

***Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique***
Université Echahid Hamma Lakhdar – El Oued
Faculté de la Technologie
Département de Génie Electrique

Cours de:

Commande des machines

Niveau : 3^{ème} Année Electrotechnique

Préparé et enseigné par :

Dr. Lammouchi Zakaria

2022 / 2021

Matière : Commande des Machines

I-Objectifs :

Comprendre, analyser et modéliser l'ensemble machines-convertisseurs, réaliser le câblage des circuits de commande et de puissance des machines électriques.

II-Connaissances préalables recommandées :

Machines électriques, convertisseur statique, systèmes asservis, régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

III-Contenu de la matière :

Chapitre 1. Introduction à la commande des machines électriques

Chapitre 2. Commande des convertisseurs statiques : Technique MLI/Hystérésis

Chapitre 3. Réglage de la vitesse des machines à courant continu

Rappels sur les machines à courant continu (Principe de fonctionnement, Schéma électrique équivalent, les différents types de machines à courant continu), Caractéristiques électromécanique et mécanique des machines à courant continu, Caractéristiques mécaniques des charges entraînées, Point de fonctionnement d'un groupe moteur, charge entraînée (Stabilité, Démarrage, Freinage électrique).

Méthodes de réglage de la vitesse d'un moteur shunt (réglage rhéostatique, Réglage par la tension), Principe des dispositifs d'alimentation, Les convertisseurs associés aux machines DC (redresseur, hacheur en pont complet), Architecture de commande des machines DC (alimentation en tension, alimentation en tension contrôlée en courant, alimentation en tension contrôlée en vitesse et limitée en courant), Asservissement de vitesse d'un moteur DC entraînant une charge variable.

Chapitre 4. Variation de vitesse des moteurs asynchrones

Rappels sur les machines asynchrones, La modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande, Rappels sur les convertisseurs d'électronique de puissance, Association machines asynchrones (convertisseurs), Réglage de vitesse des moteurs asynchrones (réglage par action sur la tension d'alimentation, réglage par action sur la résistance rotorique, réglage par cascade hypo-synchrone, réglage par variation de la fréquence d'alimentation).

Chapitre 5. Réglage de la vitesse et autopilotage des moteurs synchrones

Rappels sur les machines synchrones, La modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande, Association machines synchrones (convertisseurs), Réglage de vitesse des moteurs synchrones (principe de l'autopilotage des moteurs synchrones, réglage de vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée par un commutateur de courant, réglage de vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI).

Références

1. R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Ellipses, Collection ,2011.
2. M. Juferles, "Entraînements électriques: Méthodologie de conception", Hermès, Lavoisier, 2010.
3. G. Guihéneuf, "Les moteurs électriques expliqués aux électroniciens, Réalisations : démarrage, variation de vitesse, freinage", Publitronic, Elektor,2014.
4. P. Mayé, "Moteurs électriques industriels, Licence, Master, écoles d'ingénieurs", Dunod, Collection: Sciences sup, 2011.
5. S. Smigel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones", 2000.-6. J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électriques à vitesses variables". Vol. 2, Vol. 3.
6. Y.Agrebi Zorgani, H. Zayani " Note de cours : Commande Electrique des Machines ", Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax ,2014

Chapitre 1

Introduction à la commande des machines électriques

1.1 Généralités

Une **machine** est un ensemble de pièces ou d'organes liés entre eux, dont au moins un est mobile pour la transformation, le traitement, le déplacement et le conditionnement d'un matériau. Une machine comprend également tous les composants d'alimentation en énergie et d'automatisation nécessaires à son fonctionnement. Un ensemble de machines est également considéré comme une machine.

Les mouvements des machines remplissent une ou plusieurs fonctions, par exemple :

- ❖ entraîner une pompe, un ventilateur, pour déplacer ou comprimer des liquides, des gaz ou de l'air
- ❖ entraîner une broche, c'est-à-dire un outil de coupe, de perçage ou d'usinage comme une scie, un foret, un taraud, un disque de polissage, etc. ;
- ❖ déplacer un objet d'un endroit à un autre, pour le stocker ou le remettre dans le circuit de production.
- ❖ former ou déformer un objet, par exemple pour le plier et pour le mouler.
- ❖ les passagers, comme dans le cas d'un ascenseur ou d'un véhicule.

1.2 Constitution des entraînements

Le principe d'un entraînement est représenté sur le schéma ci-dessous :

- ✓ Le **moteur** convertit l'énergie électrique, pneumatique ou hydraulique en énergie mécanique, et la transmet à la charge par l'intermédiaire d'une transmission mécanique, la charge fournissant de l'énergie mécanique au moteur, et celui-ci la restituant à l'alimentation d'énergie.
- ✓ Le moteur est alimenté par un dispositif de **commande** qui assure l'enclenchement et le déclenchement, éventuellement le réglage de la vitesse, de la position et de l'effort. Le moteur et la commande constituent l'actionneur qui reçoit l'énergie et les consignes de fonctionnement.
- ✓ La **transmission** communique à la charge l'énergie mécanique produite par le moteur. Elle adapte les caractéristiques et performances du moteur aux besoins de la charge, en termes de gamme de vitesse et de conversion de mouvement rotatif en mouvement linéaire.
- ✓ La **charge** est l'unité mécanique de la machine.
- ✓ Les critères de choix sont non seulement techniques mais également économiques, la solution optimale doit tenir compte du coût de l'ensemble commande, moteur et entraînement. Les moteurs rapides sont en général moins chers que les moteurs plus lents en raison de leur taille et de leur simplicité de construction. En revanche ils nécessitent des transmissions à rapport plus élevé et plus complexes.

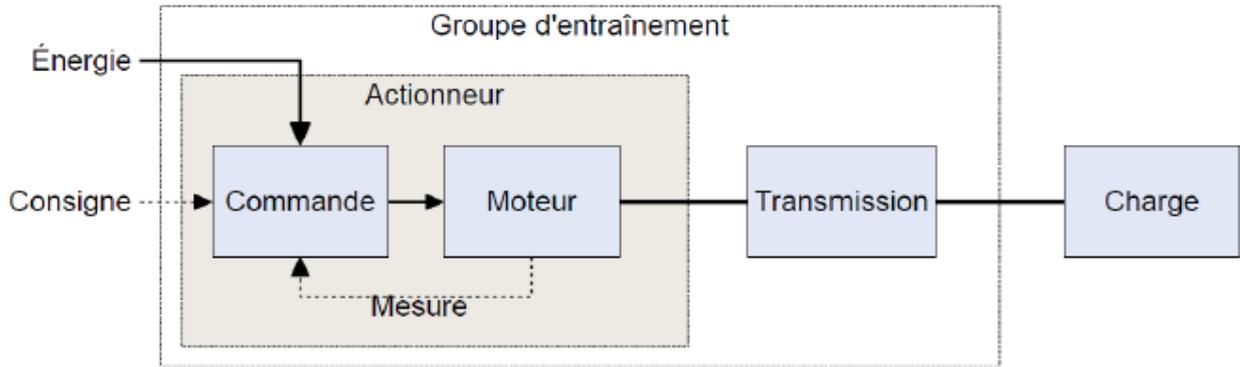


Figure (1.1) : Schéma de principe d'un entraînement

D'un point de vue mécanique, les exigences du cahier des charges imposées par la charge sont :

- ❖ la vitesse nominale et le domaine de variation de celle-ci,
- ❖ le couple nominal (ou la force nominale) et sa caractéristique en fonction de la vitesse,
- ❖ l'évolution du couple (ou de la force) et de la vitesse en fonction du temps,
- ❖ le couple ou l'effort résistant au démarrage, l'inertie ou la masse de la charge,
- ❖ la durée des cycles de fonctionnement et la fréquence des démarrages,
- ❖ le temps admissible des démarrages et freinages,
- ❖ la précision de la vitesse et du positionnement,
- ❖ l'environnement : température, humidité, altitude, vibrations, atmosphère particulière, etc.
- ❖ l'encombrement et la masse admissibles pour le groupe d'entraînement,
- ❖ la source d'énergie disponible.

1.3. Moteurs électriques

Les moteurs électriques sont disponibles dans une très large gamme de puissance (de <math><10\text{ mW}</math> à >100 MW). Il en existe différentes technologies qui, par leurs caractéristiques de fonctionnement, sont particulièrement adaptés à certains types d'usages. Ils sont utilisés pour pratiquement tous les mouvements rotatifs et une très grande partie des mouvements linéaires des machines et installations.

1.3.1. Avantages : les moteurs électriques ne présentent que peu de problèmes d'usure. L'énergie électrique est très souple d'emploi et se prête facilement aux commandes et réglages automatiques. Les temps de réponse pouvant être de l'ordre de 0,1 milliseconde, les moteurs électriques sont particulièrement appréciés pour toutes les applications à forte dynamique et grande précision.

1.3.2. Inconvénients : La plupart des moteurs électriques sont des actionneurs rotatifs, dont la vitesse se situe entre 500 et 6'000 tr/min. Or, les mouvements dans les machines sont plus souvent linéaires. Même pour des mouvements rotatifs, la vitesse n'est généralement pas adaptée (mouvements lents des articulations de robots, rotation à haute vitesse des outils d'usinage, etc.). Pour cette raison, les moteurs électriques doivent souvent être complétés par

un réducteur, ce qui amène d'autres désavantages. L'alimentation des moteurs électriques peut présenter des difficultés lorsque le réseau industriel n'est pas utilisable. C'est particulièrement le cas pour les véhicules.

1.3.3. Coûts : Les moteurs électriques sont généralement très économiques, grâce à leur relative simplicité de conception et à la concurrence entre les nombreux fournisseurs. Pour des entraînements simples, ils nécessitent peu d'équipements coûteux. Ce n'est que pour des entraînements plus sophistiqués (réglés en vitesse ou en position, sécurisé par des freins, etc.) que des équipements coûteux supplémentaires sont nécessaires.

1.4. Modes de fonctionnement des entraînements

1.4.1 Mode « tout-ou-rien »

Dans les cas les plus simples, l'actionneur ou le moteur est connecté, ou à une alimentation électrique de tension et fréquence constantes. L'utilisateur dispose par exemple d'une commande à deux positions, par exemple : OFF (déclenché) ou ON (enclenché).

La commande est alors particulièrement simple à réaliser, à l'aide d'un interrupteur pour les entraînements électriques (de relais et de contacteur).

Avantages : Ce mode de fonctionnement est utilisé pour la plupart des pompes, ventilateurs et outils d'usinage, voire pour certains mouvements comme celui des ascenseurs et des convoyeurs.

Inconvénients : Ce mode de fonctionnement ne permet aucune adaptation à la charge mécanique réellement entraînée.

1.4.2 Mode contrôlé « en boucle ouverte »

Il est possible de modifier la vitesse d'un moteur de manière continue, au moins dans une certaine plage (par exemple de 20% à 100% de la vitesse nominale). Dans tous les cas cependant, le mouvement du moteur n'est pas mesuré. Seule l'intervention de l'utilisateur permet, par modification de l'ajustage, de le corriger.

Leur commande requiert toutefois un variateur de tension ou un variateur de fréquence.

Le principe de la commande de vitesse est illustré ci-dessous. L'opérateur choisit une valeur $u(t)$ en fonction de la vitesse $\omega_c(t)$ qu'il souhaite obtenir. L'amplificateur de puissance ajuste en conséquence l'alimentation $u_a(t)$ du moteur.

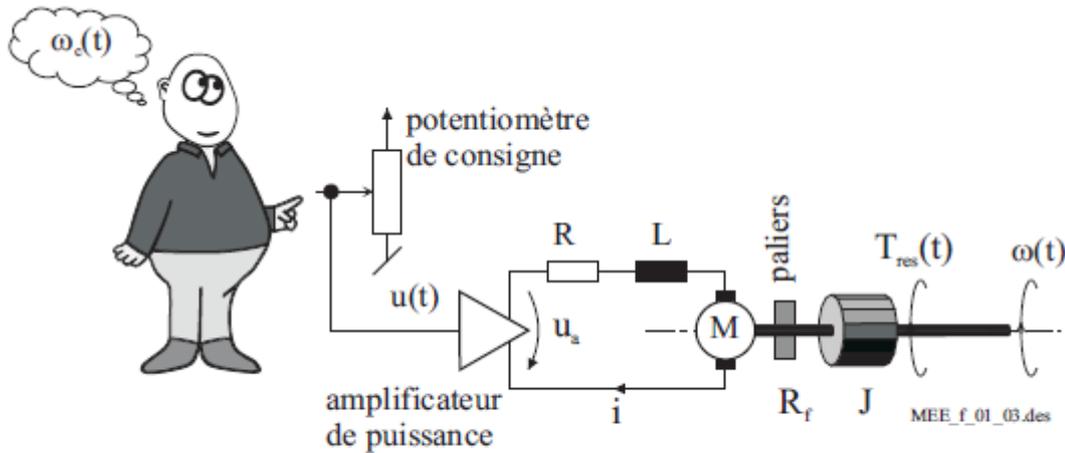


Figure (1.2) : Principe de la commande de vitesse en boucle ouverte

Avantages : Ce mode de fonctionnement est utilisé pour tous les entraînements dont on souhaite contrôler approximativement la vitesse ou l’effort fourni, comme les broches de machines-outils et l’avance des véhicules et des grues.

Inconvénients : S’il permet d’ajuster la vitesse, ce mode de fonctionnement ne permet pas de l’ajuster de façon stable. Le résultat dépend des fluctuations de l’alimentation et des variations de charge.

1.4.3. Mode réglé en vitesse, « en boucle fermée »

Le principe de la régulation est illustré dans la figure (1.3) : L’opérateur ou le programme d’automate choisit une valeur de consigne $w(t)$ en fonction de la vitesse $\omega_c(t)$ qu’il souhaite obtenir. La valeur réelle $\omega(t)$ est mesurée et fournit le signal de contre-réaction $y(t)$, qui est comparé à la valeur de consigne. La différence entre ces deux valeurs est appelée écart de réglage $e(t)$. Le régulateur s’efforce de le minimiser en ajustant la grandeur de réglage $u(t)$ et, par l’intermédiaire de l’amplificateur de puissance, l’alimentation $u_a(t)$ du moteur.

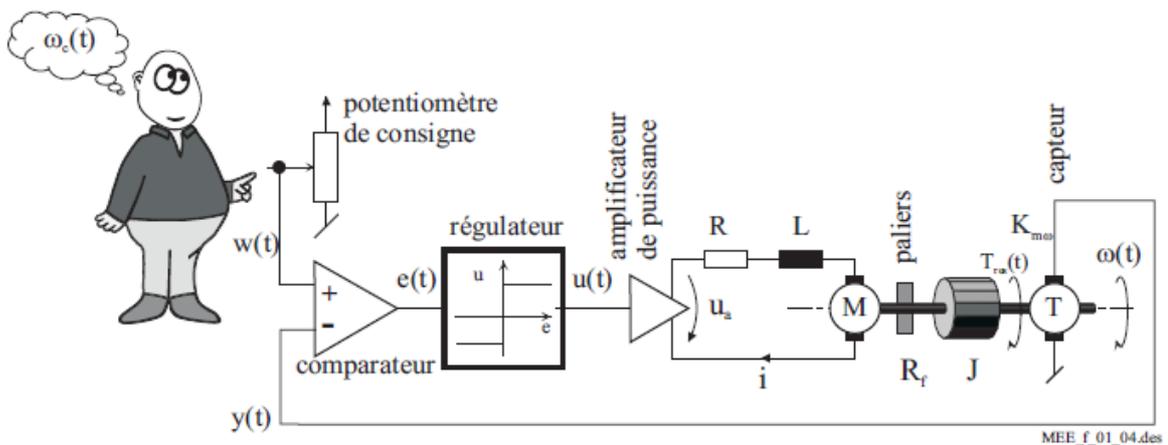


Figure (1.3) : Principe de la commande de vitesse en boucle fermée

Le même principe est utilisé pour obtenir un entraînement qui fournisse exactement l’effort souhaité.

Avantages : La régulation en boucle fermée permet d'obtenir exactement le résultat désiré, pratiquement sans influence de l'alimentation ni de la charge. La différence dépendant essentiellement de la précision du capteur et de la performance du régulateur utilisés.

Inconvénients : La conception et l'ajustage du régulateur nécessitent un personnel d'autant plus qualifié que les objectifs de précision sont élevés.

Coûts : Ce mode d'entraînement est plus coûteux que le contrôle de vitesse en boucle ouverte, essentiellement à cause du capteur supplémentaire et de son câblage.

1.5 Quadrants de fonctionnement

Les explications ci-dessous sont relatives aux mouvements rotatifs, dans lesquels interviennent la vitesse angulaire et le couple. Les mêmes principes s'appliquent aux mouvements linéaires, dans lesquels interviennent la vitesse (linéaire) et la force.

Si l'on représente dans un diagramme la vitesse d'un corps mobile et le couple qui lui est appliqué par le moteur et la transmission, on détermine quatre zones de travail possibles, appelées **quadrants**.

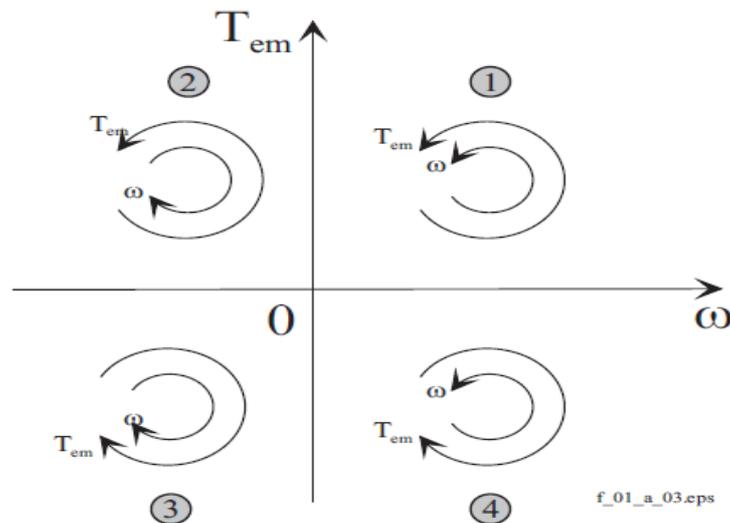


Figure (1.4) : Quadrants de fonctionnement d'un entraînement rotatif

Lorsque l'entraînement fonctionne en moteur, il fournit de l'énergie à la charge. C'est le cas des quadrants 1 et 3, dans lesquels le couple et la vitesse ont même signe :

- ✓ Dans le quadrant Q1, la charge tourne dans le sens horaire.
- ✓ Dans le quadrant Q3, la charge dans le sens antihoraire.

Lorsque l'entraînement fonctionne en générateur ou en frein, il reçoit de l'énergie fournie par la charge. Ce mode de fonctionnement est exploité pour le freinage. C'est le cas des quadrants 2 et 4, dans lesquels le couple et la vitesse ont même signe :

- ✓ Dans le quadrant Q2, la charge tourne dans le sens horaire.
- ✓ Dans le quadrant Q4, la charge tourne dans le sens antihoraire.

Chapitre 2.

Commande des convertisseurs statiques

2.1. Notions sur convertisseurs statiques

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les hacheurs, les redresseurs commandés et les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

2.2. Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI.

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en **anglais** : *Pulse Width Modulation*, soit *PWM*), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

La qualité de la tension de sortie d'un convertisseur dépend largement de la technique de commande utilisée pour commander les interrupteurs. Il existe plusieurs techniques de commande et le choix d'une technique parmi toutes les possibilités dépend essentiellement du type d'application auquel l'appareil est désigné. La technique la plus utilisée dans les variateurs de vitesse pour MCC est la commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples. Cependant, 04 catégories de MLI ont été développées :

- ✓ Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- ✓ Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- ✓ Les modulations post-calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- ✓ Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre).

Le développement considérable de la technique de modulation en largeur d'impulsion ouvre une large étendue d'application dans les systèmes de commande et beaucoup d'autres fonctions. Elle permet une réalisation souple et rentable des circuits de commande des hacheurs.

❖ **Principe de la commande MLI :**

Le Principe de base de la Modulation de la Largeur d'impulsion MLI est fondé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi, la tension de sortie est formée par une succession de créneau d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable. La technique la plus répondeuse pour la production d'un signal MLI est de comparer entre deux signaux.

- ❖ Le premier, appelé signal de référence, est un signal continue qui varie entre deux seuils définis en fonction de notre application.
- ❖ Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques du convertisseur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- ❖ L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

L'intersection de la référence avec la porteuse, en sens croissant, commande l'ouverture du transistor (T), son intersection avec la porteuse, en sens décroissant, commande la fermeture de (T). Le principe se fait par comparaison entre les deux signaux utilisant un amplificateur opérationnel.

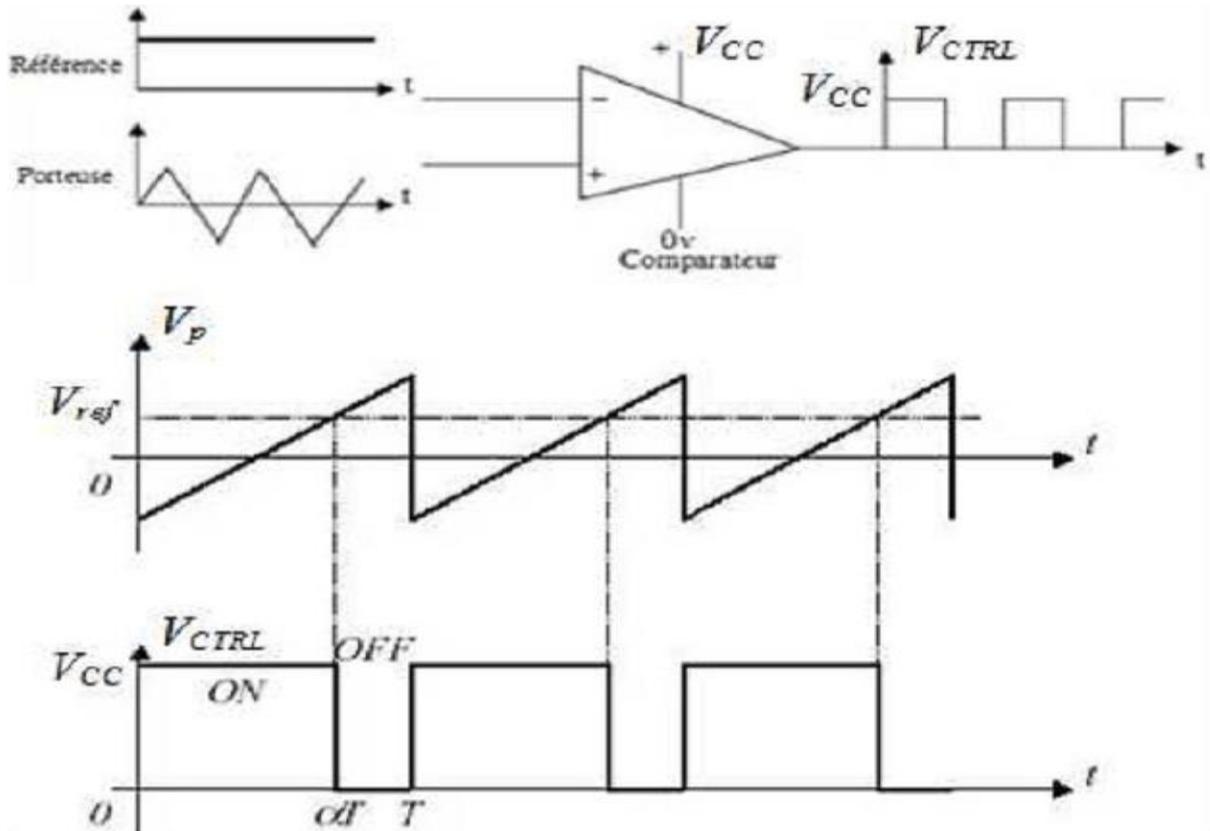


Figure (2.1) : Réalisation du signal MLI avec référence continu

Le but du PWM est de permettre d'avoir une tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe.

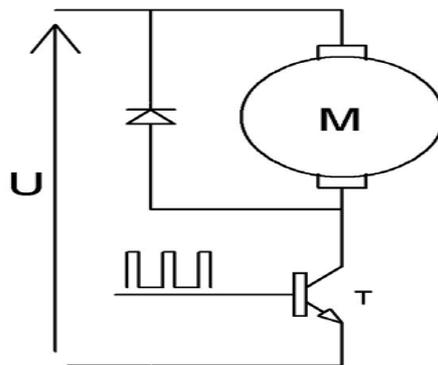


Figure (2.2) : commande MLI d'un transistor (T)

Avec la conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert

d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. (Figure 2.3)

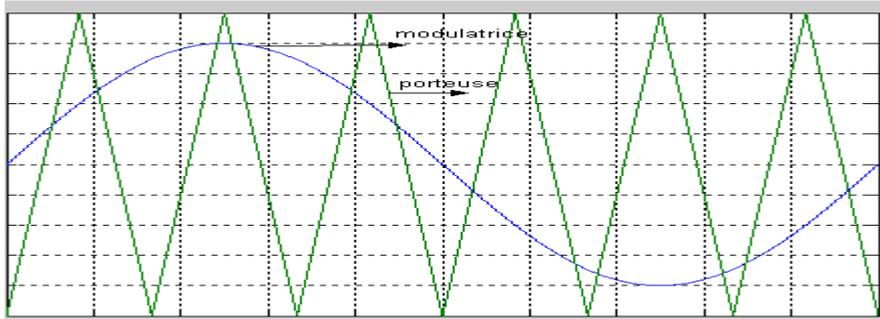


Figure (2.3) : Principe de la modulation triangulaire- sinusoidale

Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoidale triphasé est donnée par la figure (2.4) .

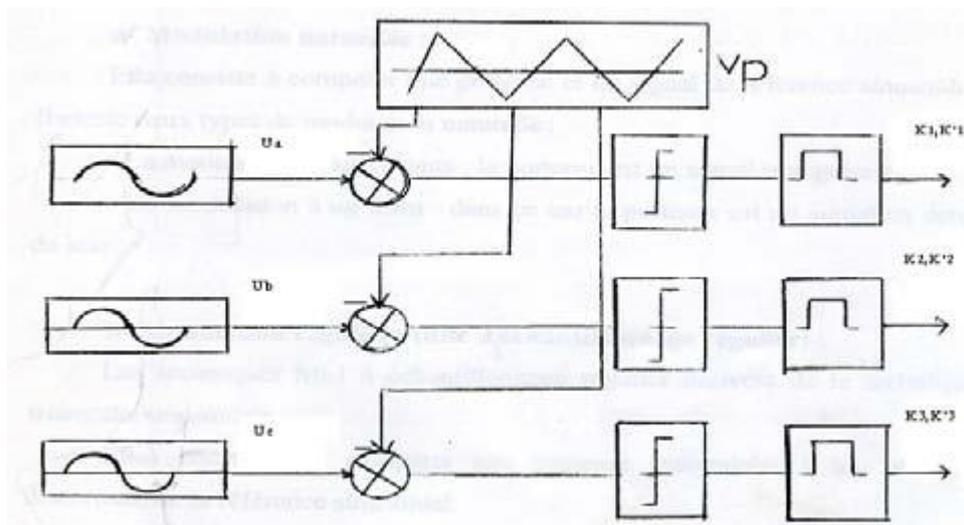


Figure (2.4) : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)

Chapitre 3

Réglage de la vitesse des machines à courant continu

3.1- Description de la Machine à Courant Continu (MCC)

Une machine à courant continu est un *convertisseur d'énergie réversible* : l'énergie électrique y est transformée en énergie **mécanique** dans le fonctionnement en *moteur*, et l'énergie **mécanique** y est transformée en énergie **électrique** dans le fonctionnement en *génératrice* (Figure (3. 1)).

⇒ La machine à courant continu est un *convertisseur électromécanique*.

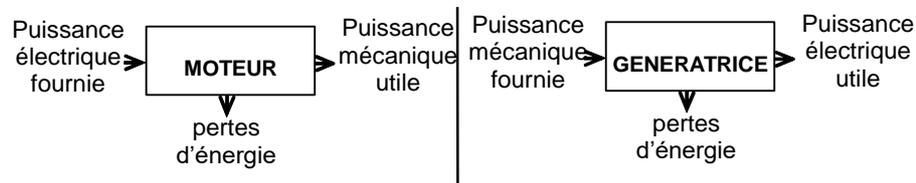


Figure (3.1) : Modes de fonctionnement d'une MCC .

3.2. Principe de fonctionnement

La machine se décompose en deux parties principales :

- l'une, fixe, appelée inducteur (ou stator) est un électroaimant ;
- l'autre, mobile, appelée induit (ou rotor) est l'armature tournante du précédent.

L'induction est créée par des pôles magnétiques bobinés et alimentés en courant continu ou par des aimants permanents (figure 3.2) : c'est l'*inducteur*.

Les conducteurs sont répartis régulièrement sur un cylindre soumis à une induction radiale : c'est l'*induit*. Son axe est monté sur un arbre qui est guidé en rotation.

Les courants dans l'induit changent de sens de part et d'autre de la ligne neutre de telle sorte qu'ils produisent des efforts qui contribuent dans le même sens au couple électromagnétique.

Le collecteur est un commutateur mécanique, connecté avec l'induit, qui inverse le sens du courant dans les conducteurs qui franchissent la ligne neutre

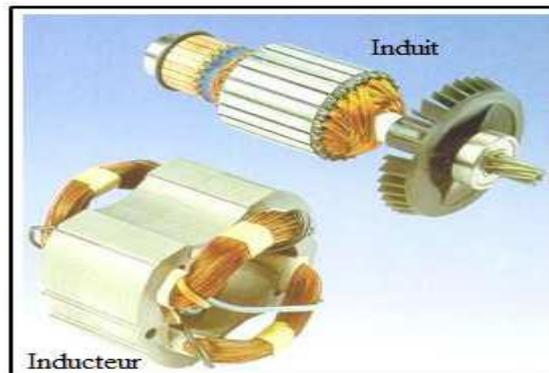


Figure (3.2): Représentation des deux parties principales de la MCC

3.2.1 Principe de fonctionnement

Dans les machines tournantes deux aimants cherchent à aligner leurs pôles opposés :

-dans les machines à courant alternatif le stator génère un champ que suit le rotor aimanté : (c'est la machine synchrone ou asynchrone)

-dans les machines à courant continu , le stator crée un champ magnétique fixe et le rotor lui présente un champ magnétique fixe lui aussi mais les conducteurs voient alternativement un courant dans un sens puis dans l'autre les parcourir, à l'aide du collecteur.

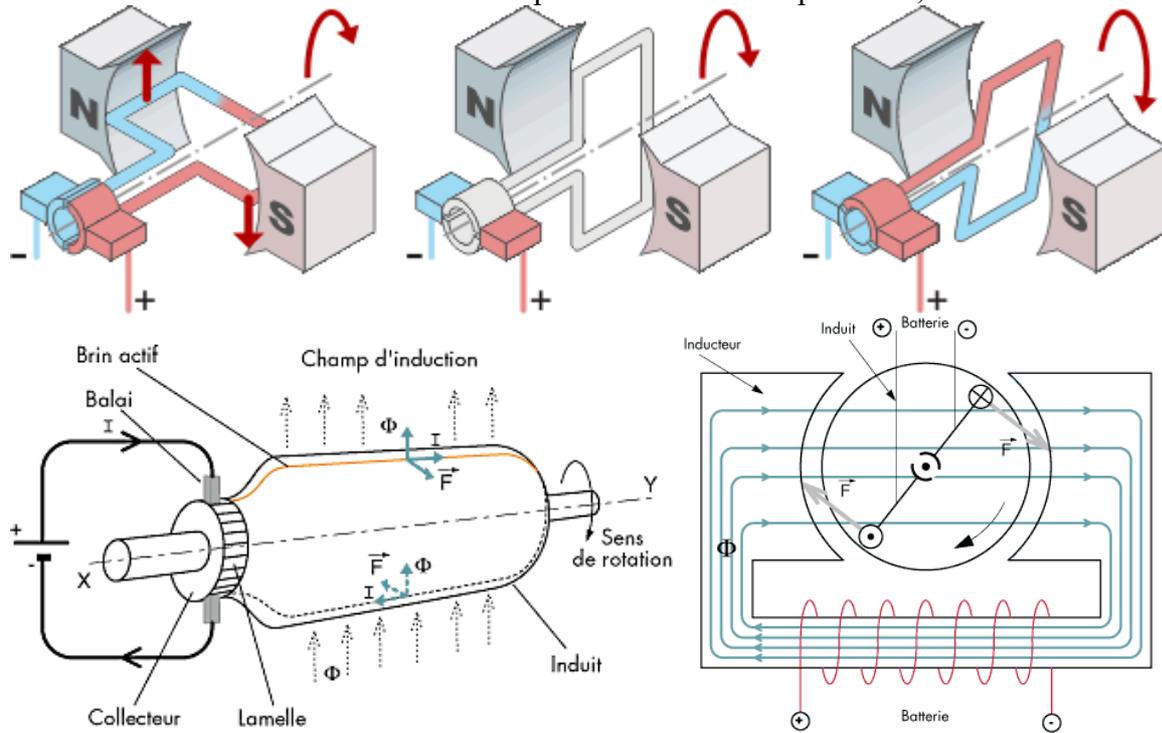


Figure (3.3): principe de la MCC

3.2.2 Force électromotrice

Relation générale ; cas particulier du fonctionnement à excitation constante

3.2.2.1 Champ magnétique B créé par l'inducteur.

Le rotor tourne à la vitesse angulaire Ω . Ω en rad /s.

Avec : $\Omega= 2\pi N$; n en tr/s.

(3.1)

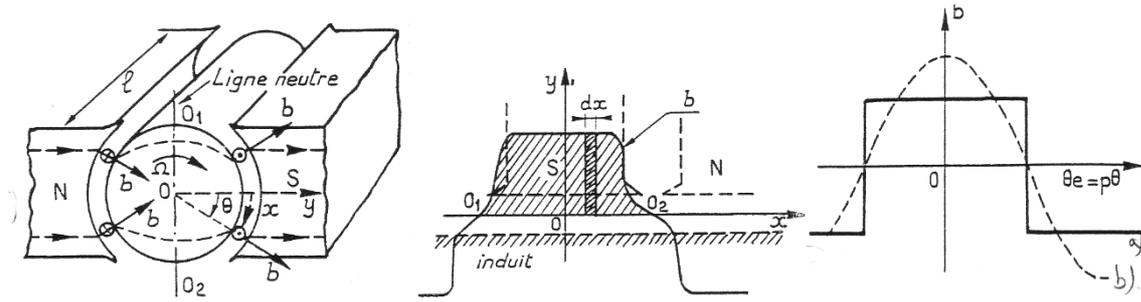


Figure (3.3): Champ magnétique B créé par l'inducteur à 2p pôles

3.2.2.2 Fém induite dans une spire

Considérons deux conducteurs diamétralement opposés sur le rotor et constituant une spire.

Les conducteurs de liaison ne coupent pas de ligne de champ: ils sont inactifs.

Par contre les conducteurs (1) et (2) sont le siège de fém dont le sens est donné par la loi de Lenz comme précédemment.

Aux bornes de la spire la fém est la somme des fém de chaque conducteur : $e_s = 2e_1$ et est donc alternative, d'amplitude double de e_1 .

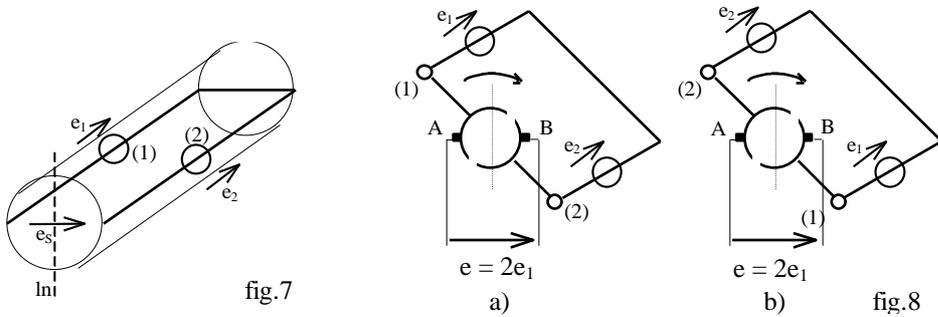


Figure (3.4): Fém induite dans une spire

3.2.2.3 Expression de la fém totale.

$$E = \frac{N}{2a} f 2pn = \frac{p}{a} Nnf = \frac{p}{a} N\Phi \frac{\Omega}{2\pi} \tag{3.2}$$

P: nombre de paires de pôles

a : nombre de paires de voies d'enroulement

N : nombre de conducteurs

D'après la loi de Faraday : $E = \Delta\phi / \Delta t$. On peut vérifier expérimentalement que :

$$E = K \cdot \Phi \cdot \Omega \tag{3.3}$$

E en V ; Φ flux sous un pôle en Wb; Ω vitesse angulaire en rad/s ; K en $V \cdot Wb^{-1} \cdot rad^{-1} \cdot s^{-1}$.

Remarque : à flux constant E est proportionnelle à la vitesse

Si $\phi = \text{constante}$, $E = K' \cdot \Omega$

3.2.2.4 Caractéristiques de la fem

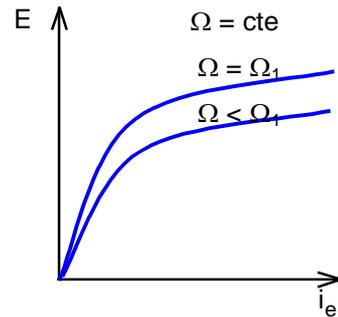
a. Caractéristique à vide à vitesse constante $E = f(i_e)$

Rappel : à vitesse constante, E est proportionnelle à ϕ ,

($E = K \phi \Omega = K'' \phi$)

⇒ Cette caractéristique correspond à la courbe de magnétisation du circuit

$\phi = f(i_e)$ (à n cst).



b. Caractéristique $E = f(\Omega)$ à i_e constant

A i_e constante, ϕ est constante, E est proportionnel à la vitesse

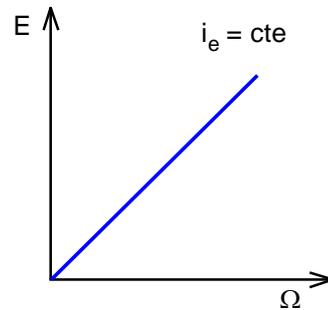
: $E = K' \Omega$

En effet : $E = K \phi \Omega = K' \Omega$

Ces caractéristiques sont utiles pour l'étude d'un moteur à courant continu.

Conclusion : (si $i_e = \text{cte}$) : si on connaît (E_1, Ω_1) donc K' on peut déduire chaque valeur de Ω :

Ex : $E_1/\Omega_1 = E_2/\Omega_2 \Rightarrow E_2 = (\Omega_2/\Omega_1) \times E_1$



3. 3 Modèle équivalent

En fonctionnement générateur ,en moteur

3.3.1. Inducteur :

Bien que bobiné, l'inducteur est soumis à une tension continue donc le caractère inductif n'apparaît pas et peut donc être modélisé par une résistance.

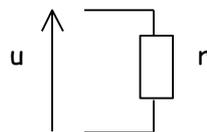


Figure (3.5): Modèle équivalent de l'Inducteur

3.3.2. Induit :

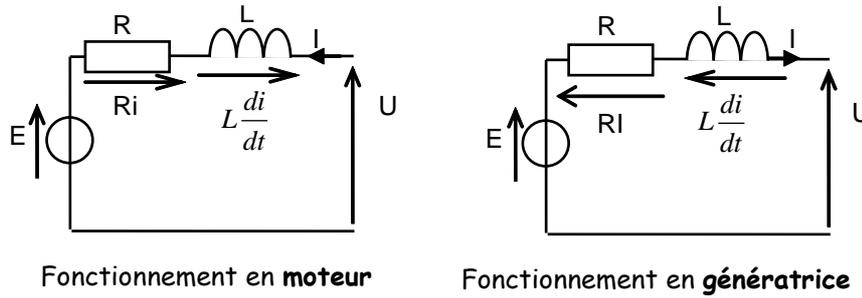


Figure (3.6): Modèle équivalent de l' Induit

En régime quelconque $U = E + Ri + L \frac{di}{dt}$ $U = E - Ri - L \frac{di}{dt}$ (3.4)

En régime permanent $U = E + Ri$ $U = E - Ri$ (3.5)

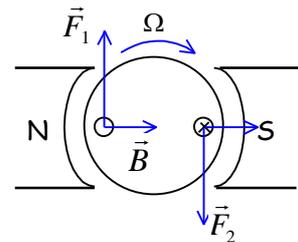
Avec R résistance de l'enroulement de l'induit et L inductance de l'induit

3.4. Couple Electromagnétique

3.4.1. Origine du couple :

Placés dans le champ magnétique créé par l'inducteur, les conducteurs sont parcourus par un courant I dont le sens est indiqué sur le schéma ci-contre :

Deux conducteurs diamétralement opposés sont alors soumis à deux forces magnétiques, formant un couple de forces et donc produisant la rotation du rotor.



3.4.2. Moment du couple électromagnétique :

$$C_{em} = K \cdot I \cdot \phi \cdot \sin \psi \tag{3.6}$$

avec Ψ angle entre le champ de l'inducteur et celui de l'induit.

Pour la machine à courant continu, cet angle est égal à $\pi/2$ (si la RMI est compensée) d'où :

$$C_{em} = K \cdot I \cdot \phi \tag{3.7}$$

On a aussi les relations

Puissance électromagnétique développée :

$$P_{em} = E \cdot I \tag{3.8}$$

Le couple électromagnétique $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{E \cdot I}{\Omega} = K \cdot I \cdot \phi_{(i_e)}$ (3.9)

C_{em} en N.m ; Φ en Wb ; I en A ; K en $V \cdot Wb^{-1} \cdot rad^{-1} \cdot s^{-1}$.

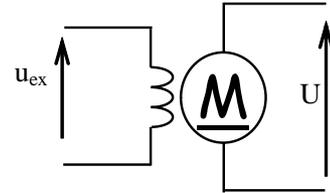
Remarque : Si $\phi = \text{constante}$, $C_{em} = K'I$. (3.10)

3.5. Différents modes d'excitation:

I.1.1) Excitation indépendante :

le circuit inducteur, producteur de flux, est alimenté par une source continue indépendante. (différente de celle qui alimente l'induit.)

Le couple est proportionnel à I si $\phi = \text{cte}$.



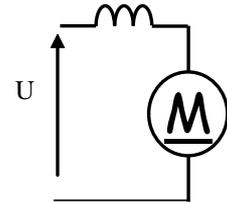
❖ En MCC séparée : $C_{em} = K \cdot \underbrace{\phi(i_e)}_{C^{ie}} \cdot I = K'I$ (3.11)

I.1.2) Excitation série :

L'inducteur est branché en série avec l'induit.

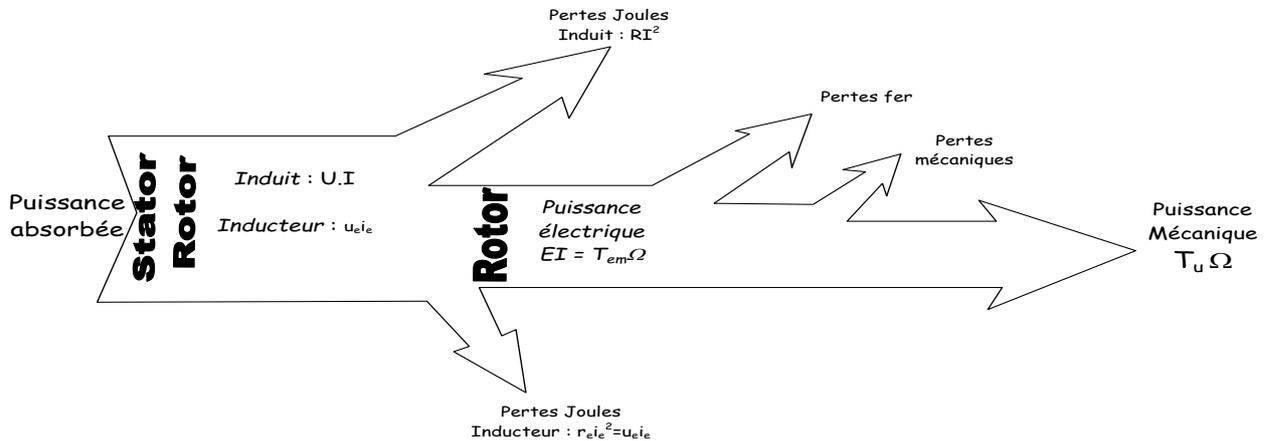
Il est donc traversé par le même courant.

Tem est proportionnel à I² si la machine n'est pas saturée.



❖ En MCC série : $C_{em} = K \cdot \underbrace{\phi(I)}_{KI} \cdot I = K''I^2$ (3.12)

3.6. Bilan des puissances



La puissance absorbée l'est par l'induit et l'inducteur

- $P_{induit} = U \times I$

- $P_{inducteur} = u_e \times i_e = r_e \times i_e^2$ qui est nulle en cas de moteur à aimant permanent

Donc $P_{abs} = u_e \times i_e + U \times I$

Les pertes sont

- les pertes Joules dans l'inducteur : $P_{\text{inducteur}} = u_e \times i_e = r_e \times i_e^2$
- le perte Joules dans l'induit avec R résistance d'induit : $P_J = R \times I^2$
- les pertes fer dépendent de la tension. P_{fer}
- Pertes par hysteresis $P_H = k_H \cdot f \cdot B_m^2$ en $W.kg^{-1}$
- Pertes par courants de Foucault $P_F = k_F \cdot f^2 \cdot B_m^2$ en $W.kg^{-1}$
- pertes mécaniques qui dépendent de la vitesse.

$$P_{\text{meca}} = A + B \times \Omega + C \times \Omega^2 + \dots$$

La puissance mécanique est donc

$$P_{\text{méca}} = T_u \cdot \Omega = U \cdot I - P_J - P_{\text{fer}} - P_{\text{meca}} = P_{\text{em}} - P_{\text{fer}} - P_{\text{meca}}$$

$E \cdot I = U \cdot I - P_J$

Le rendement est donc :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_{\text{méca}}}{P_{\text{élec abs}}} = \frac{T_u \cdot \Omega}{U \cdot I + U_{\text{exc}} \cdot I_{\text{exc}}} = \frac{U \cdot I - P_J - P_{\text{fer}} - P_{\text{meca}}}{U \cdot I + U_{\text{exc}} \cdot I_{\text{exc}}} \quad (3.13)$$

3.7 Fonctionnement à vide

A vide la seule puissance absorbée sert à compenser les pertes. La puissance utile est nulle. $I_0 \ll I_n \Rightarrow RI_0 \ll U$ et finalement $\Omega_0 = \frac{U - RI_0}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi}$.

La vitesse à vide se règle en fonction de la tension d'alimentation ou du flux inducteur Φ .

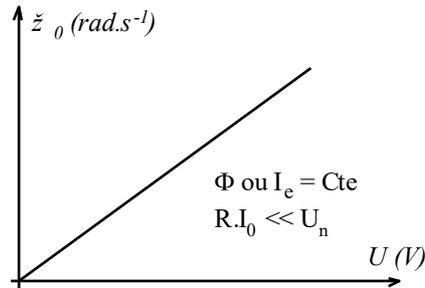
Attention : à vide, il ne faut jamais supprimer le courant d'excitation I_e lorsque l'induit est sous tension, car le moteur peut s'emballer. En effet si $I_e \rightarrow 0$ alors $\Phi \rightarrow 0$ et $\Omega_0 \rightarrow \infty$.

Si Φ tend vers 0, le couple électromagnétique aussi et il arrivera un moment où le couple sera inférieur au couple résistant et la machine s'arrêtera.

3.8 Fonctionnement à flux constant

$$\Omega = \frac{U - RI_0}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi} = K_2 U \quad \text{avec} \quad K_2 = \frac{1}{K\Phi}$$

La caractéristique passe approximativement par zéro.



3.9 Fonctionnement en charge

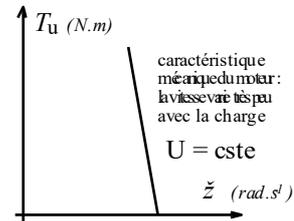
Exprimons la vitesse de rotation en fonction de la tension d'alimentation :

$$\Omega = \frac{E}{K\Phi} \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = K_2(U - RI) \quad \text{avec} \quad K_2 = \frac{1}{K\Phi} = cte \quad (3.14)$$

La vitesse dépend de :

- la tension d'alimentation U ;
- l'intensité du courant I imposée par le moment du couple résistant.

U reste tout de même grand devant $R.I$. En conséquence la vitesse de rotation est essentiellement fixée par la tension d'alimentation U et varie très peu en fonction du courant, c'est-à-dire de la charge.



Exprimons le courant en fonction du couple utile : $I = \frac{T_{em}}{K\Phi} = \frac{T_u - T_p}{K\Phi}$

Le couple de perte T_p reste constant et faible devant le couple de charge T_r .

❖ Si le mode de fonctionnement usuel

L'alimentation de l'induit sous tension réglable présente deux avantages :

- mise en vitesse progressive avec suppression de la surintensité ;
- vitesse largement variable.

C'est le mode de fonctionnement utilisé lorsque la vitesse doit varier.

3.9 Point de fonctionnement

Le point de fonctionnement en charge, comme pour tous les moteurs, est défini par l'intersection entre la caractéristique mécanique du moteur et celle de la charge entraînée.

Les 2 modes de fonctionnement possibles pour un moteur à courant continu sont :

- Le fonctionnement à couple constant (c'est à dire à courant constant et à flux constant) avec réglage de la vitesse par la tension d'induit.
- Le fonctionnement à puissance constante avec diminution du flux pour augmenter la vitesse au-delà de sa valeur nominale. On parle aussi de désexcitation par réduction du courant inducteur. Ce mode est impossible avec les moteurs à aimants permanents.

La plupart des applications fonctionnent à couple constant car le moteur peut y fournir un couple constant quelle que soit la vitesse demandée. Il est même capable d'y fournir son couple nominal sans s'échauffer normalement.

Une charge oppose au moteur un couple résistant T_r . Pour que le moteur puisse entraîner cette charge, le moteur doit fournir un couple utile T_u de telle sorte que :

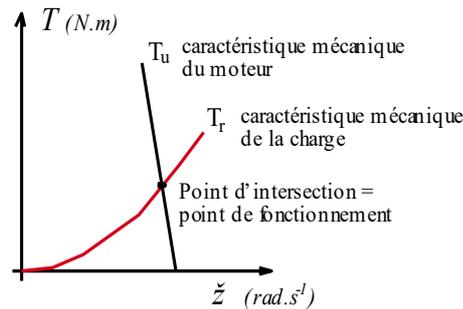


Figure (3.6) : Le point de fonctionnement en charge

❖ Variation de vitesse

1- Par action sur le courant d'excitation

A tension U constante, la vitesse du moteur est inversement proportionnelle au flux et donc au courant d'excitation (i_e). L'action sur le courant d'excitation permet donc essentiellement d'accroître la vitesse à partir du point de fonctionnement nominal jusqu'à la vitesse maximale supportable par le moteur.

2- Par action sur la tension d'alimentation

A flux constant, la vitesse du moteur est quasiment proportionnelle à U : . L'alimentation de l'induit par l'intermédiaire d'un pont redresseur commandé ou d'un hacheur permet donc de faire varier continuellement la vitesse de 0 jusqu'à Ω_N .

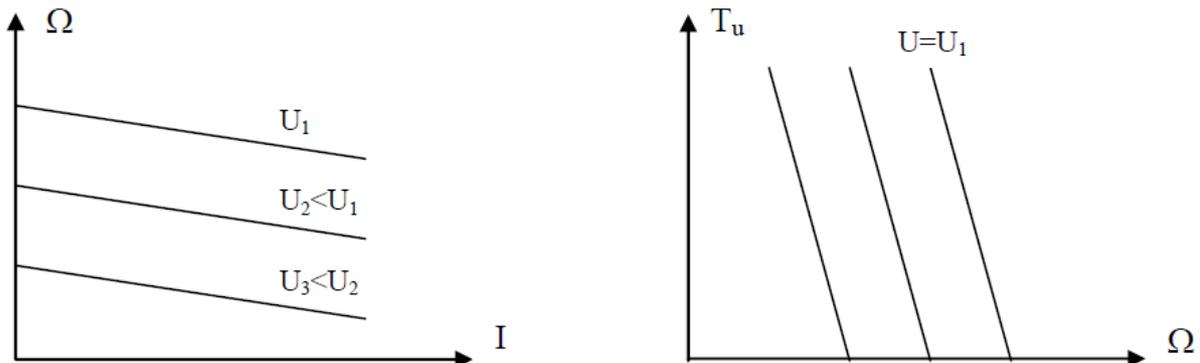
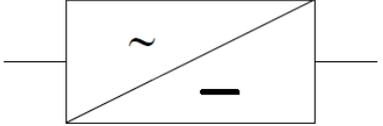
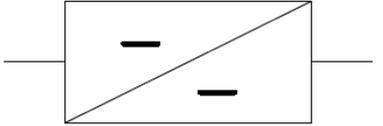


Figure (3.7) : Variation de vitesse en fonction de tension et couple

3.10- Les dispositifs électroniques utilisés pour la variation de vitesse des MCC

Pour obtenir une tension continue variable, il existe 2 possibilités :

- Partir d'une tension continue fixe et utiliser un hacheur
- Partir d'une tension alternative sinusoïdale et utiliser un redresseur

Redresseur contrôlé à tension variable		Fournit à partir d'un réseau alternatif monophasé ou triphasé, une tension redressée de valeur moyenne variable
Hacheur		Fournit à partir d'une source de tension continue fixe, une source de tension « continue » dont on contrôle la valeur moyenne.

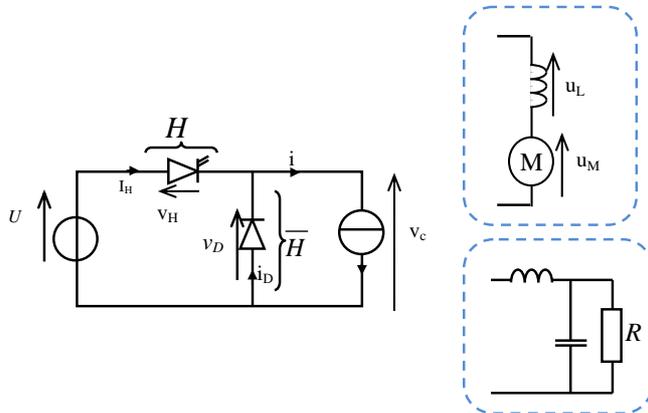
3.10.1 La conversion Continu – Continu

Si le réseau disponible est un réseau continu, alors le convertisseur statique qu'on associé à la machine à courant continu ne peut être qu'un hacheur. Cette commande est réalisable soit par action sur la tension d'induit soit par action sur le flux. Sachant que le réseau continu provient soit :

- Soit de batteries.
- Soit d'un redresseur à diode.

A) hacheur série : abaisseur de tension ou dévolteur(un quadrant)

A.1) Schéma :



On manoeuvre H de manière périodique
 H ouvert $v=0$
 H fermé $v=U_0$
 U_0 tension continue

Figure (3.8) : hacheur série :

A.2). Rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{\text{durée } t_1 \text{ de la fermeture de H}}{\text{la période de hachage } T} \quad \text{compris entre 0 et 1}$$

A.3) Relevés caractéristiques Valeur moyenne de la tension de la charge :

La valeur moyenne peut être calculée soit à l'aide d'une intégrale soit dans les cas simples en utilisant les formules de géométrie.

$$\langle v_c \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U \cdot dt = \frac{S}{T} = \frac{U \cdot \alpha \cdot T}{T} = \alpha \cdot U \quad (3.15)$$

En réglant le rapport cyclique α du hacheur, on règle la tension moyenne aux bornes de la charge alimentée par le hacheur.

B) Hacheurs réversibles

B.1) Hacheur réversibles en courant : 2 quadrants :

Les sources d'entrée et de sortie sont toujours de nature différente mais la structure recherchée doit permettre une réversibilité en puissance moyenne du dispositif. Cette réversibilité sera obtenue par une réversibilité en courant de la source de courant qui reste unidirectionnelle en tension.

Pour fixer les idées cette structure doit pouvoir s'appliquer à l'alimentation d'une machine à courant continu par un hacheur et permettre des phases de traction et de freinage sans

réversibilité de la vitesse (tension unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant).

Puisqu'on n'a pas de réversibilité en tension, les modes d'interconnexion des deux sources sont représentés sur la figure 4a. Cela conduit à la structure de la figure 4b.

Il est facile de voir que la structure de la figure 4b se comporte :

- comme un hacheur dévolteur lorsque la source de courant impose un courant positif ($I > 0$)
- comme un hacheur survolteur lorsque la source de courant impose un courant négatif ($I < 0$).

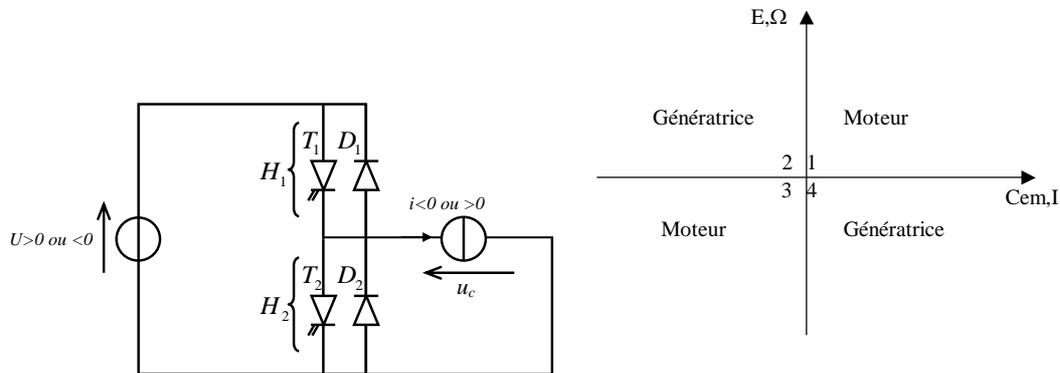


Figure (3.9) : hacheur réversible en courant

• $0 < t < \alpha T$: **H₁ commandé, H₂ bloqué.**

• $\alpha T < t < T$: **H₁ bloqué, H₂ commandé.**

	<p>Seuls T_1 et D_2 conduisent. La machine fonctionne en moteur. $i_c > 0$. $\bar{u}_c = \alpha U > 0$</p> <p>Fonctionnement dans le quadrant 1. Le hacheur fonctionne en dévolteur ou hacheur série. L'énergie va de la source de tension vers le récepteur de courant</p>
	<p>Seuls H_2 et D_1 conduisent. La machine fonctionne en génératrice. $i_c < 0$. $\bar{u}_c = \alpha U > 0$</p> <p>Fonctionnement dans le quadrant 2. Le hacheur fonctionne en survolteur ou hacheur parallèle. L'énergie va de la source de courant vers le récepteur de tension</p>

B.2) Hacheur réversibles en tension : 2 quadrants :

La structure recherchée doit permettre une réversibilité en puissance moyenne du dispositif liée à une réversibilité en tension de la source de courant qui reste unidirectionnelle en courant. La source de tension est une source de tension continue constante. La réversibilité en puissance moyenne exige de cette source d'être réversible en courant.

Toujours avec l'exemple d'un moteur à courant continu, le convertisseur doit permettre un fonctionnement réversible (moteur/ génératrice) de cette machine par réversibilité du flux d'excitation.

La réversibilité n'étant pas la même dans les deux sources, les phases actives de fonctionnement dans les deux cas nécessitent un croisement de l'interconnexion des sources (figure 5a).

La structure générale du convertisseur doit donc faire appel à une structure en pont représenté sur la figure 5b .

La possibilité de trois modes différents d'interconnexions permet d'envisager plusieurs types de modulation.

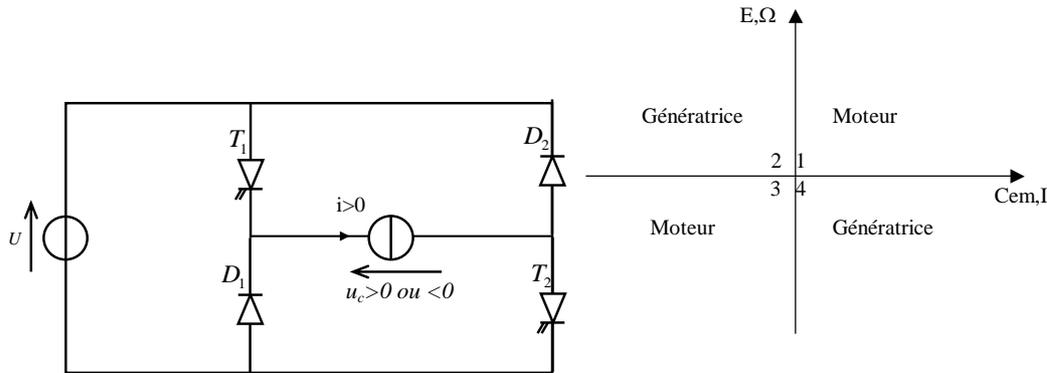
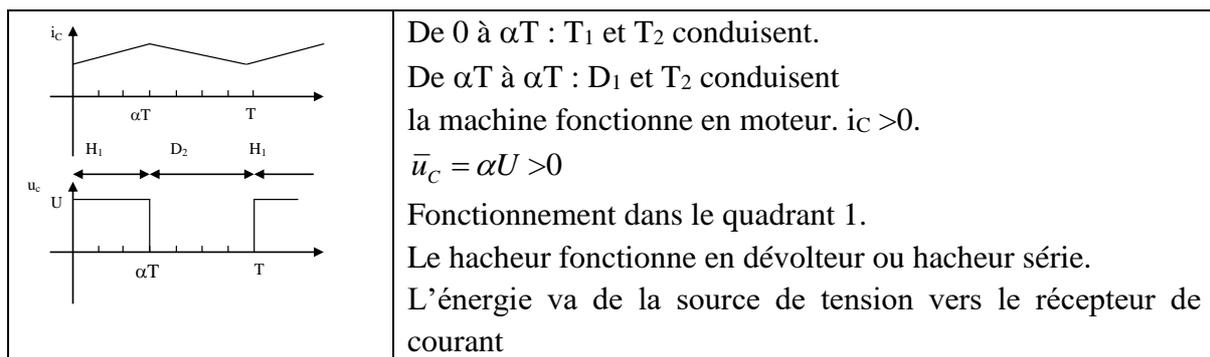
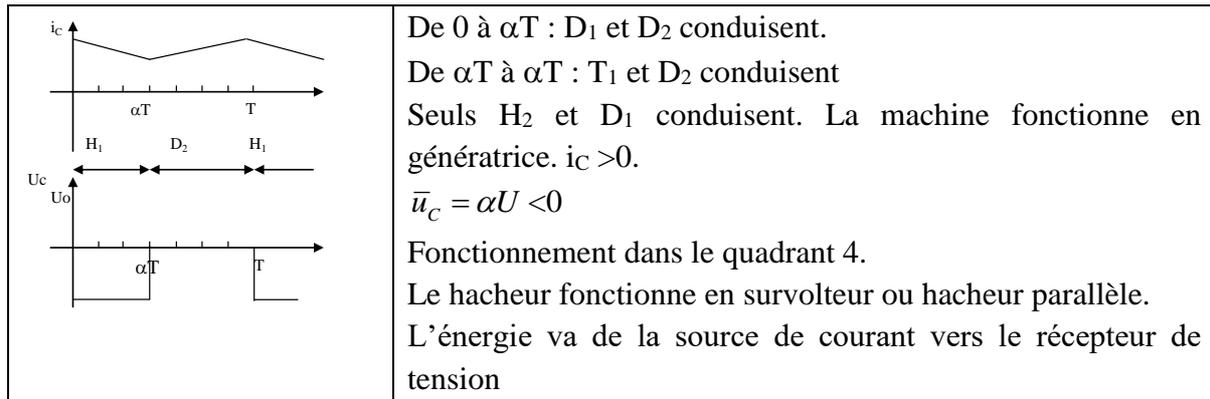


Figure (3.10) : hacheur réversibles en tension





B.3) Hacheur réversible en tension et en courant : 4 quadrants :

La structure recherchée doit permettre une réversibilité totale en tension et en courant de la source de courant.

La source de tension impose une tension E constante mais devra être réversible en courant.

La structure générale du convertisseur sera forcément une structure en pont. Celle-ci nous permet d'effectuer systématiquement une modulation du type ± 1

Si dans un premier temps, nous ne considérons qu'une réversibilité en tension, avec par exemple un sens positif permanent du courant, nous sommes ramenés au cas précédent et les deux séquences de fonctionnement sont celles de la figure 8a. Le schéma fonctionnel est alors celui de la figure 8b

Si dans un deuxième temps, on change le sens du courant I de la source de courant, les deux séquences de fonctionnement en réversibilité de tension sont celles de la figure 8c. Le schéma fonctionnel est alors celui de la figure 8d.

La combinaison de ces deux schémas, nous amène au schéma fonctionnel de la figure 8e, sur lequel on reconnaît dans chaque cellule du pont les interrupteurs tels qu'ils aient été identifiés pour un hacheur réversible en courant, ne comportant qu'une seule cellule.

La figure 9 représente un cyclogramme idéalisé de l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie suivant les différents modes de fonctionnement. Le signe de la puissance est lié au signe du produit $P = V_{moy} I$. On passe d'une manière continue d'un quadrant au suivant en modifiant d'abord le signe

de I [(1) à (2)], puis le signe de V_{moy} par modification du rapport cyclique [(2) à (3)], puis à nouveau le signe de I [(3) à (4)].

Une application remarquable est la commande de vitesse d'une machine à courant continu dans les deux sens de rotation avec pour chaque sens, la possibilité de fonctionner en traction ou en freinage. Rappelons qu'à excitation constante, V_{moy} est l'image de la vitesse et le courant I l'image du couple.

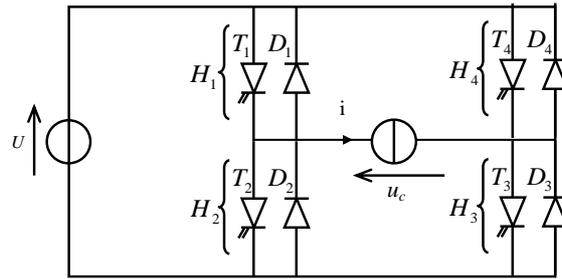


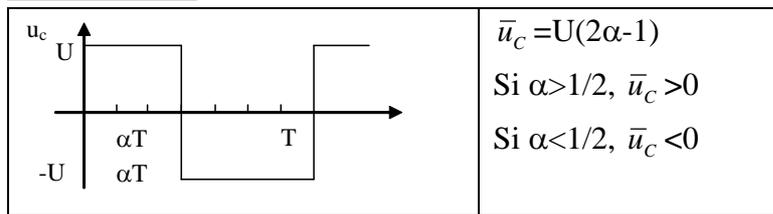
Figure (3.11) : hacheur réversible en tension et en courant

- $0 < t < \alpha T$: H₁ et H₃ commandés.
- $\alpha T < t < T$: H₂ et H₄ commandés.

Tension u_c :

• De $0 < t < \alpha T$: H₁ et H₃ commandés. H₁ et H₃ ou D₁ et D₃ conduisent. $u_c = U$

• De $\alpha T < t < T$: H₂ et H₄ commandés. H₂ et H₄ ou D₂ et D₄ conduisent. $u_c = -U$



Courant i_c :

	<p>De 0 à αT, H₁ et H₃ commandés. $i_c > 0$; H₁ et H₃ conduisent. i_c augmente .</p> <p>De αT à T, H₂ et H₄ commandés mais $i_c > 0$; H₂ et H₄ ne peuvent pas conduire et D₂ et D₄ conduisent. i_c diminue.</p>
	<p>De 0 à αT, H₁ et H₃ commandés. $i_c < 0$; H₁ et H₃ ne peuvent pas conduire ; D₁ et D₃ conduisent. i_c diminue. Phase de récupération d'énergie.</p> <p>De αT à T, H₂ et H₄ commandés et $i_c < 0$; H₂ et H₄ conduisent. i_c augmente .</p>
	<p>De 0 à t_1, H₁ et H₃ commandés. $i_c < 0$; H₁ et H₃ ne peuvent pas conduire ; D₁ et D₃ conduisent. i_c diminue. Phase de récupération d'énergie.</p> <p>De t_1 à αT, $i_c > 0$; H₁ et H₃ conduisent. i_c augmente .</p>

	<p>De αT à t_2, H_2 et H_4 commandés mais $i_c > 0$; H_2 et H_4 ne peuvent pas conduire et D_3 et D_4 conduisent. i_c diminue.</p> <p>Phase de récupération d'énergie.</p> <p>De t_2 à T, H_2 et H_4 commandés et $i_c < 0$; H_2 et H_4 conduisent.</p> <p>i_c augmente .</p>
--	---

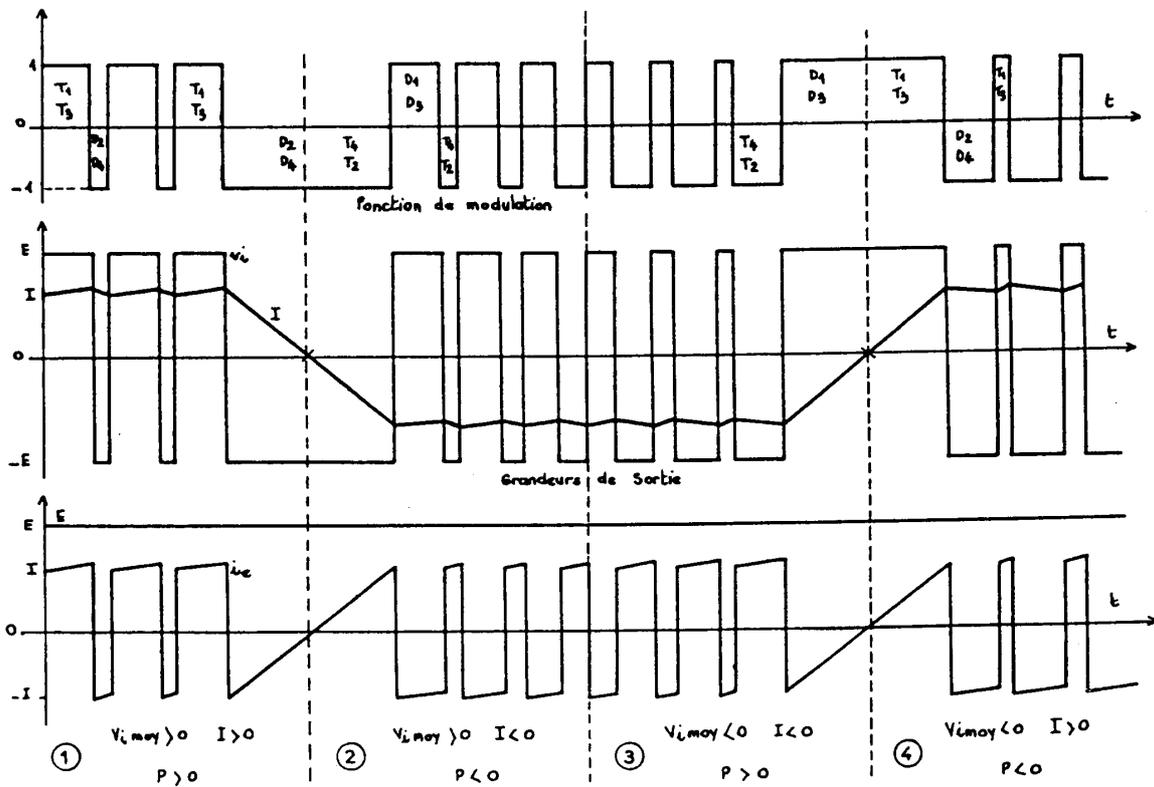
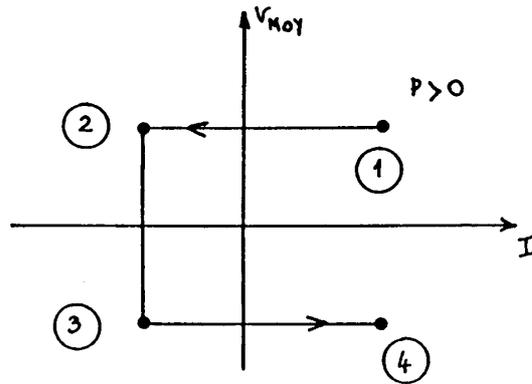
Fonctionnement de la machine :

$\bar{u}_c > 0$ et $\bar{i}_c > 0$, la machine fonctionne en moteur. (Quadrant 1)

$\bar{u}_c < 0$ et $\bar{i}_c < 0$, la machine fonctionne en moteur. (Quadrant 3)

$\bar{u}_c > 0$ et $\bar{i}_c < 0$, la machine fonctionne en génératrice. (Quadrant 2)

$\bar{u}_c < 0$ et $\bar{i}_c > 0$, la machine fonctionne en génératrice. (Quadrant 4)



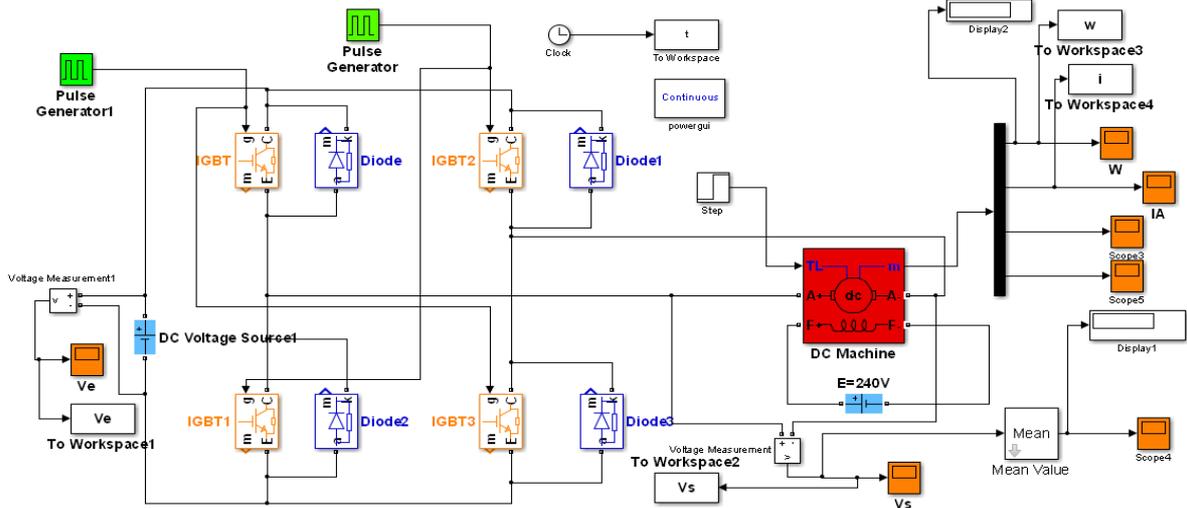


Figure (3.15) : Hacheur quatre quadrants commande un moteur à courant continu

3.11 Régulation de vitesse de la machine à courant continu

Pour Maintenir la vitesse à une valeur égale à celle de la consigne malgré les perturbations indésirables. Un système régulé est un système asservi travaillant à entrée de commande constante ou variant

exemple: maintenir ,dans le système de levage, la vitesse de déplacement de la charge constante

Le variateur délivre au moteur une tension continue variable, proportionnelle à la valeur de la référence vitesse, affichée par un opérateur.

A la référence vitesse, affichée par un opérateur, correspond ainsi une vitesse de rotation du moteur. En réalité, cette vitesse ne dépend pas que de la référence, elle est aussi liée à la charge du moteur, à ses caractéristiques, et à son environnement.

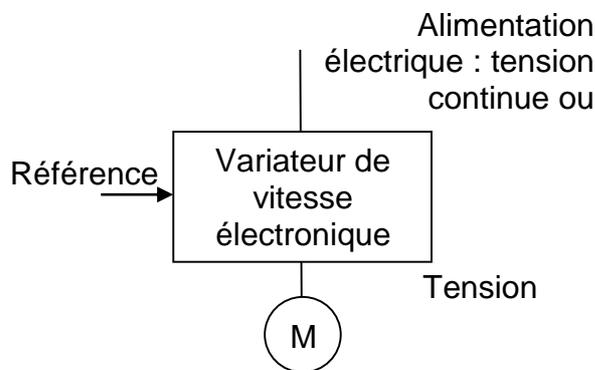


Figure (3.16) : Variateur de vitesse électronique au moteur

La figure (3.17) donne la structure générale la plus fréquente. C'est celle d'un variateur de vitesse à deux boucles en cascade. On y distingue les deux organes de puissance (le moteur et le convertisseur statique avec son électronique de commande), les deux capteurs (courant et vitesse) et les deux régulateurs (de courant et de vitesse). Dans cette structure, la tension de sortie du régulateur de vitesse (correcteur vitesse et position) sert de référence au régulateur de courant. C'est l'image du courant (donc du couple) désiré.

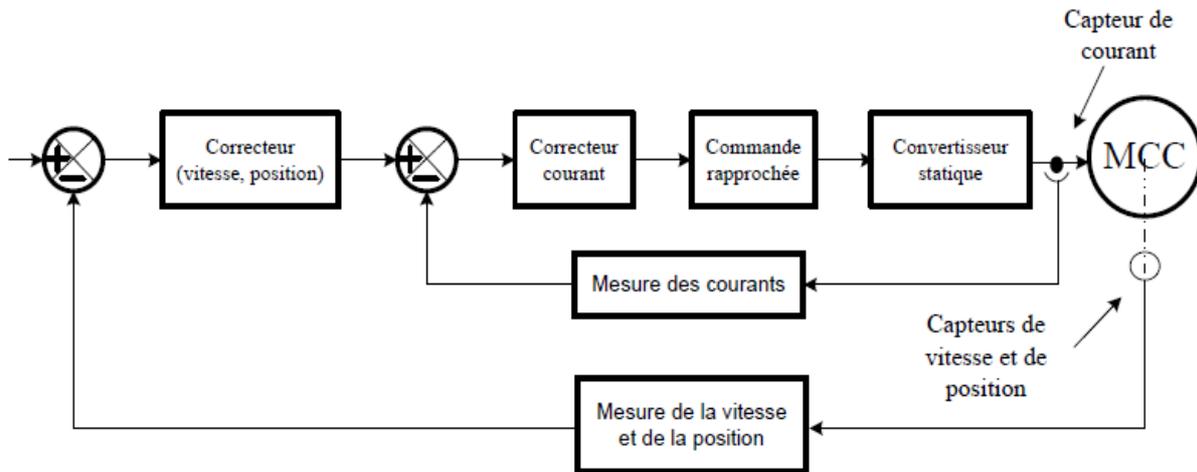


Figure (3.17) : schéma du régulation de vitesse de moteur

❖ *Mise en équation du moteur* La modélisation de l'ensemble moteur + charge est réalisable à partir des équations de base de la machine à courant continu et du principe fondamental de la dynamique (PFD):

✓ Equations électromécaniques :

$$E = k \Phi \Omega = \Phi_0 \cdot \Omega \tag{3.16}$$

$$C = k \Phi \cdot I = \Phi_0 \cdot I \tag{3.17}$$

✓ Equation électrique : $U = E + Ri + L \frac{di}{dt}$ En Laplace :

$$U - E = (R + Lp) I_a(p) \tag{3.18}$$

$$(T_m - T_r) = (Jp + f) \Omega(p) \tag{3.19}$$

$$U(p) = \Omega(p) \left[K\phi + \left(\frac{R + Lp}{K\phi} \right) (Jp + f) \right] \quad (3.20)$$

Alors le réglage de la vitesse de rotation Ω se fait par variation de la tension aux bornes de l'induit D'où le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouvert d'une machine à courant continu :

$$I_a(p) = \frac{U - E}{Lp + R} \quad ; \quad T_m = K\phi I_a(p) \quad ; \quad E = K\phi\Omega(p) \quad \text{et} \quad \Omega(p) = \frac{T_m - T_r}{Jp + f}$$

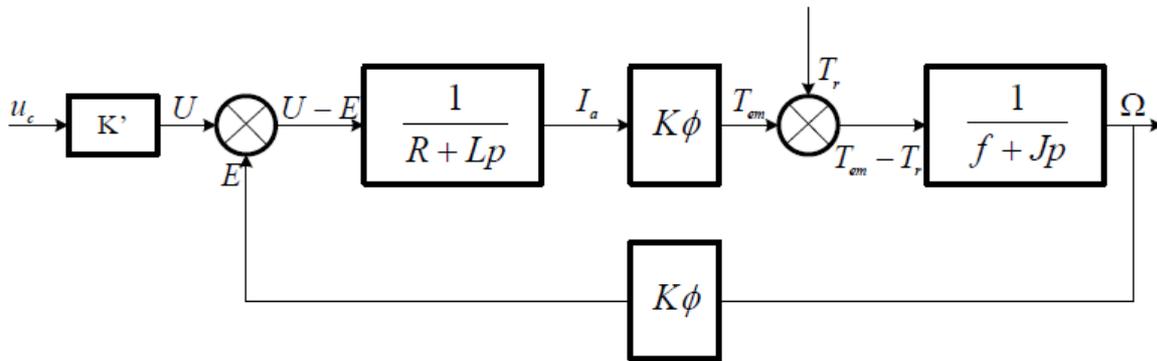


Figure (3.18) : Schéma fonctionnel d'un convertisseur statique et d'un moteur à courant continu

❖ Etude de la boucle en courant : (régulation du courant)

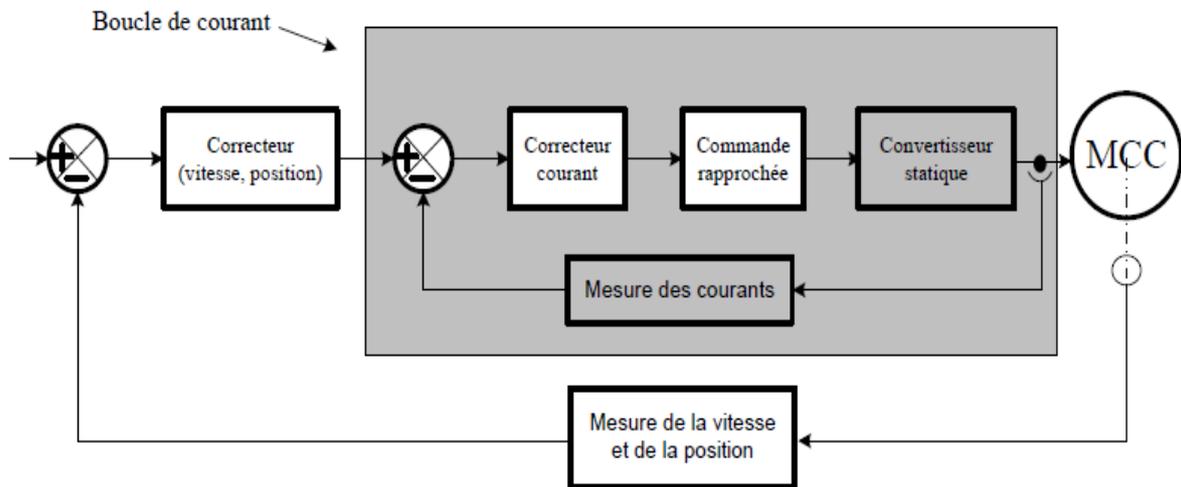


Figure. (3.19) : Identification de la boucle en courant

On utilise dans la chaîne de régulation des amplificateurs à courant continu et à grand gain. Pour la boucle de courant, le schéma synoptique et le suivant :

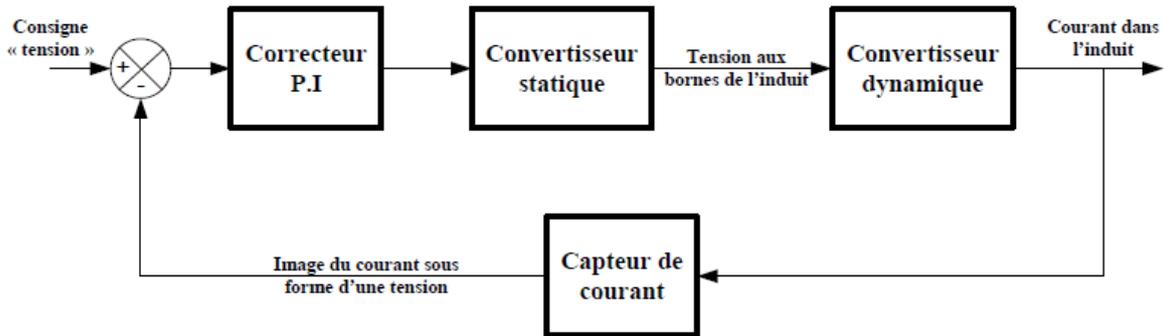


Figure.(3.20): Synoptique de la boucle du courant

Soit :

$$T_m = \frac{RJ}{(K\phi)^2} \quad \text{d'où : } U(p) = \left(\frac{R}{T_m \cdot p} + R + Lp \right) I_a(p) \quad (3.21)$$

On peut utiliser cette condition pour simplifier la boucle de courant, on obtient :

$$\frac{I_a(p)}{U(p)} = \frac{T_m \cdot p}{R(1+T_e)(1+T_m)} \quad (3.22)$$

❖ Convertisseur statique :

$$U = U_{co} \frac{u_c}{k} = K' u_c \quad (3.23)$$

❖ Correcteur P.I : Le correcteur PI « proportionnel-intégrale » améliore la précision de la boucle (erreur statique nulle).

$$C(p) = g_p + \frac{g_i}{p} = g_0 \frac{1+T \cdot p}{T \cdot p} \quad (3.24)$$

❖ Capteur de courant : Soit un shunt soit un transformateur. Dans les deux cas l'image du courant est obtenue sous forme d'une tension, soit alors :

$$U_{image} = m \cdot I_a \quad (3.25)$$

D'où le schéma fonctionnel : .

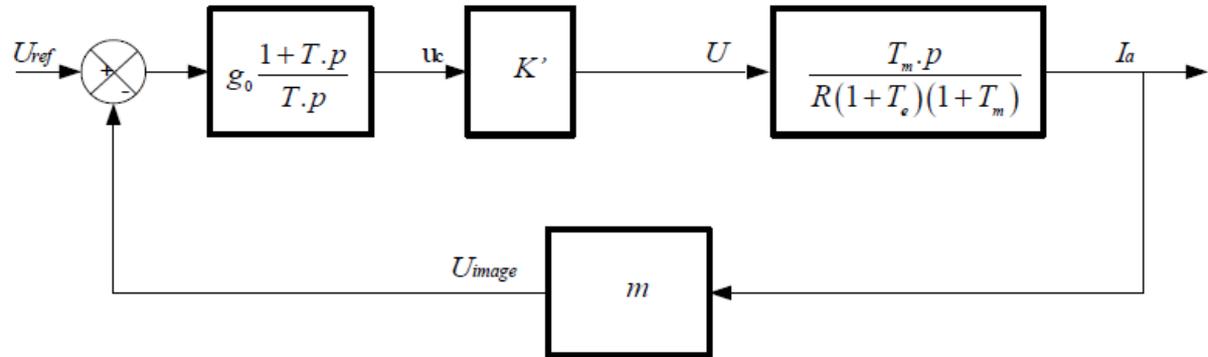


Figure.(3.21) : Schéma fonctionnel de la boucle du courant

Chapitre 4

Variation de vitesse des moteurs asynchrones

4.1. Description sommaire de la machine

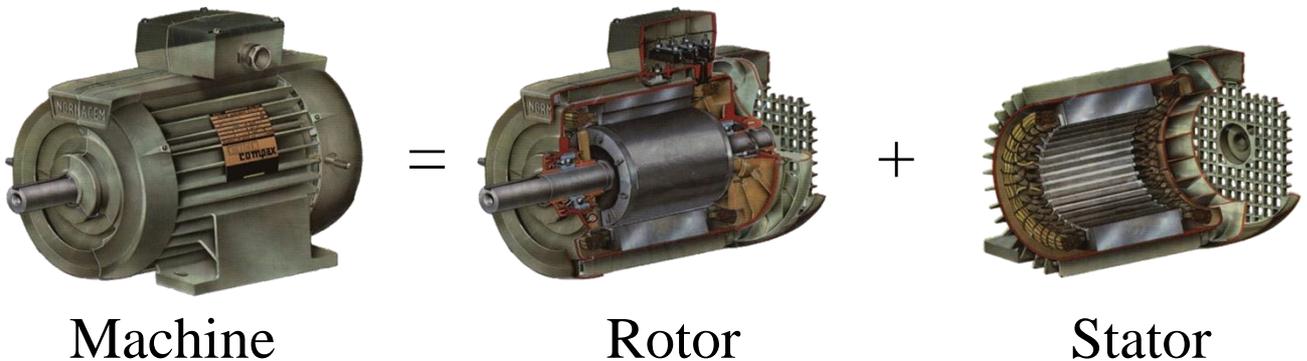
Le **stator** d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone : 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. Il va en résulter (**Théorème de FERRARIS**) la création d'un *champ magnétique glissant* dans l'entrefer de la machine. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est:

$$\Omega_s = \omega_s / p. \quad (4.1)$$

où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique et p le nombre de paires de pôles du champ.

Le **rotor** de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé à même nombre de pôles que celui du stator. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit **bobiné** mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité. On peut alors montrer que ce rotor à cage d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné. Le rotor tourne à une vitesse angulaire Ω à ne pas confondre avec Ω_s .

Les 3 bobinages du secondaire sont court circuités et le rotor tourne à une vitesse $\Omega \neq \Omega_s$ avec $\Omega < \Omega_s$.



4.2. Principe de fonctionnement

Donc Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant

diffère de celle du rotor. on définit le glissement g , qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme N_s et sa vitesse réelle N .

4.3 Modélisation de la machine asynchrone en vue de commande

La machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la figure (4-1). Elle est munie de six enroulements :

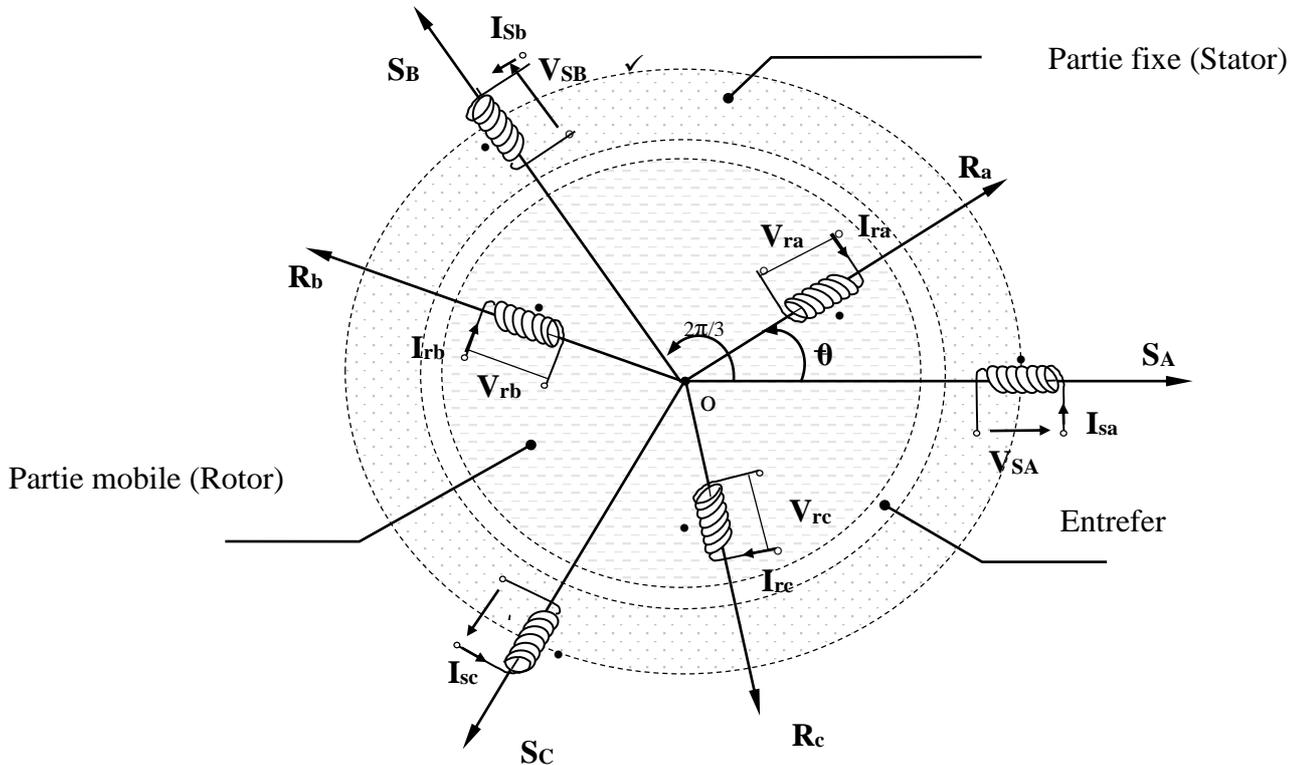


Figure (4-1) : Machine asynchrone modélisée - Définition des repères stator et rotor

Avec:

S_A , S_B et S_C : sont les trois enroulements du stator

R_a , R_b et R_c les trois enroulements rotoriques

θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

I_{sabc}, V_{sabc} : les courants et les tensions statoriques.

4.3.1. Mise en équations du modèle de la machine

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

$$v = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \cdot I_s + \frac{d\phi_s}{dt} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$v = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \cdot I_r + \frac{d\phi_r}{dt} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Avec :

R_s : résistance propre d'une phase statorique.

R_r : résistance propre d'une phase rotorique.

$$[\phi_s] = [\mathcal{L}_s][I_s] + [\mathcal{M}_{sr}][I_r] \quad (4.4)$$

$$[\phi_r] = [\mathcal{L}_r][I_r] + [\mathcal{M}_{rs}][I_s] \quad (4.5)$$

Les matrices $[\mathcal{L}_s]$, $[\mathcal{L}_r]$ et $[\mathcal{M}_{sr}]$ sont définies par :

$$[\mathcal{L}_s] = \begin{bmatrix} \ell_s & m_s & m_s \\ m_s & \ell_s & m_s \\ m_s & m_s & \ell_s \end{bmatrix} \quad [\mathcal{L}_r] = \begin{bmatrix} \ell_r & m_r & m_r \\ m_r & \ell_r & m_r \\ m_r & m_r & \ell_r \end{bmatrix}$$

$$[\mathcal{M}_{sr}] = \mathcal{M} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$[\mathcal{M}_{sr}] = [\mathcal{M}_{rs}]^T \quad \theta = (\hat{a}_s, \hat{a}_r)$$

ℓ_s : Inductance propre d'une phase statorique.

ℓ_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

\mathcal{M} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

\mathcal{M}_{sr} : Inductance mutuelle entre rotor et stator.

θ : Écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

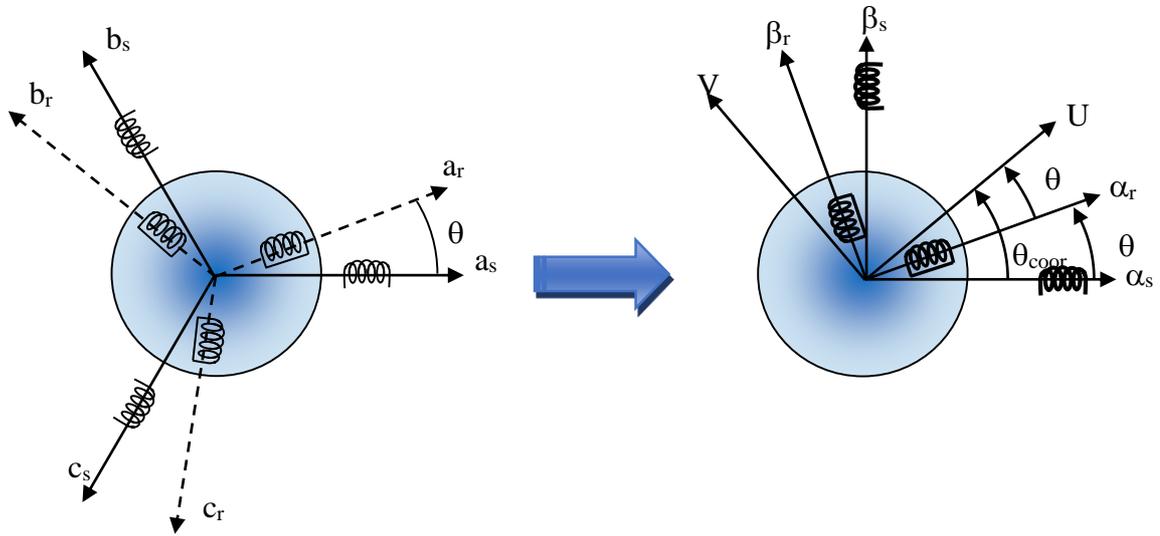
$$J \frac{d}{dt}(\Omega) = C_e - C_r - F\Omega \quad (4.6)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = P[i_{abcs}]^T [M_{sr}] [i_{abcr}] \quad (4.7)$$

Les coefficients des équations du moteur étant fonctions des paramètres θ , l'application de la transformation de PARK s'avère nécessaire. Cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet l'obtention d'équations différentielles à coefficients constants.

La transformation de PARK est un outil mathématique, qui permet de simplifier le modèle de la machine asynchrone en un modèle mathématique, cette simplification permet l'analyse et la synthèse de la commande des machines électriques, la transformation de PARK est rapportée aux courants, tensions et flux.



Transformation triphasé-biphasé

Un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe « U » et « V ». Elle est définie par la matrice de transformation suivante :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

L'angle (θ) dans la matrice $P(\theta)$, prend la valeur (θ_{coor}) pour les grandeurs statorique et la valeur ($\theta_{\text{coor}}-\theta$) pour les grandeurs rotorique.

Le modèle de la machine asynchrone après la transformation de PARK est décrit par le système d'équations suivant :

$$V_{Us} = R_s i_{Us} + \frac{d}{dt}(\psi_{Us}) - \omega_{\text{coor}}(\psi_{Vs}) \tag{4.9}$$

$$V_{Vs} = R_s i_{Vs} + \frac{d}{dt}(\psi_{Vs}) + \omega_{\text{coor}}(\psi_{Us}) \tag{4.10}$$

$$0 = R_r i_{Ur} + \frac{d}{dt}(\psi_{Ur}) - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r)(\psi_{Vr}) \quad (4.11)$$

$$0 = R_r i_{Vs} + \frac{d}{dt}(\psi_{Vs}) + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r)(\psi_{Ur}) \quad (4.12)$$

$$\text{Avec: } \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \quad , \quad \omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt}$$

$$\psi_{Us} = L_s i_{Us} + M i_{Ur} \quad (4.13)$$

$$\psi_{Vs} = L_s i_{Vs} + M i_{Vr} \quad (4.14)$$

$$\psi_{Ur} = L_r i_{Ur} + M i_{Us} \quad (4.15)$$

$$\psi_{Us} = L_r i_{Vr} + M i_{Vs} \quad (4.16)$$

Avec:

$L_s = \ell_s - m_s$: inductance cyclique statorique.

$L_r = \ell_r - m_r$: inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2}m$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Avec le référentiel immobile par rapport au stator. Les tensions ($V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$) sont considérées comme variables de commande. Considérons les courants statorique ($i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$) et les courants rotorique ($i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$), et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état. Le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une équation d'état non linéaire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ y = C.X \end{cases} \quad (4.21)$$

Avec :

$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ i_{r\alpha} \ i_{r\beta}]^T$: Le vecteur d'état.

$U = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$: Vecteur de commande.

$y = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$: Vecteur de mesure.

Posons :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: le coefficient de dispersion de Blondel.

La matrice d'état A s'écrit comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma.T_s} & \frac{1+\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} & \frac{M}{\sigma.L_s} \omega_r \\ -\frac{1+\sigma}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_s} & -\frac{M}{\sigma.L_s} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} \\ \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & -\frac{M}{\sigma.L_r} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_r} & -\frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{M}{\sigma.L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma.T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma.M} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma.M} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4.4 Principe de la variation de la vitesse des machines asynchrones

Les machines synchrone, asynchrone 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) .
- 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).
- Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînant), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées).
- 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).

4.4.1 Schéma équivalent et expression du couple

Le schéma équivalent d'une phase en régime sinusoïdal équilibré est le suivant :

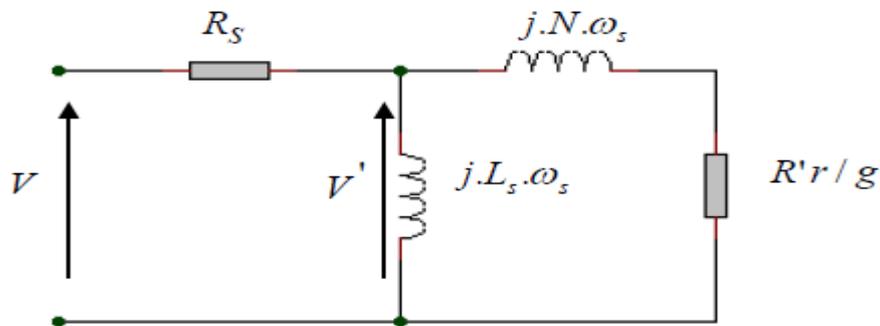


Figure (4-2): Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor.

C'est à partir de ce schéma que nous allons donner l'expression du couple électromagnétique produit par la machine. Exprimons la puissance transmise au rotor.

On a :

$$T_{em} = \left(\frac{P_{tr}}{\Omega_s} \right) \text{ avec } P_{tr} = 3 \cdot \left(\frac{R'_r}{g} \right) \cdot I_r'^2 \text{ et } I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + X_r'^2}} \quad (4.22)$$

$$T_{em} = \frac{3}{\Omega_s} \cdot \left(\frac{R'_r}{g} \right) \cdot \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + X_r'^2} \text{ avec : } \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (4.23)$$

$$\text{Donc : } T_{em} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_s \cdot \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + (L'_r \cdot \omega_s)} \quad (4.24)$$

4.4.2 Variation de vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement (T_{em}, Ω) dans le quadrant I en régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'intersection des caractéristiques $T_{em} = f(\Omega)$ du moteur et $\mathbf{Cr} = \mathbf{f}(\Omega)$ 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.

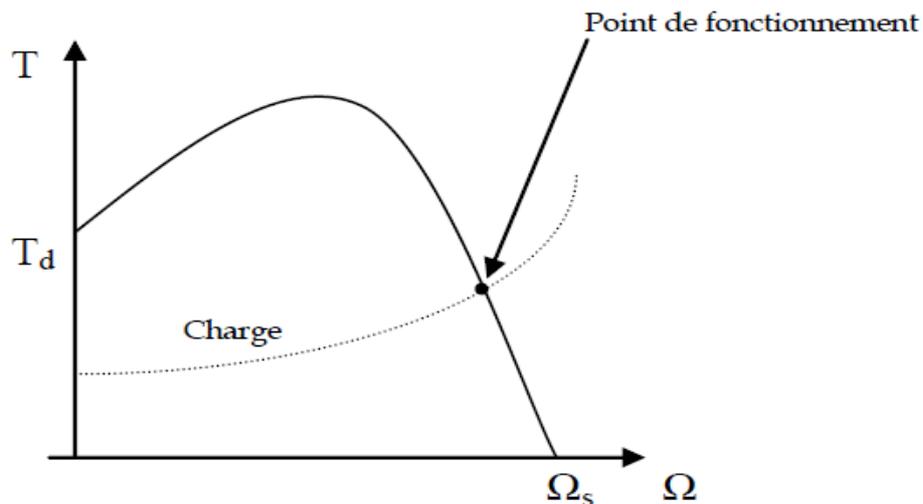


Figure (4.3) : Représentation schématique du couple en fonction de la vitesse mécanique.

- ❖ **Réglage par variation du nombre de paires de pôles** Ce genre de réglage consiste à changer le nombre de pôles de la machine en changeant la connexion des enroulements statoriques, ce type de réglage ne peut être utilisé que pour les moteurs ayant la possibilité de changer la connexion de leurs enroulements statoriques, la gamme de vitesse est étroite, une mauvaise souplesse de réglage car les vitesses sont échelonnées.
- ❖ **Réglage par variation de la tension** Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statoriques. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statoriques avec un gradateur triphasé ou un auto transformateurs triphasés.

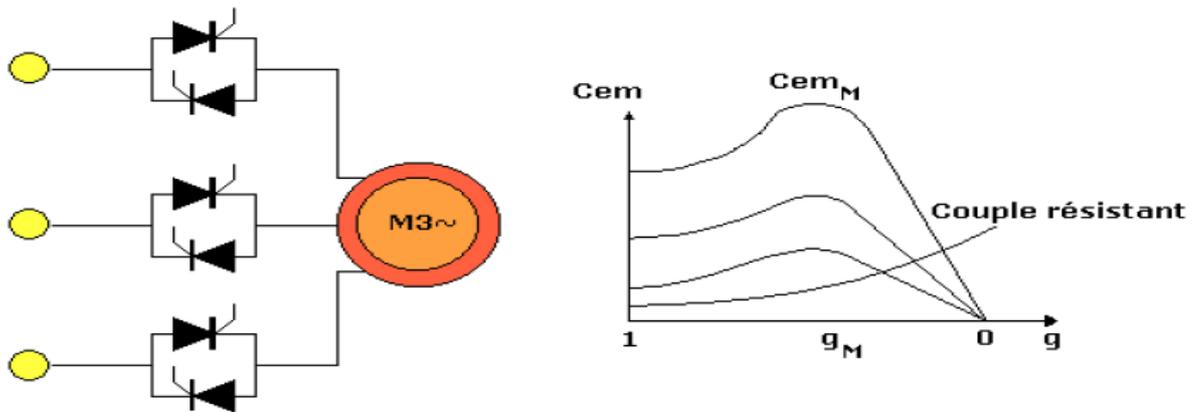


Figure (4.4) : Variation de vitesse par action sur la tension statorique

Du fait de sa faible plage de variation de vitesse sur moteur à cage standard, le gradateur statorique est surtout utilisé comme procédé de démarrage sur des machines dont le couple résistant est de type parabolique.

- ❖ **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.

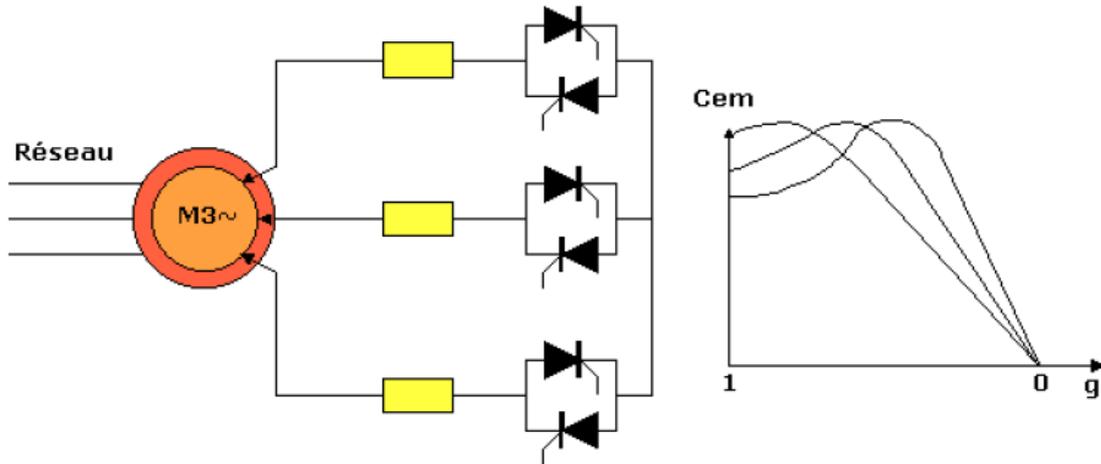


Figure (4.5) : Variation de vitesse par action sur les enroulements rotoriques

L'utilisation de résistance rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un très mal rendement.

L'insertion permanente d'une résistance aux bornes du rotor abaisse la vitesse et ce, d'autant plus, que la valeur de la résistance est élevée. Ce procédé est intéressant pour démarrer très progressivement des charges d'inertie élevée.

Avec le développement de l'électronique de puissance, au lieu d'utiliser un rhéostat triphasé, on alimente un redresseur par l'intermédiaire du rotor et la sortie du redresseur alimente un hacheur qui débite sur une charge résistive. Donc la résistance équivalente de rotor sera en fonction du rapport cyclique de le hacheur .cette technique reste toujours applicable seulement pour les moteurs asynchrones à rotor bobiné.

- ❖ **Réglage par variation de la fréquence** La fréquence de rotation du moteur asynchrone est directement proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation d'où la vitesse de synchronisme. La vitesse d'un moteur asynchrone peut être contrôlée au dessus et au dessous de la vitesse nominale en changeant la fréquence de la tension d'alimentation. On essaiera donc de créer pour les enroulements statoriques un réseau à fréquence variable ce sont les **Onduleurs de tension**.

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (Fig. 4.6). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s

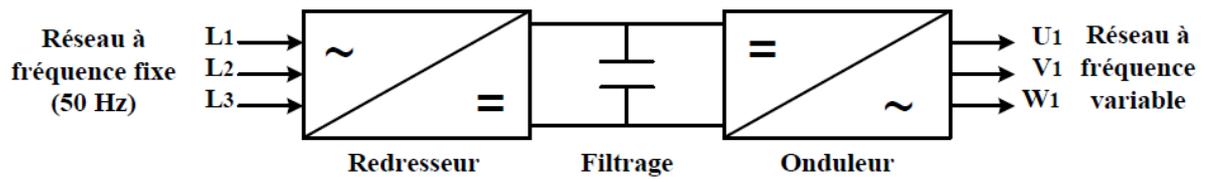


Figure (4.6) : Synoptique d'un convertisseur continu-alternatif

- ❖ **Cascade de récupération (cascade hyposynchrone):** Pour récupérer l'énergie transmise au rotor, c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

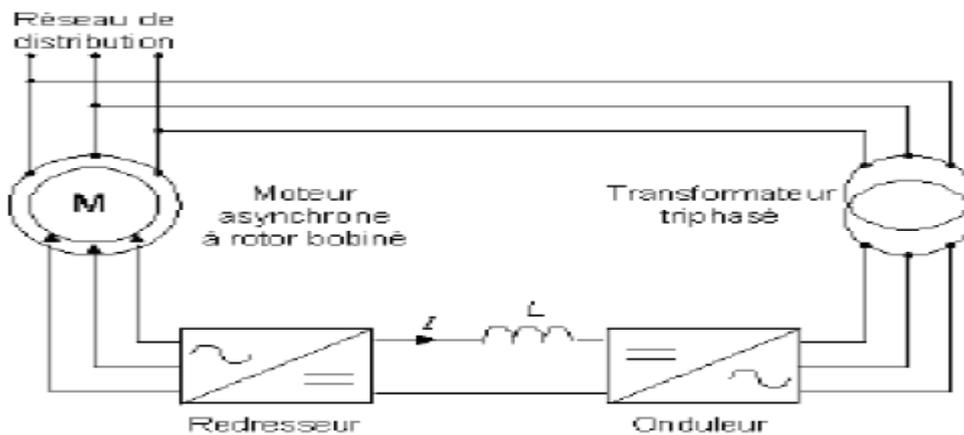


Figure (4.7) : Synoptique d'une cascade hyposynchrone

Le transformateur est choisi avec un rapport de transformation permettant le glissement maximal souhaité. La récupération de l'énergie rotorique assure un excellent rendement, voisin de celui du moteur seul.

La cascade ne peut démarrer seule : il est nécessaire de prévoir un dispositif annexe de démarrage par résistances rotoriques.

Ce résultat montre qu'il est possible d'obtenir le couple maximal, pour différentes vitesses de rotation, à condition que le rapport tension d'alimentation / fréquence de la tension soit constant (U/f constant).

4.4.3 Principe de la commande des tensions statoriques en boucle ouverte.

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation ω . Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques ω on obtient-on une famille de caractéristiques Couple-Vitesse.

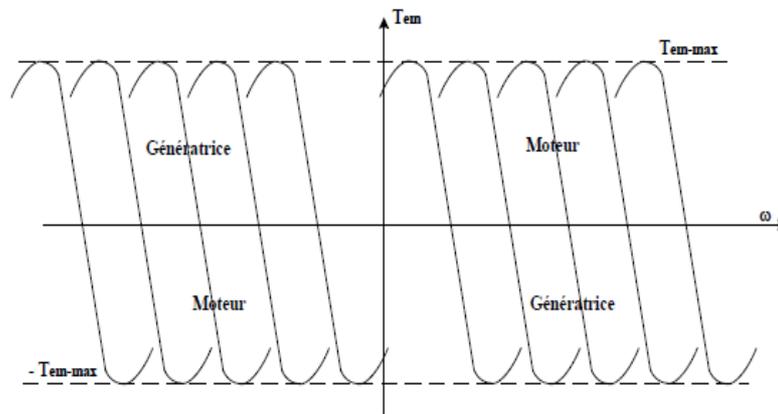


Figure (4.8) : Caractéristiques Couple-Vitesse

Dans la zone linéaire (faibles glissements), cette famille de caractéristiques Couple-Vitesse est tout à fait analogue à celle d'une machine à courant continu où la tension d'induit constitue le paramètre de réglage de la vitesse. Ainsi pour faire varier en boucle ouverte la vitesse d'une machine asynchrone doit-on faire varier la fréquence d'alimentation au stator tout en maintenant le flux constant. Les réglages de tension et de fréquence au stator de la machine sont obtenus grâce à un onduleur de tension MLI .

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω_s constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée (glissement).

☞ Réalisation de l'asservissement de vitesse Pour assurer l'asservissement de vitesse de rotation, on rajoute une boucle externe sous forme d'un correcteur, généralement de type PI, qui permet d'estimer la pulsation rotorique. L'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques .

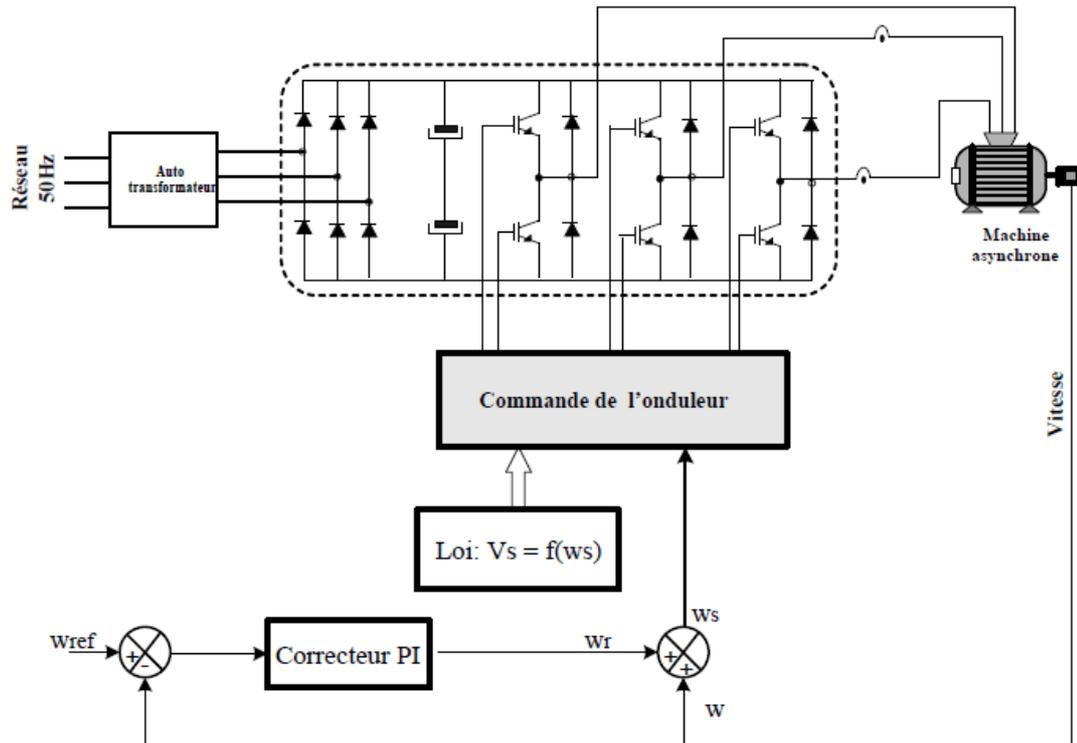


Figure (4.9) : Synoptique de la commande des tensions statoriques avec asservissement de vitesse

. Dans cette stratégie de commande le contrôle de l'amplitude des courants statoriques est assuré uniquement en régime permanent. Lors des régimes transitoires, les valeurs instantanées des courants ne sont pas contrôlées. Par suite, il est préférable d'asservir les courants de sortie de l'onduleur MLI de façon à contrôler parfaitement les valeurs instantanées des courants statoriques de la machine asynchrone.

4.4.4. Contrôle des courants statoriques

Une boucle de courant est nécessaire pour assurer le contrôler le courant en sortie de chaque bras de l'onduleur MLI. Il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation ω_r , pour que le couple électromagnétique de la machine asynchrone soit contrôlé. Etant donné que la machine est ici alimentée en courant et non en tension, alors la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ permette de maintenir le flux ϕ_s constant.

☞ Réalisation de l'asservissement de vitesse Le schéma synoptique de la figure décrit le principe de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone.

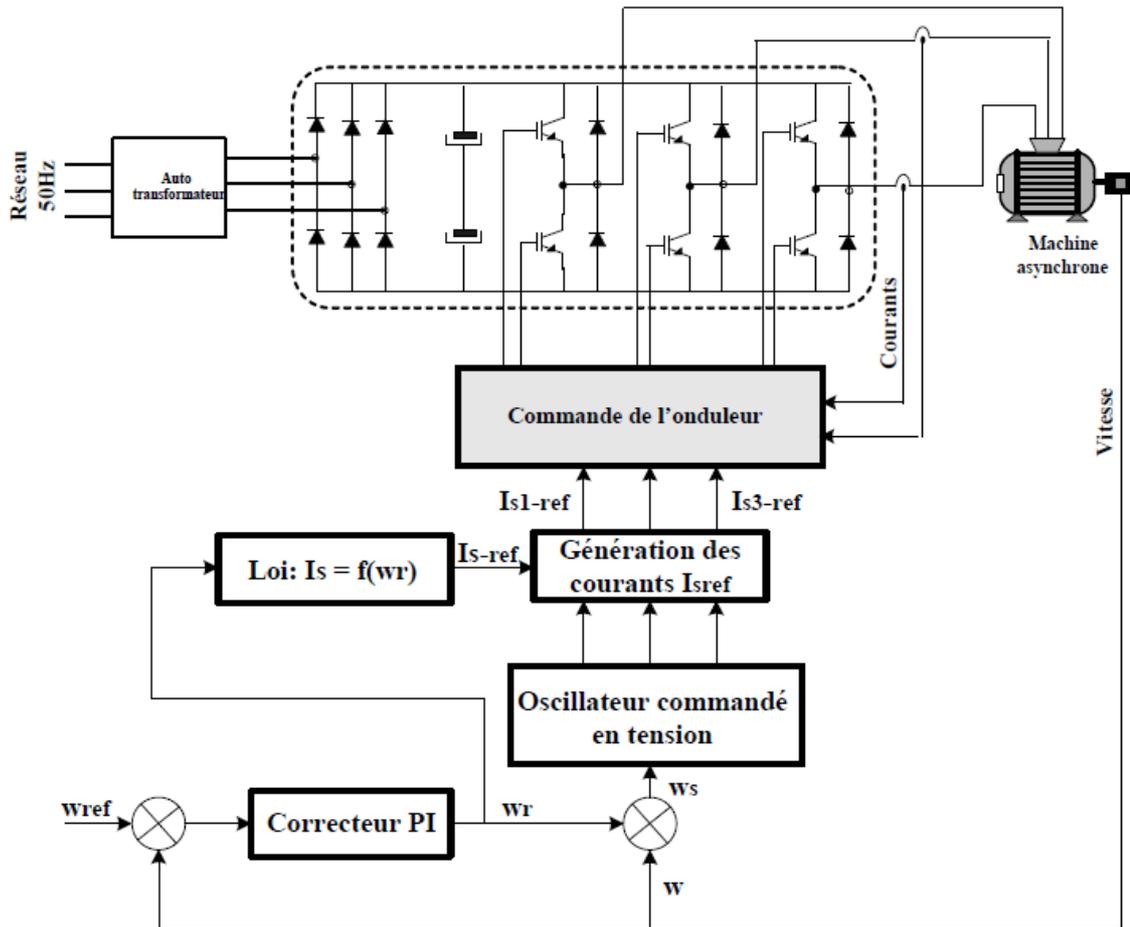


Figure (4.10) : Synoptique de Contrôle des courants statoriques avec asservissement de vitesse de la MAS

Chapitre 5

Réglage de la vitesse et autopilotage des moteurs synchrones

5.1. Généralités sur la machine synchrone

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelques μW , jusqu'à 1 GW environ. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé de la production d'électricité. En fonctionnement moteur, en revanche, les puissances installées dépassent rarement quelques dizaines de MW. Le moteur synchrone fonctionnant en vitesse variable le plus puissant connu à ce jour, d'une puissance de 100 MW

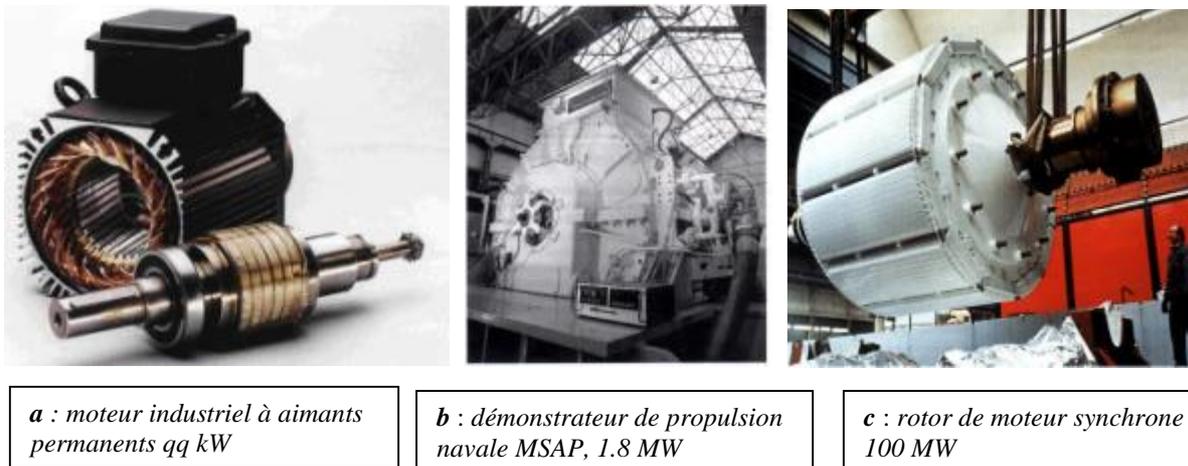


Figure (5.1) : Types des machines synchrone

5.2. Principe de fonctionnement

Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par les courants qui circulent dans les enroulements du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. La figure 1 précise les positions des vecteurs H_s et H_r représentant respectivement les champs tournants statorique et rotorique.

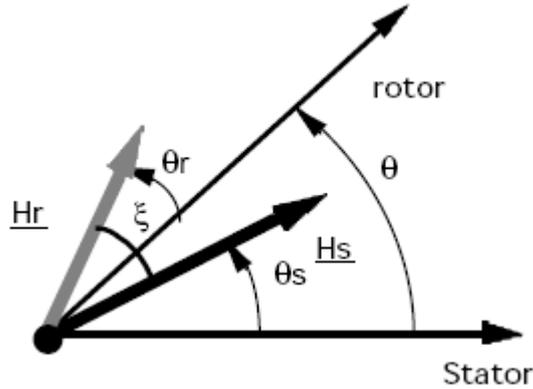


Figure (5.1) : Champs tournants statorique et rotorique

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle q tel que :

$$\theta = \Omega t + \alpha \tag{5.1}$$

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle θ_s :

$$\theta_s = \Omega_s t + \beta \tag{5.2}$$

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le champ produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_r = \Omega_r t + \gamma \tag{5.3}$$

En notation complexe, dans le repère lié au rotor, le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_r = H_r e^{j\theta_r} \tag{5.4}$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par un produit vectoriel :

$$C_{EM} = k (\vec{H}_s \Delta \vec{H}_r) \tag{5.5}$$

Ainsi :

$$C_{EM} = k H_s H_r \sin (\overrightarrow{H_s}, \overrightarrow{H_r}) \tag{5.6}$$

Soit :

$$C_{EM} = k H_s H_r \sin (\theta + \theta_r - \theta_s) \tag{5.7}$$

La couple électromagnétique est:

$$C_{EM} = k H_s H_r \sin [(\Omega + \Omega_r - \Omega_s)t + \gamma - \beta + \alpha] \tag{5.8}$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des deux principales machines à courant alternatif. Dans le cas de la machine synchrone, le champ rotorique est produit par un enroulement alimenté en courant continu ou par un aimant permanent, la pulsation rotorique est donc nulle. Le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique.

5.3 : Variateurs pour les moteurs synchrones

Dans un moteur synchrone triphasé :

- ✓ **Le stator** port un enroulement triphasé à $2p$ pôles. Les bobinages des trois phases, repérés par les indices A, B et C sont identiques mais décalés deux à deux de $2\pi/3p$. Les trois phases sont d'ordinaire connectées en étoile avec neutre isolé. Le stator constitue l'induit, c'est-à-dire l'enroulement ou le flux créer par l'inducteur genère les forces électromotrices.
- ✓ **Le rotor** constitue l'inducteur. Grâce à un enroulement alimenté en courant continu ou à des aimants permanents, il crée $2p$ pôles successivement Nord et Sud.

Lorsque la machine fonctionne en moteur, la source qui alimente l'induit fournit l'énergie électrique qui est transformée en énergie mécanique. Lorsqu'elle fonctionne en génératrice, la machine renvoie vers la source l'énergie électrique produite à partir de l'énergie mécanique prise à la charge qu'elle freine.

5.3.1 Expression du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_m I'_m \cos \Psi \quad (5.9)$$

donc à amplitudes des courants et des flux données, le couple est proportionnel à $\cos \Psi$; il est maximum pour Ψ nul. Si Ψ est compris entre $\pi/2$ et $3\pi/2$, C est négatif, c'est la marche en génératrice.

5.3.2 Réglage du point de fonctionnement

- ❖ Lorsque qu'on alimente la machine synchrone par le réseau, celui impose la fréquence des tensions et courants statoriques et donc la vitesse de rotation de la machine. La puissance active fournie par le réseau (ou renvoyée à celui-ci) est imposée par la puissance que le système mécanique accouplé au rotor absorbe (ou fournit). On règle la puissance réactive échangée avec le réseau en agissant sur le courant d'excitation.

- ❖ Lorsqu'elle est utilisée dans un variateur de vitesse, la machine synchrone est alimentée par un convertisseur électronique de puissance. On utilise celui-ci pour asservir l'évolution temporelle des courants statoriques à la position du rotor de manière à ce que cette évolution permette d'obtenir un couple constant ou s'en rapprochant le plus possible. D'autre part, on règle l'amplitude des courants en fonction de couple souhaité.

On arrive ainsi au schéma de régulation de la figure 2 qui permet d'obtenir des performances dynamiques.

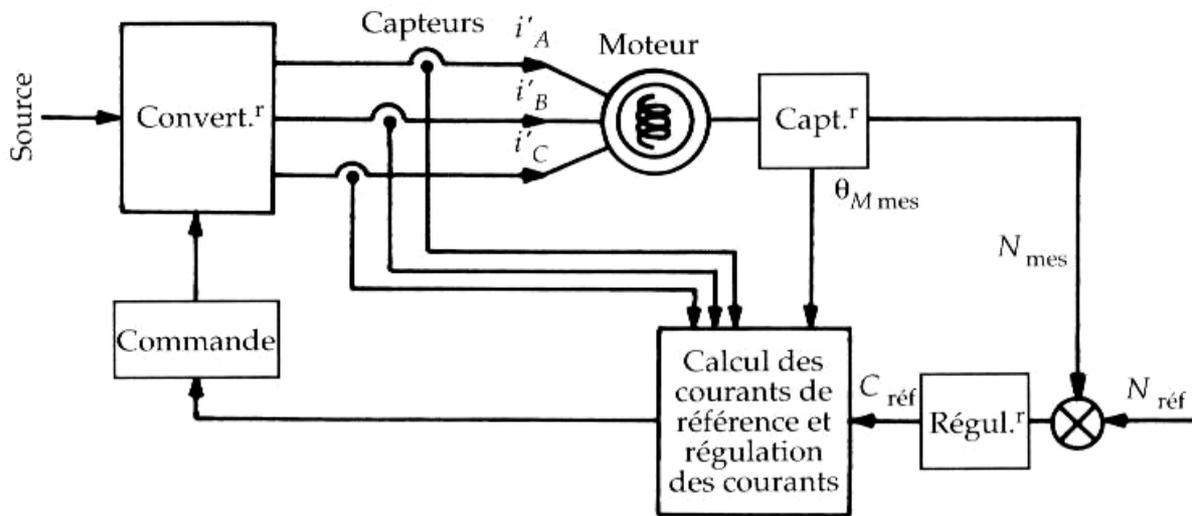


Figure (5.1) : MS associée des convertisseur statique (asservir l'évolution temporelle des courants statoriques)

5.3.3 Principe généraux de réglage.

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable. Pour éviter le "décrochage" de la machine, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques ω soit telle que $\omega_s = p \Omega$ (p représente le nombre de paires de pôles de la machine et Ω la vitesse angulaire de rotation du rotor).

L'alimentation à fréquence variable de la machine synchrone (Fig. 3) se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif.

La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence f est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. D C

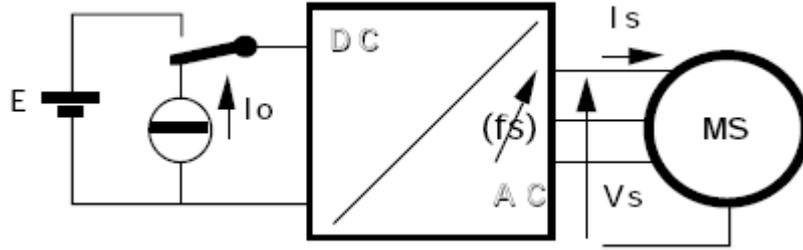


Figure (5.5) : Alimentation à fréquence variable de la machine synchrone

5.5 Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant.

La machine synchrone est donc alimentée par un pont de Graetz triphasé à thyristor conformément à la figure (5.6).

La source côté continu est de type source de courant et les thyristors commutent le courant entre les différentes phases de la machine et remplissent ainsi le rôle de collecteur "électronique".

Lorsque la machine fonctionne en moteur, le pont à thyristors fonctionne en onduleur non autonome. Les tensions statoriques de la machine permettent, sous certaines conditions, la commutation naturelle des thyristors.

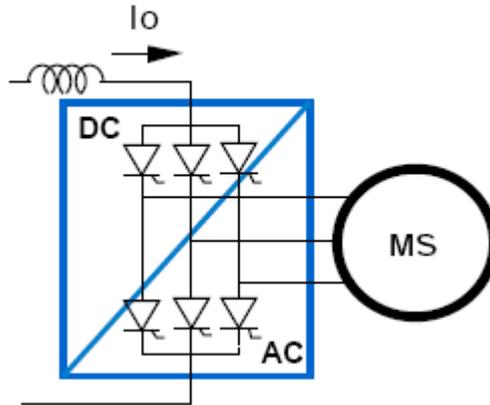


Figure (5.5) : Alimentation de la machine synchrone par un pont de Graetz à thyristor

5.6.1 Le redresseur triphasé à thyristors.

Lorsqu' on étudie le fonctionnement d'un redresseur à thyristors, le réseau de tensions alternatives est généralement considéré en convention **générateur** et la charge inductive côté continu est considérée en convention **récepteur**.

L'allure du courant dans la phase 1 est rappelée à la figure 5. Le réseau d'alimentation est supposé parfait (impédance interne nulle), la charge côté continu fortement inductive est assimilée à une source de courant.

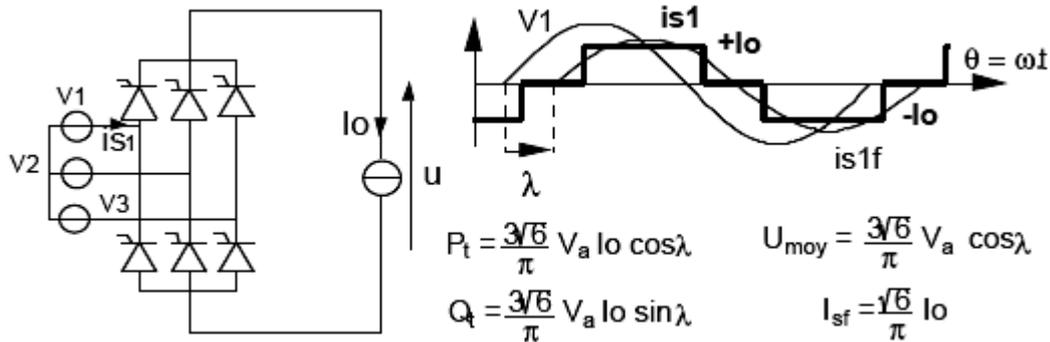


Figure (5.5) : redresseur triphasé à thyristors

5.6.2 Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors.

Le pont de Graëtz à thyristors permet de commuter les courants dans les phases de la machine synchrone à conditions toutefois que ces courants soient toujours en avance sur les tensions statoriques correspondantes (commutation naturelle des thyristors → la machine synchrone fournit de la puissance réactive au pont à thyristors).

Le dispositif d'autopilotage, que on va décrire plus loin, doit assurer en permanence cette condition.

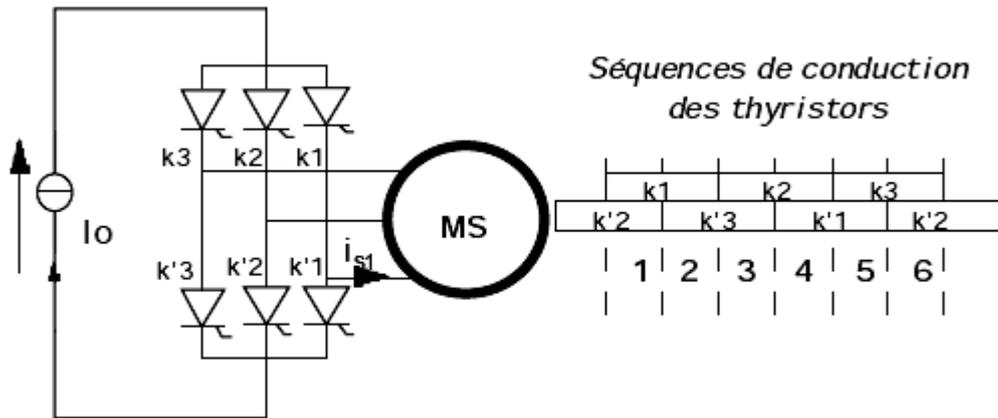


Figure (5.5) : Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors

5.6.3 : Autopilotage de la commande des thyristors.

Lorsqu'on connecte un pont à thyristors sur un réseau, les ordres d'amorçage des thyristors sont générés à partir des tensions de ce réseau. Dans le cas où l'on utilise un pont à

thyristors pour alimenter une machine synchrone, c'est le déplacement du rotor qui va permettre de générer les commandes des thyristors.

Le capteur de position est constitué d'un disque solidaire du rotor et d'un dispositif opto-électronique lié au stator. Le dispositif opto-électronique comprend six ensembles diodes électroluminescentes - photo-transistors disposés conformément à la figure 12. Lorsque qu'une diode éclaire un photo-transistor, le thyristor correspondant est amorcé. Le disque lié au rotor possède une encoche de 120° afin de générer les ordres de commande des thyristors au fur et à mesure du déplacement du rotor.

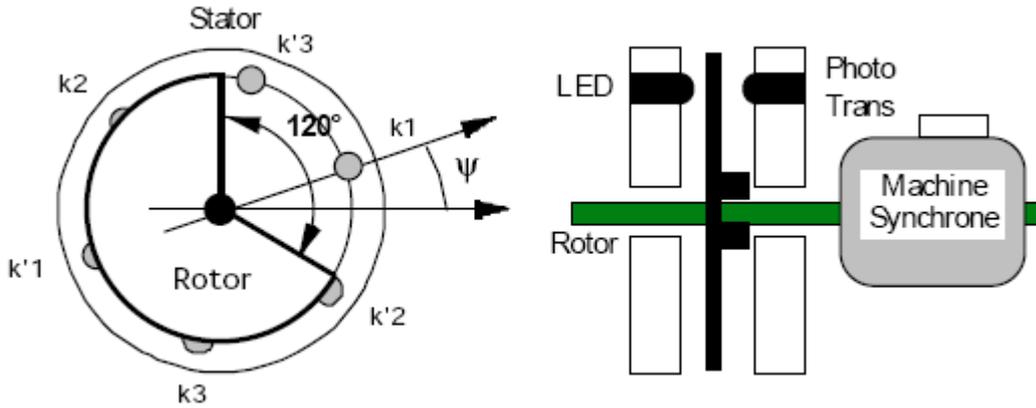


Figure (5.5) : Capteur de position disque solidaire du rotor et opto-électronique lié au stator

Pour assurer le fonctionnement en commutation naturelle du pont à thyristors, il faut imposer un angle ψ suffisant pour que les courants par phase soient en avance sur les tensions statoriques correspondantes. Le diagramme de Fresnel de la figure (5.6) illustre le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux et I_{sf} représente donc leur composante fondamentale

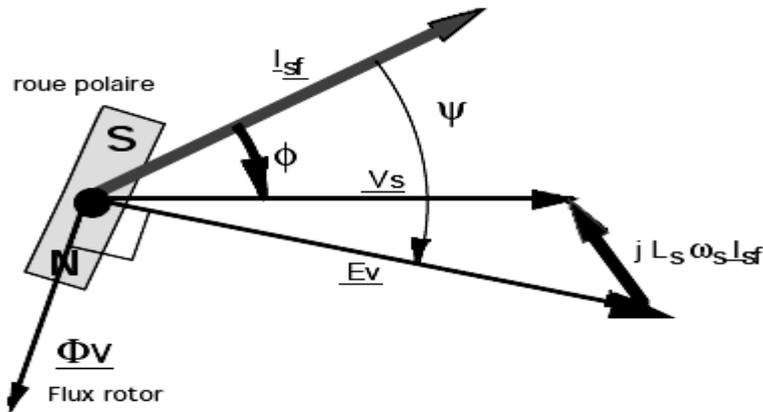


Figure (5.6) : diagramme de Fresnel courants , les tensions statoriques

5.6.4 : Stratégie de contrôle du couple électromagnétique.

Pour assurer la commutation naturelle des thyristors, il faut que l'angle ψ soit réglé de façon à ce que le courant I soit toujours en avance sur la tension V . Il est donc impossible de fonctionner avec $\psi = 0$ ($\cos \psi = 1$) et il faut ainsi déclasser la machine qui ne peut plus fournir son couple nominal.

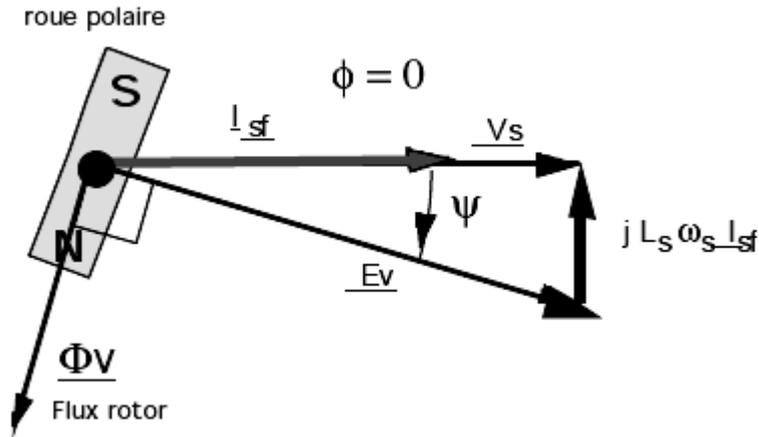


Figure (5.7) : diagramme de Fresnel courants, les tensions statoriques ($\psi = 0$)
Le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_{sf} \sqrt{1 - \left(\frac{L_s I_{sf}}{\Phi_v}\right)^2} \tag{5.9}$$

La figure (5.8) illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant I_{sf} pour différents cas.

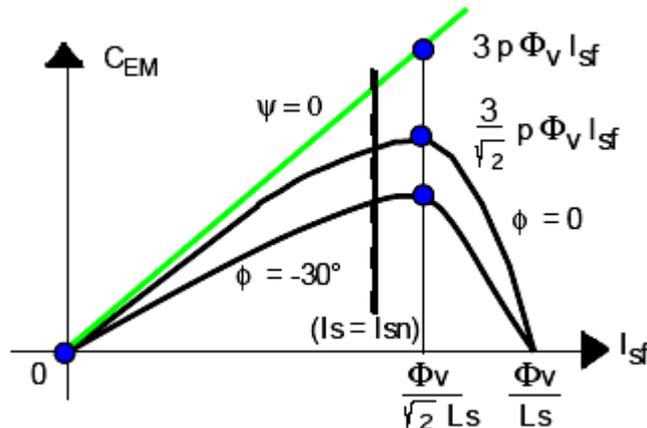


Figure (5.8) : l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant I_{sf}

5.7 Réalisation de l'ensemble convertisseur-machine.

La figure (5.9) représente le convertisseur complet permettant l'alimentation à fréquence variable d'une machine synchrone à partir d'un réseau alternatif qui peut être monophasé ou triphasé.

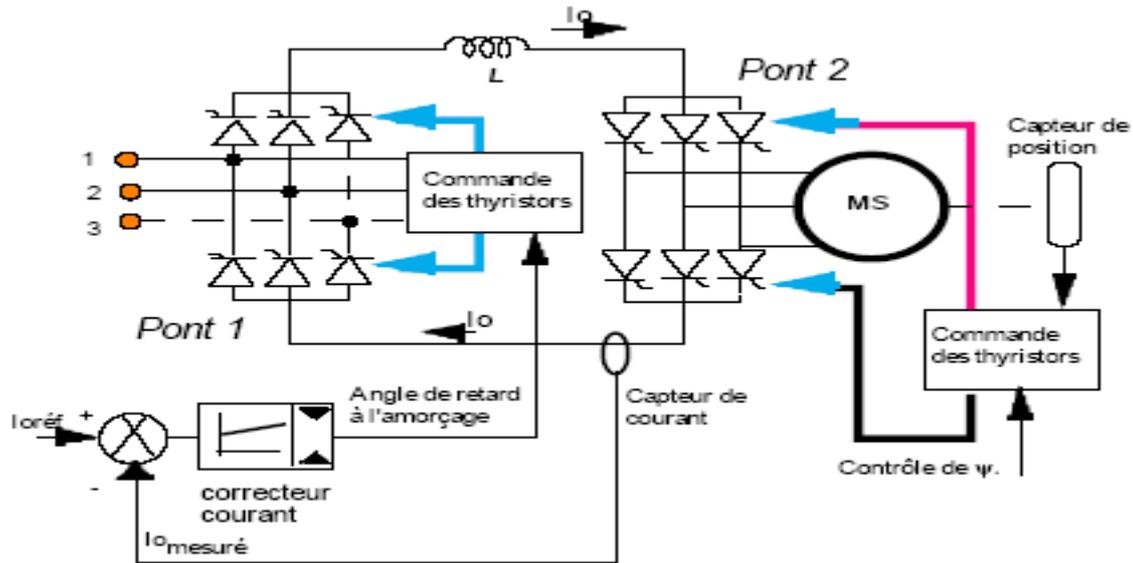


Figure (5.9) : Convertisseur complet permettant l'alimentation à fréquence variable d'une machine synchrone

Jusqu'à présent, on a considéré que l'ensemble machine synchrone - pont à thyristors était alimenté par une source de courant continu I_0 dont l'amplitude doit être variable afin de contrôler le couple électromagnétique.

Pour réaliser la source de courant, on utilise généralement un pont de Graetz à thyristors (pont n°1) connecté au réseau alternatif et associé à une bobine de lissage du courant. La commande des thyristors, synchronisée sur le réseau alternatif, est asservie de façon à ce que le courant en sortie du pont suive la valeur de consigne $I_{0réf}$. Comme nous l'avons vu précédemment, la commande du pont n°2 est élaborée en fonction de la position du rotor de la machine synchrone. Le dispositif de la figure (5.10) permet donc de contrôler le couple électromagnétique de la machine synchrone à l'aide de deux variables : I_0 et ψ .

Si le couple électromagnétique est imposé, la vitesse de rotation et donc la fréquence des courants statoriques de la machine synchrone dépendent de la caractéristique mécanique de la charge entraînée (Fig.17) puisqu'en régime permanent on a : $CEM \approx Cr$.

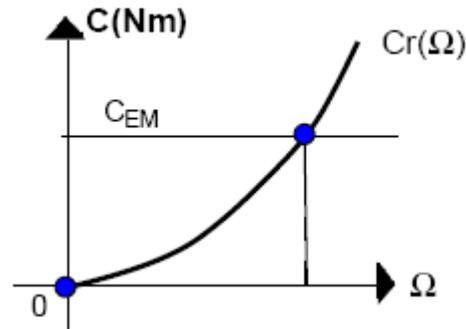


Figure (5.10) : caractéristique mécanique de la machine synchrone

5.8 Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée.

Le diagramme structurel de la figure (5.11) nous a permis de mettre en évidence le principe de contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée.

Pour asservir la vitesse de rotation, on va généralement procéder comme pour une machine à courant continu en réalisant une régulation "cascade":

- ❖ Une boucle de régulation "interne" permet de contrôler le couple électromagnétique.
- ❖ Une boucle de régulation "externe" permet de générer la consigne de couple de la boucle "interne" de sorte qu'à la vitesse de rotation de consigne il y ait équilibre du système ($C_{EM} = C_r$).

Il est ici important de se rappeler que dans le cas d'une machine à courant continu, le couple électromagnétique est uniquement fonction du courant d'induit (à flux constant). Dans le cas de la machine synchrone autopilotée, le couple électromagnétique est fonction de I_o et ψ . Il faut donc :

- ❖ soit maintenir l'angle ψ constant et tolérer une diminution importante du couple électromagnétique indépendamment de l'amplitude de I_o ,
- ❖ soit ajuster l'angle ψ en fonction de l'amplitude de I_o et optimiser ainsi le couple électromagnétique en maintenant l'angle Φ voisin de -30° .

Le couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée s'exprimant par la relation :

$$C_{EM} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} p \Phi_v I_o \cos\psi \quad (5.10)$$

Où le courant I_o ne change jamais de signe, c'est donc le réglage de ψ qui détermine le signe du couple électromagnétique :

- Si $|\psi| < \pi/2$ alors $C_{EM} > 0$.
 - Si $|\psi| > \pi/2$ alors $C_{EM} < 0$.
- (5.11)

A partir de ces remarques, il est possible de concevoir le diagramme structurel de la figure pour réaliser l'asservissement de vitesse de la machine synchrone.

La valeur ψ tient compte de l'amplitude du courant I_o et du signe de $C_{EM\text{réf}}$.

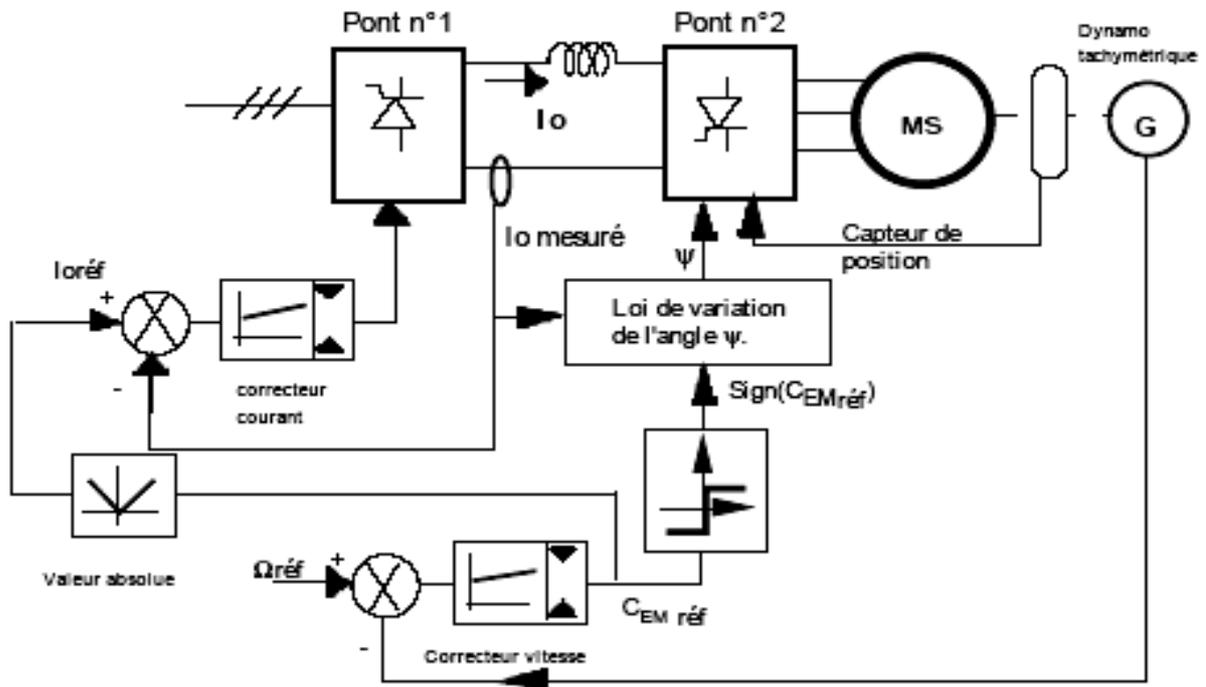


Figure (5.11) : Contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée