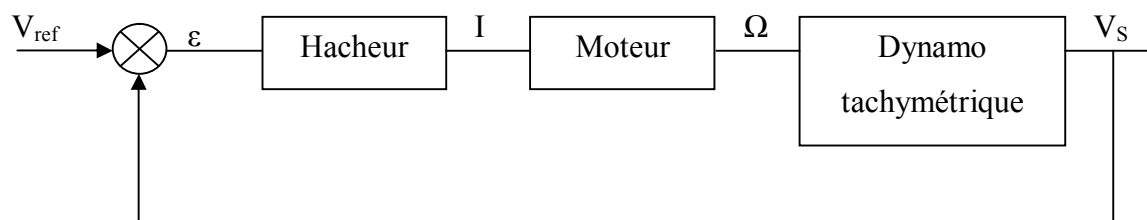
Le moment d'inertie J_2 de la charge ramené à l'arbre moteur à pour valeur : $J_2=0.011\text{kg.m}^2$.

- 2.1 le moteur, couplé directement à la charge, est à l'arrêt. On lui applique un échelon de courant $I = 19\text{A}$. Déterminer la relation $\Omega(t)$ sachant que $\Omega(0)=0$. On donnera la solution analytique puis la solution numérique.

- 2.2 Tracer le graphe correspondant en indiquant la valeur maximale de Ω

- 2.3 Au bout de quel temps t_{01} le moteur atteint-t-il sa vitesse nominale Ω_n ?

Une dynamo tachymétrique, fixée en bout d'arbre, donne une tension de 7.854 V pour $\Omega=\Omega_n$



On donne le gain k' de l'amplificateur de courant : $k'=I/\varepsilon=9.5\text{A/}$

- 2.4 Déterminer $\Omega(t)$ pour $t>0$ sachant que V_{ref} est un échelon de tension de 0 à 10V et $\Omega(0)=0$

- 2.5 Au bout de quel temps t_{02} le moteur atteint il sa vitesse nominal ? compare t_{02} à t_{01}

- 2.6 La même charge est maintenant entrainé par l'intermédiaire d'un réducteur de rapport de réduction 1/5. Déterminer en se plaçant dans les conditions de la question 2.1 la nouvelle valeur t_{03} du temps au bout du quel le moteur atteint sa vitesse nominale comparer t_{03} à t_{01} .

Chapitre 3. Moteur à courant alternatif :

- Principe, structure et caractéristiques - Variation de vitesse.

Étant donné la bonne performance des systèmes d'entraînement des machines à C.C., on peut se demander pourquoi on emploie aussi les machines à courant alternatif. En voici les principales raisons :

- 1- Les machines à C.A n'ont pas de collecteur ; par conséquent, elles nécessitent moins d'entretien
- 2- Pour une puissance et une vitesse données, les machines à C.A. sont moins chères et moins lourdes que celles à C.C .
- 3- Les machines à C.A sont plus robustes et travaillent mieux dans un environnement difficile
- 4- A cause du collecteur, la tension des machines à C.C est limitée à environ 1500 V. Par contre, la tension des machines à C.A . peut atteindre plusieurs milliers de volts, ce qui permet, pour les grosses puissances, une diminution importante du courant
- 5- La puissance des machines à C.A peut dépasser 50 000 kW, alors que celle des machines à c.c. est limitée à 2000 kW environ

La vitesse des moteurs à C.A peut atteindre 100 000 r/min tandis que celle des moteurs à c.c., à cause de la commutation, est limitée à environ 3000 r/min

3.1 Branchement des moteurs asynchrones triphasés :

Le stator d'un moteur asynchrone triphasé comporte trois enroulements identiques, qui sont couplés

- soit en étoile (Y)
- soit en triangle (Δ)

Le choix du couplage dépend des tensions du réseau et des indications portées sur la plaque signalétique .Celle-ci donne les conditions normales de fonctionnement (on dit aussi nominales)

L'utilisateur choisit le couplage qui convient par l'intermédiaire de la plaque à bornes. Elle comporte six bornes auxquelles sont reliées les entrées et les sorties des trois enroulements selon le schéma ci-contre.

3.1.1 Normalisation des bornes

Entrées U1, V1 et W1

Sorties U2, V2 et W2

3.2. Principe

* Les bobinages statoriques, alimentés par des courants triphasés de pulsation ω , créent un champ magnétique \vec{B} tournant (**théorème de Ferraris**) à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ où p est le nombre de paires de pôles au stator.

Ce champ (donc ce flux) tournant balaie le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices (fém) d'après la loi de Lenz. Le bobinage rotorique étant en court-circuit, ces fém y produisent des courants induits.

C'est l'action du champ tournant \vec{B} sur les courants induits qui crée le couple moteur. Ce dernier tend à réduire la cause qui a donné naissance aux courants, c'est à dire la rotation relative du champ tournant par rapport au rotor. Le rotor va donc avoir tendance à suivre ce champ.

Le rotor tourne forcément à une vitesse $\Omega < \Omega_s$ (d'où le terme asynchrone). En effet, s'il tournait à la même vitesse Ω_s que le champ tournant, il n'y aurait plus, ni de fém, ni de courants induits, donc plus de couple moteur.

Pour changer le signe de Ω_s (donc le sens de rotation), il suffit de permuter deux fils de phase.

a. Symboles

f, ω : fréquence et pulsation des courants statoriques

p : nombre de paires de pôles au stator (et au rotor)

Ω_s : vitesse angulaire du champ statorique ou vitesse de synchronisme

Ω : vitesse angulaire du rotor

b • Vitesse de synchronisme : $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ ou $n_s = \frac{f}{p}$ (en tr/s)

$f=50\text{Hz}$; $p=1 \rightarrow n_s = 3000 \text{ tr/min}$; $p=2 \rightarrow n_s = 1500 \text{ tr/min}$

• **Glissement:** $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$

Ce paramètre caractérise la diminution relative de vitesse en fonctionnement. On l'exprime très souvent en pourcentage

Exemple: Valeur du glissement g_n au point nominal du moteur suivant ($p = 3$).

FLS 160 L $\Delta 230 / Y 400 \text{ V} - 7,5 \text{ kW} - 965 \text{ tr/min} \cos\phi = 0,81 \eta = 0,865$.

$$g_n = \frac{1000 - 965}{1000} = \frac{35}{1000} = 3,5\%$$

Fréquence f_R des courants rotoriques :

La vitesse relative à laquelle le champ tournant balaie les conducteurs du rotor vaut (n_s), la pulsation ω_R des courants induits est égale à :

$$\omega_R = p(\Omega_s - \Omega) = \omega \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

soit $\omega_R = g \omega$ ou $f_R = g f$

- Elle varie donc avec le glissement. A l'arrêt ($\Omega = 0$), $f_R = f$ ($g = 1$).
- En marche normale, elle est très faible (car g est très petit).

3.2.1 Schéma monophasé équivalent

La machine asynchrone se comporte en fait comme un transformateur triphasé à l'arrêt. Par contre, en marche normale, étant donné que $f_R \neq f$, ceci n'est plus vrai.

Néanmoins, grâce à un artifice de calcul, on montre qu'une machine asynchrone est équivalente à un transformateur statique de rapport de transformation r_n , dont le secondaire supposé sans résistance, alimenterait une charge R_2/g .

• **Notations :**

V_1 : Tension efficace aux bornes d'une phase du stator

I_1 : Courant efficace dans une phase du stator

I_2 : Courant efficace dans une phase du rotor

m : Rapport de transformation stator / rotor défini par $m = V_{20} / V_1$

V_{20} est la tension que l'on obtiendrait aux bornes d'une bobine rotorique si celle-ci était ouverte (rotor immobile). Même définition que dans le transformateur.

R_1 : Résistance d'une phase du stator

R_2 : Résistance d'une phase du rotor

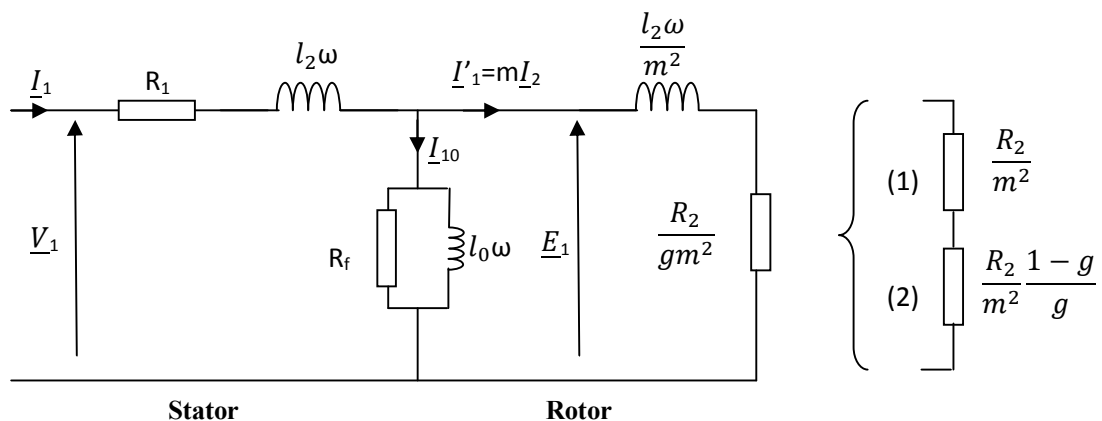
l_1 : Inductance de fuites au stator

l_2 : Inductance de fuites au rotor

L_0 : Inductance de magnétisation

R_f : Résistance modélisant les pertes ferromagnétiques

En ramenant au primaire les éléments du secondaire, on aboutit au schéma équivalent:



(1) la puissance "dissipée" dans cet élément représente les pertes Joules dans le rotor

(2) la puissance "dissipée" dans cet élément représente la puissance mécanique sur le rotor

Figure 3.1 Schéma monophasé équivalent d'une MAS

Ce schéma monophasé n'est qu'une représentation mathématique du fonctionnement en régime permanent du moteur, alimenté par le réseau à tension et fréquence constantes. En effet, deux des trois résistances ($R_2 / g m^2$ et R_f) n'ont pas de signification physique. Lorsque le moteur est alimenté à tension et fréquence variables ce schéma ne sera pas utilisable, surtout aux très basses fréquences.

La détermination des éléments du schéma équivalent s'effectue à partir d'une mesure en courant continu de la résistance du stator, d'un essai à vide et d'un essai à rotor bloqué .

3.2.2 Moteur triphasé alimenté à tension et fréquence constantes

3.2.2.1 Définitions des puissances (actives)

- *Puissance active absorbée par le moteur*: $P_a = \sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi$ (indépendant de couplage)

- *Pertes Joules au stator* : $P_{js} = 3R_1 I_1^2 \cos\varphi$ (j_1 au lieu de I_1 si le couplage est Δ)

- *Pertes fer au stator* : $P_{fs} = 3 \frac{E_1^2}{R_1}$

- *Puissance transmise du stator au rotor* : $P_{TR} = P_a - P_{js} - P_{fs} = 3 \frac{R_2}{gm^2} I_1'^2$

Elle est aussi appelée puissance électromagnétique P_{em} ou puissance transmise à travers l'entrefer. On notera la différence entre $P_{em} = C_{em} \cdot \Omega$ pour la MCC et $P_{em} = P_{TR} = C_{em} \cdot \Omega_s$ pour la MAS car c'est le champ tournant Ω_s qui est à l'origine de cette puissance

- *Pertes Joules au rotor*: $P_{JR} = 3R_2 I_2^2 = 3 \frac{R_2}{gm^2} I_1'^2$ car $I_1' = m I_2$

(relation très utilisée) : $P_{JR} = g P_{TR}$

- *Puissance mécanique sur le rotor*: $P_{méca} = P_{TR} - P_{JR} = (1 - g) P_{TR}$

La quantité $(1-g)$ est souvent appelée « rendement du rotor »

Puissance mécanique utile : $P_u = P_{méc} - P_{pm} = (1 - g) P_{TR} \rightarrow C_u = C_{em} - C_p$

En marche normale, on néglige les pertes dans le fer du rotor car elles sont proportionnelles à la fréquence $f_R = g \cdot f$ très faible des courants rotoriques.

3.2.2.2 Bilan des puissances en fonctionnement moteur et rendement

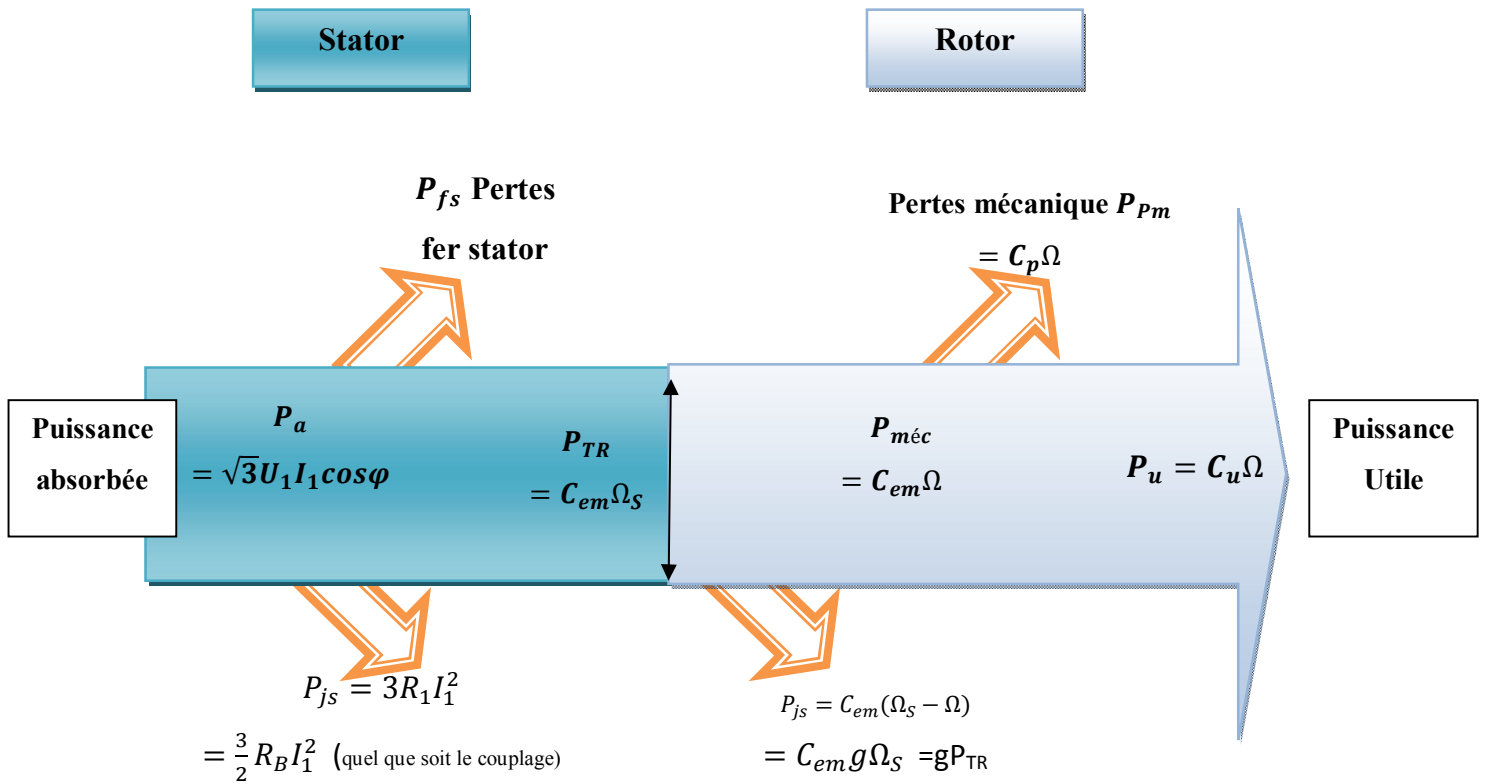


Figure 3.2 Bilan des puissances en fonctionnement moteur

RB Résistance mesurée entre deux bornes statoriques du moteur, quel que soit le couplage.

($R_B = 2R_1$ pour un couplage Y et $R_B = 2/3 R_1$ pour un couplage Δ)

3.2.2.3 Expression du couple électromagnétique C_{em} (ou C)

Dans la pratique, on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance R_1 et de l'inductance de fuites l_1 au stator. Ceci n'est plus vrai a des fréquences et des tensions faibles.

Si de plus, on néglige les pertes mécaniques: $C_u = C_{em} - C_p = C_{em}$

En posant $R = R_2 / m^2$ et $X = l_2 w / m^2$, on obtient schéma équivalent simplifié suivant:

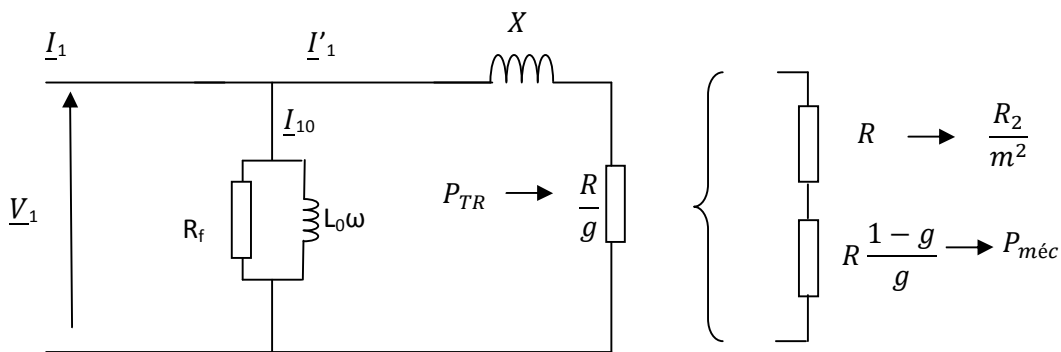


Figure 3.3 Schéma équivalent monophasé simplifié

On peut écrire $I_1 = \frac{V_1}{\sqrt{\left(\frac{R}{g}\right)^2 + X^2}}$ et il en découle que : $C_{ém} = \frac{P_{TR}}{\Omega_s} = \frac{3 \frac{R}{g} I_1^2}{w/p}$

D'où l'on tire l'expression du couple électromagnétique $C_{ém} : C_{ém} = \frac{P}{w} = \frac{3V_1^2 \frac{R}{g}}{\left(\frac{R}{g}\right)^2 + X^2}$

3.2.3 Caractéristique mécanique $C_{ém} = f(\Omega)$ de la machine asynchrone

3.2.3.1 Fonctionnement en génératrice et en moteur

$-1 < g < 0$	$0 < g < 1$
$P_{JR} > 0$	$P_{JR} > 0$
$P_{TR} = P_{JR} / g < 0$	$P_{TR} = P_{JR} / g > 0$
$P_{méc} = (1 - g) \cdot P_{TR} < 0$	$P_{méc} = (1 - g) \cdot P_{TR} > 0$
Fonctionnement en génératrice asynchrone	Fonctionnement en moteur asynchrone

Le fonctionnement en génératrice asynchrone a lieu, en particulier, toutes les fois où la charge devient entraînée et que $\Omega > \Omega_s$

3.3 Courbes caractéristiques

Les caractéristiques tracées en fonction de P_u / P_{un} présentent les allures suivantes:

- Le facteur de puissance $\cos \phi$ part d'une valeur faible (de l'ordre de 0,1). Pour le fonctionnement nominal, il est de 0,7 à 0,95 suivant la puissance du moteur.
- Le rendement η nul à vide ($P_u = 0$), prend rapidement une valeur proche de son rendement nominal (0,7 à 0,9 suivant la puissance du moteur).
- Le courant absorbé I_1 , part d'une valeur I_{10} relativement forte (30 à 50 % de I_{1n} suivant la puissance du moteur) puis augmente presque linéairement.

Le couple utile C_u est à peu près proportionnel à P_u puisque $C_u = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_u}{(1-g)\Omega_s}$

et g très faible dans la partie utile de $C(\Omega)$, où l'on trace cette caractéristique

3.4 Différents types de moteurs asynchrones

3.4.1 Moteur asynchrone à cage normale

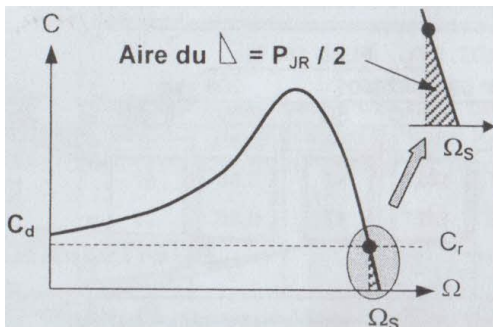


Figure 3.4 Caractéristique mécanique du moteur asynchrone à cage normale

- Technologie robuste et éconornique
- La cage du moteur est de faible résistance pour que le glissement en marche normale soit faible, ce qui donne un bon "rendement"
- Le couple de démarrage C_d est faible

3.4.2 Moteur asynchrone à cage résistante

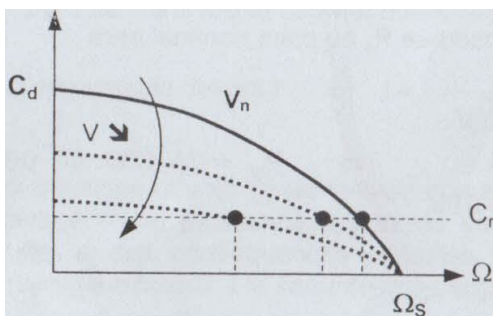


Figure 3.5 Caractéristique mécanique du moteur asynchrone à cage résistante

- Fort couple au démarrage
- Variation de vitesse par action sur la tension statorique tout en conservant un couple de démarrage satisfaisant;
- Le glissement est élevé ce qui conduit à un faible rendement.

3.4.3. Moteur asynchrone à double cage ou à encoches profondes

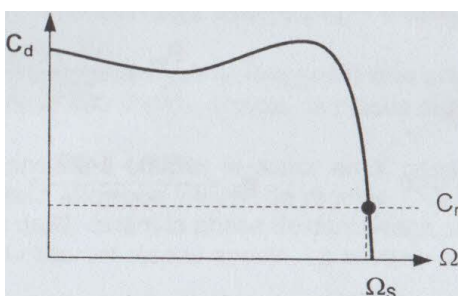


Figure 3.6 Caractéristique mécanique du moteur asynchrone à double cage

- Fort couple au démarrage;
- Appel de courant au démarrage inférieur à un moteur à cage normale;
- Plus gros et plus chers que les moteurs à cage normale
- Ils sont de plus en plus utilisés aujourd'hui.

3.5 Démarrage

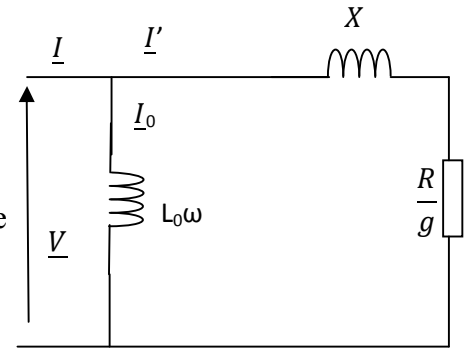
3.5.1. Position de problème : démarrage direct

C'est le procédé le plus simple mais aussi le plus brutal.

Il est réservé aux moteurs de petite puissance ($P < 3 \text{ kW}$).

Au démarrage du moteur ($g = 1$), la pointe d'intensité est de l'ordre de 4 à 8 fois le courant nominal I_n :

$$I_0 \text{ négligeable devant } I' \rightarrow I \approx I' = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X^2}} \gg I_n$$



Ceci provoque une chute de tension non négligeable au niveau du réseau d'alimentation et sollicite la fourniture d'une puissance apparente élevée. De plus, le couple d'accélération important, qui en résulte, a des conséquences néfastes sur les systèmes mécaniques entraînés: usure rapide, démarrage inadapté à la sécurité et au confort (escalier mécanique par exemple).

Pour résoudre ces problèmes, il existe deux grandes familles de solutions:

- augmenter R ;
- réduire la valeur efficace V (ce qui revient à diminuer la tension efficace U entre phases)

3.5.2 .Démarrage étoile (Y) – Triangle (Δ)

Ce procédé n'est envisageable que si le moteur a été conçu pour fonctionner en Δ Sur un réseau triphasé 400 V entre phases, la plaque signalétique du moteur doit indiquer 400 V /690 V.

Il consiste à coupler le stator en Y pendant le démarrage, puis à rétablir le couplage Δ quand le moteur atteint sa vitesse de régime. Chaque enroulement est ainsi soumis à la tension simple V au lieu de U, durant la phase de démarrage, ce qui entraîne une réduction du tiers du couple et du courant réseau appelé. La mise en œuvre de ce procédé est simple

Ce démarrage convient aux moteurs de puissances moyennes ($P < 50 \text{ kW}$) démarrant à vide ou avec des couples résistants (C_r) très faibles. Si le couple résistant est élevé, les pointes de courant et de couple restent importantes au moment du changement de couplage.

3.5.3 . Démarreur – ralentisseur progressif électronique :

Pour varier la valeur efficace de la tension de sortie et fixer la fréquence de sortie, en alimentent la MAS avec un gradateur .

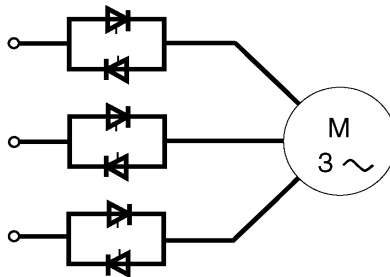


Figure 3.7 Machine asynchrone alimentée par un gradateur

L'utilisation du démarreur-ralentisseur est recommandée lorsqu'il est nécessaire de :

- réduire les pointes de courant et diminuer les chutes de tension en ligne.
- réduire les couples au démarrage pour protéger la mécanique,
- accélérer, décélérer ou freiner en douceur, pour la sécurité des personnes ou des objets transportés,
- démarrer progressivement les machines en particulier celles à fortes inerties,
- adapter facilement le démarreur aux machines spéciales,
- protéger le moteur avec une protection très élaborée

Ces dispositifs contrôlent aussi l'arrêt des machines , qui peut être ainsi progressif ou naturel Mais , les perturbations qu'ils génèrent sur le réseau (pollution harmonique) en limitent l'utilisation . On leur préfère les convertisseurs de fréquence pouvant eux aussi assurer la fonction de démarrage.

3.6 Variation de vitesse

3.6.1. Position du problème

La vitesse Ω du moteur asynchrone est égale $\Omega = \Omega_s - (1 - g) = \frac{\omega}{p} (1 - g)$

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

A. Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue (discontinu) de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

B. Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un **gradateur triphasé**. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = k\Omega^2$).

C. Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

3.6.2 Modification de la vitesse par action sur le nombre de pôles

a .Moteur à enroulements statoriques séparés

Le moteur comporte deux enroulements statoriques indépendants permettant d'obtenir deux vitesses dans un rapport quelconque.

Exemple :moteur deux vitesses 1000 / 3000 tr/mn.

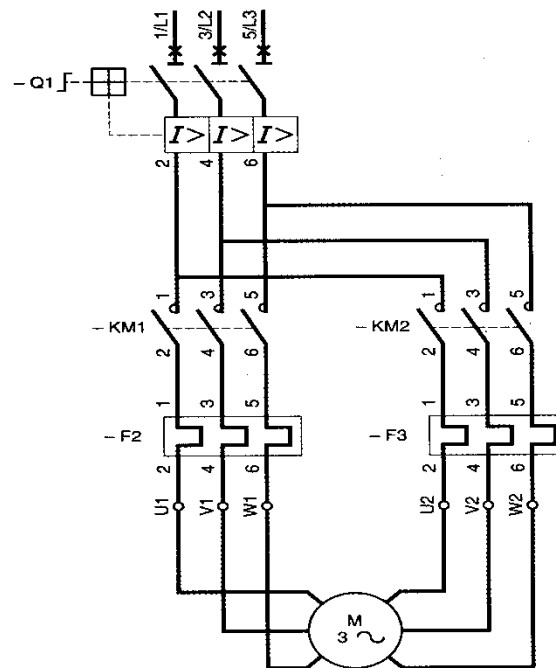


Figure 3.8 Circuit de puissance de variation de vitesse

Remarque : Les puissances absorbées en GV et PV sont souvent très différentes, ce qui nécessite un relais de protection thermique par vitesse.

b. Moteur à couplage de pôles (montage DAHLANDER)

Le rapport des vitesses est de 1 à 2. Ce couplage fournit une puissance en grande vitesse P_{GV} deux fois supérieure à la puissance en petite vitesse P_{PV} . Le couple utile est donc constant quelle que soit la vitesse utilisée.

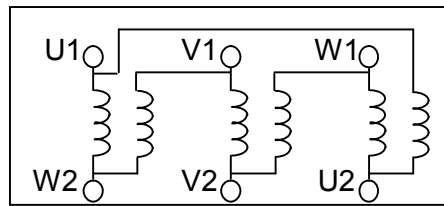
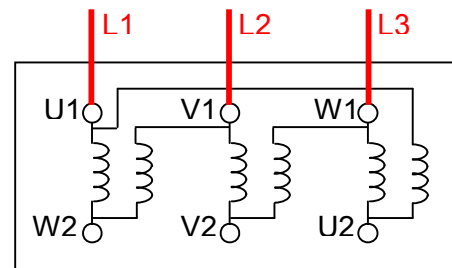
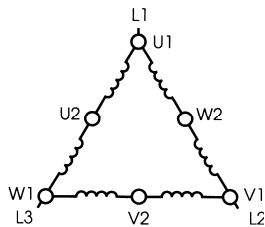


Figure 3.9 Plaque à bornes

Deux couplages sont possibles :

- Couplage TRIANGLE-SERIE pour la petite vitesse (PV)



- Couplage ETOILE PARALLELE pour la grande vitesse (GV)

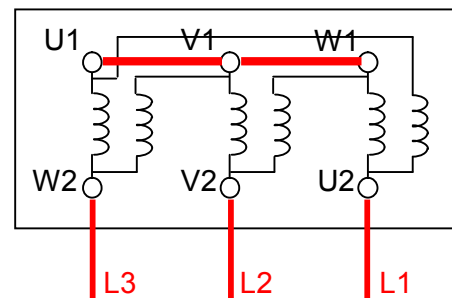
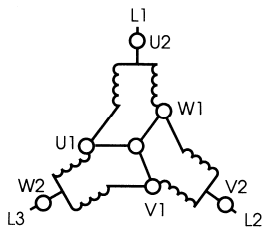


Figure 3.10 Schéma de principe

3.6.3 Modification du glissement des moteurs asynchrones a rotor bobinés

La formule générale du couple électromagnétique moteur étant la suivante :

$$C_{ém} = \frac{3m^2 V_1^2}{\Omega_s} \times \frac{\frac{R_R}{g}}{\left(\frac{R_R}{g}\right)^2 + X_2^2}$$

V_1 : tension simple statorique

m : Rapport de transformation moteur

Ω_s : vitesse angulaire de synchronisme

R_R : Résistance globale du rotor

X_2 : Réactance du rotor

g : glissement

Le couple du moteur asynchrone ne dépend à tension et fréquence du stator fixée, que de la variable R_R/g .

Lorsque $R_R/g \gg X_2$ la formule se simplifie.

$$C_{ém} = \frac{3m^2 V_1^2}{\Omega_s} \times \frac{g}{R_R} = K \frac{g}{R_R}$$

En insérant des résistances en série avec les enroulements rotoriques, il est possible d'obtenir plusieurs points de fonctionnement.

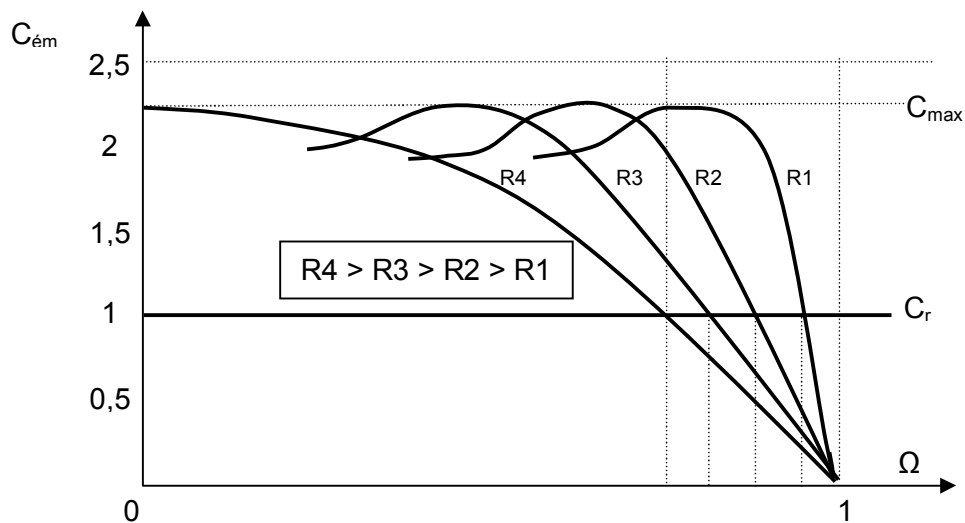


Figure 3.11 Variation de vitesse par action sur les enroulements rotoriques

3.6.4. Variation de la vitesse par action sur la fréquence

3.6.4.1. Principe

La variation de vitesse s'obtient en faisant varier la fréquence à l'aide d'un onduleur. Généralement, la tension continue est obtenue en utilisant un pont redresseur associé à un condensateur de filtrage. Afin d'obtenir un **couple constant** le convertisseur de fréquence (ensemble **redresseur + onduleur**) fonctionne à $U/f = cte$

Schéma fonctionnel complet :

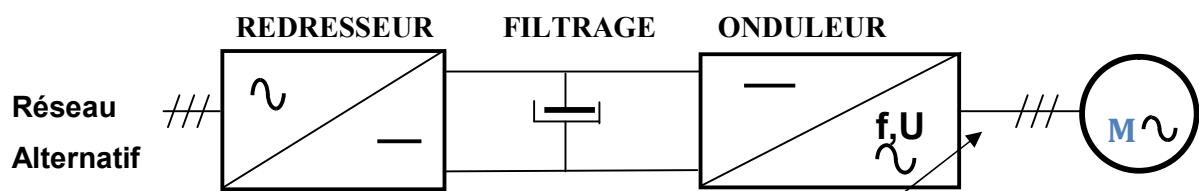


Figure 3.12 : Synoptique d'un convertisseur continu-alternatif

Pour différentes vitesses de synchronismes, la partie linéaire des caractéristique couple/vitesse se déplacent parallèlement.

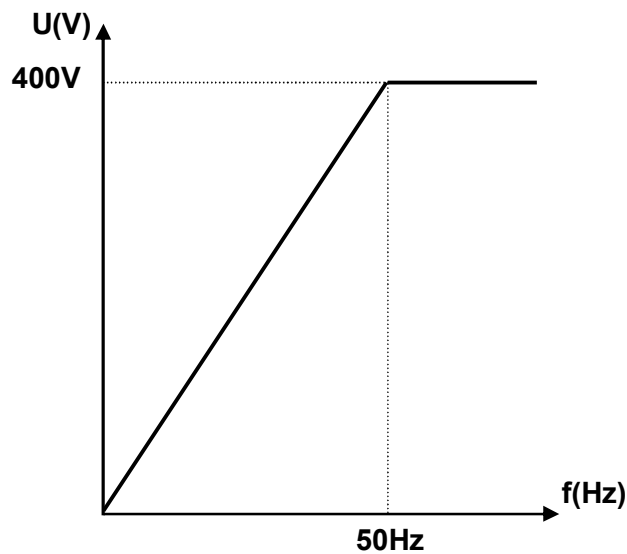


Figure 3.13 Loi tension /fréquence

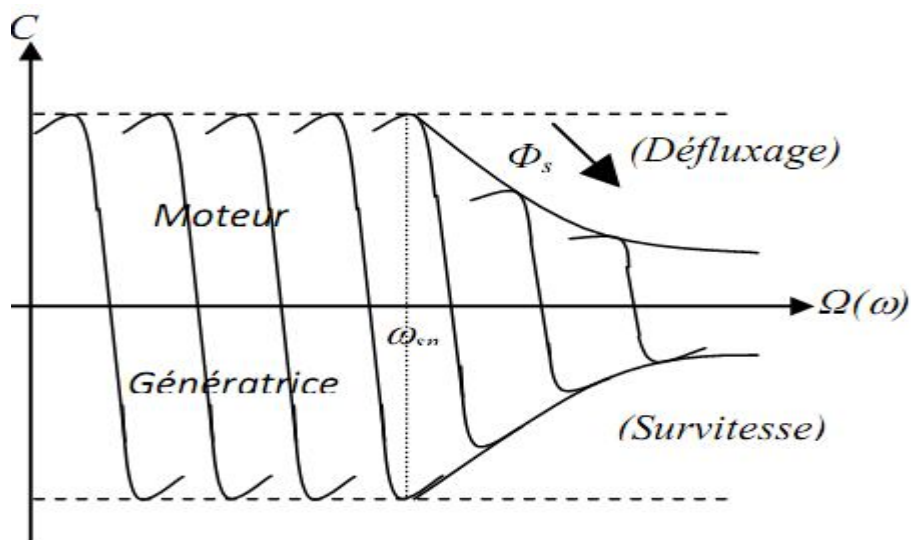


Figure 3.14 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone

Le convertisseur de fréquence utilise le principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Quelle que soit la fréquence le découpage MLI permet à la forme du courant d'être proche d'une sinusoïde. Le découpage de la tension permet l'élimination des certaines harmoniques de rangs faibles. Le courant obtenu est plus proche d'une sinusoïde et le couple plus régulier à basse vitesse. L'échauffement du moteur est moindre.

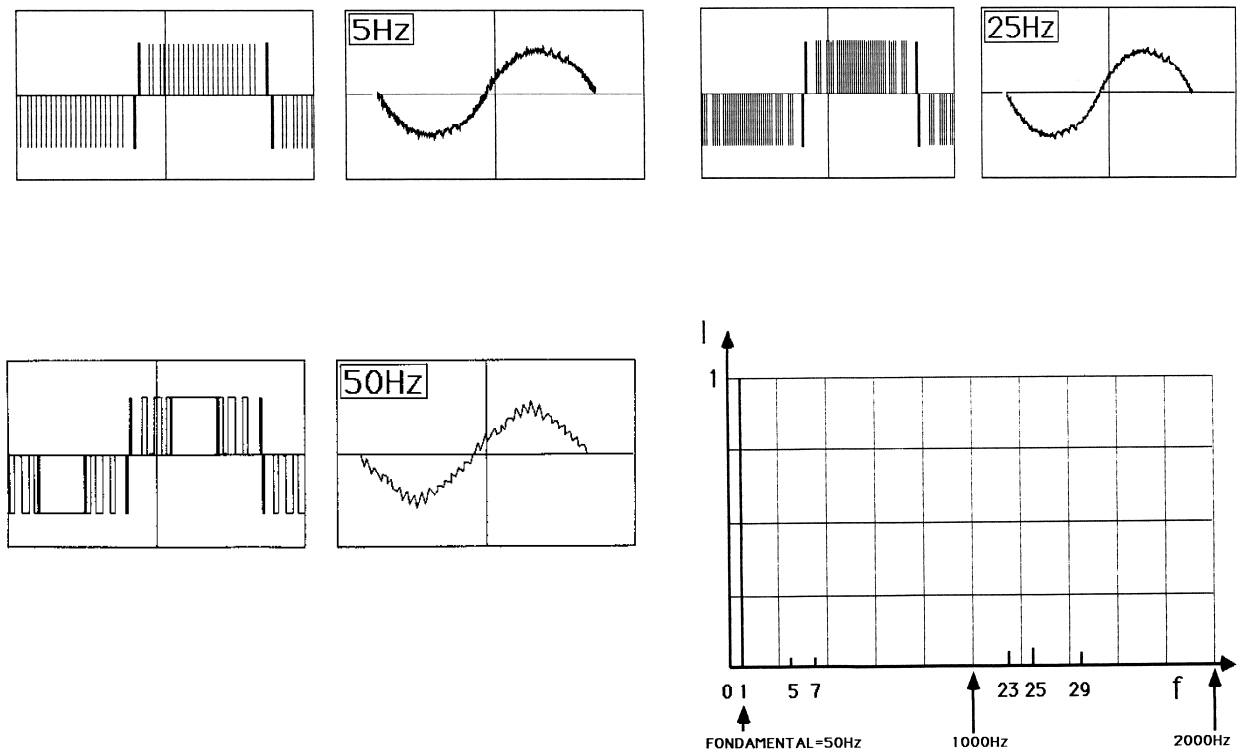


Figure 3.15 Tension et courant d'onduleur MLI pour différentes fréquences et leur décomposition harmonique du courant à 50 Hz.

3.6.4.2 Fonctionnement dans les 4 quadrants

Fonctionnement dans les quadrants 1 et 3.

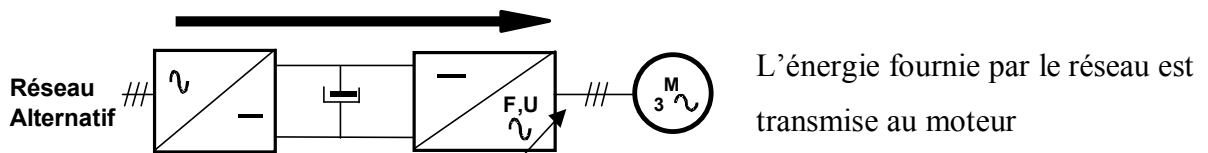


Figure 3.16 Fonctionnement dans les quadrants 1 et 3

Fonctionnement dans les quadrants 2 et 4.

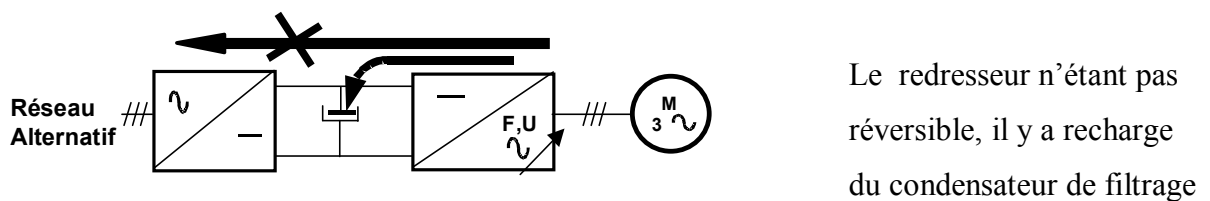
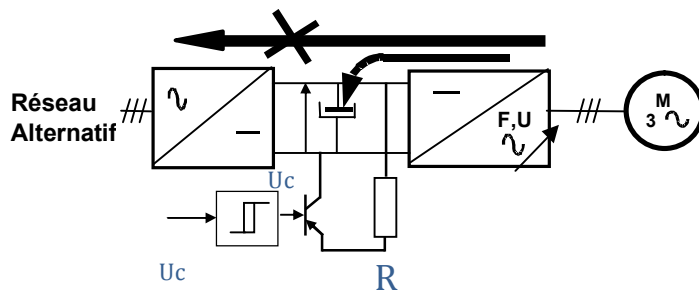


Figure 3.17 Fonctionnement dans les quadrants 2 et 4

Freinage de ralentissement (quadrants 2 et 4).



Au delà d'une certaine tension (U_c) aux bornes du condensateur de filtrage, l'énergie fournie par le moteur est dissipée dans une résistance (option freinage)

Figure 3.18 Freinage de ralentissement dans les quadrants 2 et 4

3.7 MACHINE SYNCHROME

La machine synchrone est réversible, elle peut fonctionner soit en génératrice, soit en moteur. Lors de son fonctionnement en génératrice, il y a transformation d'énergie mécanique en énergie électrique, elle prend alors le nom d'alternateur.

3.7.1 Fonctionnement en génératrice - Alternateurs autonomes

3.7.1.1. Fonctionnement

Inducteur (roue polaire) : c'est le rotor. Il est alimenté en continu . Il possède p paires de pôles. Il crée dans l'entrefer un champ tournant à répartition spatiale sinusoïdale présentant $2p$ pôles. Il peut être à pôles lisses, la reluctance du circuit magnétique est alors considérée comme constante ou à pôles saillants.

Induit: c'est le stator. Il est monophasé ou triphasé. Il comporte N conducteurs actifs par enroulements. En alternateur, lorsque la roue polaire est entraînée à la vitesse n_s , les enroulements de l'induit sont le siège de f.é.m. induites qui forment un système de tensions triphasées équilibrées de fréquence $f = n_s p$ (p nombre de paires de pôles; n_s fréquence de rotation).

3.7.1.2. Expression de la valeur efficace de la f.e.m. induite E par phase

L'expression de la valeur efficace de la f.e.m. induite E est:

$$E = K f N \hat{\Phi}$$

K : coefficient de Kapp ;

f : fréquence du réseau en Hz ;

N : nombre de conducteurs actifs par enroulement (par phase) ;

$\hat{\Phi}$: flux maximal embrasse par une spire en Wb.

On distingue 3 zones. Dans la première, la machine n'est pas saturée, E , donc le flux d'excitation est proportionnel au courant d'excitation. La deuxième correspond au coude de saturation. Dans la troisième zone, la machine est saturée. Le point nominal se situe dans le coude de saturation.

Remarque : en réalité il y a un léger hystérésis dû à la nature ferromagnétique du matériau constituant la machine. On approxime le plus souvent la courbe à la courbe milieu.

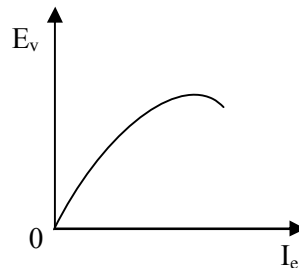


Figure 3.19 f.é.m à vide en fonction du courant d'excitation

3.7.1.3 Caractéristique en charge

C'est la caractéristique $V = f(I)$ (tension simple en fonction du courant de ligne) à excitation et vitesse fixée ce qui correspond à maintenir la f.é.m E à vide constante.

Remarque : La chute de tension n'est pas la même dans le cas d'une charge inductive, résistive ou capacitive. Les modèles équivalents établis suivant des hypothèses plus ou moins justifiées permettront de prendre en compte ce phénomène par la présence d'une (ou plusieurs) inductance(s) dans le schéma équivalent à une phase.

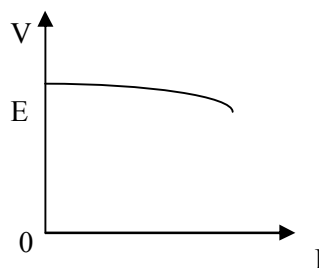


Figure 3.20 Caractéristique en charge

3.7.1.4. Caractéristique de réglage

Il s'agit de tracer $I = f(I_e)$ à vitesse fixée à la vitesse de synchronisme et à tension simple ou composée imposée

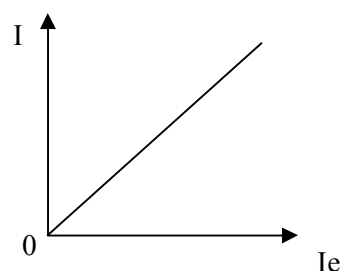


Figure 3.21 Caractéristique de réglage

Cette courbe est utile pour la régulation de la tension de sortie de l'alternateur. En effet l'alternateur est une source de tension triphasée. L'amplitude de la tension et la fréquence doivent être maintenues constantes.

3.7.1.5 Schéma équivalent à un enroulement

Il existe en fait 4 schémas équivalent pour une phase, qui correspondent aux cas suivants:

- machine non saturée et à pôles lisses (modèle synchrone dit de Behn Eschenburg) ;
- machine saturée et à pôles lisses;
- machine non saturée à pôles saillants;
- machine saturée et à pôles saillants.

Nous développerons essentiellement le premier modèle, qui, même s'il est imprécis quantitativement permet une description qualitative acceptable de la machine synchrone.

3.7.1.6 Modèle de Behn Eschenburg

Hypothèses: machine à pôles lisses, non saturée

a. Diagramme synchrone dit de Behn Eschenburg

E_e : valeur efficace de la f.é.m. induite à vide;

$X = L\omega$, réactance synchrone

r : résistance d'un enroulement de l'induit.

L'équation du schéma équivalent est:

$$\underline{V} = \underline{E}_e - r\underline{I} - jX_s\underline{I}$$

On peut utiliser le même schéma équivalent et les mêmes formules en couplage triangle en remplaçant le courant de ligne par le courant de phase J et V par la tension composée U .

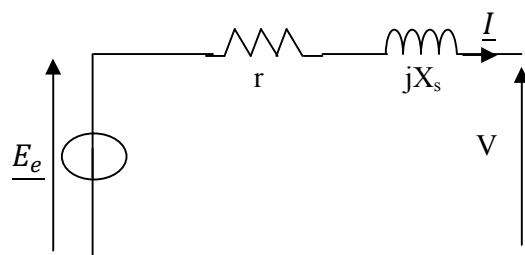


Figure 3.23 Schéma équivalent monophasé

b) Détermination des éléments du modèle

L'alternateur n'est pas saturé: on admet que la f.é.m. synchrone E_e est donnée par la caractéristique à vide linéarisée.

La résistance r d'un enroulement se détermine par la mesure. Il faut cependant tenir compte du couplage des enroulements de l'induit:

- pour un couplage étoile: $r = \frac{R_{mesurée}}{2}$

- pour un couplage triangle: $r = \frac{3}{2} R_{mesurée}$

• L'impédance synchrone $Z = \sqrt{r^2 + X_s^2}$ se détermine par un essai en court-circuit:

$$Z = \frac{E_V}{I_{cc}} = \sqrt{r^2 + X_s^2}$$

c) Diagramme synchrone

Il s'agit d'un diagramme vectoriel où la tension V est la référence des phases. Ce diagramme se justifie lorsque la machine synchrone est couplée au réseau car celui-ci impose alors la tension.

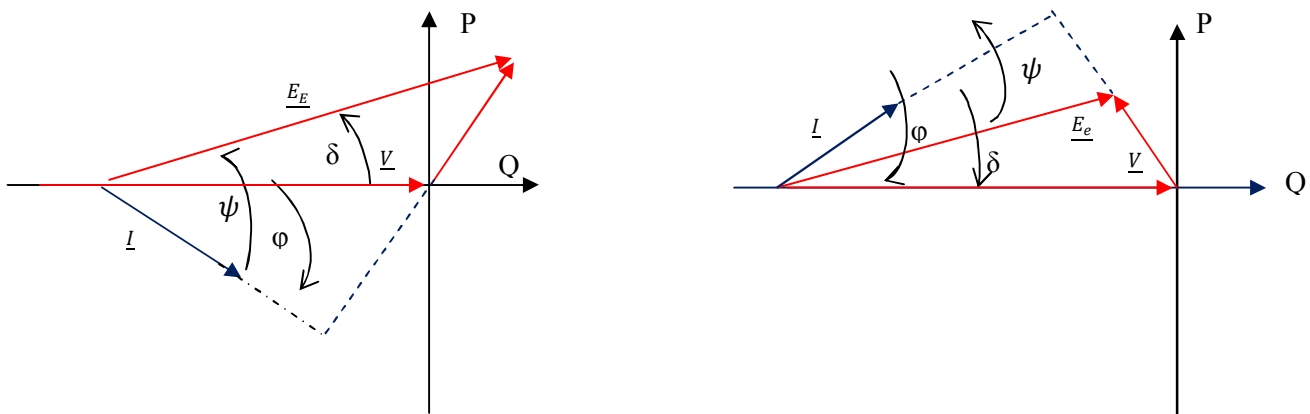


Figure 3.24 a) Cas d'une charge inductive $\varphi > 0$ b) Cas d'une charge capacitive $\varphi < 0$

Remarques :

- δ caractérise la position du rotor par rapport au stator.

- Les relations trigonométriques impliquent:

$$X_s I \cos \varphi = E_e \sin \delta \quad ; \quad V \cos \varphi = E_e \cos \psi \quad X_s I \sin \varphi = E_e \cos \delta$$

3.7.1.9 Bilan des puissances

a) Puissance absorbée

Le moteur d'entraînement fournit à l'alternateur un couple de moment C_M . La puissance absorbée est de type mécanique pour l'induit et électrique pour l'inducteur (éventuellement) :

$$P_a = C_M \Omega + (U_e i_e)$$

Avec U_e tension aux bornes de l'inducteur et i_e courant d'excitation dans l'induit.

b) Puissance utile

$P_u = Vj\cos\varphi$ pour le cas monophasé

$P_u = \sqrt{3}UI\cos\varphi = 3VJ\cos\varphi$ pour le cas triphasé

C) Pertes

-les pertes constantes: elles correspondent aux pertes dans le fer et aux pertes mécaniques et ne dépendent pas de la charge: $P_c = P_f + P_m$

-les pertes par effet Joule dans l'inducteur: $P_{je} = U_e i_e$

Alternateur monophasé:

$P_j = rj^2$ (r résistance d'un enroulement).

Alternateur triphasé:

$P_j = \frac{3}{2} RI^2 = 3rj^2$ (R mesurée résistance entre deux bornes).

d) Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{C_m\Omega} = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{UI\sqrt{3}\cos\varphi + P_c + P_{je} + P_j}$$

Alternateur auto-excité

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{C_m\Omega + u_e i_e} = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{UI\sqrt{3}\cos\varphi + P_c + P_{je} + P_j}$$

Alternateur non auto-excité

e) Représentation des puissances

On supposera les pertes négligeable

La puissance active s'écrit: $P = 3VI\cos\varphi = \frac{3V}{X_s} E_e \sin\delta = 3E I \cos\psi$. L'expression $E_e \sin\delta$ est la projection de E_e sur l'axe vertical. Ce segment est proportionnel à P.

La puissance réactive s'écrit : $Q = 3VI\sin\varphi = \frac{3V}{X_s} E_e \cos\delta$

L'expression $E_e \cos\delta$ est la projection de E_e sur l'axe horizontal. Ce segment est proportionnel à Q.

Si les puissances P et Q sont de même signe alors la machine renvoie de la puissance active et réactive, elle est sur excitée (figure 3.22). Q est de signe opposé à P, la machine absorbe de la puissance réactive, elle est sous excitée.

On constate que l'on peut renvoyer de la puissance réactive si le courant d'excitation dépasse une certaine valeur appelée excitation optimale.

3.7.2 Machine synchrone couplée sur le réseau: réversibilité

3.7.2.1 Couplage sur le réseau - démarrage du moteur synchrone

Le couplage sur le réseau se pose lors du démarrage de la machine synchrone et lorsque l'on veut renvoyer de l'énergie vers le réseau via un alternateur. Il faut dans ces deux cas réaliser le couplage sur le réseau.

Conditions de réalisation: il s'agit de créer un champ tournant statorique ayant les mêmes caractéristiques que celui du réseau à savoir, même vitesse et même sens de rotation, afin de pouvoir les accrocher l'un à l'autre.

Pour ceci, il faut dans un premier temps faire fonctionner la machine synchrone en alternateur autonome. Elle est entraînée par un moteur auxiliaire. Une fois la vitesse de synchronisme et le bon sens de rotation atteint, un réseau de tension triphasé apparaît aux bornes de l'induit. Si on veut le connecter au réseau, il nous faut alors respecter une 3^{ème} condition: même valeur efficace pour les tensions statoriques et les tensions du réseau. Dans la pratique, on utilise le système de la figure suivante .

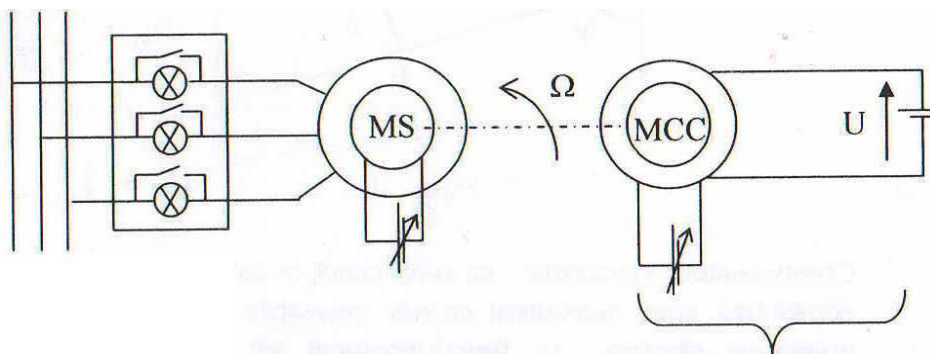


Figure 3.26 Couplage d'une machine synchrone sur le réseau

3.7.2.2 Moteur d'entraînement

Remarque: la machine fonctionne tout d'abord en alternateur autonome, puis une fois le couplage réalisé, en alternateur couplé sur le réseau. Si le moteur auxiliaire lui fournit de la puissance mécanique, la machine synchrone fournira de la puissance électrique au réseau. Si on remplace le moteur auxiliaire par une charge mécanique, la machine synchrone fonctionnera en moteur et absorbera de la puissance électrique pour fournir de la puissance mécanique à la charge.

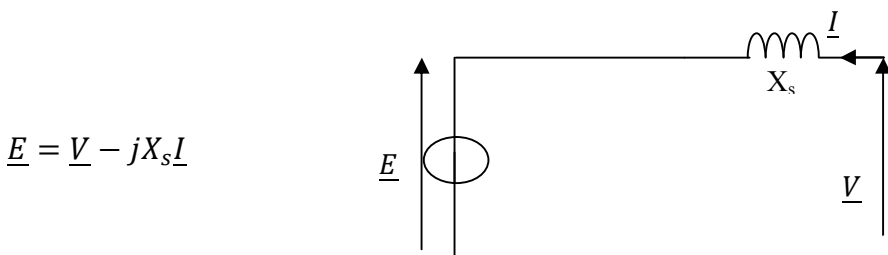


Figure 3.27 Schéma équivalent en moteur

et le diagramme synchrone en fonctionnement moteur est présenté par :

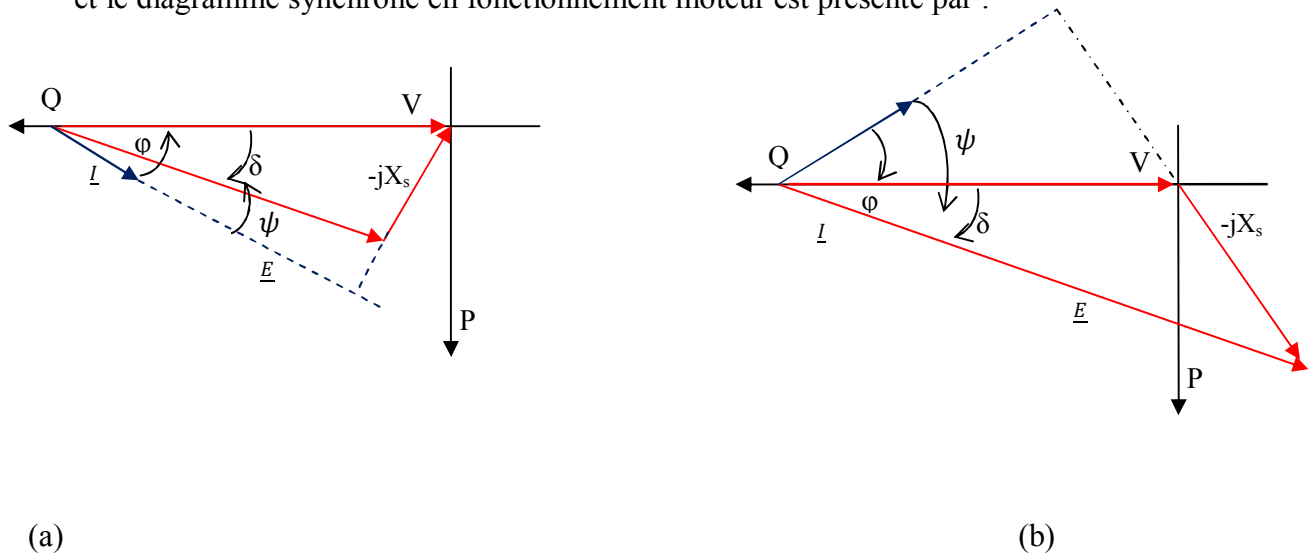
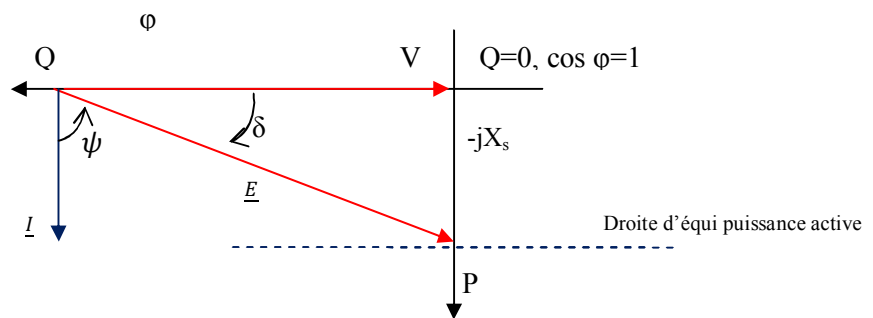


Figure 3.28

- a) Cas d'une charge inductive $\varphi > 0$. Le moteur est sous excité, il absorbe de la puissance réactive
- b) Cas d'une charge capacitive $\varphi < 0$. Le moteur est sur excité, il renvoie de la puissance réactive

Excitation optimal pour une puissance active fixée, cette excitation correspond à une puissance réactive nulle et le courant d'induit minimum.



Compensateur synchrone: en surexcitant le moteur synchrone fonctionnant à vide (il ne consomme alors quasiment aucune puissance active), on peut lui faire renvoyer de la puissance réactive: ce fonctionnement est appelé compensateur synchrone. Cela correspond à un minimum pour le courant absorbé.

En utilisant les différentes relations de trigonométrie, on obtient pour la puissance active trois expressions:

$$P = 3VI\cos\varphi = \frac{3V}{X_S}I\sin\delta = 3VE\cos\psi.$$

D'où trois expressions du couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{3VI}{\Omega_s} \cos\varphi = \frac{3V}{\Omega_s X_s} I \sin\delta = \frac{3VE}{\Omega_s} \cos\psi.$$

Le moteur synchrone décroche lorsque la charge entraînée oppose un couple résistant trop important, ce qui correspond à un angle δ de 90° .

Pour le bilan de puissances, il s'agit de parcourir celui de l'alternateur dans le sens inverse.

Récapitulatif: on peut faire l'équivalent d'un schéma 4 quadrants pour la MS.

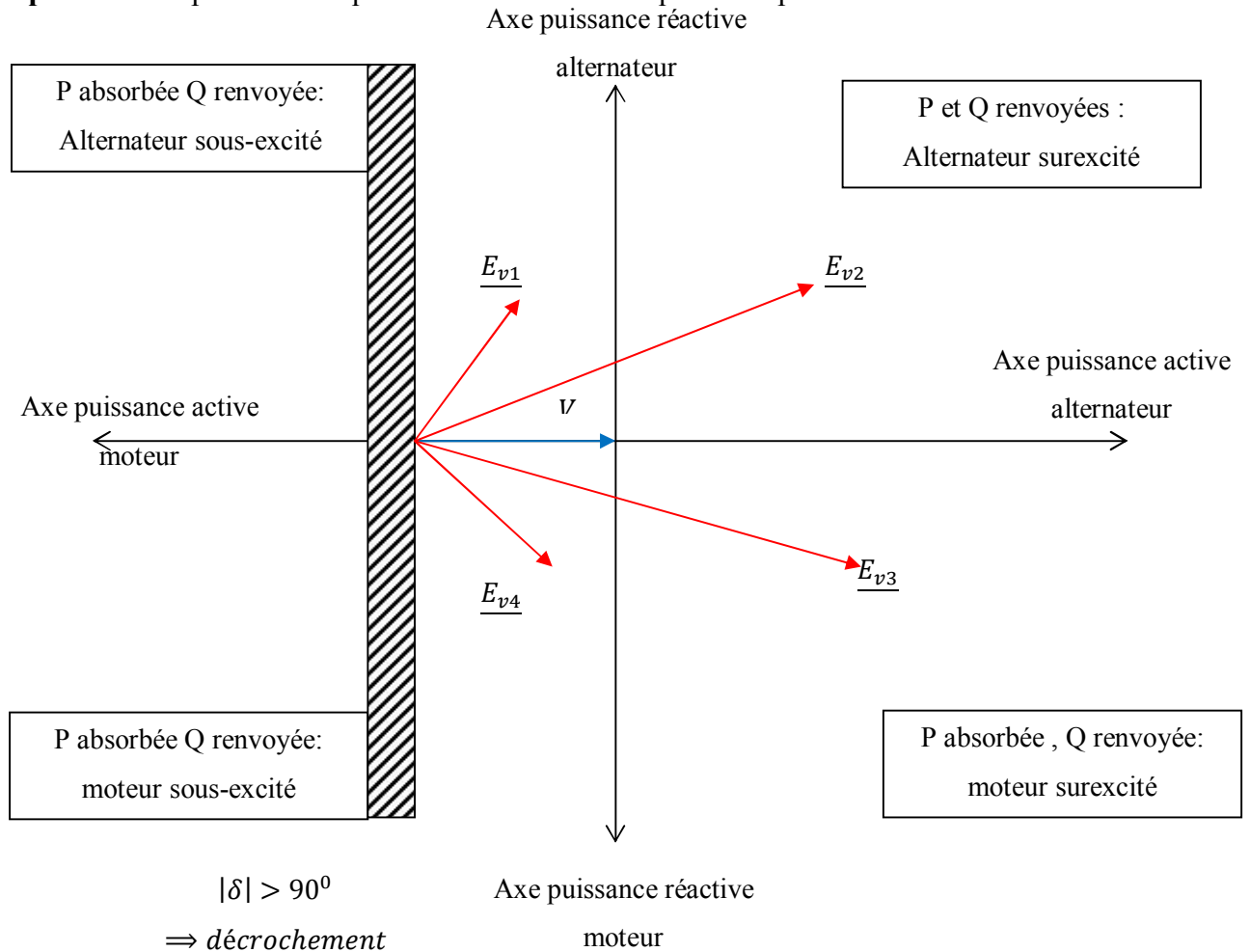


Figure 3.29 Schéma équivalent quatre quadrants pour la machine synchrone

la valeur de la puissance active, le facteur limitant sera le courant d'induit, le courant d'excitation ou l'angle interne.

3.8 Machine synchrone autopiloté

Pour faire varier la vitesse d'un moteur synchrone il faut faire varier la fréquence de son réseau d'alimentation. Le principe de l'autopilotage repose sur une alimentation particulière des phases de l'induit.

En effet, si l'on alimente le rotor et l'une des phases du stator en courant continu, chaque enroulement va créer une induction B continue et le rotor va tendre à s'aligner dans l'axe du champ statorique (position d'équilibre). Pour éviter cela, il faut alimenter une autre phase à ce moment là, et le rotor se remettra en rotation.

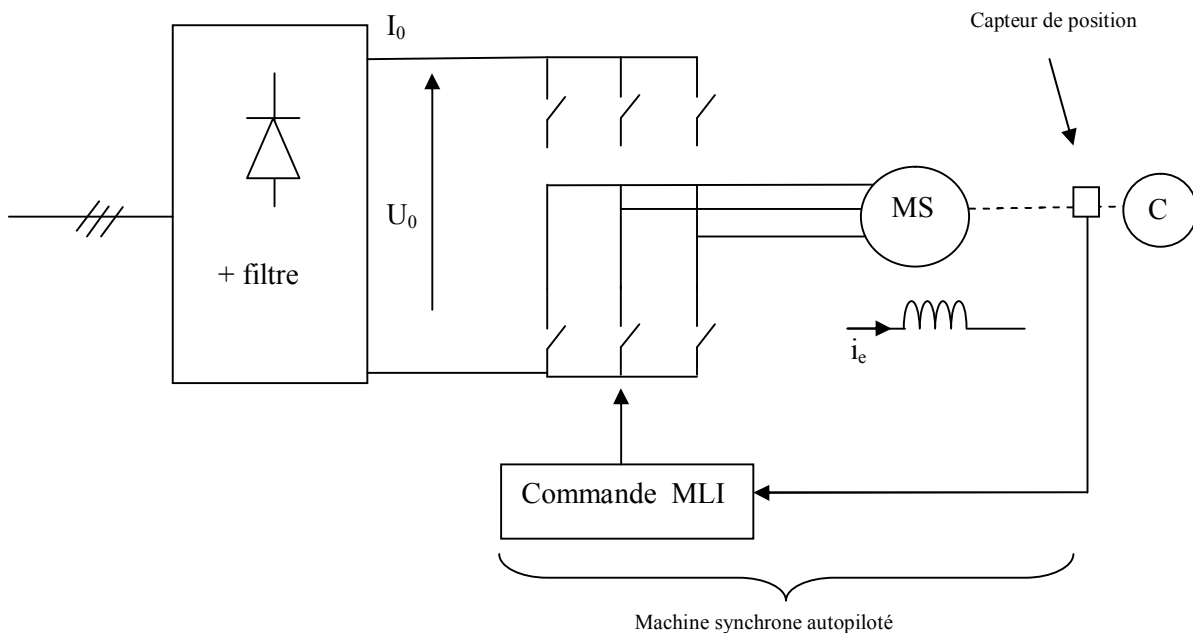


Figure 3.30 Machine synchrone autopilotée

A l'aide d'un capteur de position d'un onduleur et de sa commande, on peut alimenter à tout moment les phases statoriques de façon à maintenir le rotor en rotation. On peut également maintenir ainsi l'angle ψ , et suivant l'expression du couple électromagnétique, on obtient un couple proportionnel au courant d'induit. L'onduleur est autonome, on pourra donc faire varier la vitesse de la machine en faisant varier la fréquence. L'ensemble onduleur, machine synchrone, capteur de position est donc vu de l'extérieur comme une machine à courant continu, on l'appelle machine synchrone autopilotée ou encore machine à courant continu sans balais (brushless motor). L'ensemble se commande ensuite classiquement par un hacheur ou un onduleur. On utilisera un onduleur de courant dans le cas de charge de forte inertie, et un onduleur de tension avec commande MLI (de façon à diminuer les harmoniques de couple) pour les charges de faible inertie.

Série d'exercices n°3 :

Exercice n° :1

L'ensemble machine asynchrone et variateur "convertisseur de fréquence" à modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet d'obtenir avec une bonne fiabilité une motorisation électrique à vitesse variable d'une grande souplesse.

Le moteur asynchrone triphasé 230 V / 400 V a un stator à 4 pôles couplé en triangle et un rotor à cage. Sous alimentation nominale, on a obtenu :

- à vide, un courant de ligne d'intensité 2,8 A ;
- à charge nominale, un courant de ligne d'intensité 7,5 A, une puissance absorbée de 2,2 kW et une fréquence de rotation de **1430 tr/min**.

Dans tout le problème, on néglige les résistances et inductances de fuites statoriques, les pertes fer et les pertes mécaniques.

2/ Le moteur est alimenté sous sa tension nominale ($f = 50$ Hz).

2.1/ Sur quel réseau les enroulements statoriques sont-ils couplés ?

2.2/ Déterminer pour le fonctionnement à charge nominale :

le glissement g_n ,

la puissance réactive absorbée Q_{an} ,

le couple utile nominal C_{un} ,

les pertes rotoriques par effet Joule P_{JRn} .

On donne le schéma équivalent par phase suivant. On note :

L l'inductance magnétisante, l_2 l'inductance de fuites rotoriques ramenée au stator,

R_2 la résistance rotorique ramenée au stator.

2.3/ Exploitation de l'essai à vide

Déterminer la valeur de L .

2.4/ Exploitation de l'essai à charge nominale

En raisonnant sur une phase, calculer les puissances active P_2 , réactive Q_2 et apparente S_2 consommées par le dipôle $[D_2]$. En déduire la valeur de J_2 puis celles de R_2 et l_2 .

On prendra par la suite $R_2 = 3 \Omega$; $L = 0,45$ H et $l_2 = 80$ mH.

2.5/ Etablir la relation liant le couple utile C_u au glissement g .

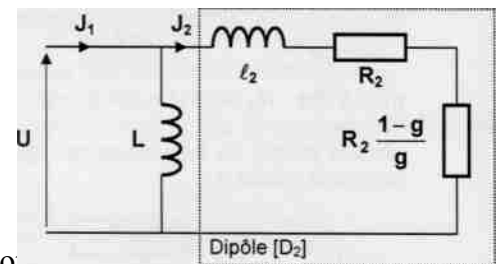
Cette relation est paramétrée par U et Ω_s :

U est la tension efficace aux bornes d'une phase,

Ω_s est la vitesse angulaire de synchronisme (ou de champ tournant).

2.6/ Soit g_{max} la valeur du glissement pour laquelle le couple est maximal.

Donner les expressions de g_{max} et C_{umax} puis les calculer.



Exercice n° :2

La machine est un moteur asynchrone triphasé à cage 230/400V , 50 Hz , on fait deux essais sous tension et fréquence nominales en fonctionnement moteur et observé :

- A vide , un courant de ligne $I_0=5A$ et une puissance absorbée P_0 négligeable
- Sous charge nominale, un courant de ligne $I_n =28A$ une puissance absorbée $P_n=16.5kW$ et une vitesse du rotor $N_n=1455tr/min$

Dans toute cette partie, on néglige les résistances et inductances de fuites statoriques, ainsi que les pertes mécaniques.

1.1 Le réseau d'alimentation triphasé est un réseau 230 V /400 V, 50 Hz.

Préciser le couplage du stator.

1.2 Préciser le nombre de paire de pôles p de cette machine. Justifier votre réponse.

1.3 Dans l'essai sous charge nominale, calculer :

- le glissement gn ;
- le facteur de puissance $\cos \varphi_n$
- la puissance réactive absorbée Q_n ;
- le couple électromagnétique nominal C_n ;
- les pertes joules rotoriques P_{jn} .

1.4/ Dans l'essai à vide, calculer la puissance réactive absorbée Q_0 .

1.5/ La figure 1 donne un modèle équivalent d'une phase de la machine.

Rappeler la signification de : V , R_s , X_s , R_f , X_m , R , X et g .

1.6/ Compte tenu des approximations faites, on utilise le modèle simplifié proposé en figure

2. Calculer les valeurs numériques de X_m , R et X .

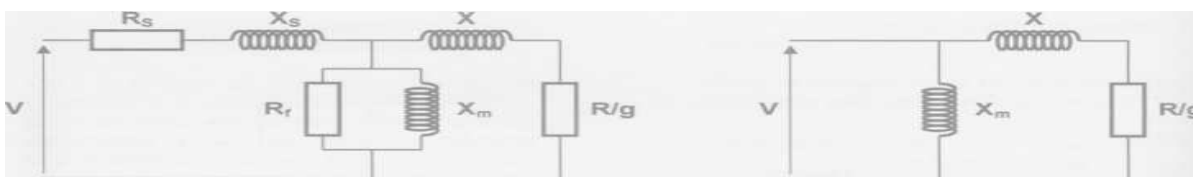


Figure 1 : Modèle équivalent d'une phase de

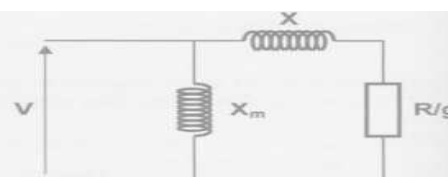


Figure 2 : Modèle simplifié de MAS

Exercice n°3 :

Sur la plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé à cage, on lites indications suivantes :220/380V; 50hz ; 70/40A; $\cos(\phi) = 0.86$ et $n = 725 tr/min$.

Sachant que la résistance d'un enroulement du stator est $R1 = 0.15\Omega$, que les pertes fer du stator sont de 500W et que la tension du réseau est de 380V entre phases, déterminer :

- a) Le mode de couplage des enroulements du stator
- b) La vitesse de synchronisme et le nombre de paires de pôles par phase
- c) Les pertes par effet joule du stator
- d) Le glissement

- e) Les pertes par effet joule dans le rotor
- f) Le rendement du moteur

Les pertes mécaniques sont négligeables

Exercice n°4 :

Un moteur asynchrone triphasé tetrapolaire est alimenté par un réseau 380V-50hz. La résistance du stator mesurée entre deux fils de phase est de 0.9Ω . En fonctionnement à vide, le moteur absorbe un courant de 9.1A et une puissance de 420W

1- Déterminer les pertes fer du stator et les pertes mécaniques en les supposant égales.

2- En charge nominale, la puissance utile sur l'arbre du rotor est de 4KW, le facteur de puissance est 0.85 et le rendement est égal à 0.87. Déterminer :

- a) L'intensité de courant absorbé
- b) Les pertes joule au stator
- c) Les pertes joule au rotor
- d) Le glissement et la vitesse de rotation
- e) Le couple utile

Exercice n°5

Un moteur asynchrone tetra polaire, stator monté en triangle, fonctionne dans les conditions suivantes : tension entre phases : $U=380V$, fréquence $f=50\text{hz}$, puissance utile $=5\text{KW}$, vitesse de rotation $n=1710 \text{ tr/mn}$, $\cos(\varphi)=0.9$ et intensité en ligne $I=10A$. La résistance du stator mesurée entre deux fils de phase est de 0.8Ω . On admettra pour ce fonctionnement, que les pertes dans le fer sont égales aux pertes par effet joule dans le stator. Pour ce régime de fonctionnement, calculer :

Le glissement

- b) Le couple utile
- c) L'intensité de courant dans chaque phase du stator
- d) Les pertes par effet joule au stator
- e) La puissance absorbée par le moteur
- f) Les pertes joule du rotor
- g) Le rendement du moteur

Chapitre 4. Association convertisseurs - machines

Introduction

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

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

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

4.1.1 Association Onduleur- Machine Asynchrone

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique, par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (4.1) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension

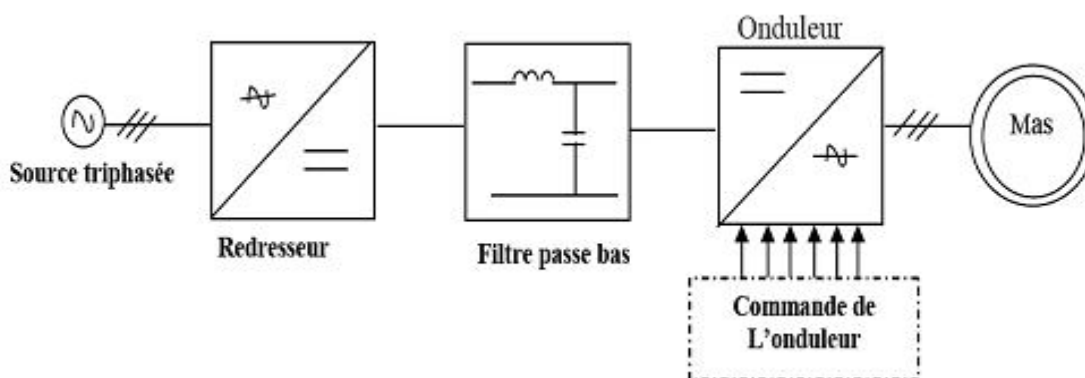


Figure (4.1) Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone

4.1.2 Convertisseur réversible.

Grâce aux GTO, l'onduleur MLI permet aujourd'hui la variation de vitesse de machine asynchrones jusqu'à des puissances de l'ordre du MW. Dans ces cas là, il est nécessaire de prévoir le freinage de la machine asynchrone en restituant l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela, il est possible de remplacer le redresseur à diodes par une structure onduleur MLI qui fonctionne en redresseur lorsque la machine asynchrone fonctionne en moteur et en onduleur lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice

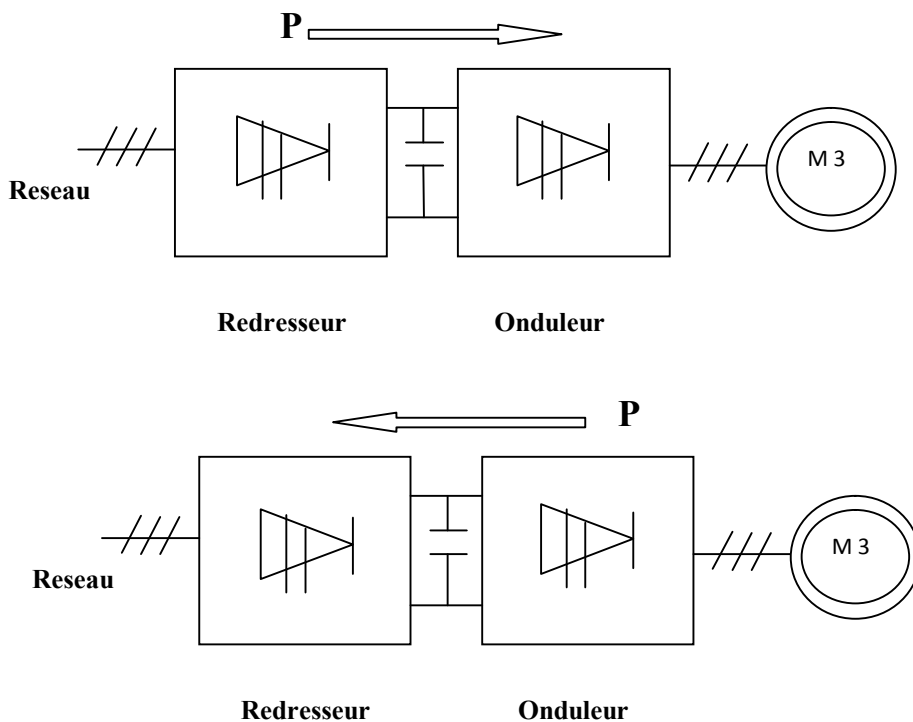


Figure (4.2) Convertisseur réversible

Les inductances connectées côté réseaux permettent le lissage des courants de ligne. Côté réseau, la structure onduleur MLI permet de prélever des courants quasi-sinusoïdaux en phase avec les tensions simples ; ce qui optimise le facteur de puissance du convertisseur. Il faut noter que c'est la commande de l'onduleur MLI côté réseau qui assure la régulation de la tension continue E.

Ce type de dispositif, très récent, est notamment utilisé pour le TGV qui utilise des moteurs asynchrones

Avant que les GTO ne permettent la réalisation d'onduleur MLI de forte puissance, il avait été nécessaire de faire appel à des convertisseurs à thyristors pour alimenter à fréquence variable la machine asynchrone.

4.1 Types de variateur de vitesse à courant alternatif

Il existe plusieurs systèmes d'entraînement à vitesse variable, mais la plupart peuvent être regroupés dans une des cinq catégories suivantes :

4.1.1 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur à commutation naturelle

Ces systèmes d'entraînement redressent la tension alternative du réseau et, au moyen de l'onduleur, retransforment la tension continue en tension alternative à fréquence variable .

La boucle intermédiaire à C .C . reliant le redresseur et l'onduleur peut agir comme source de courant ou source de tension .

On l'utilise pour les moteurs synchrones autopilotés et pour les moteurs à bagues fonctionnant dans le mode cascade hyposynchrone . Le redresseur et l'onduleur sont constitués de thyristors

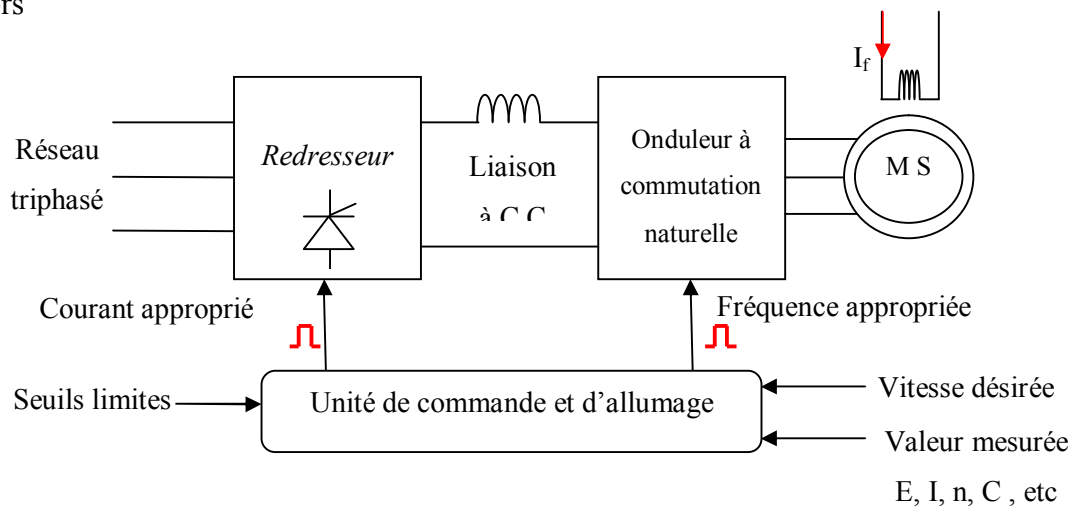


Figure 4.3 Système d'entraînement à vitesse variable pour moteur synchrone autopiloté

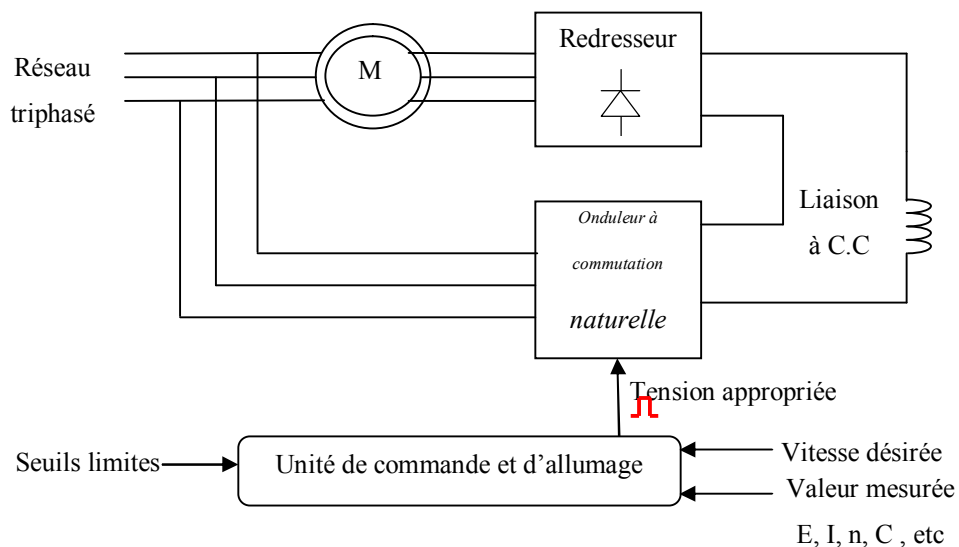


Figure 4.4 Système d'entraînement à vitesse variable pour moteur à rotor bobiné

4.1.2. Variateur de vitesse utilisant un cycloconvertisseur

Le cycloconvertisseur est un convertisseur à commutation naturelle, il convertit directement la fréquence du réseau à la fréquence désirée . On l'utilise pour entraîner les moteurs synchrones et asynchrones à cage d'écureuil

4.1.3 Variateur de vitesse utilisant un gradateur

Ce système à commutation naturelle permet de commander la vitesse de certaines charges de faible et de moyenne puissance. Il sert aussi au démarrage des moteurs asynchrones allant de 1 kW jusqu'à 2000 kW.

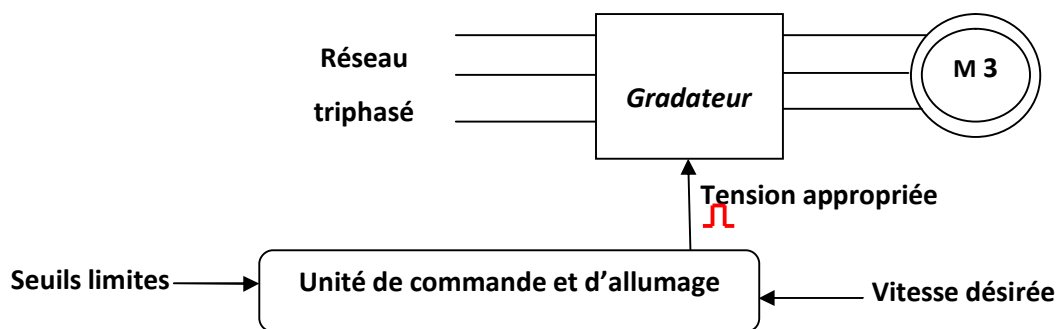


Figure 4.5 Système d'entraînement à vitesse variable utilisant un gradateur

4.1.4 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à onde rectangulaire .

Ce système à commutation forcée impose une onde rectangulaire de tension ou de courant sur un moteur synchrone ou asynchrone (Figure. 4.6 et 4.7) . Il est constitué d'IGBT, de MOSFET ou de GTO

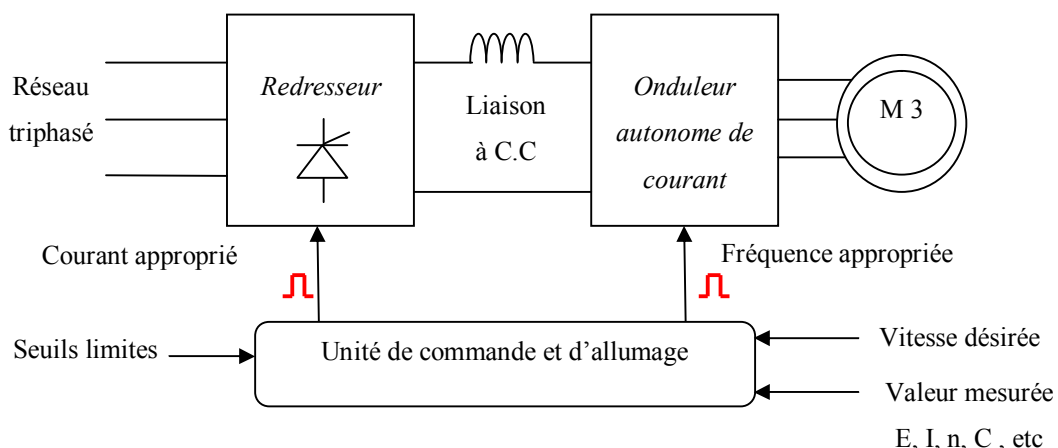


Figure 4.6 Système d'entraînement à vitesse variable utilisant un redresseur et un onduleur autonome de courant.

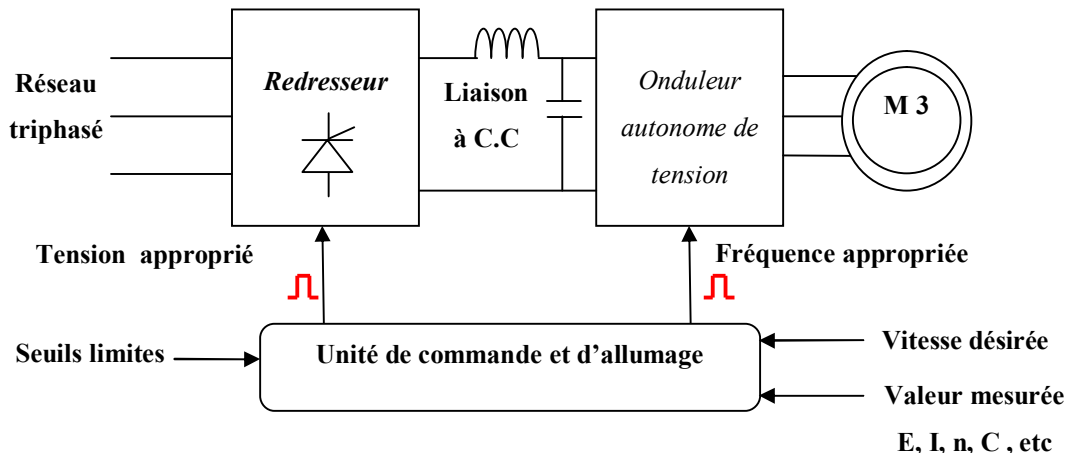


Figure 4.7 Système d'entraînement à vitesse variable utilisant un redresseur et un onduleur autonome de tension

4.1.5 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à MLI .

Ce système à commutation forcée utilise la modulation de largeur d'impulsions (MLI) . L'onduleur génère une tension sinusoïdale ou de toute autre forme désirée. Le système est surtout utilisé pour les moteurs asynchrones devant fonctionner dans une large gamme de vitesses ou dont le couple et la vitesse doivent changer très rapidement. Il est constitué d'IGBT, de MOSFET, parfois de GTO

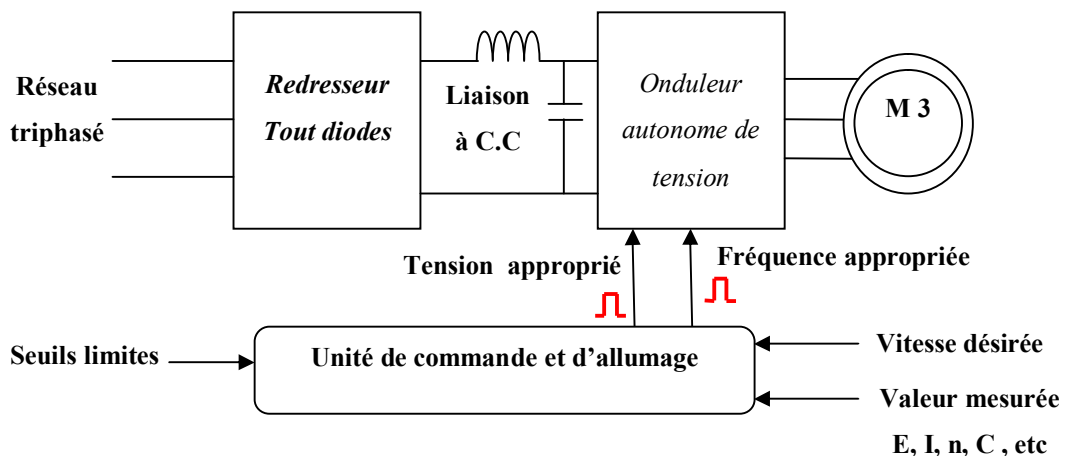


Figure 4.8 Système d'entraînement à vitesse variable utilisant un redresseur et un onduleur autonome à modulation de largeur d'impulsion

4.2 Présentation des différents blocs constituant le variateur de vitesse à MLI:

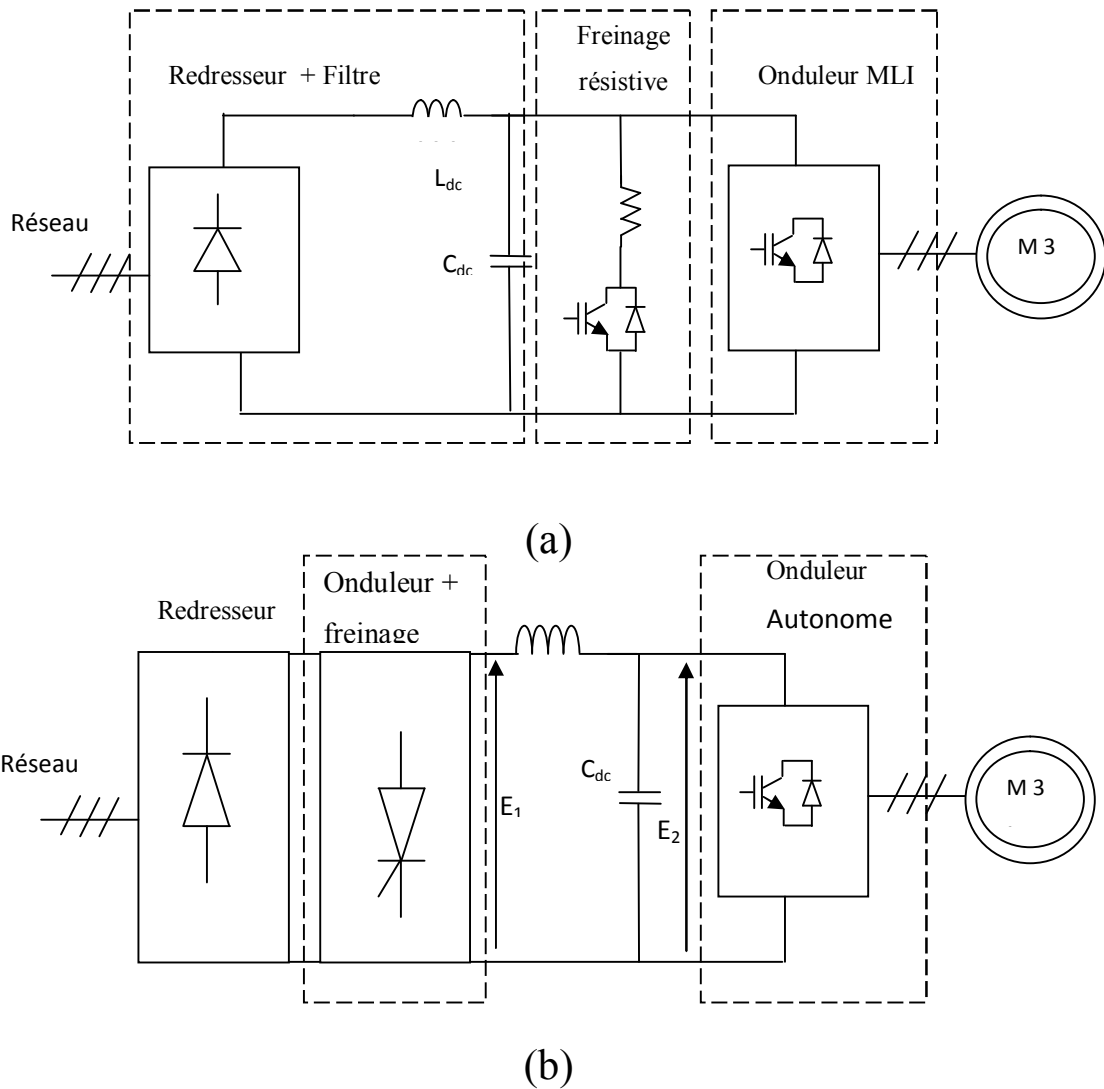


Figure 4.9 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à modulation de largeur d'impulsion avec (a) freinage résistive (b) freinage par récupération d'énergie

4.2.1 Alimentation redressé et Filtrée

Le redressement, c'est convertir une tension d'entrée de valeur moyenne nulle (alternative) en une tension de sortie de valeur moyenne non nulle (non alternative). Si on a besoin d'une tension de sortie de valeur moyenne fixe, on utilisera un redresseur non commande. On ajoute une partie de filtrage, il atténue ou élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur.

4.2.2 Modes de freinage :

a. Freinage résistive

La tension aux bornes du condensateur ne doit pas dépasser un certain seuil, elle doit être contrôlée en permanence. En effet, lors du freinage, le retour d'énergie se fait de la charge vers le bus continu (le moteur se comporte comme une génératrice). Etant donné que, le redresseur est un pont à diodes donc n'est pas réversible en courant, alors le condensateur va se charger et la tension à ses bornes augmente. Si celle-ci dépasse la valeur maximale, le condensateur risque d'exploser. Afin de remédier à ce problème et de protéger les condensateurs, on intègre un quatrième bras fonctionnant comme hacheur de freinage pour dissiper l'énergie de retour dans une résistance.

b. Freinage par récupération d'énergie

On peut freiner le moteur par récupération d'énergie . Durant cet intervalle, le courant I_d change de sens mais la polarité de E_2 demeure la même . Par conséquent, pour renvoyer la puissance au réseau (Fig 4.9), on doit ajouter un onduleur à commutation naturelle branché en antiparallèle avec le redresseur . Lorsque l'onduleur fonctionne, le redresseur se bloque automatiquement

Il existe plusieurs types de commande de la machine asynchrone nous citons :

- La commande scalaire ou l'on s'intéresse au contrôle des grandeurs physique de la MAS en module uniquement (exemple : flux, courant).
- Et la commande vectorielle ou le contrôle est plutôt porté sur le module et la phase de ces

grandeurs. la voie de la commande vectorielle, offre les meilleures performance dynamiques et statiques des variateurs de vitesse.

4.6.1 Commande scalaire

- Basée sur le modèle régime permanent
- Simple à implanter
- Dynamique lente
- Contrôle des grandeurs en amplitude

4.6.2 Commande vectorielle

- basée sur le modèle transitoire
- Précise et rapide
- Contrôle du couple à l'arrêt
- Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse)
- Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase
- Le choix de telle ou telle méthode de contrôle est fait en fonction de l'application
- Envisagée selon les critères-économiques qui se résument globalement dans le rapport cout-rendement du groupe a vitesse variable

En effet, bien que la commande vectorielle attire l'attention comme étant une méthode qui réalise des hautes performances pour les machines a courant alternatif, la commande scalaire v/f reste encore utilisée dans l'industrie grâce a sa configuration simple et leur simplicité de mise en œuvre.

4.6.3 Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension.

Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

4.7 Contrôle en V/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant.

Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (4.1)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone

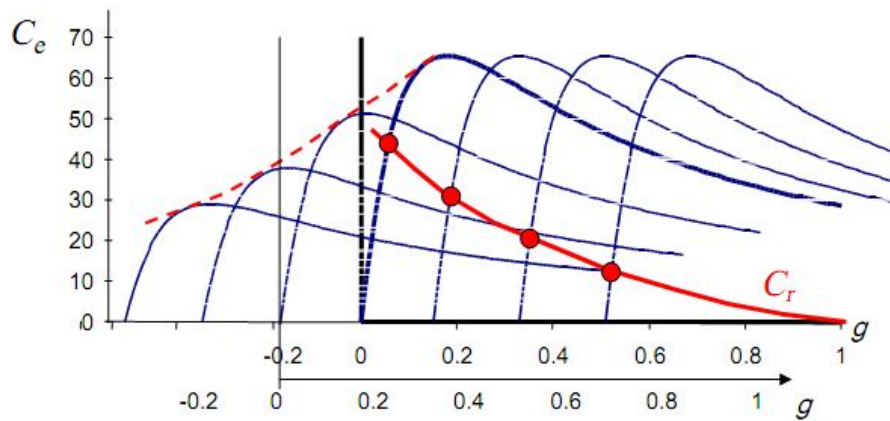


Figure 4.10 Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation

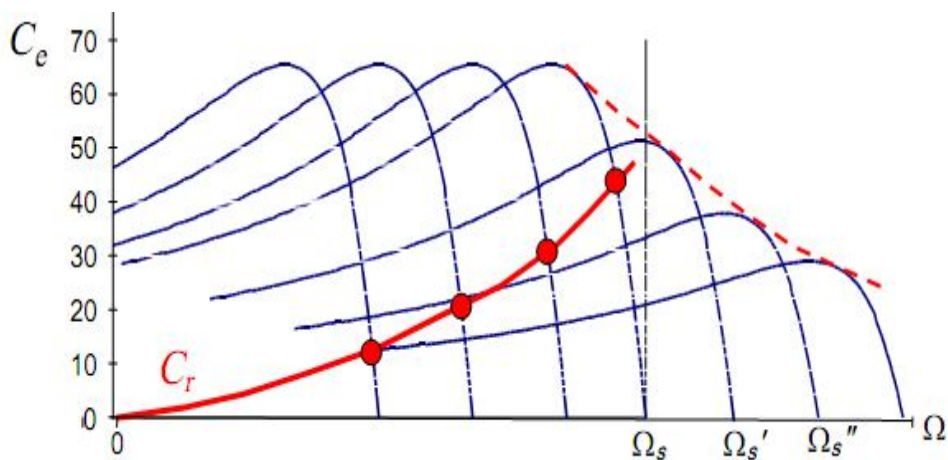


Figure 4.11 Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure 4.10).

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 .

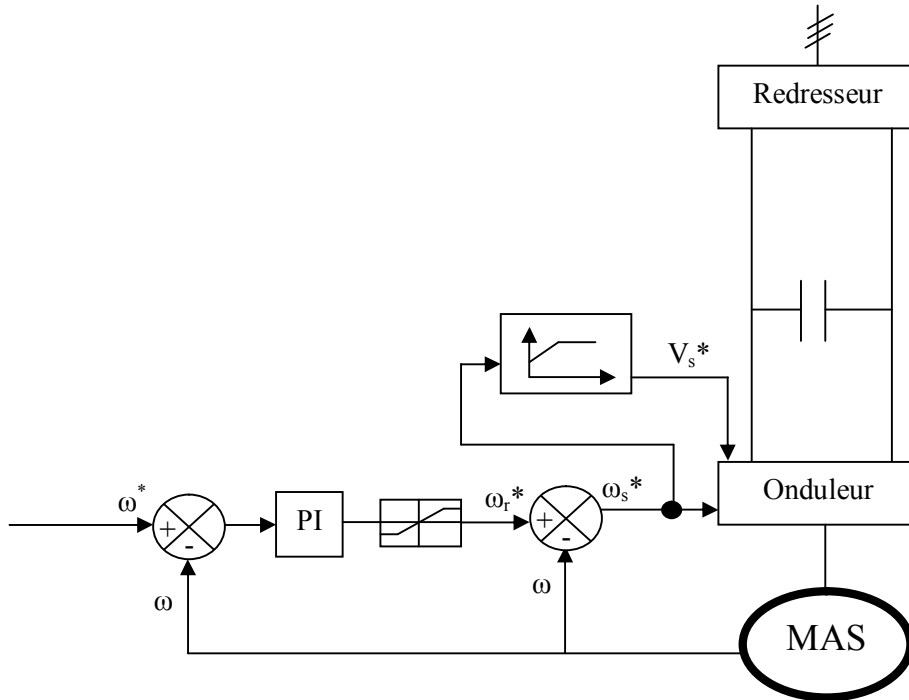


Figure 4.12 Contrôle scalaire de la tension

Le schéma de commande ci-dessus (Figure 4.12) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

4.7.2 Contrôle scalaire du courant

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé (Figure 5.13) On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau I_d (courant continu) est égale à une constante près à la valeur efficace du courant imposé I_s . Elle est imposée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension.

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (4.2)$$

$$I_d^* = \frac{\varphi_s \text{ nom}}{L_s} \sqrt{\frac{1+(\omega_r \tau_r)^2}{1+(\sigma \omega_r \tau_r)^2}} \quad (4.3)$$

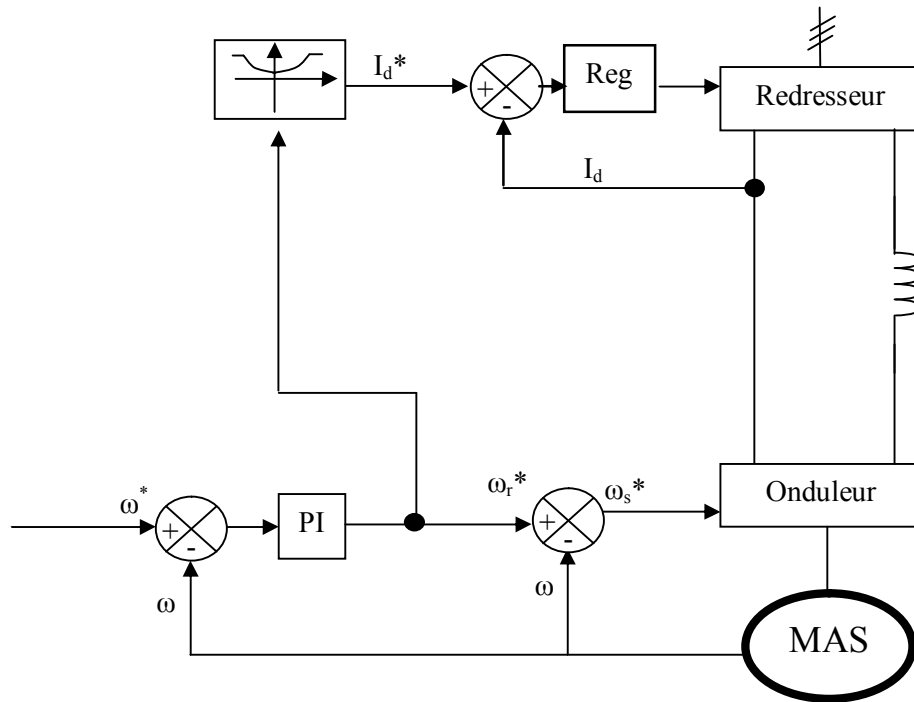


Figure 4.13 Contrôle scalaire du courant

4.7.3 Asservissement de vitesse

Pour garantir l'asservissement de vitesse de rotation, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques de façon à l'erreur de vitesse due au glissement (Fig. 4.13).

Le correcteur, généralement de type PI, permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension de sortie du correcteur notée ω_r est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation ω et ceci de façon à obtenir la valeur adéquat pour la pulsation statorique.

La pulsation statorique est calculée par la relation : $\omega_s = \omega_r + \omega$. C'est l'autopilotage fréquentiel. Elle est nécessaire à l'existence d'un couple électromagnétique à valeur moyenne non nulle .

-La sortie du correcteur PI est munie d'un dispositif écrêteur de façon à limiter la valeur de ω_r . Ainsi l'amplitude des courants statoriques est indirectement limitée

Le contrôle de l'amplitude des courants statoriques est ici basé sur le modèle de Steinmetz de la machine asynchrone qui est uniquement valable en régime permanent. Lors des régime transitoires, les valeurs instantanées des courants ne sont pas contrôlées.

Afin d'éviter des surintensités importantes en régime transitoire, le gain Intégral du correcteur PI doit être augmenté. De ce fait les variations rapide de ω_r sont évitées mais au détriment de la dynamique du système asservi. Aussi préfère-t-on dans la plupart des cas asservir

les courants de sortie de l'onduleur MLI de façon à contrôler parfaitement les valeurs instantanées des courants statoriques de la machine asynchrone.

4.7.4 Contrôle du couple électromagnétique d'une machine asynchrone par la méthode vectorielle :

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation. Il est donc évidemment que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension

4.7.4.1 Description du modèle

La machine asynchrone est constituée de deux armatures, une armature fixe dite stator et une autre mobile dite rotor. Au même titre, le stator, aussi bien que le rotor contient trois enroulements identiques séparés par un angle de 120° . Les phases statoriques et rotoriques sont séparées par un angle électrique θ . Chaque phase, statorique ou rotorique est représentée par une bobine diamétrale.

Le stator est alimenté soit par une source de tension sinusoïdale ou par un onduleur de tension ou de courant.

4.7.4.2 Modélisation de la machine asynchrone

a. Hypothèses simplificatrices

A fin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes:

- entrefer constant ;
- effet des encoches négligé ;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- pertes ferromagnétiques négligeables ;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte ;

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux ;

- la constance des inductances propres ;

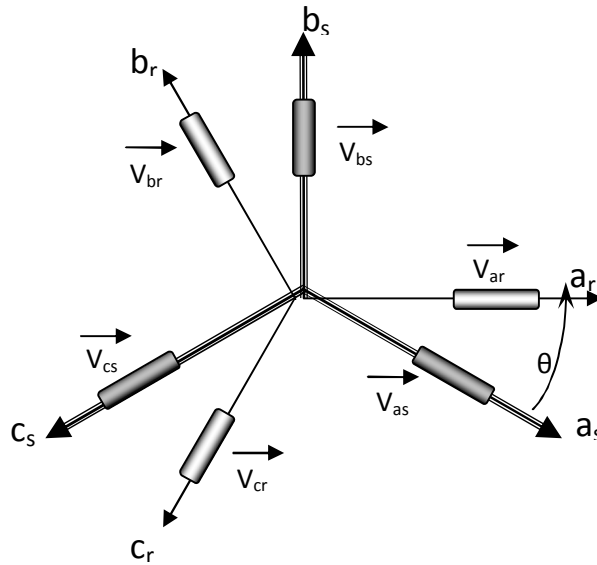


Figure (4.14) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

En notant que :

r et s : indices respectifs du rotor et du stator,

a_s, b_s et c_s : font référence au stator,

a_r, b_r , et c_r : font référence au rotor,

V_{as}, V_{bs} et V_{cs} : les tensions appliquées au trois phases statoriques,

V_{ar}, V_{br} et V_{cr} : les tensions des trois phases rotoriques,

θ : angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

b . Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

c. Equations électriques

Les équations électriques de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

Pour le stator

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Ou :

$$[V_{abc s}] = [R_s] [i_{abc s}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc s}] \quad (4.5)$$

Pour le rotor

$$\begin{pmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Ou :

$$[V_{abc r}] = [R_r] [i_{abc r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc r}] \quad (4.7)$$

d. Équations magnétiques

La matrice des inductances établit la relation entre les flux et les courants, elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de θ (position du rotor).

Soit:

$$\begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques .

avec:

$$\begin{aligned} L_{m1} &= L_{msr} \cos(\theta) \\ L_{m2} &= L_{msr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{m3} &= L_{msr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Ou :

L_{msr} : C'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Ou de manière plus raccourcie :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [r_s][i_{abcs}] + (d/dt)[\phi_{abcs}] \\ [V_{abcr}] = [r_r][i_{abcr}] + (d/dt)[\phi_{abcr}] \end{cases} \quad (4.10)$$

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

e. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles.

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (4.12)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie:

$$C_{em} = p \begin{pmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{pmatrix} \frac{d}{d\theta} \left((L_m) \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \right) \quad (4.13)$$

Avec :

J : moment d'inertie totale sur l'arbre du moteur,

Ω : vitesse de rotation de la machine,

C_{em} : couple électromagnétique,

f_r : coefficient de frottement visqueux,

p : nombre de paire de pole

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre du fait de :

- L'ordre du système est élevé;

- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de Park.

f. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (abc) en un système biphasé équivalent (dq)

Avec :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré. Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

f.1 Equations électriques

La transformation de Park des équations électriques donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{qs} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

V_{dr} et V_{qr} : Sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

f.2. Equations magnétiques

La transformation de Park des équations magnétiques donne:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (4.16)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - L_{ms}$: Inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - L_{mr}$: Inductance cyclique rotorique;

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions, on trouve:

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & r_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m \\ (\omega_s - \omega) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s + \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r;$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt};$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt};$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega \quad (4.18)$$

Cette équation montre la liaison qui existe entre les vitesses angulaires des axes d, q respectivement dans les repères statoriques et rotoriques, et la vitesse angulaire du rotor Ω .

f.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est une grandeur dont la connaissance est primordiale pour la modélisation de la machine asynchrone. Le couple électromécanique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (4.19)$$

4.8 Principe de la commande vectorielle

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine. Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (4.20)$$

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. On parle alors de régulation en cascade ; les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Il est évident que pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif, pour la diminuer il faut un couple négatif. Il apparaît alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple. Ce couple de référence doit à son tour être imposé par l'application des courants ; c'est le rôle des régulateurs de courants

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieur de la machine de celle du couple .Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, nous choisissons dans ce cours que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \quad (4.20)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($i_{ds} \varphi_{qr}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir

$\varphi_{qr}=0$. Ainsi $\varphi_{dr} = \varphi_r$ uniquement

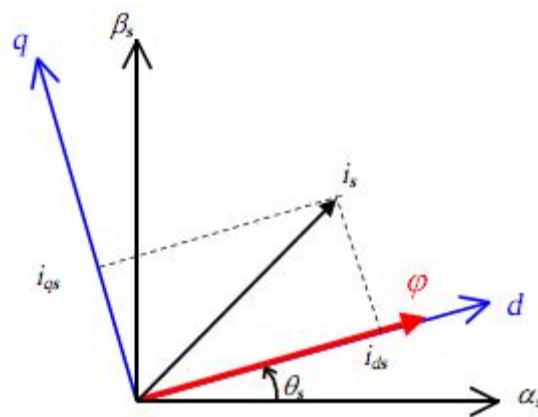


Figure 4.15 Principe du contrôle vectoriel

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \varphi_r) \quad (4.21)$$

il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique et on régule le couple en agissant sur la composante i_{qs}

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant i_{ds} s'occupe de maintenir le courant i_{ds} constant et égal à la référence ($i_{ds}^* (i_{ds}^* = i_{ds} \text{ Référence})$).

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant i_{qs} . Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence du courant i_{qs}^* positive. Le régulateur du courant i_{qs} va imposer ce courant de référence

à la machine.

D'où un couple positif. On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant i_{qs}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{qs}^*) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω^* .

La Figure suivante résume cette régulation puisqu'elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants i_{ds} et i_{qs} . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* dans le repère dq.

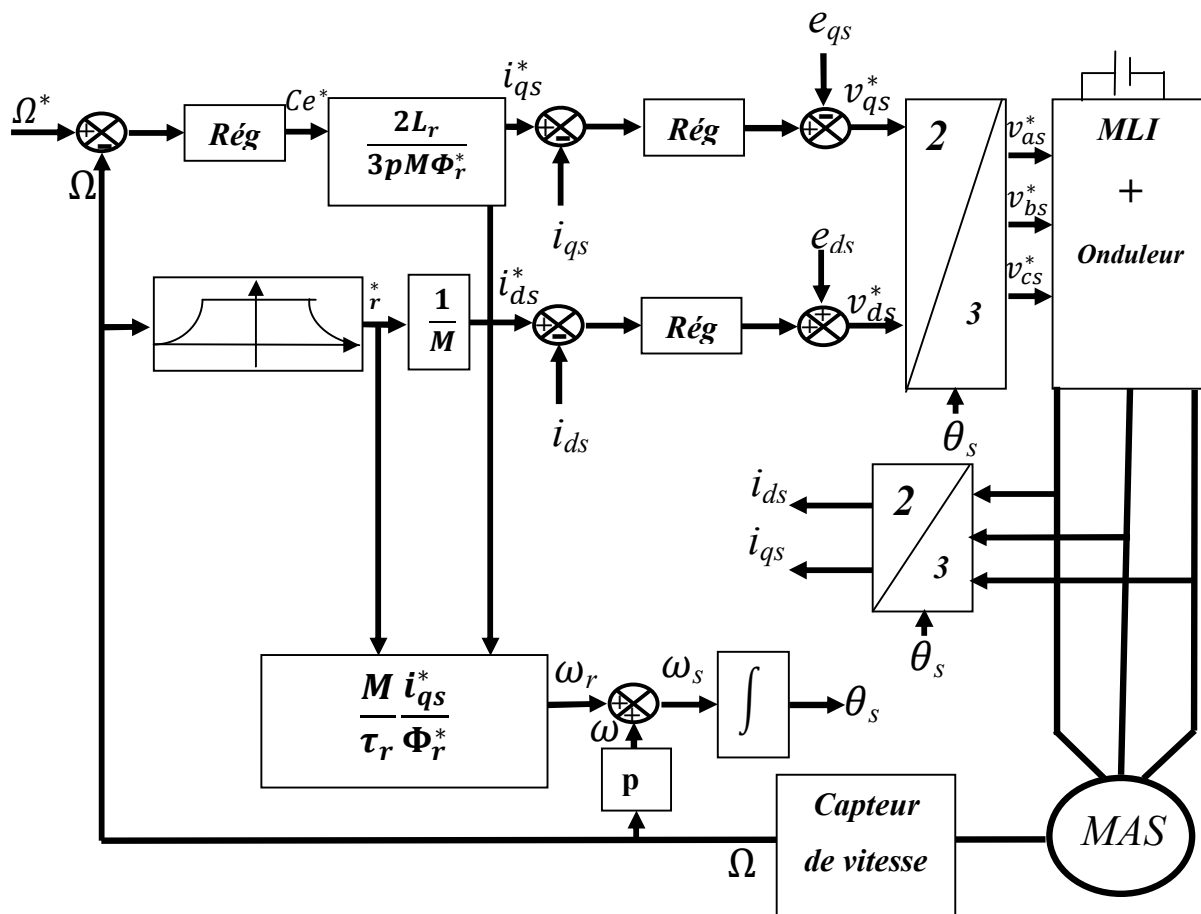


Figure (4.16) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle

On a donc 3 régulateurs dans ce schéma :

a. Le régulateur de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

b. Le régulateur de courant i_{qs} :

Il prend en entrée le courant i_{qs} de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs} . Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence i_{qs}^* .

Ce coefficient tient compte de la valeur du flux mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasé – biphasé choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation Clarke dans ce schéma.

c. Le régulateur de courant i_{ds} :

Il prend en entrée le courant i_{ds}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{ds}^* Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\varphi_r = \frac{M}{1+p\tau_r} i_{ds} \quad (4.22)$$

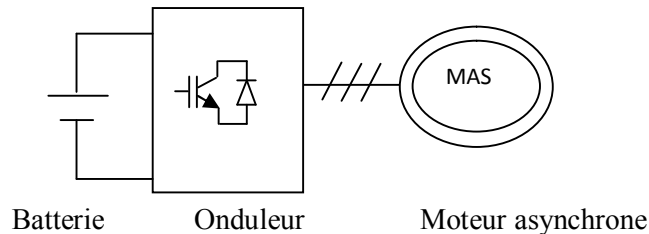
avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique et p la variable de la transformé de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent $\varphi_r = M i_{ds}$

Série d'exercices n° 4 :

Exercice n°1 :

Un constructeur automobile propose une voiture électrique à moteur asynchrone triphasé dont la source électrique est réalisée à l'aide d'un onduleur, lui-même alimenté par un ensemble de batteries.



A. Etude du moteur alimentée par un réseau fixe

Le moteur asynchrone triphasé, dont les enroulements du stator sont couplés en étoile, est alimenté par une source triphasée équilibrée sinusoïdale de tension efficace et de fréquence réglables.

1. Les conditions nominales de fonctionnement du moteur asynchrone triphasé sont indiquées sur la plaque signalétique : 127 V / 220 V ;
 - intensité efficace nominale du courant de ligne $I_N = 80 \text{ A}$;
 - facteur de puissance nominal $\cos \varphi_N = 0,79$.

1.1 Le moteur asynchrone triphasé est alimenté par une source de tension triphasée 127 V / 220 V. Justifier le couplage étoile des enroulements statoriques du moteur.

1.2 Donner l'expression littérale de la puissance absorbée P_A par le stator. calculer la valeur de P_A .

1.3 Calculer la puissance utile P_U fournie à l'arbre du moteur sachant que le rendement η est égal à 90 %.

1.4 Donner l'expression littérale de la puissance P_{JS} perdue par effet Joule dans le stator

B - Etude du moteur alimenté à fréquence variable et $\frac{U}{f} = C^{te}$

Pour régler la vitesse du moteur, le moment du couple utile étant constant et égal à 24,3 N.m, on fait varier la fréquence f de la source triphasée et la valeur efficace U de la tension composée en conservant le rapport $\frac{U}{f} = C^{te}$

1- Calculer le rapport $\frac{U}{f} = C^{te}$

2- La valeur de la fréquence de la source triphasée est réglée à $f' = 150 \text{ Hz}$.

Calculer la nouvelle valeur efficace de la tension composée U' ainsi que la nouvelle valeur de

la fréquence de synchronisme n'_s du moteur (en tr/min).

Exercice N°2 :

Un moteur asynchrone triphasé 220/380 V, 50 Hz à 4 pôles couplé en étoile et un rotor à cage. Sous alimentation nominale, on a obtenu :

- A vide, un courant de ligne d'intensité 6A.
- A charge nominale, un courant de ligne d'intensité 19,4 A, une puissance absorbée de 11kW et une fréquence de rotation de 1440 tr/mn.

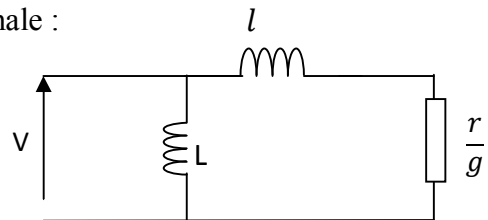
Dans tout le problème, on néglige les résistances et l'inductance de fuite statoriques , les pertes fer et les pertes mécaniques.

I. Etude de la machine alimentée par un réseau fixe

La machine asynchrone est alimentée sous 220V/380V, 50 Hz

1. Déterminer pour le fonctionnement à charge nominale :

- Le glissement g
- La puissance réactive absorbée.
- Le moment du couple nominal C_N .
- Les pertes rotoriques par effet joule.



2- Montrer que le moment C du couple de la machine s'écrit :

$$C = \frac{6V^2}{\omega} \frac{\frac{r}{g}}{\left(\frac{r}{g}\right)^2 + (l\omega)^2}$$

Pour quelle valeur de glissement g_{max} le moment du couple est-il maximal ?

Donner la valeur de ce couple maximale C_{max} et la fréquence de rotation correspondante en tr/mn. Sachant que : $r = 0.5\Omega$ et $l = 9.4mH$.

5. Tracer l'allure du graphe donnant le moment du couple T en fonction de la fréquence de rotation de 0 à 3000 tr/mn. Préciser le type de fonctionnement suivant la fréquence de rotation.

II. Etude du moteur alimenté à fréquence variable et $\frac{V}{f} = C^{te}$

La tension simple V et sa fréquence f restent dans un rapport constant $\frac{V}{f} = A = 4.4 V/Hz$ jusqu'à l'alimentation nominale de la machine. On suppose que la machine soit non saturée, la valeur de L est indépendante de la fréquence.

1. Montrer que l'expression du moment du couple C peut alors s'écrire :

$$C = A \frac{1}{\left(\frac{r}{gl\omega}\right) + \left(\frac{gl\omega}{r}\right)}$$

Donner la valeur numérique de A.

- 2. La valeur maximale du moment du couple dépend-elle de la fréquence d'alimentation ?
- 3. En régime permanent stable, pour un moment C du couple fixe, on montre que la quantité

g. ω reste constante quand la fréquence f varie.

Si N_s la fréquence de synchronisme, N la fréquence de rotation, exprimer $\Delta N = N_s - N$

Quelle est la propriété de ΔN quand f varie à couple fixé ?

Préciser les valeurs de ΔN pour les couples C_N et C_{max}

Dans un tableau, donner les valeurs numériques de la fréquence de rotation N en tr/mn pour les trois valeurs 10 Hz, 30 Hz et 50 Hz de la fréquence et correspondant à des fonctionnements :

- A vide.
- A couple nominal C_N .
- A couple maximal C_{max} .

5- Tracer pour les trois fréquences précédentes l'allure du réseau de caractéristiques $C=f(\Omega)$ en limitant au cas de fonctionnement stable en moteur. Dans la suite du problème on se limitera à ce cas.

6-Déterminer la fréquence minimale pour obtenir un couple de démarrage au moins égal au couple nominal C_N . Le moteur entraîne une charge mécanique qui lui oppose un couple résistant de moment constant $C_r = 40$ Nm. Déterminer la fréquence de rotation du groupe en régime permanent pour une alimentation à fréquence 30 Hz.

Exercice N°3 : Etude d'un onduleur pour l'entraînement d'un convoyeur

On s'intéresse à l'entraînement d'un convoyeur pour bassines de traitement de lait. Afin de pouvoir modifier la cadence de production du système, le constructeur a choisi d'entraîner le convoyeur grâce à une machine asynchrone alimentée par un variateur dont le schéma structurel est donné par la figure suivante :

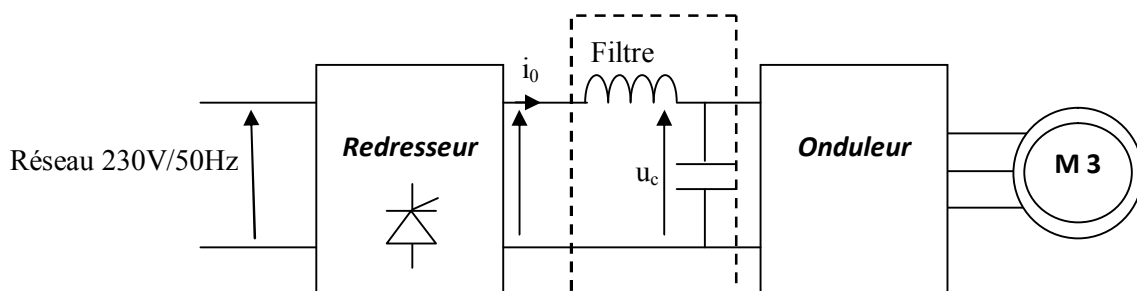
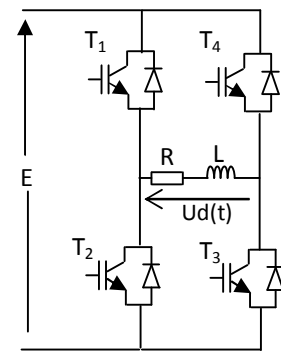
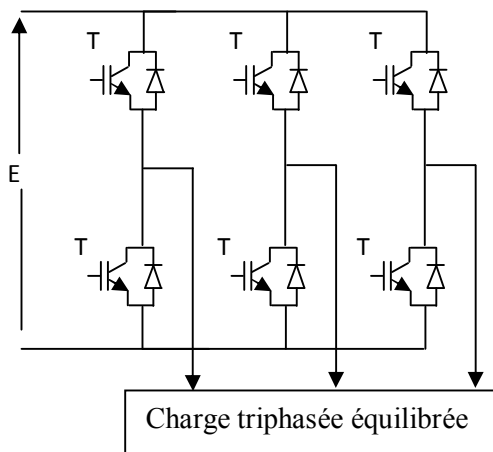


Figure 1. Schéma structurel

Etude de l'onduleur :

Les éléments de puissance qui composent l'onduleur triphasé sont considérés comme parfaits. Le schéma général est donné par la figure 2. Les transistors travaillent en commutation : ils sont passants ou bloqués. On considère que la charge est assimilable à une association série RL et on étudie uniquement le fonctionnement de 2 bras comme l'indique la figure 3. On note T la période de commande de cet onduleur



T_1 et T_3 sont commandés entre 0 et $T/2$
 T_2 et T_4 sont commandés entre $T/2$ et T

Figure 2 : Schéma général de l'onduleur

Figure 3 : Montage onduleur en pont

2.1 . Donner l'allure du chronogramme de la tension $u_d(t)$ de sortie de l'onduleur

2.2 . Donner l'équation différentielle régissant l'évolution temporelle du courant $i_d(t)$

En déduire que la valeur moyenne de $i_d(t)$ est nulle en régime permanent .

2.3 . Donner alors l'évolution temporelle de $i_d(t)$ indiquer pour les quatre phase d'une période T de fonctionnement , les composants qui conduisent .On note désormais I_{dM} la valeur maximale que peut atteindre le courant .

2.4 . Donner les expressions temporelle du courant pour chacune des phases

2.5 . Etablir l'expression de I_{dM} en fonction de la tension d'entrée E , de la période T de R et de L .

2.6 Donner l'expression de la décomposition en série de fourier de la tension $u_d(t)$

Exprimer les amplitudes du fondamental et des harmoniques de rang 3 et 5 en fonction de E

2.7 Après avoir exprimé l'impédance complexe de la charge , donner l'allure du diagramme asymptotique de Bode (courbes de gain et de phase) de :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{I}_d(j\omega)}{\underline{U}_d(j\omega)}$$

Nommer le type de filtre ainsi réalisé

Exprimer ω_c pulsation de coupure de ce filtre en fonction de R et L

2.8 A quelle conditions sur T et ω_c , peut on assimiler $i_d(t)$ à un courant sinusoïdal ?

Quel intérêt cela présente t il pour le fonctionnement du moteur ?

2.9 Citer une technique permettant d'obtenir un courant i_d quasi sinusoïdal .

Chapitre 5. Critères de choix et mise en œuvre d'un entraînement à vitesse variable

5.1 Définir une démarche

5.1.1 Définir un système industriel

Un système industriel peut être très complexe (par exemple une chaîne de fabrication). Ce système utilise un ou plusieurs convertisseurs par exemple :

- des variateurs de vitesse pour moteur à courant continu;
- des variateurs de vitesse pour moteur à courant alternatif de type asynchrone;
- des variateurs de vitesse pour moteur à courant alternatif de type synchrone;
- des convertisseurs pour obtenir une alimentation continue constante ou réglable;
- des compensateurs de puissance réactive;
- des compensateur d'harmoniques réalisant l'absorption des harmoniques decourant.

On considère ici que le « produit industriel » ou convertisseur industriel est au cœur du dispositif mis en place par l'électronicien de puissance. Cela signifie qu'en premier lieu, il est recommandé à l'utilisateur :

- de bien caractériser la ou les sources d'alimentation et d'utilisation du convertisseur ;
- de bien définir le transfert de puissance demandé, avec ou sans réversibilité;
- de choisir le type de commande souhaité : analogique ou numérique;
- de prévoir si le « sous-système » obtenu sera en boucle ouverte ou fermée.

Le choix se portant sur un convertisseur particulier, il doit se déterminer par rapport à des produits venant de fournisseurs différents. Il peut envisager des essais de réception pour tester ces produits dans des conditions comparables dans le milieu industriel prévu pour leur usage définitif, et donc vérifier les points suivants :

- le comportement global du convertisseur du point de vue thermique, acoustique, lorsque la puissance mise en jeu est la puissance nominale;
- les formes d'onde des tensions à l'entrée et à la sortie dans les conditions nominales ;
- les formes d'onde des courants à l'entrée et à la sortie dans les conditions nominales : en particulier l'importance des harmoniques : attention au choix du capteur de courant !
- les échauffements des principaux composants de puissance;
- la souplesse des commandes analogiques et numériques ;
- le bon déroulement de la procédure normale de mise en route et celui de l'arrêt d'urgence du convertisseur industriel dans les conditions nominales ;
- le bon déclenchement des sécurités de fonctionnement de l'ensemble;

- l'action des divers modes de commande et de contrôle, en particulier le rôle des commandes par ordinateur ou par automate;
- l'action ou l'influence des signaux parasites, la CEM (compatibilité électromagnétique) de l'ensemble;
- le coût financier d'achat, d'installation et de réglage selon le nombre d'unités ;
- le coût d'entretien par unité.

5.1.2 Exemple de choix de variateur industriel pour moteur à courant continu

Généralement, les conditions de fonctionnement imposent assez vite le mode d'alimentation du moteur ou de la charge utile du convertisseur. Cela permet de définir les convertisseurs possibles, les composants, les sources, le processeur pilotant la commande. Cette première approche va orienter le choix de l'utilisateur. Dans le tableau 5.1, on présente des exemples de choix de convertisseurs et de leur commande pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu dans des usages divers. Dans certains cas (par exemple en levage-descente), le moteur à courant continu peut être remplacé par un moteur asynchrone.

5.2 Normes relatives à l'alimentation des convertisseurs par le réseau alternatif

5.2.1 Présentation

Des normes et des règlements pour que l'échange de puissance entre le réseau monophasé ou triphasé et les convertisseurs de puissance s'effectue dans les conditions les plus « harmonieuses » possibles.

Type de charge	Type de convertisseur choisi	Composant de puissance et fréquence	Alimentation	Type de contrôle	Processeur
Traction routière	Hacheur série parallèle	2 IGBT à 15 kHz	Continue	Boucle ouverte	PIC ou μC
Traction ferroviaire	Pont redresseur	Thyristors à 50 Hz	Alternative monophasée	Boucle ouverte	μC ou μP
Laminoir	Double pont quatre quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Boucle ouverte	Automate
Levage/descente Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	PIC ou μC
Levage/descente Puissance élevée	Pont redresseur deux quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Régulation	μC + Automate
Chariot autoguidé Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	PIC
Chariot guidé Puissance élevée	Hacheur à quatre quadrants	4 IGBT à 15 kHz	Continue	Asservissement	PIC ou μC
Robotique 1 axe	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	μC
Positionnement machine-outil	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	μC ou μP
Embobineuse Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Régulation	PIC ou μC
Embobineuse Puissance élevée	Double pont quatre quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Régulation	μC ou μP

Tableau 5.1 – Composants et interfaces pour des convertisseurs industriels.

- **cas où la charge du réseau est linéaire**

Dans ce cas, si la tension du réseau $v(t)$ est sinusoïdale, le courant $i(t)$ est aussi sinusoïdal. Une norme est bien connue : c'est celle qui impose le facteur de puissance qui correspond au déphasage ϕ entre $v(t)$ et $i(t)$.

On impose alors : $0,93 \leq \cos\phi \leq 1$

ou bien : $0,4 \geq \tan\phi \geq 0$

- **Cas où la tension est non sinusoïdale et la charge du réseau est linéaire**

Dans ce cas, la tension du réseau $v(t)$ est non sinusoïdale et elle comporte, en appliquant le théorème de Fourier :

- une composante « fondamentale » $v_{h1}(t)$ de même fréquence que $v(t)$;
- des composantes « harmoniques » $v_{hk}(t)$ où k est le « rang » de l'harmonique.

On désigne par $V = V_{h1}$ la valeur efficace du fondamental du courant et V_{hk} la valeur efficace des harmoniques. On rappelle que la valeur efficace V_{eff} de la tension $v(t)$

est donnée par : $V_{eff}^2 = V^2 + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2$

Ce cas est l'objet de la norme CEI 1000-2-2 pour le réseau public basse tension et haute tension et de la norme CEI 1000-2-4 pour les installations industrielles.

La condition $0,93 \leq \cos\phi \leq 1$ s'applique entre le fondamental de la tension et le fondamental du courant.

Cas où la tension est sinusoïdale et la charge du réseau est non linéaire.

Dans ce cas, si la tension du réseau $v(t)$ est sinusoïdale, le courant $i(t)$ est périodique mais non sinusoïdal. C'est ce qui se passe généralement à l'entrée d'un convertisseur de puissance.

Ce courant comporte donc, en appliquant le théorème de Fourier :

- une composante « fondamentale » $i_{h1}(t)$ de même fréquence que $v(t)$, déphasée de ϕ par rapport à $v(t)$;

- des composantes « harmoniques » $i_{hk}(t)$ où k est le « rang » de l'harmonique.

On désigne par $I = I_{h1}$ la valeur efficace du fondamental du courant et I_{hk} la valeur efficace des harmoniques. On rappelle que la valeur efficace I_{eff} du courant $i(t)$ est donnée par :

$$I_{eff}^2 = I^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2$$

Ce cas est l'objet de la norme CEI 1000-3-2 pour les matériels autres qu'industriels, consommant moins de 16 A.

La condition $0,93 \leq \cos\phi \leq 1$ s'applique entre la tension et le fondamental du courant.

5.2.2 Norme relative à l'alimentation en tension alternative

L'harmonique de rang k le taux individuel d'harmonique de tension est en % :

$$\tau_{hvk} = 100X \frac{V_{hk}}{V_{eff}}$$

Selon les normes CEI 1000-2-2 et CEI 1000-2-4 en fixant la valeur maximale acceptable de ce taux τ_{hk} pour chacun des principaux harmoniques. Les normes préconisées du taux d'harmoniques (maximal) sont données au tableau 5.2(en %).

Rang harmonique	Réseau public		Réseau industriel		
	Basse tension	Haute tension	Classe 1	Classe 2	Classe 3
2	2	1,5	2	2	3
3	5	2	3	5	6
4	1	1	1	1	1,5
5	6	2	3	6	8
6	0,5	0,5	0,5	0,5	1
7	5	2	3	5	7
8	0,5	0,2	0,5	0,5	1
9	1,5	1	1,5	1,5	2,5
10	0,5	0,2	0,5	0,5	1
11	3,5	1,5	3	3,5	5
12	0,2	0,2	0,2	0,2	1
13	3	1,5	3	3	4,5
Global	8	3	5	8	10

Tableau 5.2 . Norme des harmoniques de tension du réseau.

5.2.3 Norme relative au courant absorbé par les appareils alimentés par une tension alternative

On se limite ici aux appareils dont la consommation est inférieure ou égale à 10 A en valeur efficace.

Selon la norme CEI 1000-3-2 pour définir les valeurs maximales acceptables pour les valeurs efficaces des principaux harmoniques (voir tableau 5.3).

Rang de l'harmonique	Courant maximal en valeur efficace
2	1,08 A
3	2,3 A
4	0,43 A
5	1,14 A
6	0,3 A
7	0,77 A
8 à 40 (harmoniques de rang n pair)	$0,23 \times \frac{8}{n}$ en A
9	0,4 A
11	0,33 A
13	0,21 A
15 à 39 (harmoniques de rang n impair)	$0,15 \times \frac{15}{n}$ en A

Tableau 5.3 . Norme des harmoniques de courant

La norme CEI 1000-3-4 correspondant aux appareils consommant plus de 16 A est en cours d'élaboration

5.3. Critères techniques de réception d'un convertisseur industriel

5.3.1. Définition des tests de vérification

Lorsqu'il s'agit de choisir un convertisseur, il est préférable d'effectuer des tests à partir des caractéristiques indiquées par le constructeur en vue de l'application prévue.

En pratique, on peut penser que le fait que le produit soit commercialisé engage le constructeur et qu'il suffit de vérifier les points importants pour lesquels le convertisseur doit remplir son rôle.

–S'il s'agit d'un variateur de vitesse (pour moteur à courant continu ou alternatif), il faut vérifier expérimentalement si la commande en boucle ouverte est souple, et si la commande en boucle fermée est stable et/ou si le réglage de la stabilité est facile et définitif.

– S'il s'agit d'un convertisseur destiné à fournir une source auxiliaire (à courant continu ou alternatif), il faut également vérifier expérimentalement si la commande en boucle ouverte est souple et si la commande en boucle fermée est stable et/ou si le réglage de la stabilité est facile et définitif.

–S'il s'agit d'un compensateur d'harmoniques destiné à obtenir à l'entrée d'une charge non linéaire (un redresseur par exemple ou un gradateur) un courant sinusoïdal, il faut également vérifier expérimentalement par une analyse spectrale le courant d'entrée, sans le compensateur, puis avec le compensateur, pour diverses conditions de fonctionnement.

Par la suite, il est préférable que le convertisseur soit soumis à des conditions de fonctionnement extrêmes dans les limites indiquées par le constructeur, et réalisables dans le laboratoire :

- fluctuation de la tension d'alimentation;
- fluctuation de la fréquence de l'alimentation;
- charge variable;
- court-circuit.

5.3.2 Exemple de tests de vérification sur hacheur General Electric

■ Présentation

Il s'agit d'un hacheur prévu pour obtenir une tension de 12,5 V à partir d'une batterie dont la tension peut valoir entre 24 V et 48 V pour le modèle IC4486CNP4LFA et entre 72 et 80 V pour le modèle IC4486CNP4LHA.

Ce convertisseur est prévu pour les véhicules électriques. La sortie n'est pas isolée des batteries d'alimentation. Les caractéristiques sont données au tableau 5.4.

Attention

Les commandes électroniques sont isolées du convertisseur. Avant tout réglage nécessitant un contact physique avec le convertisseur, débrancher la batterie et décharger les condensateurs en plaçant une résistance de 200 Ω (2 W) entre les bornes positive et négative.

Maintenance

Éviter d'exposer le convertisseur à la saleté, la peinture. Enlever la poussière avec de l'air comprimé basse pression. Dans les zones grasses, nettoyer avec un détergent léger mélangé avec de l'alcool.

	IC4486CNV4LFA	IC4486CNV4LHA
Tension d'entrée de la batterie d'alimentation	24 V à 48 V	72 à 80 V
Tension de sortie	12,5 V	12,5 V
Caractéristique du courant de sortie	16 A en continu 20 A durant 80 % du temps 22 A durant 65 % du temps 25 A durant 50 % du temps	16 A en continu 20 A durant 80 % du temps 22 A durant 65 % du temps 25 A durant 50 % du temps
Filtre d'entrée	Prévu à l'intérieur	Prévu à l'intérieur
Fréquence de découpage f_c	15 kHz	15 kHz
Dimensions (hauteur \times largeur \times longueur)	73,2 \times 174,4 \times 127 en mm	73,2 \times 174,4 \times 127 en mm
Température ambiante	0 °C à 40 °C	0 °C à 40 °C

Tableau 5.4 Caractéristiques de hacheurs industriels General Electric.

Problèmes de fonctionnement

Symptôme : aucune tension en sortie

Vérifier que :

- la tension d'entrée est dans la bonne polarité, au-dessus de 18 V;
- la « masse » de retour (borne –) est correctement branchée.

Symptôme : tension en sortie supérieure à 13 V ou inférieure à 12 V

- Vérifier que la tension d'entrée est dans la bonne polarité, au-dessus de 18 V.
- Si la tension de sortie est inférieure à 12 V, il est probable qu'une charge interne, mette le convertisseur en limitation de courant.

– Si la tension de sortie est supérieure à 13 V, après arrêt et remise en route, changer de convertisseur.

■ Tests à effectuer

Il s'agit ici d'un système qui doit être testé vis-à-vis de l'utilisation sur véhicule électrique. On part de l'hypothèse que le montage et la mise en route se sont déroulés comme prévu par le constructeur. On se limite au cas du modèle IC4486CNV4LF Aalimenté sous 48 V.

5.4 Étude d'un onduleur Eurotherm Drives pour moteur asynchrone

5.4.1 Présentation

Le constructeur donne les indications suivantes :

– risques concernant l'alimentation continue : mesurer la tension pour qu'elle soit inférieure à 50 V.

– possibilités d'éliminer 4 fréquences différentes

– alimentation à partir du réseau 230 V

– commande en vitesse des moteurs asynchrones : contrôle à V/f constant ou contrôle vectoriel pour des fréquences allant de 0 à 350 Hz;

– possibilité de programmer des rampes d'accélération et de décélération de moteurs.

D'autre part, il indique le montage de l'ensemble du système avec en particulier les deux filtres « CEM » (EMC en anglais), en amont et en aval de l'onduleur (inverter).

Ensuite le constructeur indique les caractéristiques de la commande du moteur en commande à V/f constant (V/f fluxing) et à contrôle vectoriel (Sensorless Vector Fluxing Mode).

Les différentes caractéristiques des modèles varient selon la puissance nominale du moteur. Celles-ci vont de 0,75 kW à 55 kW selon les cas.

La fréquence de découpage f_c de la MLI va de 3 kHz à 9 kHz pour les faibles puissances et n'est que de 3 kHz pour les onduleurs de puissance plus élevée.

Enfin, en dernière page du tableau, on donne le taux d'harmoniques en tension THD(V). On note que la définition de ce taux n'est pas celle précédemment indiquée, puisque l'on rapporte le calcul à la valeur efficace du fondamental de la tension :

$$THD(V) \text{ en } \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=40} V_h^2}}{V_{h1}} \times 100$$

Le constructeur donne également les valeurs efficaces des harmoniques de courant selon le rang de l'harmonique jusqu'à 50.

5.4.2 Test de vérification à effectuer

Le constructeur donne ici en plus des détails sur les harmoniques de courant. L'utilisateur peut vérifier en détail les valeurs efficaces obtenues pour chaque rang d'harmonique de courant. Il peut aussi valider l'efficacité des filtres CEM.

Références bibliographiques

1. F. Labrique, g. Segulier, r. Bausiere, Volume 4 : « La conversion continu-alternatif », Lavoisier TEC & DOC, 2^o édition, 1992.
2. Daniel Gaude « Electronique de puissance, conversion électromagnétique, régulation et asservissement, Cours complet illustré de 97 exercices résolus » Eyrolles, 2014.
3. Francis Milsant, Machines électriques « Machines synchrones et asynchrones » Ellipses Marketing, 1991.
4. B.K. Bose « Power Electronics and AC drives » Prentice-Hall, 1986.
5. P. Mayé « Moteurs électriques industriels », Dunod ,2011.
7. J. Bonal, G. Séguier « Entraînements électriques à vitesse variable ». Volume 3, Tec & Doc, 2000.
- 8 . Hubert Razik « La machine asynchrone à vitesse variable 2 » , Lavoisier , 2006
9. Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance commande • description • mise en œuvre », Dunod , 2007
10. Wildi , Sybille « Electrotechnique » , de boek, 2005.
11. John Chiasson « Modeling and control of electric machines high-performance» A JOHN WILEY & SONS, INC, 2006
12. Guy Chateigner, Michel Boës « Manuel De Génie Electrique » Sciences Sup, DUNOD,2007.
13. Pierre Mayé ,« Aide mémoire Electrotechnique » DUNOD, 2006.
14. Valérie LEGER« Conversion d'énergie électrotechnique , électronique de puissance »ellipses, 2008.
15. Ned Mohan « First course on power electronics and drives » Mnpere Minneapolis,2003
16. MUHAMMAD H. Rashid « Power electronics handbook» ACADEMIC PRESS ,2001.