



Ecole Supérieure en sciences appliquées de Tlemcen

Département deuxième cycle

Cours de :

Commande Des Machines

Préambule

Ce document est un support de cours sur la commande des machines. Il comporte quatre chapitres. Le premier est une introduction générale ainsi que des généralités sur la commande des machines; les trois autres chapitres traitent la modélisation et la commande de différentes machines (machine à courant continu, machine asynchrone et machine synchrone).

Objectif

L'objectif global de ce cours est de permettre aux étudiants de :

- Pouvoir faire des calculs de dimensionnement.
- Connaître les méthodes de commande des machines.
- Choisir selon un cahier de charge la méthode qui convient le mieux.

Table des matières

CHAPITRE I : Introduction

I. Généralités sur la commande des machines électriques	2
I.1. Besoins et évolution	2
I.2. Définition de la commande (entraînement).....	2
I.3. Chaîne de conversion :	2
I.4. Historique des entraînements des moteurs AC et DC.....	4
II. Modulation de largeur d'impulsion.....	4
II.1. Principe.....	5
II. Plan Couple-Vitesse	6
I. Introduction.....	9
II. Quadrants de fonctionnement.....	9
III. Variation de vitesse du moteur a courant continu.....	10
III.1. Variateurs de vitesse	10
III.1.1. Redresseurs	10
III.1.2. Hacheurs.....	10
IV. Modélisation du moteur à courant continu	12
IV.1. Equations électromécaniques du MCC	12
IV.1.1. Equations électriques.....	12
IV.1.2. Equations mécaniques	12
IV.2. Equations électromécaniques du MCC dans le domaine de Laplace.....	12
IV.3. Fonction de transfert du MCC.....	13
V. Commande du moteur à courant continu.....	14
V.1. Contrôle du couple.....	14
V.2. Asservissement du courant	14
V.3. Asservissement de vitesse.....	15
I. Introduction:.....	18
II. Principe de fonctionnement de la MAS.....	18
III. Modélisation de la machine asynchrone.....	18
III.1. Hypothèses simplificatrices	18
III.2. Modèle de la Machine Asynchrone dans le repère abc	19
III.3. équations électriques de la machine asynchrone	19
III.4. équations magnétiques de la machine asynchrone	20

III.5. équations mécaniques de la machine asynchrone	20
III.6. Modèle de PARK	20
III.6.1. Transformation généralisée de Park	21
III.6.2. Transformation orthogonale de Park	21
III.6.3. Transformation non-orthogonale de Park	22
III.6.4. Décomposition de la Transformation Park.....	22
III.7. Passage du repère abc au repère dq	25
III.7.1. équations des tensions.....	25
III.7.2. équations des flux.....	25
III.7.3. équations de la puissance et du couple	26
III.8. Choix du référentiel.....	26
III.9. Modèle en régime permanent :	27
III.9.1. Couple en régime permanent	29
IV. Commande de la machine asynchrone	30
IV.1. Commande scalaire	30
IV.1.1. Principe	30
IV.1.2. Principe de la commande V/f.....	30
IV.1.3. Commande en courant	31
IV.2. Commande vectorielle	32
IV.2.1. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté :	33
IV.2.2. Différents types d'orientations	33
IV.2.3. Choix de l'expression du couple.....	33
IV.2.4. Orientation du flux rotorique.....	33
IV.2.5. Types de commandes vectorielles	34
IV.2.6. Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MAS	36
IV.2.7. Découplage entrée-sortie	36
IV.2.8. Boucle de régulation	37
IV.2.9. Comparaison	39
IV.2.10. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :	39
I. Introduction.....	41
II. Modélisation de la MSAP	41
II.1. Hypothèses simplificatrices	41
II.2. Mise en équation de la MSAP	41
II.1.2. Equations de tensions et flux	41

II.1.3. Transformation de Park.....	42
II.1.3.Expression de la puissance et du couple électromagnétique	42
II.1.3. Equation mécanique.....	43
III. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	43
III.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	43
III.2. Découplage par compensation.....	44
III.3. Schéma de la commande	45
III.4. Synthèse des régulateurs	45
III.4.1. Régulateurs de courants :.....	45
III.4.2. Régulateur de vitesse :	46
IV. Autopilotage	47
IV.1. Diagramme vectoriel.....	47
IV.2. Expressions du couple.....	48
IV.2.1. En fonction de l'angle ψ	48
IV.2.2. En fonction de l'angle interne δ	49
IV.3. Moteur synchrone autopiloté.....	49

Chapitre I : Introduction

Objectifs intermédiaires du chapitre :

- Présentation des éléments qui constituent une chaîne de conversion.
- Présentation des différentes techniques de MLI.

I. Généralités sur la commande des machines électriques

Dans ce chapitre nous allons aborder les différents aspects qui englobent la commande des machines, en présentant un bref historique ainsi que les différents éléments qui constituent un système dédié à l'entraînement des machines électriques.

I.1. Besoins et évolution

Depuis l'antiquité l'être humain a toujours chercher des moyens pour se faire remplacer dans le travail, parmi les solutions proposées on peut citer dans un premier temps les esclaves et les animaux suivis par l'invention des machines qui ont été d'abord purement mécanique ensuite hydraulique et thermique et enfin électrique.

Au fil du temps ces machines sont devenu de plus en plus puissantes, rapides et intelligentes (autonome)

I.2. Définition de la commande (entraînement)

La commande ou L'entraînement est un système utilisé pour le contrôle d'un mouvement. Les principaux moteurs utilisés dans les entraînements sont généralement des moteurs diesels, moteurs hydrauliques, moteurs électriques.

Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie vu le besoin des processus à vitesse variable. Cette solution permet de commander des systèmes avec une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Dans la dernière décennie le développement des composants de l'électronique de puissance et les différentes techniques de commande a suscité l'intérêt grandissant pour les variateurs de vitesse ce qui explique le succès des solutions électriques pour la variation de vitesse par rapport aux solutions mécaniques et hydrauliques.

Afin de pouvoir commander une machine électrique il faut :

- Maitriser le principe de fonctionnement de la machine ;
- établir un modèle mathématique le plus proche de la machine ;
- Définir les grandeurs à contrôler.

I.3. Chaîne de conversion :

Chaque système commander regroupe plusieurs éléments constituant une chaîne de conversion ; ces éléments sont donnés par la figure suivante :

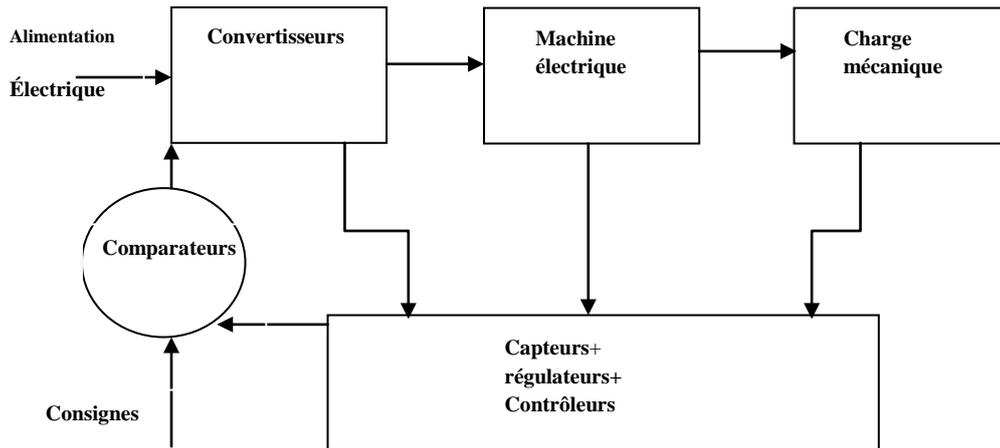


Figure I.1. Chaîne de conversion

Dans une chaîne de conversion on trouve :

- **Convertisseur électromécanique (machine électrique):** appeler aussi convertisseurs d'énergie permettent de convertir l'énergie électrique en mécanique ou mécanique en électrique.

En gros le choix d'une machine utilisés dans la commande dépend de l'application et des sources disponibles (courant continu ou alternatif).

- Machine à CC : aimant permanent, série, parallèle....
- Machine à CA :

Machine asynchrone : a cage, rotor bobiné.

Machine synchrone : électro-aimant (alimenté en cc), aimant permanent.

- **Une alimentation :** de nature alternative ou continu (incontrôlable), permet de fournir l'énergie aux machines électriques. La puissance obtenue à partir des alimentations doit être régulée à l'aide de convertisseurs d'électroniques de puissance afin d'avoir un fonctionnement à haut rendement.
- **Convertisseur de puissance :** permet de contrôler le flux de puissance vers le moteur. Ils sont utilisés pour convertir et éventuellement réguler (c'est-à-dire à l'aide d'un contrôle en boucle fermée) les sources disponibles en fonction de la charge (moteurs).
- **Contrôleur (DSP / Micro-proc) :** représente le cerveau du système. Il permet d'exécuter les différentes tâches ; Avec DSP / Micro-proc ... des estimations complexes et des observateurs peuvent être facilement implémentés.
- **Les capteurs :**
Un capteur est un système qui permet d'obtenir une image sous forme électrique, d'une grandeur physique. Il existe plusieurs types de capteurs, le choix se fait à base de l'application voulue et de la grandeur à contrôler.

- Capteurs de température :

Il existe plusieurs types de capteurs de température parmi eux on cite le thermocouple et la Thermométrie par diodes et transistors.

- Capteurs de position :

Les applications de génie électrique, utilise généralement les capteurs de position pour obtenir une position absolue, que ce soit en linéaire ou en angle.

- Capteurs potentiométriques : utiliser si le système tourne lentement

- Resolver : utiliser dans les applications d'autopilotage des machines synchrones
- Capteurs de vitesse :

Les capteurs de vitesse permettent de mesurer une vitesse ou une position relative entre deux points.

 - Codeurs incrémentaux : utiliser dans les applications de commande des machines asynchrones.
 - Tachymètres : le principe consiste à délivrer une tension proportionnelle à la vitesse (tension continu : Dynamo tachymétrique ; alternatif : alternateur tachymétrique).
- Capteurs de courant:
 - Capteurs à effet Hall : mesure la variation d'un champ magnétique qui est créée par un aimant ou un inducteur.
- Capteurs de couple :
 - Couplemètre par jauges de contraintes : placé sur l'accouplement entre la machine et la charge, il mesure la force exercée.
 - Mesure d'angle de torsion : utilise la déformation d'un axe en torsion entre ses deux extrémités.

I.4. Historique des entraînements des moteurs AC et DC

- Avant l'introduction des semi-conducteurs :

Les Moteurs à CA sont utilisés pour un fonctionnement à vitesse fixe. C'est parce qu'il n'est pas facile d'obtenir une alimentation à fréquence variable. Cependant, une alimentation en courant continu variable peut être facilement obtenue. Par conséquent, les entraînements à courant continu sont largement utilisés pour les opérations à vitesse variable.

- Après l'introduction des semi-conducteurs en 1950

Le contrôle de la vitesse est possible dans les entraînements AC, car une fréquence variable peut être obtenue à l'aide d'un onduleur source de tension. Les entraînements CC ont été remplacés par des entraînements AC dans les applications à vitesse variable.

- Après l'introduction des semi-conducteurs en 1980

Avec l'avancement des dispositifs à semi-conducteurs de puissance et des microprocesseurs puissants (par exemple DSP), il est possible de contrôler les moteurs à courant alternatif qui donneront des performances comparables à celles des entraînements à courant continu.

II. Modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique qui permet de convertir une tension continue en tension continue variable (conversion DC-DC) ou une tension continue en tension alternative (conversion DC-AC).

II.1. Principe

Le principe est de générer une tension carrée à rapport cyclique variable (figure I.2)

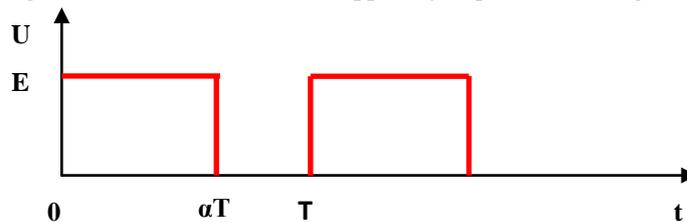


Figure I.2. Tension carrée à rapport cyclique variable

La tension est périodique, de période T , égale à E pendant une durée αT , à 0 pendant $(1 - \alpha)T$. Le paramètre α (compris entre 0 et 1) est le rapport cyclique.

Remarque :

- Le choix de la période T dépend de l'interrupteur.
- $[0-\alpha T]$: interrupteur conduit ou fermé.

Dans la littérature plusieurs techniques de MLI ont été développées, dans ce cours on citera quelques unes :

- MLI simple

Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie.

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence avec un signal d'onde porteuse triangulaire.

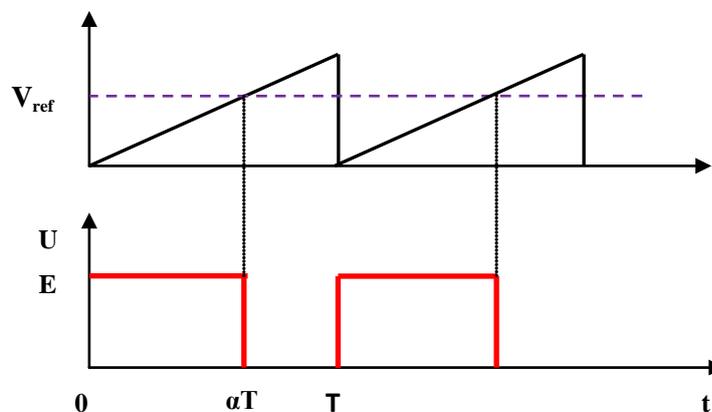


Figure I.3. Principe de la MLI simple

L'intersection de la référence avec la porteuse, en sens croissant, commande l'ouverture du transistor et son intersection avec la porteuse, en sens décroissant, commande la fermeture.

- Commande MLI par hystérésis

Le principe consiste à maintenir le courant entre deux limites autour de la référence sinusoïdale. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants mesurés et leur référence.

Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $e_1 \geq 0$ alors $S_1=1$ et $S_4=0$ sinon $S_1=0$ et $S_4=1$
Si $e_2 \geq 0$ alors $S_2=1$ et $S_5=0$ sinon $S_2=0$ et $S_5=1$

Si $e_3 > 0$ alors $S_3=1$ et $S_6=0$ sinon $S_3=0$ et $S_6=1$

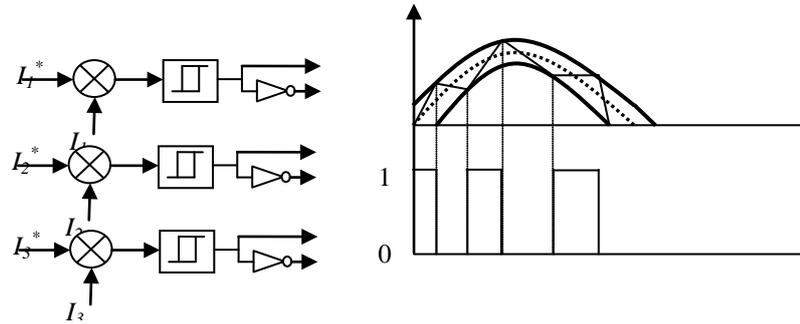


Figure I.4. Principe de la MLI par hystérésis

- **Commande MLI Sinus-Triangle**

Le principe consiste à utiliser l'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_s (modulante), et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , (porteuse), pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure suivante :

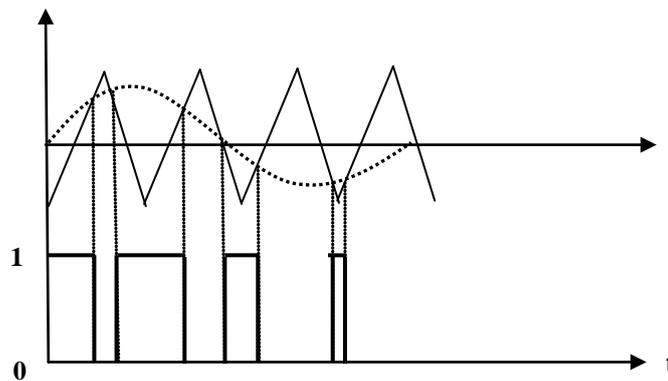


Figure I.5. Principe de la MLI sinus-triangle

II. Plan Couple-Vitesse

Les caractéristiques des entraînements électriques sont représentées dans un plan dit couple-vitesse ou le couple électromagnétique est donné en fonction de la vitesse de rotation de la machine.

Les grandeurs couple et vitesse sont algébriques, par conséquent si le produit est positif la machine fonctionne en moteur et si le produit est négatif la machine fonctionne en génératrice (figure I.6).

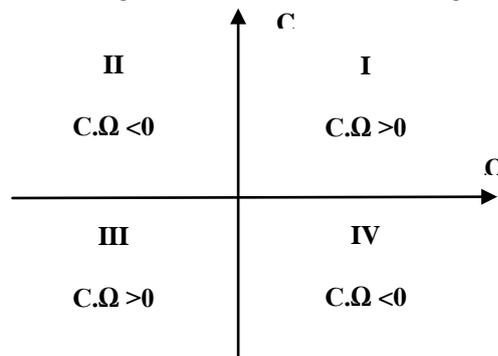


Figure I.6. Caractéristiques $C=f(\Omega)$

La caractéristique couple-vitesse montre l'existence de quatre quadrants de fonctionnement. Selon la nature de l'entraînement, le fonctionnement de la machine peut être 1,2 ou 4 quadrants.

Remarque : le nombre de quadrant est limité par les convertisseurs statiques.

Chapitre 2 : Modélisation et commande de la machine à courant continu

Objectifs intermédiaires du chapitre :

- connaître les différentes équations du système.
- élaborer un modèle du moteur pour faire la commande.
- faire une commande de l'actionneur.

Les pré-requis pour ce chapitre regroupent :

- Passage du domaine temporel vers le domaine de Laplace.
- Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.
- Principe de fonctionnement des hacheurs et des redresseurs.
- Système asservis.

I. Introduction

Un moteur à courant continu est constitué d'un rotor (induit) placé dans un champ magnétique créé par le stator (inducteur). Le courant qui circule dans le rotor et placé dans le champ magnétique produit une force qui a tendance à faire tourner le rotor.

Un système d'entraînement à base d'un moteur à courant continu est constitué de la machine, du convertisseur et du système de commande. Les convertisseurs sont classés selon leur source d'alimentation :

- alternatif : redresseurs à thyristors.
- continu : hacheurs.

Avant d'entamer la partie modélisation et commande de la machine à courant continu nous allons présenter les quadrants de fonctionnement ainsi que quelques variateurs de vitesse utilisés pour les moteurs à courant continu.

II. Quadrants de fonctionnement

La machine à courant continu est réversible par conséquent elle peut fonctionner dans quatre quadrants

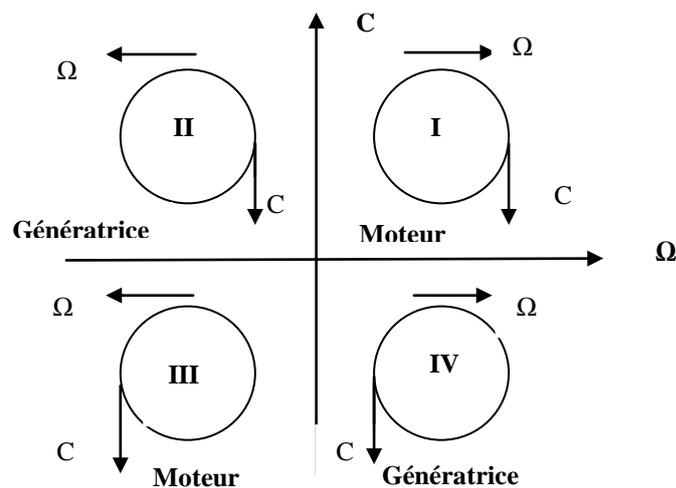


Figure II.1. Quadrants de fonctionnement pour moteur à courant continu

- Passage du quadrant « 1 » au quadrant « 4 » : La vitesse change de signe ce qui signifie un changement de sens de rotation, par contre le couple reste positif (exemple : ascenseur).
- Passage du quadrant « 1 » au quadrant « 3 » : C'est un fonctionnement moteur avec deux sens de rotation. La charge est entraînée dans deux sens de rotation.
- Fonctionnement dans le quadrant « 2 » : C'est le fonctionnement en génératrice pure.
- Passage du quadrant « 1 » au quadrant « 2 » : C'est le fonctionnement en mode freinage ou décélération. L'objet en mouvement continue sa trajectoire dans le même sens mais le couple s'inverse.

III. Variation de vitesse du moteur a courant continu

La variation de vitesse du MCC se fait par action sur le courant d'excitation ou sur la tension d'alimentation

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).

2- Par action sur la tension d'alimentation

A flux constant, la vitesse du moteur est quasiment proportionnelle à U .

III.1. Variateurs de vitesse

Pour varier la tension d'alimentation, il existe deux possibilités :

- Redresseur (si la tension de source est alternative).
- Hacheur (si la tension de source est continue).

III.1.1. Redresseurs

Ce type de convertisseurs est le plus utilisés dans l'industrie car il est alimenté directement du réseau électrique.

a. Redresseurs non commandés

Dans ce type de redresseurs la tension de sortie est fixe par conséquent il n'est pas utilisé pour la variation de vitesse des MCC.

b. Redresseurs commandés

Ce type de redresseurs permettent de varier la tension de sortie ainsi on peut varier la vitesse du MCC

Remarque :

Les montages des redresseurs peuvent être monophasés ou triphasés, réversibles ou non réversibles selon la nature de la source d'alimentation et de l'application souhaitée.

III.1.2. Hacheurs

Lorsque la source d'alimentation est en courant continu, la variation de la tension aux bornes de l'induit se fait par un montage hacheur.

a. Hacheur série

Le hacheur série n'assure le fonctionnement que dans le quadrant 1.

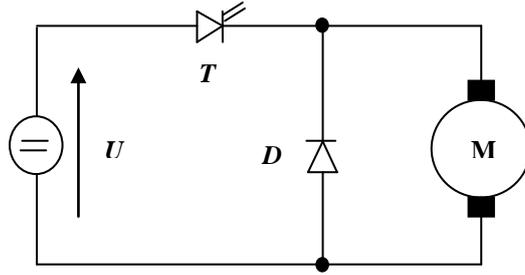


Figure II.2. Association hacheur série-MCC

b. Hacheur réversible en courant

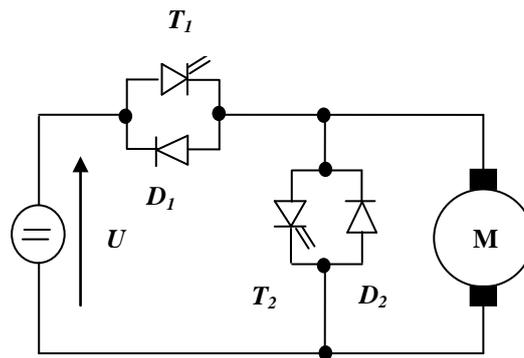


Figure II.3. Association hacheur réversible en courant-MCC

Ce montage assure un fonctionnement dans les quadrants 1 et 2.

c. Hacheur en pont

Ce montage est réversible en tension et courant ce qui permet au moteur de fonctionner dans les quatre quadrants.

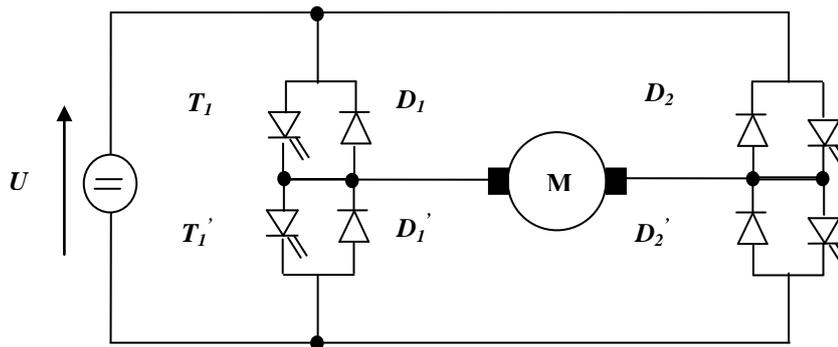


Figure II.4. Association hacheur en pont-MCC

IV. Modélisation du moteur à courant continu

L'induit d'un moteur à courant continu peut être représenté par le schéma suivant :

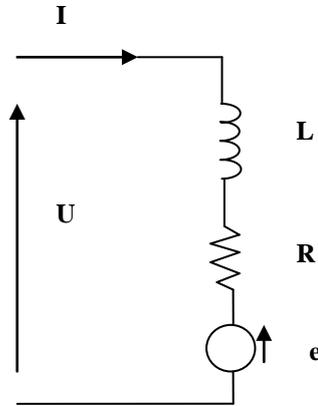


Figure II.5. Induit moteur à courant continu

Avec :

R : La résistance interne de l'induit du moteur à courant continu.
 L : L'inductance interne de l'induit du moteur à courant continu,
 e : La f.c.é.m. du moteur

IV.1. Equations électromécaniques du MCC

IV.1.1. Equations électriques

La loi des mailles permet d'écrire :

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt} + e(t) \quad (\text{II.1})$$

Avec : $e = K \cdot \Omega$

IV.1.2. Equations mécaniques

Le principe fondamental de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.2})$$

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

IV.2. Equations électromécaniques du MCC dans le domaine de Laplace

La transformée de Laplace de l'équation électrique :

$$U(s) = R \cdot i(s) + sL \cdot i(s) + K\Omega(s) \quad (\text{II.3})$$

Soit :

$$I(s) = \frac{U(s) - K\Omega(s)}{Ls + R} \quad (\text{II.4})$$

La transformée de Laplace de l'équation mécanique :

$$Js\Omega(s) + f\Omega(s) = KI(s) - C_r$$

Soit :

$$\Omega(s) = \frac{KI(s) - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.5})$$

A partir des relations (II.4) et (II.5) on peut établir le schéma fonctionnel de la machine à courant continu :

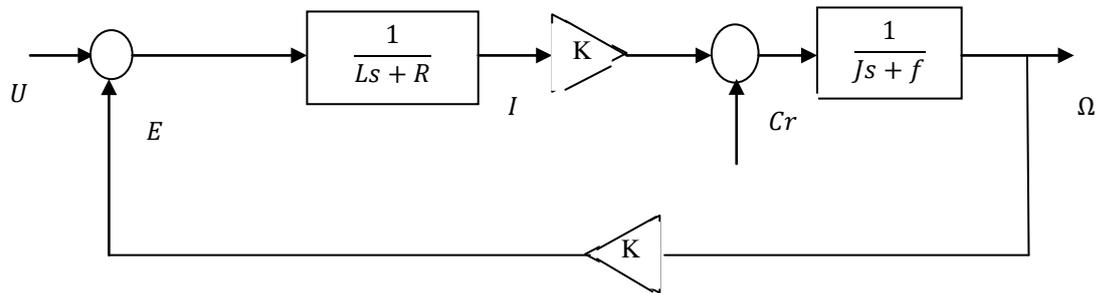


Figure II.6. Schéma fonctionnel du moteur à courant continu

IV.3. Fonction de transfert du MCC

En négligeant le couple résistant devant le couple électromagnétique on aura :

$$\Omega(s) = \frac{KI(s)}{Js + f}$$

Le courant s'écrit alors :

$$I(s) = \frac{(Js + f)\Omega(s)}{K}$$

En remplaçant le courant dans l'équation électrique on obtient :

$$U(s) = R \cdot \frac{(Js + f)\Omega(s)}{K} + sL \cdot \frac{(Js + f)\Omega(s)}{K} + K\Omega(s)$$

Après développement on obtient la fonction de transfert de la vitesse par rapport à la tension d'entrée :

$$\frac{\Omega}{U} = \frac{K}{LJs^2 + (RJ + f)s + K^2}$$

On peut écrire sous la forme canonique d'une fonction de transfert de deuxième ordre :

$$FT = \frac{K_0}{\tau\tau_e s^2 + (\tau + \alpha\tau_e)s + 1}$$

Avec :

$$\tau_e = \frac{L}{R}, \quad \tau = \frac{RJ}{K^2 + Rf}, \quad K_0 = \frac{K}{K^2 + Rf} \text{ et } \alpha = \frac{Rf}{K^2 + Rf}$$

On a : $KI \gg f\Omega$ ce qui permet de négliger α .

On a aussi $\tau_e \ll \tau$ (constante de temps électrique négligeable devant la constante de temps mécanique) ; ainsi on peut rajouter une quantité négligeable τ_e à τ ($\tau \approx \tau + \tau_e$).

La fonction de transfert peut être réécrite sous la forme suivante :

$$FT = \frac{K_0}{\tau\tau_e s^2 + (\tau + \tau_e)s + 1}$$

On factorisant on obtient :

$$FT = \frac{K_0}{(1 + \tau s) + (1 + \tau_e s)}$$

V. Commande du moteur à courant continu

Le moteur à courant continu à excitation séparée est le type d'entraînement le plus utilisé pour les applications à vitesse variable, vu la simplicité de sa commande. Le courant d'induit représente une image directe du couple, car le flux est constant.

Le schéma de régulation en cascade d'un MCC est donné par la figure suivante :

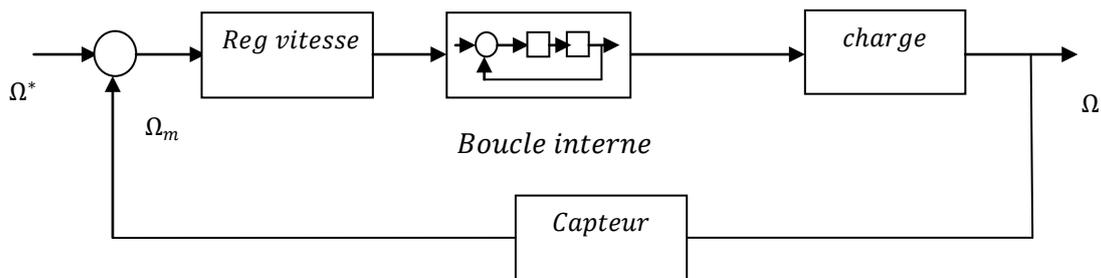


Figure II.7. Régulation en cascade d'un moteur à courant continu

V.1. Contrôle du couple

Selon la relation : $C_{em} = K \cdot I$ le couple est directement proportionnel au courant d'induit par conséquent le contrôle du couple est possible par le contrôle du courant d'induit.

La dynamique du moteur (constante de temps électrique \ll constante de temps mécanique), la boucle interne doit être rapide en réponse que la boucle externe. En effet cette dernière permet de donner une référence constante à la boucle interne.

V.2. Asservissement du courant

La réponse du moteur en boucle ouverte suite à un échelon de tension présente un dépassement en régime transitoire qui peut atteindre des valeurs très importantes.

Ces dépassements de courant représentent un réel problème pour le système (convertisseur et moteur). Alors que le convertisseur pourra délivrer le courant appelé. Ce sont les conducteurs du moteur qui risquent d'être détruits par une surintensité. Pour ces raisons il est préférable :

1. D'asservir le courant pour avoir la maîtrise des dépassements ;
2. De limiter le courant maximum pour protéger le moteur dans tous les cas.

Pour l'asservissement du courant on a deux possibilités : soit on utilise la fonction de transfert complète, soit on utilise le raisonnement approché suivant :

La fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$G_1(s) = \frac{1}{Ls + R} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}s}$$

Pour la régulation on utilise un correcteur PI :

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right)$$

En boucle ouverte on obtient :

$$G_{IBO}(s) = \frac{K_p}{R\tau_i} \cdot \frac{(1 + \tau_i s)}{s \left(1 + \frac{L}{R}s\right)}$$

En optant pour le choix de compenser le pôle électrique $\frac{L}{R} = \tau_i$ la fonction en boucle ouverte devient :

$$G_{IBO}(s) = \frac{K_p}{R\tau_i}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime par :

$$G_{IBF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_p}s}$$

En choisissant un temps de réponse égale à la constante du temps ($t_r = \tau$) ; le terme K_p sera exprimé en fonction de ce temps de réponse et des paramètres de la machine :

$$\begin{cases} K_p = \frac{R\tau_i}{\tau} \\ \tau_i = \frac{L}{R} \end{cases}$$

V.3. Asservissement de vitesse

L'asservissement de vitesse du MCC est réalisé une fois réglée la boucle interne du courant (asservissement en cascade).

La fonction de transfert $G_\Omega(s)$ est donné par :

$$G_\Omega(s) = \frac{1}{Js + f} = \frac{\frac{1}{f}}{1 + \frac{J}{f}s}$$

Pour la régulation on utilise un correcteur PI :

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right)$$

En boucle ouverte on obtient :

$$G_\Omega(s) \cdot C(s) = \frac{K \cdot K_p}{f\tau_i} \cdot \frac{(1 + \tau_i s)}{s \left(1 + \frac{J}{f}s\right)}$$

En optant pour le choix de compensation du pole la fonction en boucle ouverte devient :

$$G_{\Omega BO}(s) = \frac{K \cdot K_p}{f \cdot s \cdot \tau_i}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime par :

$$G_{\Omega BF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{f \tau_i}{K \cdot K_p} s}$$

On obtient par la suite :

$$\begin{cases} K_p = \frac{f \cdot \tau_i}{K \cdot \tau} \\ \tau_i = \frac{J}{f} \end{cases}$$

Chapitre 3 : Modélisation et commande de la machine asynchrone

Objectifs intermédiaires du chapitre :

- connaître les différentes équations du système.
- élaborer un modèle mathématique du moteur pour faire la commande.
- présenter les stratégies de contrôle scalaire et vectoriel.

Les pré-requis pour ce chapitre regroupent :

- Passage du domaine temporel vers le domaine de Laplace.
- Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.
- Principe de fonctionnement des onduleurs.
- Calcul d'un régulateur.

I. Introduction:

Dans ce chapitre nous allons traiter deux types de commande de la machine asynchrone à savoir la commande scalaire et la commande vectorielle.

La commande scalaire est basée sur le modèle de la machine en régime permanent ; le principe consiste à maintenir le rapport V/f constant. Elle est efficace uniquement en régime permanent ou les grandeurs sont alors sinusoïdales.

A l'inverse de la commande scalaire, la commande vectorielle est basée sur le modèle de la machine en régime dynamique (transitoire). Cette technique est plus précise car elle permet de contrôler l'amplitude et le déphasage d'où le nom de la commande vectorielle. Cependant, elle exige des moyens de calcul très puissants.

Comme mentionné dans la section I.2 du chapitre I, pour commander une machine il faut :

- Maîtriser le principe de fonctionnement de la machine ;
- établir un modèle mathématique le plus proche de la machine ;
- Définir les grandeurs à contrôler.

Avant d'entamer la partie modélisation et commande de la MAS, nous allons donner un petit rappel sur son principe de fonctionnement.

II. Principe de fonctionnement de la MAS

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est résumé dans les points suivants :

- Le stator est alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasé équilibré de pulsation ω_s . Il en résulte, la création d'un champ magnétique statorique glissant dans l'entrefer de la machine, sa vitesse par rapport au stator est: $\Omega_s = \omega_s / p$.
- Les enroulements du rotor sont court-circuités sur eux même, les f.e.m.s induites donnent naissance à un système de courants triphasé de pulsation ω_r . Il en résulte aussi, la création d'un champ magnétique rotorique, sa vitesse par rapport au rotor est: $\Omega_r = \omega_r / p$.
- Les deux vitesses sont reliées par : $\Omega_r + \Omega = \Omega_s$

Ω_s : vitesse du champ tournant résultant par rapport au stator

Ω_r : vitesse du champ tournant résultant par rapport au rotor

Ω : vitesse de rotation du rotor

p : nombre de paires de pôles

$$g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s$$

g : glissement du champ tournant:

III. Modélisation de la machine asynchrone

III.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation est une étape importante sur le chemin de la simulation et la réalisation, ou le modèle choisi doit décrire l'ensemble des phénomènes de la machine.

Les machines électriques sont des systèmes complexes. Cependant, ce n'est pas évident de tenir en compte de tous ses phénomènes. Par conséquent, la mise en place de quelques hypothèses simplificatrices lors de la modélisation est alors essentielle [rez] :

- La machine asynchrone est parfaitement symétrique ayant p paires de pôles.
- Les pertes fer sont négligeables.
- La force magnétomotrice créée par chaque phase (stator et rotor) est à répartition sinusoïdale.
- Les résistances des enroulements sont constantes.
- L'effet de peau est négligeable.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés.

III.2. Modèle de la Machine Asynchrone dans le repère abc

Le modèle de la machine dans le repère abc est donné par la figure III .1 :

Le stator est constitué de trois enroulements ($\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$) décalés de 120° dans l'espace et traversés par des courants variables.

Le rotor est constitué de trois enroulements ($\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$) décalés de 120° dans l'espace, ces enroulements sont court-circuités.

θ Représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique \vec{R}_a et l'axe fixe de la phase statorique \vec{S}_a .

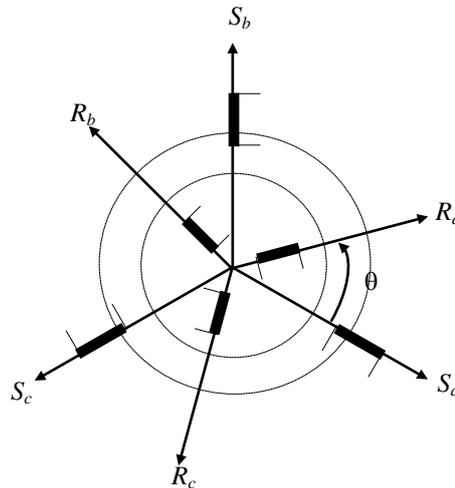


Figure III.1 Représentation schématique du modèle abc de la machine asynchrone

III.3. équations électriques de la machine asynchrone

La loi de Faraday et la loi des mailles nous permet d'écrire les équations qui régissent le fonctionnement de la machine pour les phases statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

III.4. équations magnétiques de la machine asynchrone

Les courants qui circulent dans les enroulements statorique et rotoriques permet de créer un flux dans ces enroulements. La relation entre les courants et les flux est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{-1} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En remplaçant les expressions des flux dans les équations des tensions on obtient :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabs}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabs}] \} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.5. équations mécaniques de la machine asynchrone

L'équation mécanique de la MAS est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.5})$$

Avec :

J : Moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes

f : coefficient de frottement visqueux.

Ω : vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : couple électromagnétique

C_r : couple résistant.

En appliquant la transformée de Laplace on obtient :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (\text{III.6})$$

III.6. Modèle de PARK

Le modèle de la machine asynchrone par ces équations est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances mutuelles de l'équation (I.11) contiennent des éléments non constants et les coefficients des équations (I.13) sont variables avec l'angle de rotation Θ et la résolution analytique de ce système d'équations est difficile particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. Pour rendre les coefficients du système d'équations de ce modèle indépendants de Θ , on a recours à la Transformation de PARK.

La transformation de Park, permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

III.6.1. Transformation généralisée de Park

Un changement de variables exprimant une transformation triphasée des éléments d'un circuit en un système de référence arbitraire, peut être schématisée par la figure suivante:

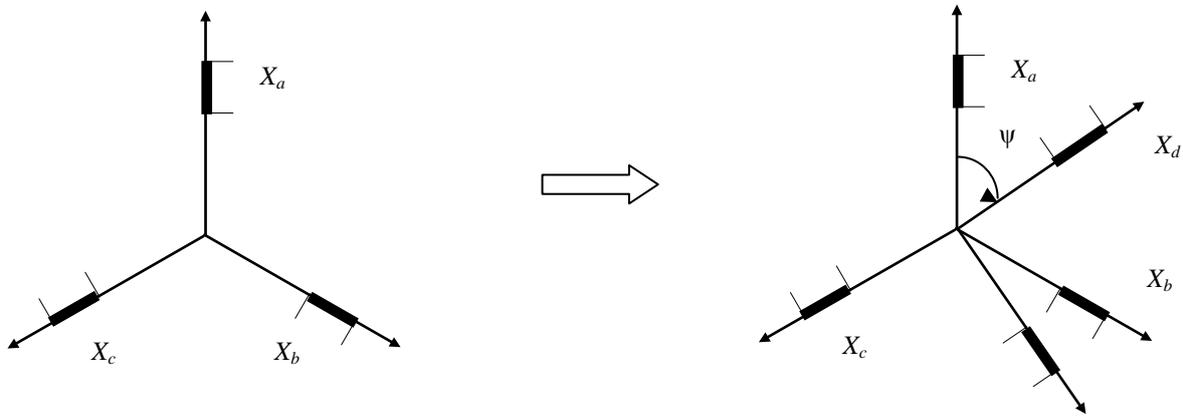


Figure III.2 Transformation de Park pour un système énergétique triphasé.

En écriture matricielle, nous pouvons écrire :

$$[X_{dqh}] = [P_0(\psi)][X_{abc}]$$

Et

$$[X_{abc}] = [P_0(\psi)]^{-1}[X_{dqh}]$$

Avec

$$P_0(\psi) = \frac{2}{3k_1} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} \end{bmatrix}$$

$$[P_0(\psi)]^{-1} = k_1 \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & k_0 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & k_0 \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & k_0 \end{bmatrix}$$

Remarque: Dans les équations ci-dessus, X peut représenter un système triphasé de tensions, de courants ou de flux.

III.6.2. Transformation orthogonale de Park

Afin de conserver la puissance, il faut que la transformation soit orthogonale pour cela nous devons vérifier l'égalité mathématique :

$$[P_0(\psi)]^{-1} = [P_0(\psi)]^T$$

Donc, il faut choisir $k_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et $k_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$

La transformation orthogonale de Park, sera :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Vu que la transformation est orthogonale son inverse est ainsi égale a son transposé :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Remarque: Cette transformation est souvent utilisée dans les problèmes de commande des machines électriques. Elle conserve la puissance, mais pas les amplitudes des grandeurs.

III.6.3. Transformation non-orthogonale de Park

Cette transformation est caractérisée par les coefficients $k_1 = 1$ et $k_0 = 1$ D'où :

$$[P(\psi)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[P(\psi)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

Remarque: cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.

III.6.4. Décomposition de la Transformation Park

Lorsque l'angle de rotation ψ est égal à zéro, la transformation orthogonale de Park, porte le nom « transformation de Concordia », [C], et les axes (d,q) sont habituellement désignés par (α, β) .

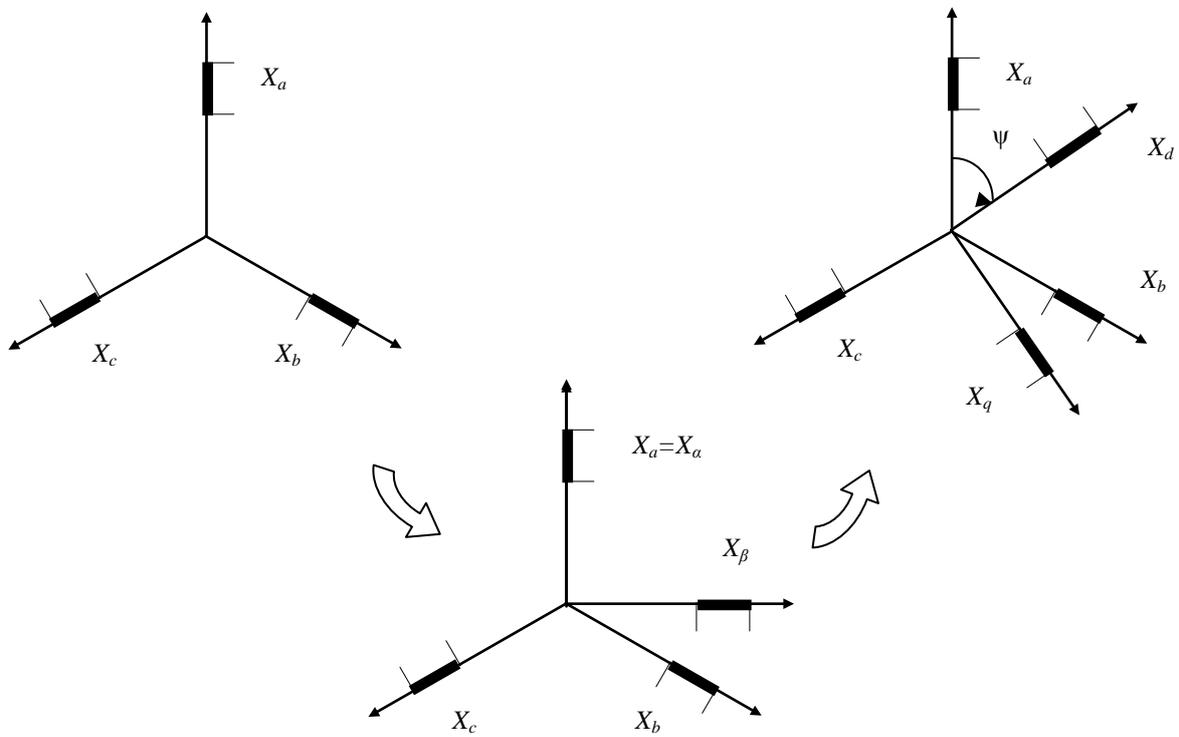


Figure III.3 Décomposition de la transformation de Park pour un système triphasé.

Remarque : dans le cas où on décompose la transformation non-orthogonale de Park, la transformation résultante, caractérisée par $\psi = 0$, est nommée «transformation de Clark ».

En conclusion :

la transformation de Park est constituée de deux opérations : une transformation linéaire (triphasée- diphasée), et une autre de rotation d'angle ψ .

$$[P(\psi)] = [R(\psi)][C]$$

Avec

$$[X_{\alpha\beta h}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} [X_{abc}]$$

Ou :

$$[X_{\alpha\beta h}] = [C][X_{abc}]$$

Et

$$[X_{dqh}] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [X_{\alpha\beta h}]$$

$$[X_{dqh}] = [R][X_{\alpha\beta h}]$$

X représente un vecteur électrique ou magnétique.

Les coefficients de la transformation linéaire (triphasée-diphasée) sont au choix de l'utilisateur (conservation de puissance ou amplitude). Le tableau suivant donne un aperçu sur les coefficients de chaque transformation :

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$

Remarque : pour la suite du travail, nous avons choisi de garder les coefficients qui permettent de conserver la puissance. Ainsi pour la matrice de Park l'angle ψ est remplacé par θ_s et θ_r pour les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

θ_s et θ_r représentent l'angle électrique entre l'axe d et l'axe a des phases statoriques et rotoriques (figure III.4)

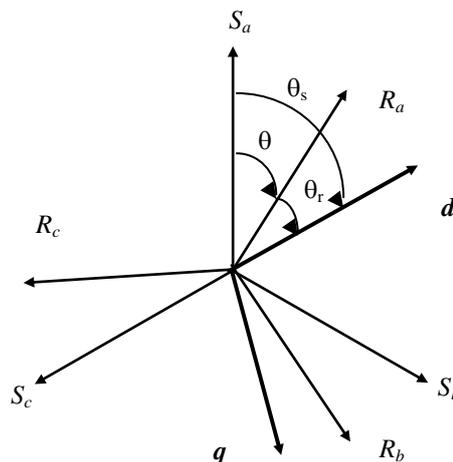


Figure (III.4) : Repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine.

A partir de la figure on remarque que θ_s et θ_r sont liés par la relation :

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

La transformation des grandeurs statoriques est définie par :

$$\begin{cases} [v_{dq}] = [P(\theta_s)][v_{abc}] \\ [i_{dq}] = [P(\theta_s)][i_{abc}] \\ [\varphi_{dq}] = [P(\theta_s)][\varphi_{abc}] \end{cases}$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

III.7. Passage du repère abc au repère dq

III.7.1. équations des tensions

En multipliant les membres de l'équation des tensions statoriques par $[P(\theta_s)]$ on aura :

$$[P(\theta_s)][V_{sabc}] = [P(\theta_s)]R_s[I_{sabc}] + [P(\theta_s)]\frac{d\varphi_{sabc}}{dt}$$

Après calcul et développement on obtient les équations des tensions dans le repère diphasé :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \varphi'_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \varphi'_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \varphi'_{0s} \end{cases}$$

De la même manière on obtient les équations des tensions rotoriques.

Remarque :

Quand les sommes des composantes (a,b,c) sont nulles (système équilibré), la troisième équation, est toujours vérifiée et devient inutile.

III.7.2. équations des flux

Les équations des flux dans le repère dq sont obtenus en multipliant les membres de l'équation des flux statoriques par $[P(\theta_s)]$:

$$[P(\theta_s)][\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sdq0}]$$

En développant :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]$$

Après un long calcul on obtient la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}$$

On pose :

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique.

$M = 3/2 M_{sr}$: mutuelle inductance cyclique statorique-rotorique.

$L_{os} = l_s + 2 M_s$: inductance homopolaire statorique.

Ainsi les équations des flux statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{os} = L_{os} I_{os} \end{cases}$$

De la même manière les équations des flux rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \varphi_{or} = L_{or} I_{or} \end{cases}$$

III.7.3. équations de la puissance et du couple

La puissance instantanée absorbée par le moteur est :

$$P_a = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c$$

En remplaçant les tensions et les courants on obtient :

$$P_a = R_s [i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2i_{os}^2] + \left[i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + 2i_{os} \frac{d\varphi_{os}}{dt} \right] + \frac{d\theta_s}{dt} [i_{qs} \varphi_{ds} - i_{ds} \varphi_{qs}]$$

La puissance est composée de trois termes :

- Le premier terme représente les pertes joules statoriques.
- Le deuxième terme représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique nécessaire à l'établissement du flux.
- Le troisième terme est la puissance électromagnétique.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s}$$

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

p : nombre de paires de pôles

D'où le couple s'écrit :

$$C_{em} = p [i_{qs} \varphi_{ds} - i_{ds} \varphi_{qs}]$$

III.8. Choix du référentiel

Il existe plusieurs possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), l'étude du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions.

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q). En pratique, le choix se fait en fonction des objectifs de l'application :

- 1) Repère lié au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques.
- 2) Repère lié au rotor ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques et des défauts.
- 3) Repère lié au champ tournant ($\theta_s \neq 0$, $\theta_r \neq 0$) : étude de la commande

le champ tournant est celui créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère d,q au champ tournant alors on a:

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

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega$$

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega = \Omega p$.

ω_s : est la pulsation statorique.

ω : est la pulsation rotorique.

ω_r : est la pulsation du glissement.

III.9.Modèle en régime permanent :

En considérant les tensions d'alimentations triphasées et équilibrées, on aura :

$$\begin{cases} V_{as} = U_s \cos \omega_s t \\ V_{bs} = U_s \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{cs} = U_s \cos(\omega_s t - 4\pi/3) \end{cases}$$

On choisit de fixer le repère d,q au champ tournant :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases}$$

→

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \\ V_{qs} = 0 \end{cases}$$

En introduisant la notation complexe

$$\bar{X} = X_d + jX_q$$

Le système s'écrit :

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs}) - \omega_s(\varphi_{qs} - j\varphi_{ds})$$

$$\bar{V}_s = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs}) + j\omega_s(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs})$$

D'où :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + \frac{d}{dt}\bar{\varphi}_s + j\omega_s\bar{\varphi}_s$$

En régime permanent :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega_s\bar{\varphi}_s$$

On a :

$$\bar{V}_r = 0 = R_r\bar{I}_r + jg\omega_s\bar{\varphi}_r$$

Le flux est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases}$$

En remplaçant dans l'équation des tensions on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases}$$

Ces équations permettent d'établir le schéma par phase en régime permanent :

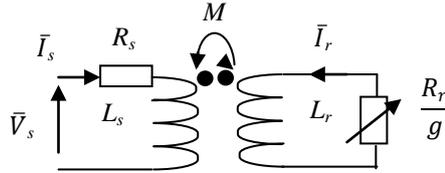


Figure (III.5) : schéma par phase en régime permanent.

Ce type de schémas est peu utilisé, on lui préfère des schémas faisant intervenir les inductances de fuites.

Donc on ramène ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($N_r \omega_s$). Pour cela on pose :

$$N_r = \sigma L_r = L_r - \frac{M}{L_s} ; \quad m = \frac{M}{L_s} \quad (\text{Rapport de transformation}).$$

Composantes ramenées au stator :

$$\begin{cases} N_r' = \frac{N_r}{m^2} \\ R_r' = \frac{R_r}{m^2} \\ \bar{I}_r' = m \bar{I}_r \end{cases}$$

A partir des équations du schéma par phase, on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases}$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r) = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

Pour ramener au stator on divise sur m :

$$\begin{aligned} 0 &= \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \right) \frac{1}{m} = \frac{R_r}{g} \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r' - \bar{I}_r) \\ &= \frac{R_r}{g} \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') + \left[jL_r \omega_s \frac{m}{m^2} \bar{I}_r + jL_s \omega_s \bar{I}_r' \right] \\ &= \frac{R_r}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \end{aligned}$$

On obtient finalement les équations suivantes qui nous permettent d'établir le schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases}$$

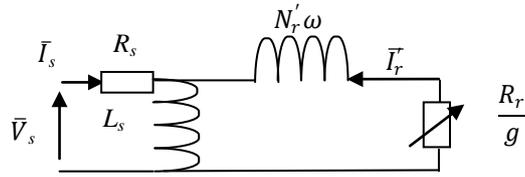


Figure (III.6) : schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor.

III.9.1. Couple en régime permanent

Au régime permanent la puissance est exprimée par:

$$P = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2$$

Le couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P}{\Omega} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} I_r'^2$$

$$\bar{I}'_r = \frac{V_s^2 - R_s \bar{I}_s}{\frac{R_r'}{g} + jN'_r \omega_s}$$

Afin de simplifier le modèle on néglige la résistance statorique :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

$$C_{em} = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

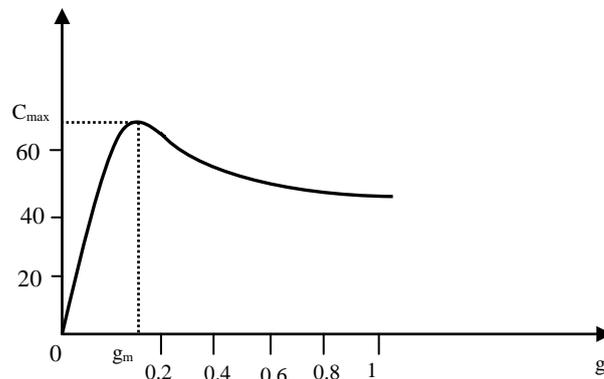


Figure (III.7) : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

Le couple électromagnétique sera maximal si le dénominateur est minimal. Ceci est vrai dans le cas où les deux termes du dénominateur sont égaux $\left[\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 = (N'_r \omega_s)^2\right]$.

$$\Rightarrow g = g_{max} = \frac{R_r'}{N_r \omega_s}$$

Par conséquent le couple maximal correspond à :

$$C_{em_max} = 3 \frac{p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

IV. Commande de la machine asynchrone

Pour la machine asynchrone on distingue deux types de commandes ; les commandes scalaires et les commandes vectorielles.

IV.1. Commande scalaire

IV.1.1.Principe

Le principe consiste a garder le flux constant et de régler la pulsation statorique (fréquence d'alimentation). Le choix du type de commande dépend de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). Généralement l'onduleur de tension est le plus sollicité, par conséquent c'est la commande V/f qui est la plus utilisée.

IV.1.2.Principe de la commande V/f

Le but est de garder le flux constant, ceci revient à maintenir le rapport V/f=Constant. Ainsi le couple maximum considéré comme proportionnel au flux.

En générale, l'exploitation optimale du moteur asynchrone correspond aux faibles glissements g ($g < 0,1$) ce qui permet de négliger $N_r' \omega_s$ devant $\frac{R_r'}{g}$.

Par conséquent le couple peut être exprimé par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3p}{R_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 g \omega_s$$

On remarque que si le rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)$ reste constant, le couple en régime permanent sera proportionnel à la pulsation de glissement $\omega_r = g \omega_s$.

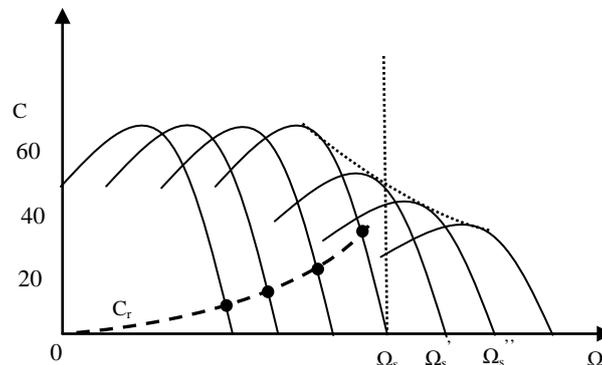


Figure (III.8) : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.

La figure III.8 donne un aperçu sur le déplacement de la caractéristique (couple-vitesse) en fonction de la fréquence d'alimentation. A partir de la figure on constate qu'on peut garder le rapport $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ constant jusqu'à la valeur maximale de la tension, de là le rapport commence à décroître ainsi que le couple produit par la machine (régime de défluxage). Ce régime permet d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure III.8).

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

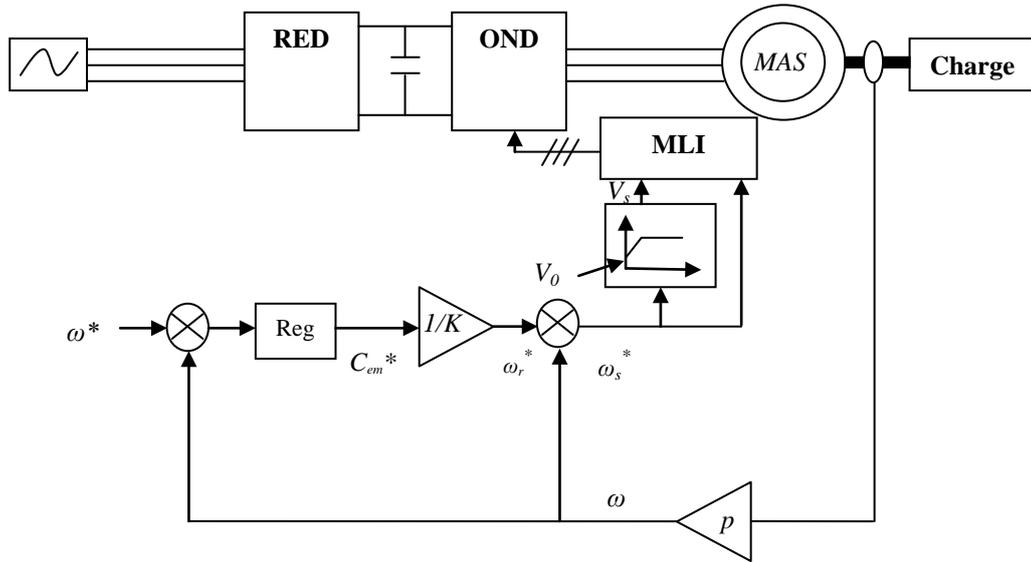


Figure (III.9) : Principe de la commande V/f.

La stratégie de commande, en boucle fermée, est résumée dans les points suivants :

- Un régulateur de vitesse : il permet de comparer la vitesse mesurée (Ω) et la vitesse de consigne (Ω_{ref}) afin de calculer le couple de référence (C_{em-ref}).
- La pulsation de glissement est obtenue à partir de la relation $C_{em-ref} = K \cdot \omega_r$
- La pulsation statorique ω_s est calculée selon la relation: $\omega_s = p \Omega + \omega_r$
- un onduleur de tension à MLI : permet d'imposer la valeur efficace et la fréquence des tensions statorique.

IV.1.3. Commande en courant

Afin de pouvoir contrôler le couple électromagnétique de la MAS, il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation ω_r .

La machine dans ce cas est alimentée par un onduleur de courant, donc il est nécessaire de déterminer la loi $I_s = f(\omega_r)$ qui permet de maintenir le flux φ_s constant.

L'équation du circuit rotorique :

$$0 = R_r I_r + j\omega_r L_r I_r + j\omega_r M I_s$$

Le flux statorique est donné par la relation suivante :

$$\varphi_s = L_s I_s + M I_r$$

A partir de l'équation du circuit rotorique on a :

$$I_r = -\frac{j\omega_r M}{R_r + j\omega_r L_r} I_s$$

En remplaçant cette dernière dans l'équation du flux on obtient :

$$\varphi_s = L_s \left(\frac{R_r + j\omega_r L_r \sigma}{R_r + j\omega_r L_r} \right) I_s$$

Avec :

σ : coefficient de dispersion

D'où l'expression du module de courant statorique :

$$I_s = \frac{\varphi_s}{L_s} \sqrt{\left(\frac{1 + (\tau_r \omega_r)^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_r)^2} \right)}$$

$\tau_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique

Le schéma suivant décrit le principe de l'asservissement de vitesse de la machine alimentée en courant :

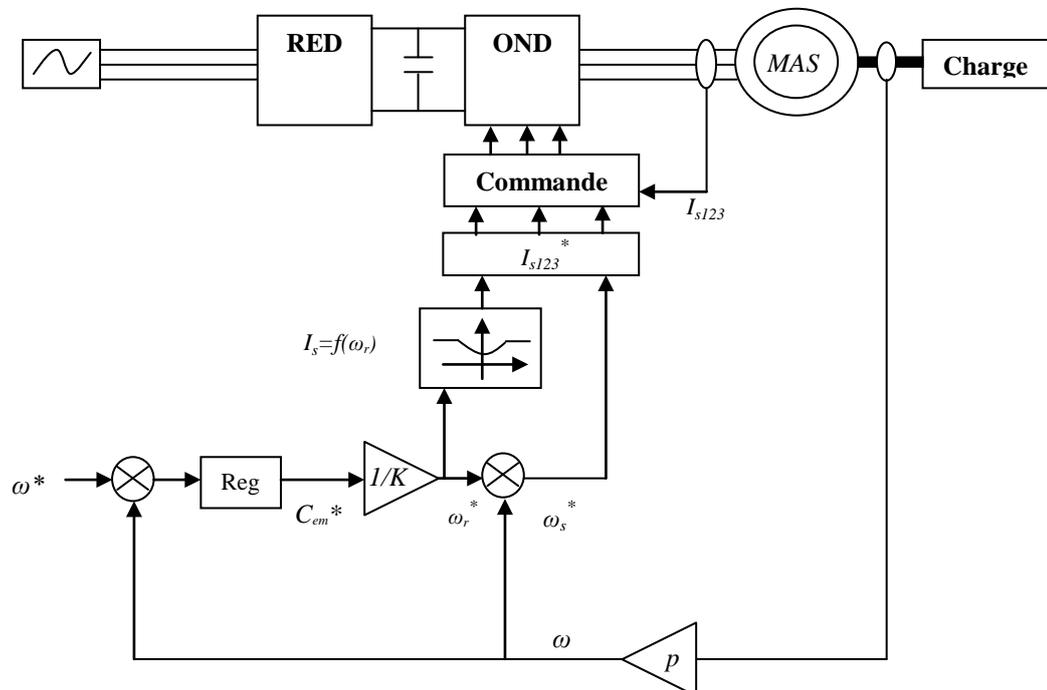


Figure (III.10) : Principe de la commande scalaire en courant.

La commande scalaire est simple à mettre en place ; notamment lorsque la machine asynchrone est pilotée par un onduleur de tension. Cependant, cette commande est basée sur le modèle en régime établi, ce qui n'est pas suffisant pour maintenir le flux constant en régime transitoire. Pour contourner ce défaut, la solution proposée est la commande vectorielle.

IV.2. Commande vectorielle

Les machines à courant continu ont constitué l'élément de base des entraînements électriques grâce au découplage naturel entre le couple et le flux, ce qui permet de les contrôler séparément.

Le flux se contrôle en agissant sur le courant d'excitation tandis que l'action sur le courant d'induit permet de contrôler le couple.

La commande vectorielle aussi appelée commande à flux orienté a été introduite il y a longtemps en 1971 par BLASHCHKE et HASS. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations... ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

IV.2.1.Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté :

L'idée c'est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Le principe consiste à transformer les grandeur électrique de la machine vers un référentiel (d,q) orienté suivant le vecteur flux. Cette transformation permet de contrôler le flux de la machine avec la composante direct 'i_{sd}' du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la MCC. Tandis que, la composante quadratique 'i_{sq}' permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la MCC.

IV.2.2. Différents types d'orientations

Il existe trois types de référentiel :

- 1- Orientation du flux rotorique : $\varphi_{dr} = \varphi_r$; $\varphi_{qr} = 0$
- 2- Orientation du flux statorique : $\varphi_{ds} = \varphi_s$; $\varphi_{qs} = 0$
- 3- Orientation du flux d'entrefer : $\varphi_{dg} = \varphi_g$

Dans ce cours nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe «d » coïncide avec la direction du flux rotorique.

Le model de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant est résumé dans les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

IV.2.3.Choix de l'expression du couple

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

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$$

IV.2.4.Orientation du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique permet d'annuler la composante quadratique et ainsi ne conserver que la composante directe, nous obtenons ainsi :

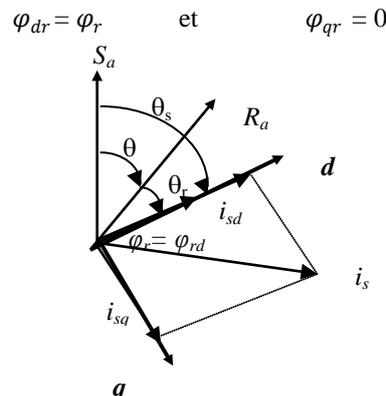


Figure (III.11) : Orientation du flux rotorique.

Après orientation les équations de tension et de flux deviennent :

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

A partir des équations des flux rotoriques on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_r} - \frac{M i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} = -\frac{M i_{qs}}{L_r} \end{array} \right.$$

On remplace cette dernière dans l'équation du flux statorique et les tensions rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = \sigma i_{ds} + \frac{M}{L} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = \sigma i_{qs} \end{array} \right.$$

$$M i_{ds} = \varphi_{dr} + \tau_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt}$$

$$\frac{M}{\tau_r} i_{qs} = (\omega_s - \omega) \varphi_r$$

En appliquant la transformée de Laplace sur l'équation du flux rotorique on aura :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_{ds}$$

L'équation du couple devient alors :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \varphi_r i_{qs}$$

Ces équations, montrent qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statoriques i_{sd} et i_{sq} , et par conséquent obtenir un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la MAS réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique (θ_s et φ_r), car ces deux grandeurs ne sont pas facilement mesurables. Or, la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine.

IV.2.5. Types de commandes vectorielles

Les travaux de recherches réalisés sur ce sujet utilisent deux principales méthodes à savoir :

1. La méthode directe
2. La méthode indirecte

a. Méthode directe

Le principe de cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela généralement deux techniques sont utilisées :

1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine par l'intermédiaire de capteur à effet HALL placés sur les dents du stator, l'inconvénient de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont coûteux et mécaniquement très fragiles .
2. l'estimation du flux. L'inconvénient de cette technique réside dans le fait qu'elle est sensible aux variations des paramètres de la machine.

Une fois l'information sur le flux est obtenue la position θ_s peut être calculé à partir de la relation suivante :

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}} \right)$$

b. Méthode indirecte

Dans cette méthode il n'y a pas de nécessité de mesurer ou d'estimer le flux rotorique. Par contre sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. L'inconvénient principal de cette méthode est la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine (saturation magnétique, variation de la température)

- Calcul de φ_r

On a :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_{ds}$$

En régime permanent le flux rotorique devient :

$$\varphi_r = M i_{ds}$$

- Calcul de θ_s

On a :

$$\frac{M}{\tau_r} i_{qs} = (\omega_s - \omega) \varphi_r$$

Et

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M i_{qs}}{\tau_r \varphi_r}$$

En remplaçant l'expression du flux dans l'équation de la pulsation on aura :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*}$$

En considérant le régime établi, la position est calculée en fonction de (i_{ds}^* et i_{qs}^*)

L'avantage de cette méthode par rapport à la méthode direct c'est qu'elle omet le besoin de la mesure ou de l'estimation du flux rotorique.

Les courants de référence sont calculés à partir des relations suivantes :

$$i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M}$$

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM\phi_r^*}$$

IV.2.6. Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MAS

En remplaçant les équations obtenues du flux statorique dans les équations des tensions statoriques on aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} - \sigma L_s i_{qs} \omega_s + \frac{M}{L_r} \left(\frac{d\phi_r}{dt} \right) \\ v_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} + \sigma L_s i_{ds} \omega_s + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \end{cases}$$

En utilisant la transformée de Laplace et en supposant que le module du flux rotorique varie lentement en régime permanent par rapport aux courants statoriques on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \omega_s \frac{M\phi_r}{L_r} \end{cases}$$

Ces équations permettent d'établir le modèle de la machine :

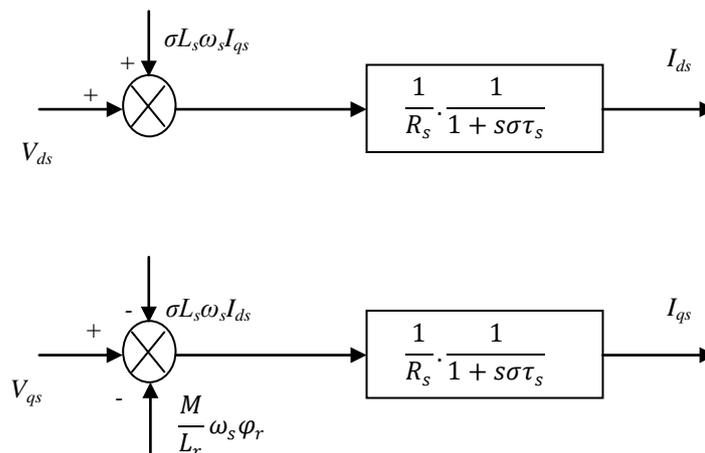


Figure (III.12) : Modèle de la machine asynchrone.

IV.2.7. Découplage entrée-sortie

A partir du modèle de la machine on peut remarquer que les tensions V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} et par conséquent sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Dans ce cours on se limite au découplage par compensation.

- Découplage par compensation

Le principe consiste à définir deux nouvelles variables (V_{ds1} et V_{qs1}) de façon à ce que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} sur I_{qs} .

Les deux variables V_{ds1} et V_{qs1} sont définis comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} + e_d \\ v_{qs} = v_{qs1} + e_q \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ v_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} e_d = -\omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ e_q = \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{M \varphi_r}{L_r} \end{cases}$$

La solution est d'ajouter des tensions identiques mais de signe opposé a la sortie du régulateur de courant de manière a séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure suivante :

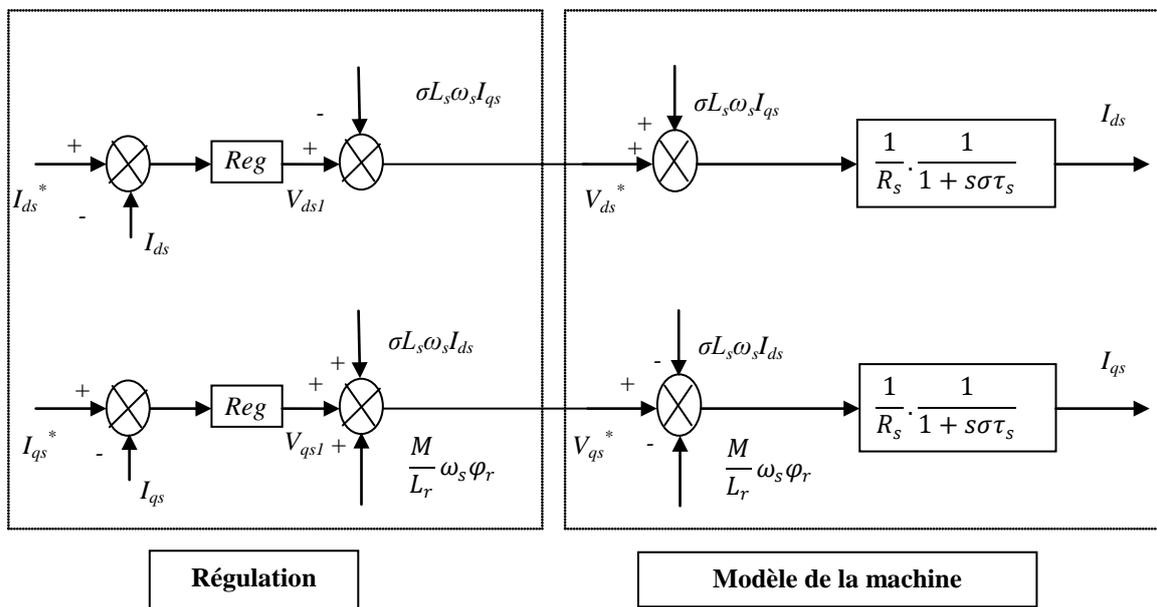


Figure (III.13) : Découplage par compensation.

IV.2.8. Boucle de régulation

Les boucles de régulations des courants i_{ds} et i_{qs} sont données par les figures suivantes :

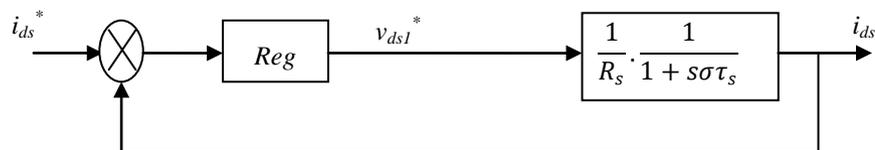


Figure (III.14) : Boucle de régulation du courant i_{ds} .

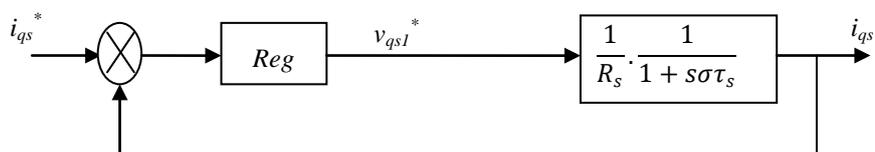


Figure (III.15) : Boucle de régulation du courant i_{qs} .

Le flux est défini par le courant i_{ds} , par conséquent il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux :

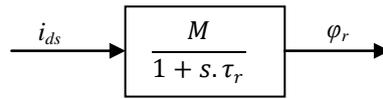


Figure (III.16) : Régulation en boucle ouverte du flux.

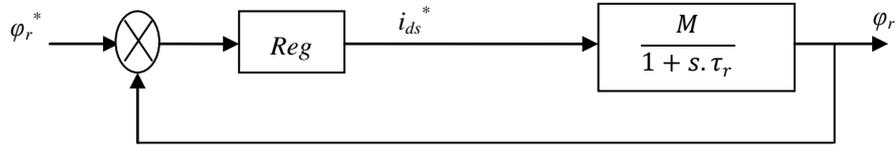


Figure (III.17) : Régulation en boucle fermée du flux.

Le schéma de la figure (III.19) représente le principe de réglage en cascade appliqué à la machine asynchrone pour réaliser la commande vectorielle.

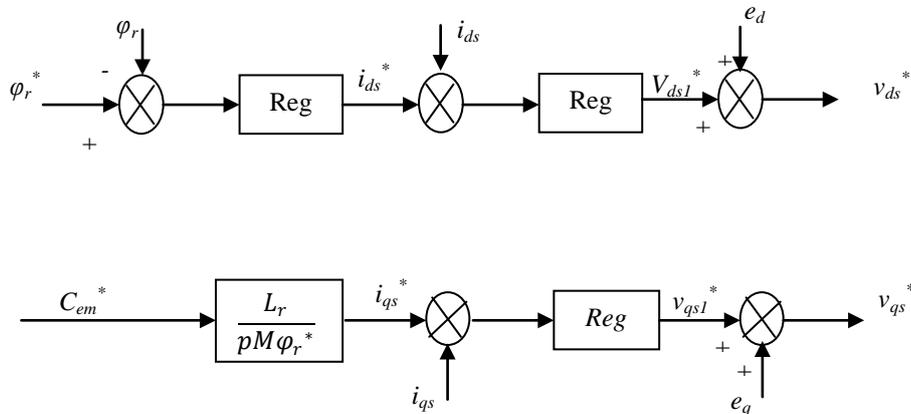


Figure (III.18) : Régulation en cascade appliquée à la MAS.

Ces boucles de régulation nous permettent ainsi, d'établir les deux schémas de principe de commande vectorielle directe et indirecte.

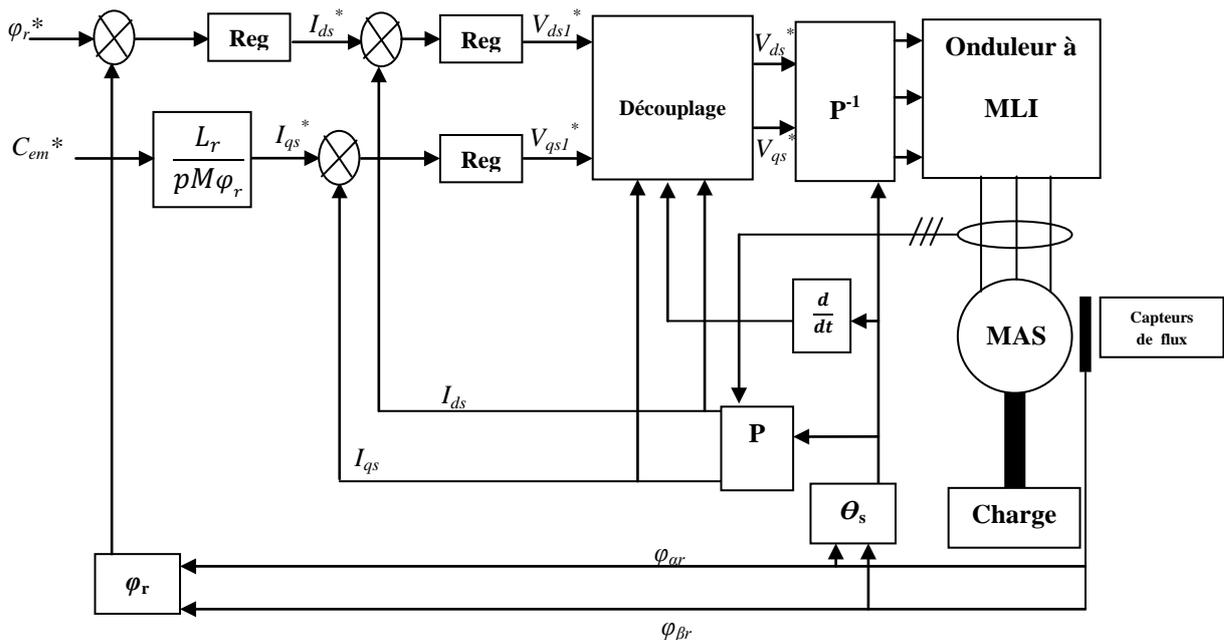


Figure (III.19) : Commande vectorielle directe.

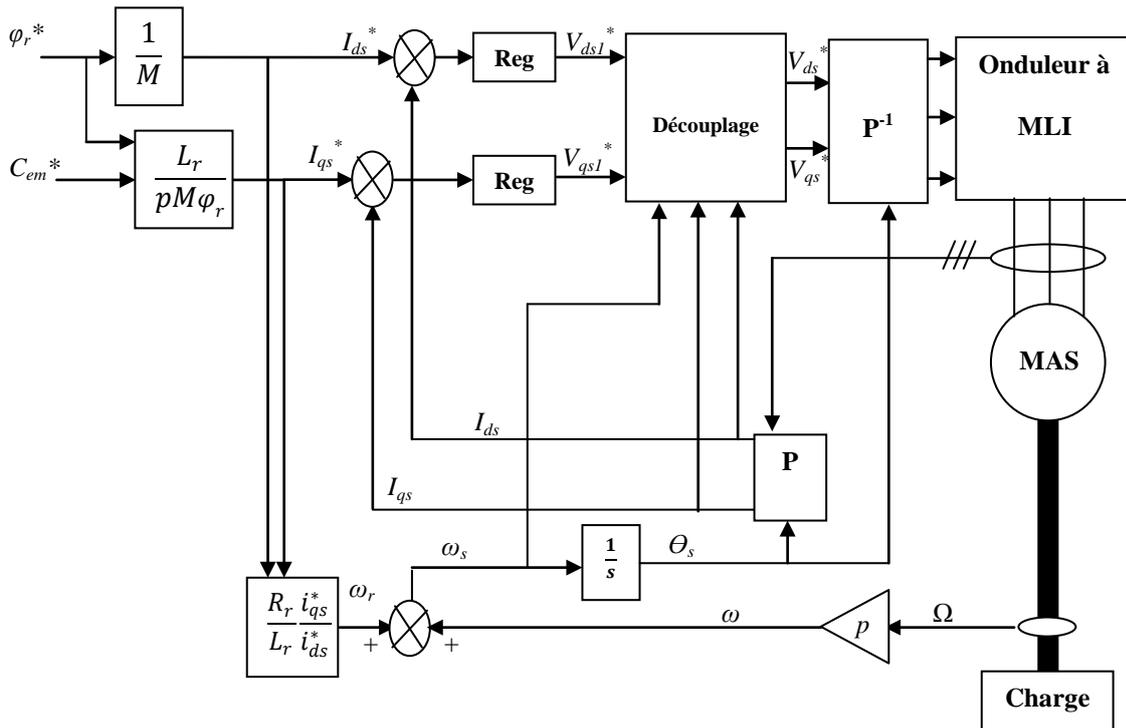


Figure (III.20) : Commande vectorielle indirecte.

IV.2.9.Comparaison

Le tableau suivant montre une comparaison entre la commande vectorielle directe et indirecte :

Commande vectorielle direct	Commande vectorielle indirect
- Comporte 4 boucles de régulation	- Comporte 3 boucles de régulation
- Nécessité de capteur de flux	- N'exige pas de capteur de flux
- Couteuse	- Attractive et la plus utilisée
- Estimation ou mesure du flux pour le réguler	- Flux supposer établit à la valeur désirée.

IV.2.10.Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

Avantages	Inconvénients
- Contrôle en amplitude et en phase	- Coute chère
- Traite le régime transitoire	- Sensible aux variations paramétriques
- Précise et rapide	

Chapitre 4 : Modélisation et commande de la machine Synchrone

Objectifs intermédiaires du chapitre :

- connaître les différentes équations du système.
- élaborer un modèle mathématique du moteur pour faire la commande.
- présenter les stratégies de contrôle d'une machine synchrone.

Les pré-requis pour ce chapitre regroupe :

- Passage du domaine temporel vers le domaine de Laplace.
- Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.
- Principe de fonctionnement des onduleurs.
- Calcul d'un régulateur.

I. Introduction

Ces dernières années les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis les machines asynchrones notamment dans le domaine des entraînements électriques vu qu'elles couvrent une large gamme de puissances (de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW).

La famille des machines synchrones regroupe plusieurs sous familles :

- les machines synchrones à rotor bobiné
- les machines synchrones à réluctance
- les machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce cours on va s'intéresser plus particulièrement vers à cette dernière vu les avantages qu'elle présente tel que :

- une faible désaimantation
- une énergie maximale stockée plus grande (perte rotorique négligeable).

II. Modélisation de la MSAP

II.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de pouvoir étudier la machine synchrone et sa commande l'établissement d'un modèle mathématique est nécessaire, pour cela on impose quelques hypothèses simplificatrices :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- l'excitation étant faite par un aimant permanent telle que le flux d'excitation est considéré comme constant.

II.2. Mise en équation de la MSAP

II.1.2. Equations de tensions et flux

L'équation de la tension statorique s'exprime par la relation suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (IV.1)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_f] \quad (IV.2)$$

Avec :

$$[\varphi_f] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent.

$[L_{ss}]$: matrice des inductances statoriques.

En introduisant (IV.2) dans (IV.1) on aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [\varphi_f])$$

A partir de cette équation on remarque que le système est complexe (non linéaire), afin de simplifier le modèle on utilise la transformation de Park pour le changement de variables.

II.1.3. Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer d'un système à trois axes à un système à deux axes. En utilisant la transformation de Park sur les différentes équations on aura :

$$\begin{cases} [v_{dq}] = [P(\theta)][v_{abc}] \\ [i_{dq}] = [P(\theta)][i_{abc}] \\ [\varphi_{dq}] = [P(\theta)][\varphi_{abc}] \end{cases}$$

Avec

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Après calcul et développement on obtient les équations des tensions et des flux dans le repère dq lié au rotor :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega \varphi_{ds} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Et

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (IV.4)$$

En introduisant (IV.4) dans (IV.3) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \varphi_f \end{cases}$$

II.1.3.Expression de la puissance et du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique C_{em} de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande. La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

Dans le repère de Park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = (v_d i_d + v_q i_q)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans l'expression de la puissance on aura :

$$P(t) = \left[R_s(i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + (i_q \varphi_d - \varphi_q i_d) \omega \right]$$

Avec

$R_s(i_d^2 + i_q^2)$: Pertes par effets Joule.

$\left(i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right)$: Variation de l'énergie magnétique.

$(i_q \varphi_d - \varphi_q i_d) \omega$: Puissance électromagnétique

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = p(i_q \varphi_d - \varphi_q i_d)$$

On peut l'écrire en fonction des inductances L_d et L_q directe et en quadrature comme suit :

$$C_{em} = p(i_q i_d (L_d - L_q) + \varphi_f i_q)$$

II.1.3. Equation mécanique

L'équation de mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

III. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Après avoir présenté la modélisation de la MSAP, dans cette partie on va étudier sa commande. Comme cité dans le chapitre précédent le but est d'avoir un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

A partir de l'équation du couple on peut remarquer que le couple dépend à la fois de I_d et I_q . La technique la plus utilisée est celle qui consiste à maintenir I_d nulle. Par conséquent le contrôle se fait à travers la composante I_q .

$$I_d = 0 \rightarrow I_q = I_s$$

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_f$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = p\varphi_f I_q$$

Le couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q (flux constant):

$$C_{em} = kI_q$$

III.2. Découplage par compensation

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants les uns des autres. Ils sont reliés par des termes de couplage

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \varphi_f \end{cases}$$

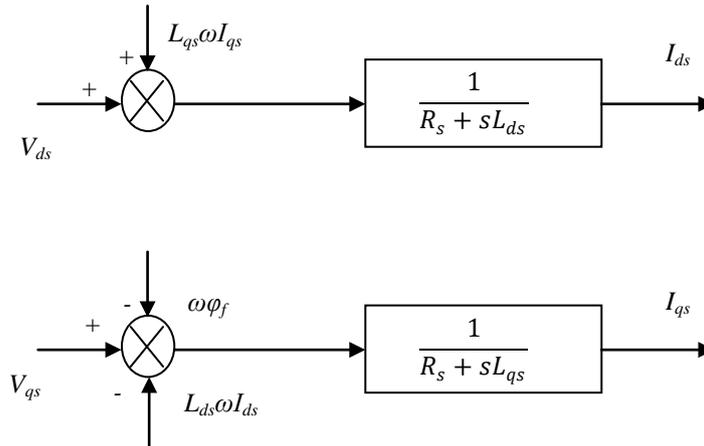


Figure (IV.1) : Modèle de la machine synchrone.

Le principe du découplage par compensation consiste à ajouter des termes afin de rendre les deux axes d et q complètement indépendants.

Deux nouvelles variables de commande e_d et e_q sont définies telle que :

$$\begin{cases} e_d = -\omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \varphi_f) \end{cases}$$

Le schéma du découplage par compensation est donné par la figure suivante :

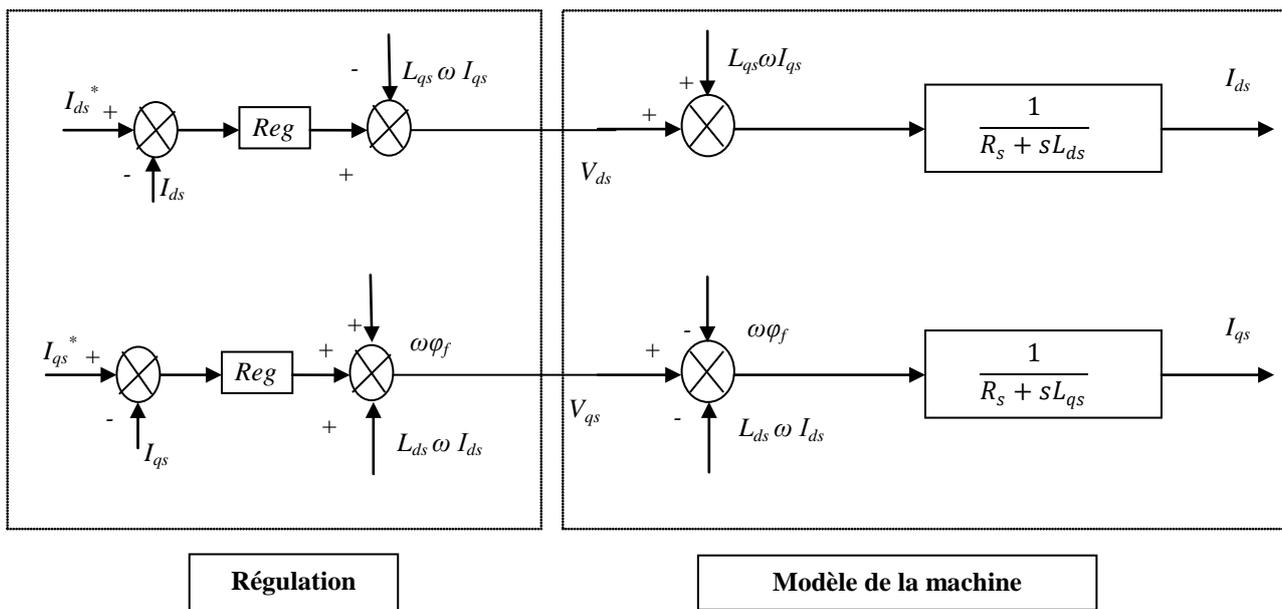


Figure (IV.2) : Principe du découplage par compensation.

III.3. Schéma de la commande

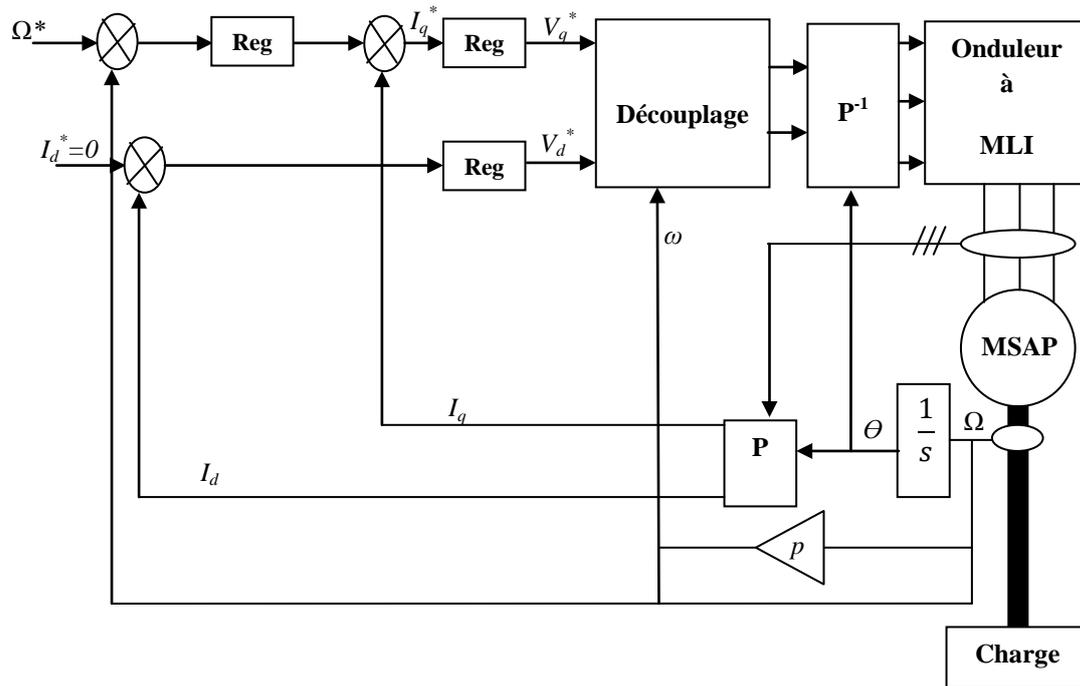


Figure (IV.3) : commande vectorielle de la MSAP.

III.4. Synthèse des régulateurs

III.4.1. Régulateurs de courants :

La boucle de régulation des courants est donnée par la figure suivante :



Figure (IV.4) : Boucle de régulation du courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(P)$ est :

$$F_{bo}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + sL_s} \right)$$

Compensons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s} \right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i} \right)$ ce qui donne :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_i}{s R_s}$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1er ordre:

$$F_{bf}(s) = \frac{1}{1 + s \frac{R_s}{K_i}}$$

Avec une constante de temps :

$$\tau = \frac{R_s}{K_i}$$

Par conséquent l'action intégrale est obtenue comme suit :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau}$$

On choisit un temps de réponse 3 fois la constante de temps ($t_r = 3 \tau$) :

$$\begin{cases} K_p = \frac{3L_d}{t_r} \\ K_i = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases}$$

III.4.2. Régulateur de vitesse :

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure suivante :

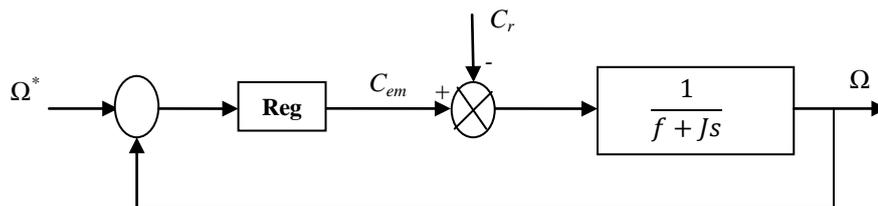


Figure (IV.5) : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{bo} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{\frac{J}{f}s + 1} \right)$$

Compensons le pôle ($\frac{1}{f}$) par ($\frac{K_p}{K_i}$) ce qui donne :

$$\frac{J}{f} = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devienne :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_i}{sf}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{bf}(s) = \frac{1}{1 + s \frac{f}{K_i}}$$

Avec une constante de temps :

$$\tau = \frac{f}{K_i}$$

On choisit un temps de réponse 3 fois la constante de temps ($t_r = 3 \tau$) :

$$\begin{cases} K_p = \frac{3J}{t_r} \\ K_i = \frac{3f}{t_r} \end{cases}$$

IV. Autopilotage

Dans la machine synchrone à aimant permanent la vitesse du champ statorique est imposée par la fréquence d'alimentation, le champ rotorique (aimants) est accroché au champ statorique. Plus le couple demandé est important sur le rotor, plus les deux champs se décalent. Toutefois les dynamiques des deux champs sont très différentes ; celle du champ statorique (constante de temps électriques) est plus rapide que celle du champ rotorique (constantes de temps mécanique).

Cependant, une variation rapide de la pulsation d'alimentation conduit à une variation rapide du champ statorique. Le champ rotorique n'augmentera pas aussi vite à cause de l'inertie des parties tournantes. Ceci conduit à un décalage important entre les deux champs et par conséquent la machine se décroche. Afin de contourner ce problème, la solution consiste à asservir la position du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique. On impose, ainsi, le décalage angulaire entre les deux champs. Cela constitue le mode de fonctionnement dit auto-piloter.

IV.1. Diagramme vectoriel

Le schéma équivalent monophasé relatif à une phase est donné par la figure suivante :

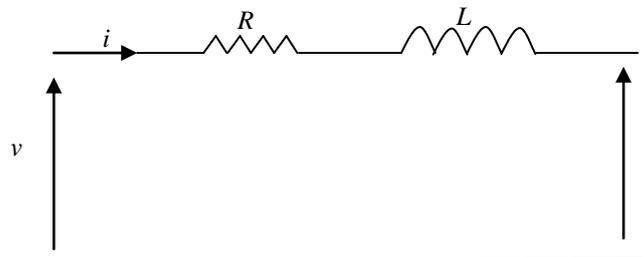


Figure (IV.6) : schéma équivalent monophasé.

Hypothèses de travail :

- absence de saturation
- Machines à pôles lisses

Le schéma équivalent de la figure IV.6 peut être traduit par la relation suivante :

$$\bar{V} = R\bar{I} + jX_s\bar{I} + \bar{E}$$

Ou $X_s = L_s \cdot \omega$ est la réactance synchrone de la machine

Pour $R=0$, la relation devient :

$$\bar{V} = jX_s\bar{I} + \bar{E}$$

Cette relation peut être traduite par le diagramme vectoriel suivant :

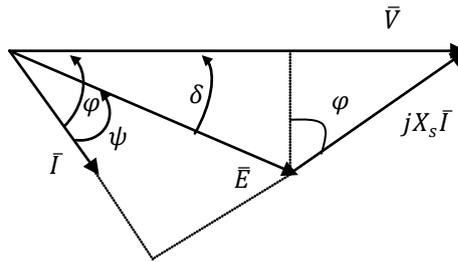


Figure (IV.7) : Diagramme vectoriel.

Sur le diagramme, on peut lire trois angles :

φ : déphasage entre I et V .

δ : déphasage entre E et V .

ψ : déphasage entre I et E

IV.2. Expressions du couple

IV.2.1. En fonction de l'angle ψ

La puissance électrique absorbée par le moteur est donnée par:

$$P_a = 3VI \cos \varphi$$

En négligeant R et les pertes fer, cette puissance est intégralement transmise au rotor :

$$P_a = P_{em} = 3VI \cos \varphi$$

De plus, si nous négligeons les pertes mécaniques, la puissance électromagnétique est entièrement transformée en puissance mécanique :

$$P_{em} = P_m = 3VI \cos \varphi = C_{em} \Omega_s = C_m \Omega_s$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{3VI \cos \varphi}{\Omega_s} = C_m$$

Les projections des vecteurs de tensions sur la direction du courant donnent :

$$V \cos \varphi = E \cos \psi$$

En remplaçant dans l'équation du couple :

$$C_{em} = \frac{3EI \cos \psi}{\Omega_s} = C_m$$

Avec : $E = p \Omega \Phi_f$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = 3p \cdot \varphi_f \cdot I \cdot \cos \psi$$

C'est l'expression du couple faisant intervenir le courant I et l'angle ψ .

Cette expression permet de faire apparaître trois grandeurs de réglage indépendantes du couple ;

I : valeur efficace du courant de phase statorique.
 φ_f : valeur efficace du flux par phase.
 ψ : déphasage entre I et E réglable par autopilotage.

IV.2.2. En fonction de l'angle interne δ

Du diagramme de la figure IV.7, on peut écrire :

$$XI \cos \varphi = E \sin \delta$$

En remplaçant dans l'équation du couple on obtient :

$$C = \frac{3VE \sin \delta}{\Omega_s X_s} = \frac{3V p \Omega \varphi_f}{\Omega_s X_s} \sin \delta = \frac{3p}{L_s} \left(\frac{V}{\omega_s} \right) \varphi_f \sin \delta$$

L'expression précédente fait apparaître un mode de contrôle à tension imposée ; on dispose de trois paramètres de réglage :

- $\frac{V}{\omega_s}$: Commande de l'onduleur.
- φ_f : Réglable par le courant d'excitation I_f .
- L'angle interne δ : réglable par autopilotage.

Si on fixe le rapport $\frac{V}{\omega_s}$ constant et à courant d'excitation donné, le couple sera proportionnel à $\sin \delta$.

IV.3. Moteur synchrone autopiloté

Le principe de contrôle du couple de la machine synchrone est basé sur la relation :

$$C = 3p \cdot \varphi_f \cdot I \cdot \cos \psi$$

Ainsi pour contrôler le couple de la machine, il faut agir sur l'angle ψ et l'amplitude du courant I (le flux φ_f est généralement constant).

Pour contrôler l'angle ψ , il faut utiliser un capteur de position du rotor. Le système de commande est présenté par les figures suivantes :

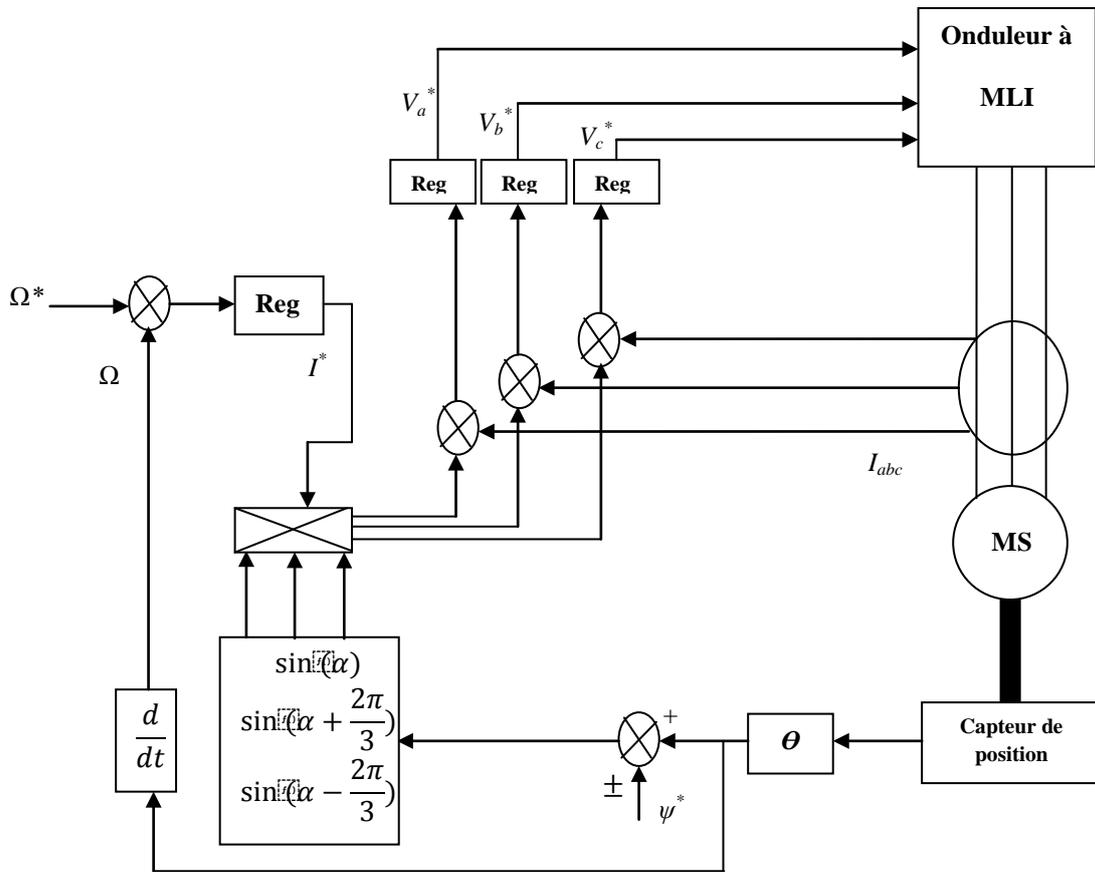


Figure (IV.8) : Machine synchrone autopiloté (alimentation en tension).

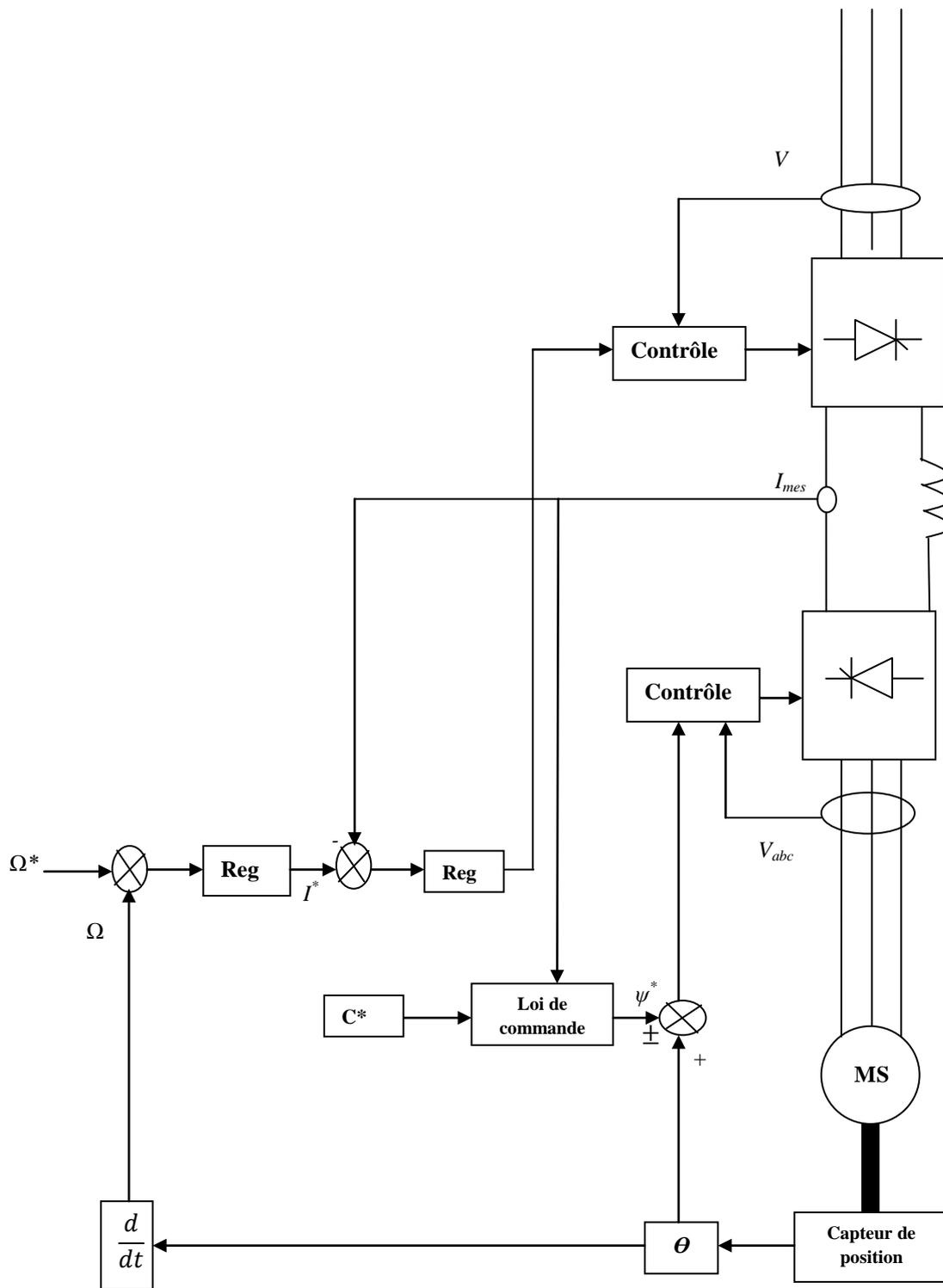


Figure (IV.9) : Machine synchrone autopiloté (alimentation en courant).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Baghli, L., "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999.
- [2] Sturtzer, G., Smigielski, E., "Modélisation et commande des moteurs triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, Commande numérique par contrôleurs DSP", Ellipses, 2000, 244 p. ISBN: 2-7298-0076-X.
- [3] Caron, J. P., Hautier, J. P., "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Ed Technip, 1995, 279p.
- [4] Abdessemed, R., "Modélisation et simulation des machines électriques", Technosup, 2011.
- [5] G. SEGUIER, "L'électronique de puissance : les fonctions de base et leurs applications - Cours et exercices résolus", DUNOD, 7eme édition, 1998, 424 pages.