

INTRODUCTION AUX MACHINES A VITESSE VARIABLES

Une des principales applications des convertisseurs statiques est la commande des machines électriques. Ces machines peuvent être à courant continu, synchrones, asynchrones ou autres.

L'objectif recherché très souvent est de faire fonctionner la machine à vitesse variable en lui conservant un couple optimum ; ce qui mène à une association de la machine à un convertisseur.

Le travail demandé, le lieu du travail et la puissance à fournir conditionnent le choix du moteur d'entraînement. La source d'énergie dont on dispose, les contraintes sur les paramètres que l'on doit fournir, le prix de revient de l'ensemble permettent de sélectionner le type du convertisseur à associer au moteur.

L'objet de ce cours est d'étudier et d'analyser les possibilités d'association de convertisseur en vue de la commande. Trois chapitres sont ici développés traitant la commande des moteurs à courant continu, des moteurs asynchrones et des moteurs synchrones. Dans chaque cas, on rappelle le principe de fonctionnement de la machine, ses caractéristiques et les paramètres qui permettent d'agir sur la vitesse. L'apport des convertisseurs statiques tel que la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants des axes couple vitesse, la solution des problèmes de démarrage et la possibilité de régulation et de contrôle à distance.

1

COMMANDE DES MACHINES A COURANT CONTINU

Introduction

Lors du contact avec une machine, il est nécessaire de connaître sa chaîne cinématique, figure (1-1).

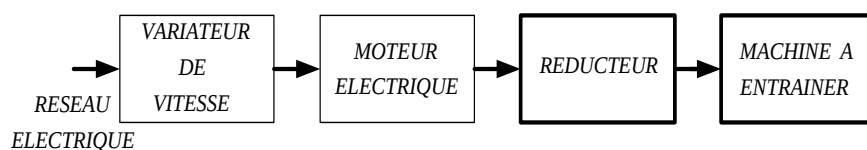


Figure (1-1) : Chaîne cinématique

1- Fonctionnement d'un moteur à courant continu

1-1 Modèle électrique

La figure (1-2) représente le schéma équivalent d'un moteur à courant continu.

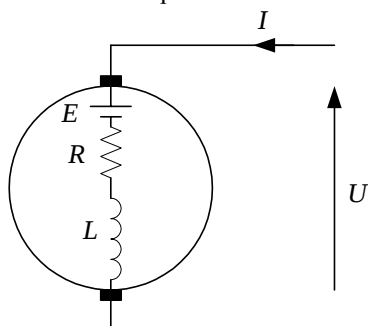


Figure (1-2) : Schéma équivalent de l'induit d'un moteur à courant continu

L'inducteur (bobinage ou aimant permanent) n'est pas représenté sur ce schéma. Les équations régissant le fonctionnement du moteur sont :

$$U = E + RI + L \frac{dI}{dt} \quad (1-1)$$

$$E = k\Phi\Omega \quad (1-2)$$

$$C = k\Phi I \quad (1-3)$$

Si l'inductance de l'induit est négligeable l'équation (1-1) se réduit à :

$$U = E + RI \quad (1-4)$$

Où E est la f.c.e.m, C est le couple électromagnétique.

Ces relations permettent de dégager trois remarques :

- Le courant appelé par le moteur est proportionnel au couple demandé,
- La vitesse de rotation est proportionnelle à la tension d'alimentation.
- La vitesse de rotation est inversement proportionnelle au flux inducteur si on néglige la chute ohmique devant la f.c.em.

Il en découle de ceci qu'il y a deux paramètres de réglage de la vitesse :

- La tension d'alimentation de l'induit.
- Le flux inducteur.

1-2. Les possibilités d'excitation d'un moteur à courant continu

Pour créer le flux inducteur dans une machine à courant continu, on dispose de deux possibilités :

- Alimenter l'enroulement d'excitation directement par une source continue (excitation séparée ou shunt).
- Mettre l'enroulement d'excitation en série avec l'induit.

Les caractéristiques couple/vitesse qui en découlent sont rappelées dans la figure (1-3).

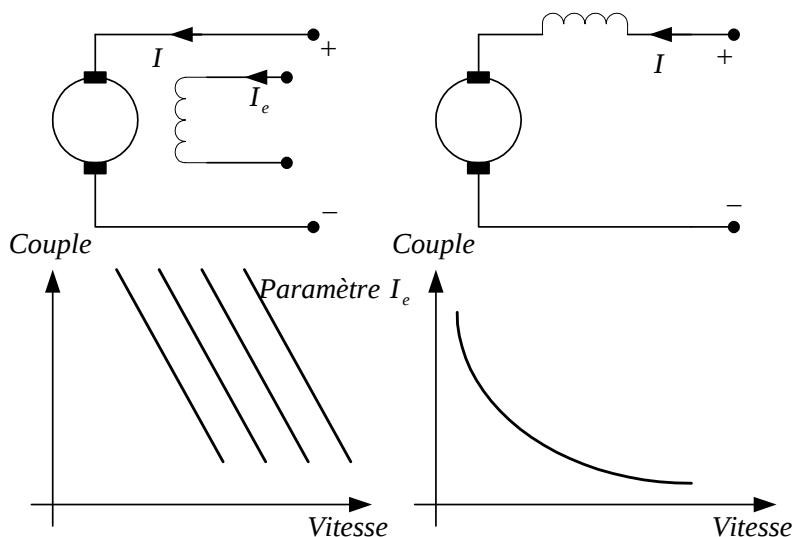


Figure (1-3) : Caractéristique Couple/vitesse.

Pour le moteur à excitation shunt ou indépendante, la vitesse reste pratiquement constante quelque soit le couple. Les caractéristiques sont paramétrées par le courant d'excitation. Le moteur est autorégulateur de vitesse.

Pour le moteur à excitation série, le moteur a tendance de s'emballer à vide. Le couple au démarrage est très fort. Le produit $C\Omega$ est pratiquement constant : le moteur est autorégulateur de puissance.

Le choix du mode d'excitation se fait en fonction de la charge à entraîner. On peut affirmer que le moteur à excitation série est le moteur idéal pour la traction électrique, les ventilateurs et les pompes. Le moteur à excitation shunt se trouve dans toutes les autres applications : machines outil, levage, etc....

1-3. Les types de réglage de vitesse.

1-3-1. Action sur la tension d'alimentation U à flux constant ($\Phi = \Phi_n$)

La tension est proportionnelle à la vitesse. Si U varie de 0 à U_n la vitesse Ω varie de 0 à Ω_n .

$$0 < U < U_n \quad \text{et} \quad 0 < \Omega < \Omega_n \quad (1-5)$$

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

$$P_n = C_n \Omega \quad (1-6)$$

La puissance augmente avec la vitesse.

1-3-2. Action sur le flux à tension d'alimentation d'induit constante ($U = U_n$).

Le flux varie de :

$$\Phi_{\min} < \Phi < \Phi_{\text{nominal}} \quad (1-7)$$

Il s'ensuit que la vitesse varie de :

$$\Omega_{\text{nominal}} < \Omega < \Omega_{\max} \quad (1-8)$$

Si on diminue fortement le flux, la réaction d'induit peut devenir prépondérante ; on est amené à ajouter des enroulements de compensation dans les gros moteurs. Quelle que soit la vitesse Ω , on peut obtenir le courant nominal et donc la puissance nominale :

$$P_n = U_n I_n \quad (1-9)$$

L'action sur le flux permet de fonctionner à puissance nominale, mais le couple diminue si la vitesse augmente :

$$C = \frac{P_n}{\Omega} \quad (1-10)$$

La figure (1-4) résume les deux types de réglage

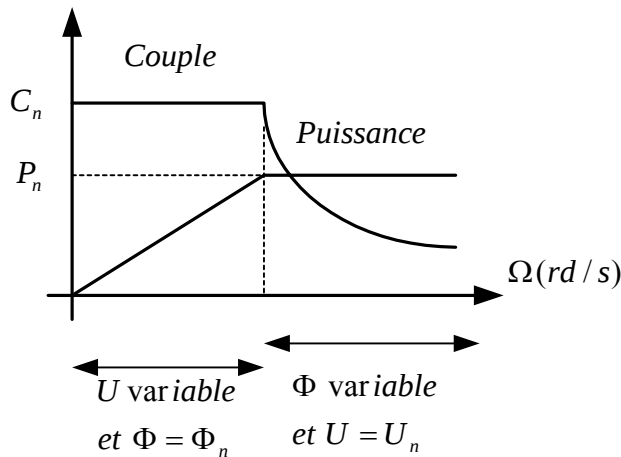


Figure (1-4) : Action conjuguée sur la tension et le flux.

1-4. Choix du moteur à courant continu.

I-4-1. Critères indépendants du convertisseur.

Les caractéristiques du moteur doivent convenir à celle de la charge c'est-à-dire que tous les points de fonctionnement doivent être accessibles et stables. Il faut tenir compte du couple à transmettre et du couple d'accélération (dépend du moment d'inertie total ramené au rotor).

- Le courant nominal est défini par l'échauffement du moteur.
- Le courant de surcharge est défini par la capacité de commutation.
- La tension de base dépend de la puissance mais se trouve limitée technologiquement par l'isolement et la tenue du collecteur.
- La vitesse de sortie doit être adaptée à la charge.

I-4-2. Critères dépendants du convertisseur.

Les ondes de courant et de tension délivrées par le convertisseur ne sont pas parfaitement lisses :

Il existe des harmoniques qui augmentent le courant efficace à puissance nominale constante. Il faut sur dimensionner le moteur.

La machine doit supporter des gradients d'intensité ($\frac{dI}{dt}$) surtout avec les dispositifs de régulation qui réagissent rapidement pour améliorer les performances.

2- les convertisseurs utilisés pour la commande des machines à courant continu.

Il n'existe que deux types d'alimentation statique qui fournissent des tensions continues variables. D'une part les redresseurs qui convertissent l'énergie électrique délivrée par une source de tensions sinusoïdales. Ce sont des systèmes à thyristors à commutation naturelle assistée par la source, constituée le plus souvent par le réseau. D'autre part les hacheurs qui convertissent l'énergie électrique délivrée par une source continue. Ce sont les convertisseurs à commutation forcée à thyristors pour les fortes puissances ou à transistors pour les faibles et moyennes puissances. La source est constituée le plus souvent d'une batterie pour les systèmes autonomes ou du réseau redressé par un redresseur à diodes.

Dans tous les cas, on peut représenter le convertisseur comme un amplificateur à une entrée, sa tension de commande, et une sortie, sa tension moyenne de sortie.

2-1. Les redresseurs.

2-1-1. Modèle statique d'un redresseur en conduction continu.

La structure de principe d'un redresseur est représentée sur la figure (1-4). On reconnaît en le bloc de puissance constituant le secteur fournissant la tension continue moyenne en conduction continue.

$$\bar{u} = u_0 \cos \Psi \quad (1-11)$$

Le bloc de commande est un générateur d'impulsions, de commande des thyristors, synchronisé sur le réseau à partir d'une tension continue de commande v_c issue du régulateur précédent.

La figure (1-4-b) donne le schéma synoptique détaillé du déclencheur des thyristors d'une phase d'un système triphasé qui compare la tension de commande v_c à celle du déclencheur v_a synchronisé sur cette phase avec un déphasage symétrique de 30° par rapport à la phase correspondante. Cet angle correspond à l'angle de commutation naturelle $\Psi = 0$ à $\bar{u}$ maximale.

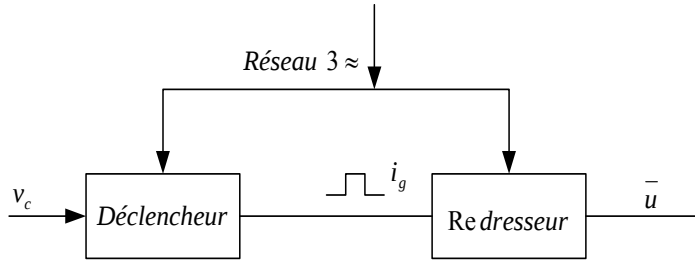


Figure 4 – a

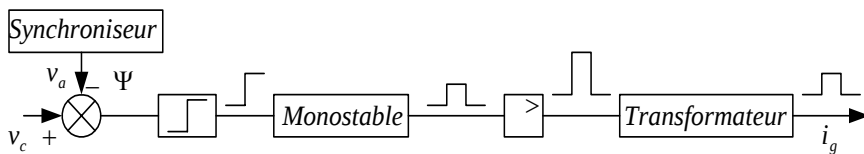


Figure 4 – b

Figure (1-4) : Schéma de principe d'un redresseur et de sa commande.

Un comparateur à seuil fournit une impulsion de durée fixée par un monostable et d'amplitude fixée par un amplificateur. Un transformateur d'impulsion assure l'isolement galvanique entre la commande bas niveau et la puissance.

Le comparateur détecte à l'instant $t_1 = \frac{\Psi}{\omega}$ où les tensions v_a et v_c sont égales pour générer l'impulsion. Le déclencheur est choisi de façon à fournir :

soit une tension en dents de scie :

$$v_a = A(\delta - \omega t) \quad (1-12)$$

Avec $\delta = \frac{\pi}{2}$ pour une tension symétrique et un système réversible, on dit alors que la commande est linéaire.

Soit une tension sinusoïdale.

$$v_a = A' \cos \omega t \quad (1-13)$$

On dit alors que l'on a une commande cosinus. La figure (1-5) représente les deux cas :

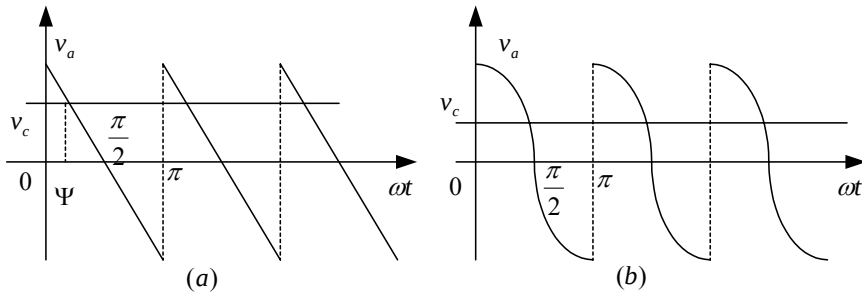


Figure (1-5) : Commande linéaire (a) et cosinus (b) d'un redresseur

En régime permanent et conduction continue la tension moyenne de sortie du redresseur est :

$$\bar{u} = u_0 \cos \Psi \quad (1-14)$$

Cette tension s'exprime en fonction de v_c :

- Pour une commande linéaire par :
-

$$\bar{u} = u_0 \cos\left(\frac{v_c}{A} - \delta\right) \quad (1-15)$$

La fonction de transfert du redresseur correspond à un gain statique G_0 défini par :

$$\frac{\bar{u}}{v_c} = u_0 \frac{\cos(\frac{v_c}{A} - \delta)}{v_c} = \frac{u_0}{A} \frac{\sin(\frac{v_c}{A})}{\frac{v_c}{A}} = G_0 \quad (1-16)$$

Pour les petites valeurs de v_c , la gain statique se réduit à :

$$G_0 = \frac{u_0}{A} \quad (1-17)$$

▪ Pour une commande cosinus par :

$$\bar{u} = u_0 \frac{v_c}{A} = u_0 \frac{v_c}{v_{a\max}} \quad (1-18)$$

Ce qui correspond à un gain statique G_0 constant quelque soit v_c .

$$G_0 = \frac{u_0}{A} \quad (1-19)$$

2-1-2. La réversibilité des associations machine à courant continu/redresseurs.

Les montages tous thyristors peuvent fonctionner en onduleur. Ils sont donc réversibles. Un convertisseur associé à une machine est réversible lorsqu'il permet la marche du moteur dans les quatre quadrants des axes Couple/vitesse. L'appellation normalisée du convertisseur double car il peut être constitué de deux redresseurs montés tête bêche. Un convertisseur double est forcément tout thyristors pour assurer la récupération d'énergie lorsque le moteur fonctionne en génératrice. La figure (1-6) illustre un exemple des procédés employés.

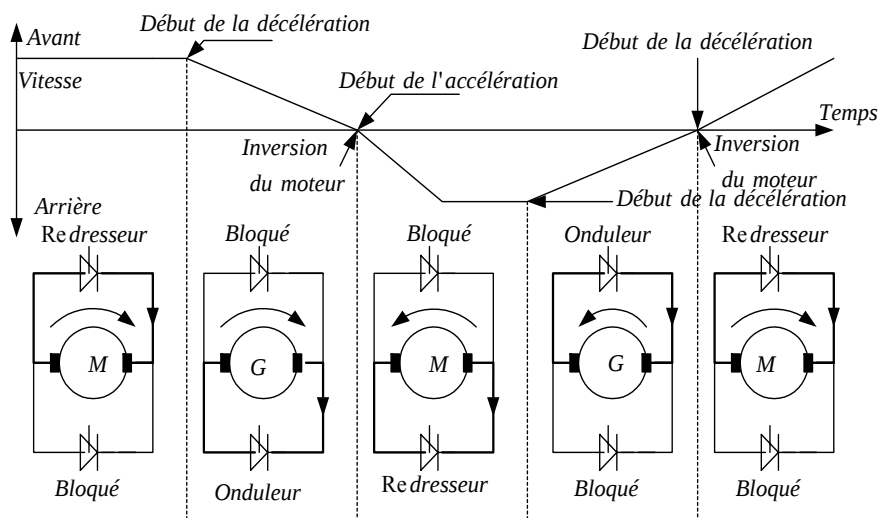
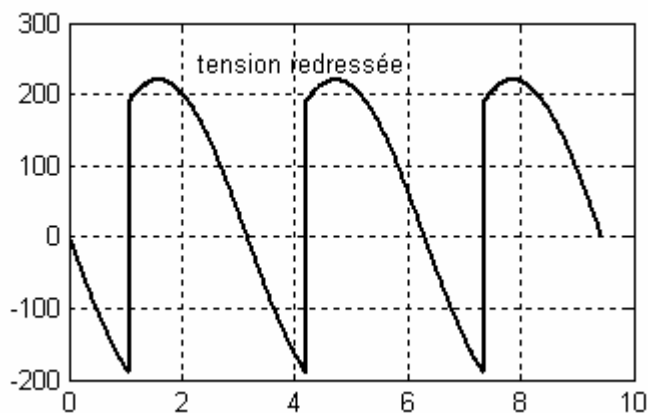


Figure (1-6) : Montage d'un convertisseur double sur l'induit

2-1-3. Perturbation des réseaux par les redresseurs.

Le facteur de puissance d'une installation à redresseur diminue lorsque le retard à l'amorçage Ψ tend vers 90° . Le fondamental du courant appelé en ligne sur le réseau alternatif est déphasé d'un angle Ψ par rapport à la tension. La figure (1-7) illustre la tension redressée u_c et le courant de ligne i_a d'un redresseur en pont tous thyristors.



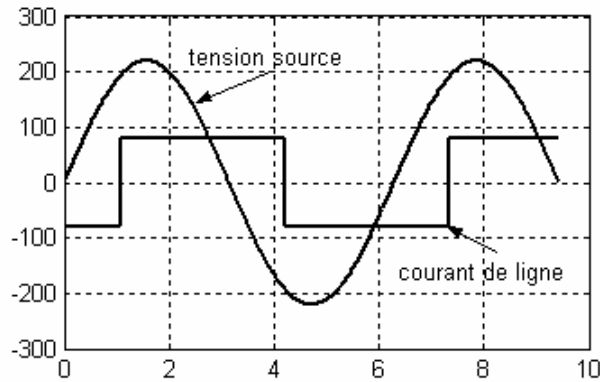


Figure (1-7) : Redresseur classique

Les redresseurs de forte puissance fonctionnent à tension redressée faible pénalisant fortement l'utilisateur. C'est pour cela qu'on est amené à réaliser des associations tel que :

La commande successive de deux ponts en série ; chacun fournit $\frac{u_0}{2} \cos \Psi_1$ et $\frac{u_0}{2} \cos \Psi_2$.

Les convertisseurs à facteur de puissance unitaire ; la structure est celle d'un pont redresseur tout thyristor, figure (1-8) dans lequel les thyristors 1N et 2N fonctionnent normalement : 1N est commandé avec un angle de retard à l'amorçage Ψ et 2N avec un angle $\pi + \Psi$. Par contre, 1F et 2F sont à circuit auxiliaire de commutation forcée : 1F est amorcé avec un angle de retard Ψ de puis bloqué à $\pi - \Psi$ et 2F est amorcé avec un angle de retard $\pi + \Psi$ de puis bloqué à $2\pi - \Psi$.

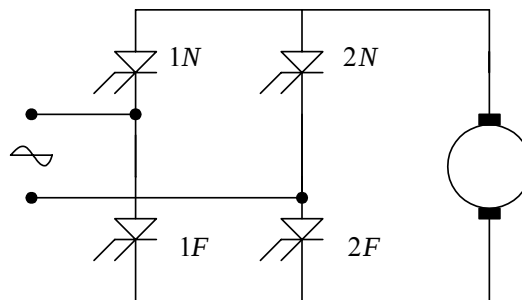


Figure (1-8) : Structure d'un convertisseur à facteur de puissance unitaire

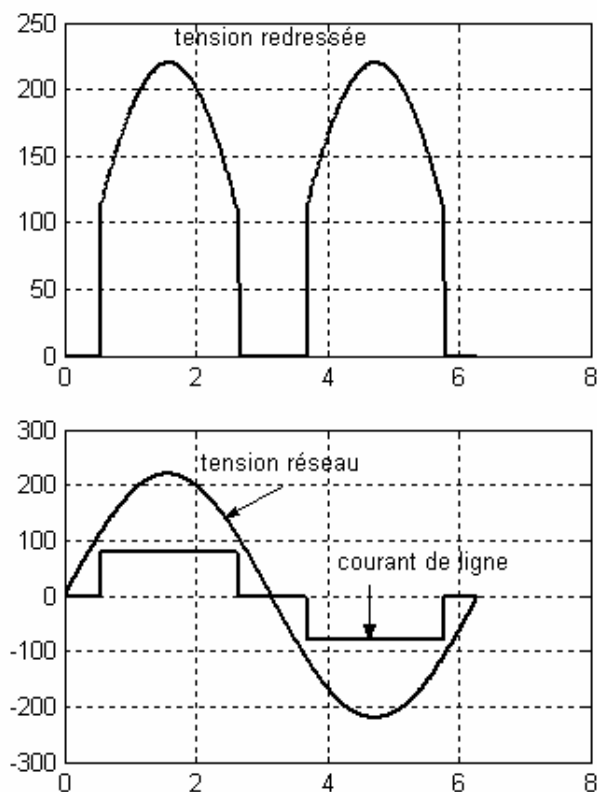


Figure (1-9) : Oscillogramme de la tension redressée et du courant de ligne.

Ce procédé est actuellement peu utilisé en raison de la complexité entraînée par les systèmes de commutation forcée mais on peut espérer un développement important si la technologie des thyristors rapides progresse.

2-2. Les hacheurs.

2-2-1. Modèle statique d'un hacheur en conduction continu

Quelque soit le type du hacheur, qui comprend toujours un bloc de puissance et un bloc de commande, la tension de commande v_a , du ou des interrupteurs, est synchronisée avec une horloge externe qui fixe la fréquence de commande.

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad (1-20)$$

La durée de conduction de l'interrupteur principal vaut αT_c si α est le rapport cyclique. Elle est généralement imposée par la variation de α pour une période T_c constante.

En conduction continue et en régime permanent, la tension moyenne de sortie du hacheur série par exemple vaut :

$$\bar{u} = \alpha E \quad (1-21)$$

Si E est la tension de la source d'alimentation. La tension de commande v_a est en dent de scie sur une période T_c et elle est de la forme :

$$v_a = v_{a \max} \frac{t}{T_c} \quad (1-22)$$

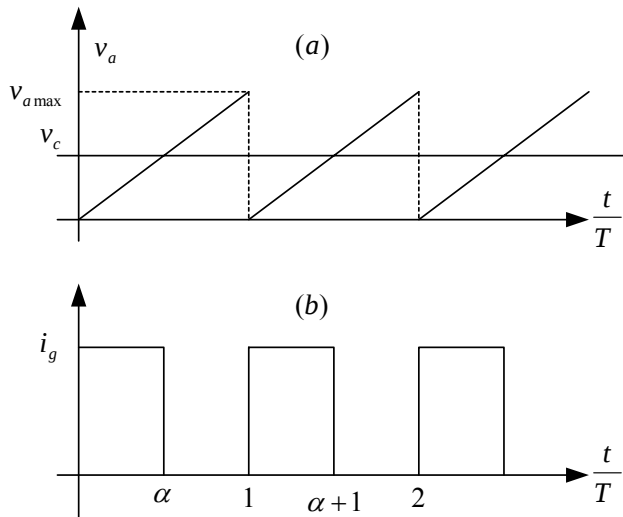


Figure (1-10): Tension de commande d'un hacheur et impulsion de l'interrupteur principal

Lorsqu'il y a égalité de v_a avec la tension de réglage v_c alors $v_c = v_{a \max} \alpha$ fixe le rapport α et la fin de conduction.

$$\bar{u} = \alpha E = \frac{E}{v_{a \max}} v_c \quad (1-23)$$

Le hacheur série est ainsi modélisé par un gain G_0 constant.

$$G_0 = \frac{E}{v_{a \max}} \quad (1-24)$$

2-2-2. Réversibilité de l'ensemble hacheur machine à courant continu.

L'association d'un hacheur série (abaisseur de tension) ou parallèle (élevateur de tension) permet le fonctionnement dans deux quadrants, figure (1-11), c'est-à-dire :

- Tension de signe constant,
- Courant bidirectionnel dans la machine.

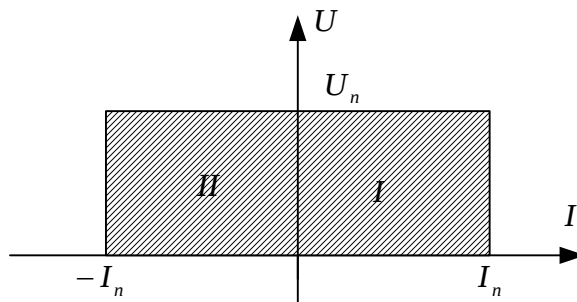


Figure (1-11) : Hacheur deux quadrants

L'inversion du sens de rotation avec possibilité de récupération se fait en inversant la polarité de la tension sur le moteur ; ce qui mène au convertisseur de la figure (1-12) fonctionnant dans les quatre quadrants.

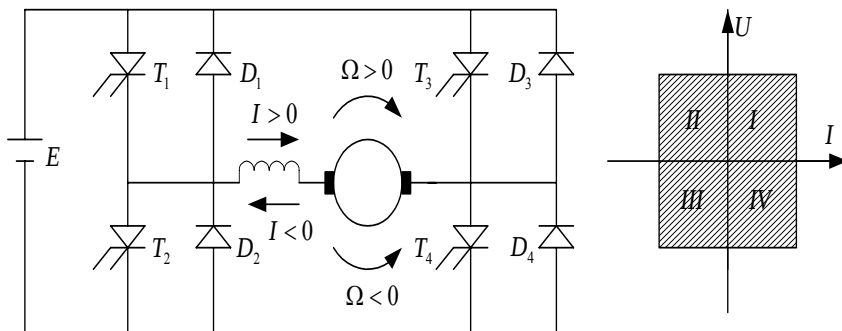


Figure (1-12) : Hacheur quatre quadrants

Le tableau (1-1) résume le fonctionnement de l'ensemble machine à courant continu hacheur. Cela suppose que la source de tension E est capable de recevoir de l'énergie.

Quadrant	Mode de fonctionnement	Sens du courant	Sens de rotation	Elément conducteur	Elément fonctionnant en hacheur et diode associée
I	Moteur	>0	>0	T_4	T_1 D_2
II	Moteur	>0	<0	T_2	T_3 D_4
III	Freinage	<0	>0	T_4	T_2 D_1
IV	Freinage	<0	<0	T_2	T_4 D_3

Tableau (1-1) : Fonctionnement d'un ensemble convertisseur/machine

2-2-3. Freinage par hacheur

2-2-3-a. Freinage rhéostatique

Le fonctionnement en génératrice est illustré par la figure (1-13).

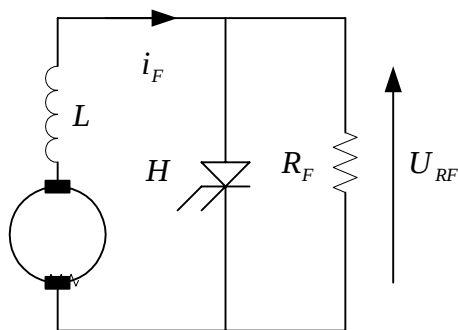


Figure (1-13) : Freinage rhéostatique

- o Entre 0 et αT_c : H est fermé.

$$U_{RF} = 0 \quad (1-25)$$

o Entre αT_c et T_c : H est ouvert.

$$U_{RF} = R_F i_F \quad (1-26)$$

Si l'inductance L est grande, le courant i_F est pratiquement constant et égal à sa valeur moyenne.

$$U_{RF} = (1 - \alpha) R_F i_F \quad (1-27)$$

On obtient l'équivalent d'une génératrice débitant le courant i_F dans une résistance variant avec le rapport cyclique α .

2-2-3-b. Freinage par récupération.

Ce type de freinage suppose que la source peut recevoir de l'énergie. On utilise un hacheur survolteur, figure (1-14).

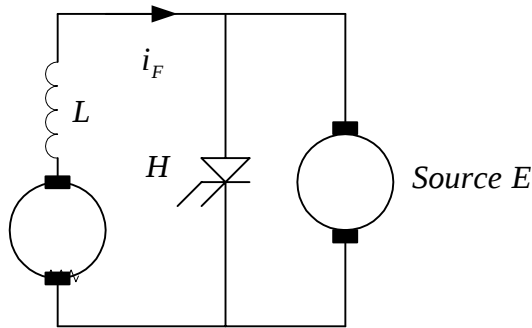


Figure (1-14) : Freinage par récupération

$$t \in [0, \alpha T_c] \quad U_H = 0 \quad (1-28)$$

$$t \in [\alpha T_c, T_c] \quad U_H = E \quad (1-29)$$

En valeur moyenne :

$$U_H = (1 - \alpha) E \quad (1-30)$$

La puissance renvoyée à la source s'exprime par :

$$P = (1 - \alpha)EI_F \quad (1-31)$$

3- Principe de la régulation des machines à courant continu.

L'association du convertisseur à la machine à courant continu permet le réglage de la vitesse ou la position. La figure (1-15) donne le schéma synoptique le plus utilisé en régulation de vitesse.

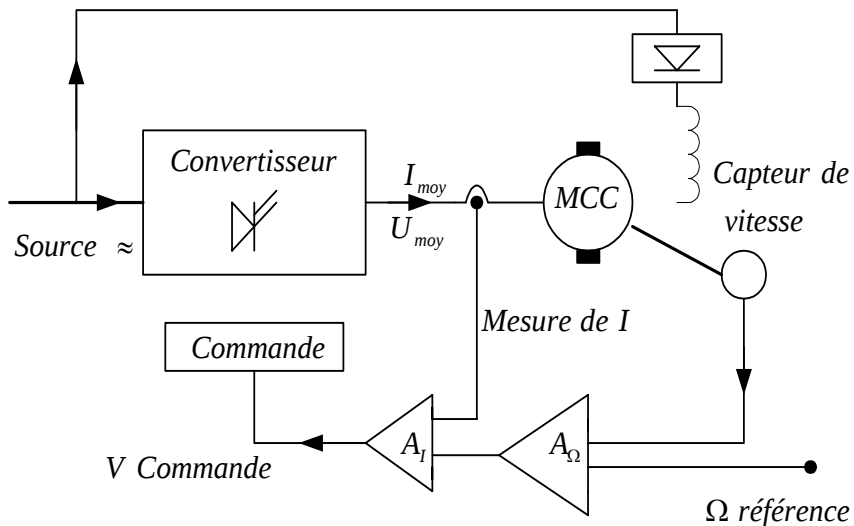


Figure (1-15) : Schéma synoptique d'une régulation de vitesse

4- Régulation de vitesse de moteur à courant continu.

4-1. Description du système.

On se propose d'étudier un régulateur de vitesse de moteur à courant continu commandé par un hacheur. Le courant d'excitation est maintenu constant.

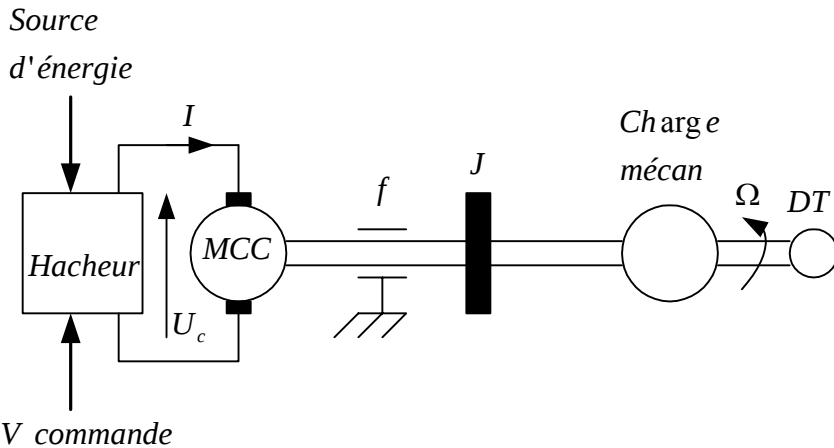


Figure (1-16) : Chaîne d'action d'un variateur de vitesse

- Un hacheur, dont le rapport cyclique est commandé par une tension v_c selon une relation linéaire, alimente l'induit d'une machine à courant continu.
- La tension de sortie du hacheur, en conduction continue, est proportionnelle à la tension de commande v_c . Le hacheur se comporte vis à vis de v_c comme un amplificateur de tension continue : $U_c = \alpha v_c$.
- La tension v_c est l'image de la vitesse souhaitée Ω_0 : On a $v_c = a\Omega_0$, a est le facteur d'échelle et s'exprime en V / rds^{-1} .
- La régulation se fait à deux niveaux :
 - Une régulation du courant qui alimente l'induit du moteur,
 - Une régulation de vitesse.
- Le capteur de vitesse est une dynamo tachymétrique qui, après filtrage et réduction, délivre une tension proportionnelle à la vitesse : $v_r = a\Omega$.
- Le capteur de courant est un shunt, l'image du courant est obtenue sous forme d'une tension.
- Le régulateur de courant est mis en cascade dans la boucle courant. On notera $H_i(p)$ sa fonction de transfert qu'on se propose de rechercher.
- Le régulateur de vitesse est mis en cascade dans la boucle vitesse. On notera $H_v(p)$ sa fonction de transfert.

4-2. Recherche du schéma fonctionnel.

4-2-1. Schéma fonctionnel de la chaîne d'action.

On note L et R l'inductance et la résistance interne de l'induit du moteur à courant continu, E la f.c.e.m. du moteur ($E = k\Omega$), C_m le couple moteur ($C_m = kI$, I courant d'induit), J le moment d'inertie ramené à l'arbre du moteur et f le coefficient de frottement visqueux (Le couple de frottement est proportionnel à Ω).

Les équations régissant le fonctionnement du moteur à courant continu sont :

$$U_c = E + RI + L \frac{dI}{dt} \quad (1-32)$$

$$E = k\Omega \quad (1-33)$$

$$C_m = kI \quad (1-34)$$

$$C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (1-35)$$

Ces équation s'écrivent avec la transformée de Laplace :

$$U_c = E + RI + LpI \quad (1-36)$$

$$E = k\Omega \quad (1-37)$$

$$C_m = kI \quad (1-38)$$

$$C_m = Jp\Omega + f\Omega + C_r \quad (1-39)$$

On obtient le schéma fonctionnel de la figure (1-17) :

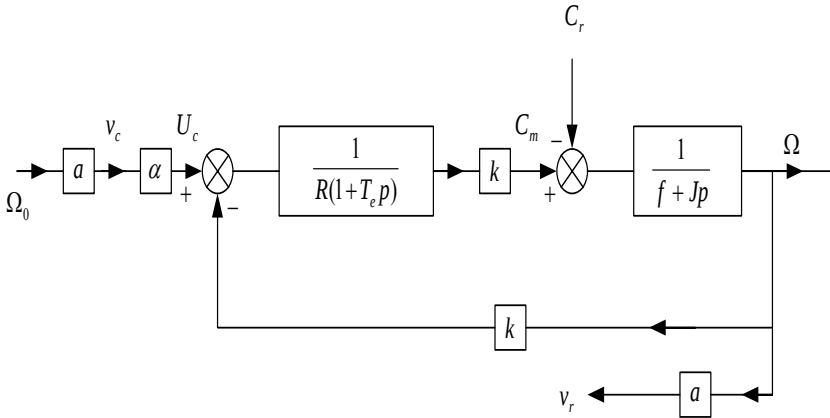


Figure (1-17) : Schéma fonctionnel

$T_e = \frac{L}{R}$ est la constante du temps électrique du moteur.

4-2-2. Schéma fonctionnel avec boucle de courant

Le capteur de courant donne une image rI qui est comparée à la tension de commande. $H_i(p)$ représente le régulateur de courant. Le schéma fonctionnel, figure (1-17), devient :

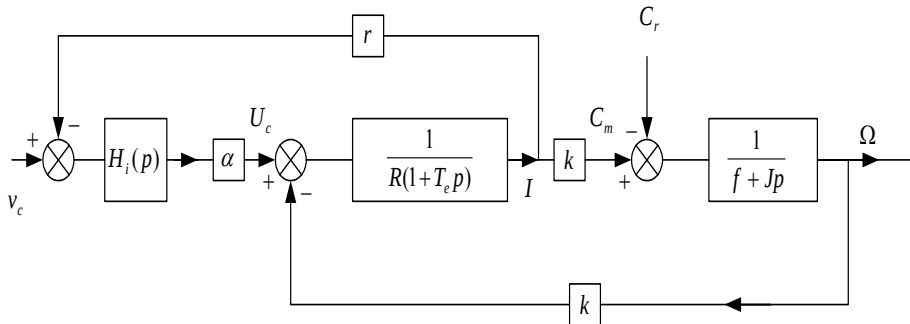


Figure (1-18) : Schéma fonctionnel avec boucle de courant.

4-2-3. Schéma fonctionnel complet avec boucle de vitesse et boucle de courant.

Pour simplifier l'étude, on néglige le frottement f . Dans ce cas la vitesse devient l'intégrale du courant induit.

$$\Omega = \frac{k}{Jp} I \quad (1-40)$$

On note $T_m = \frac{JR}{k^2}$ la constante du temps mécanique. Le schéma complet est donné

par la figure (1-19).

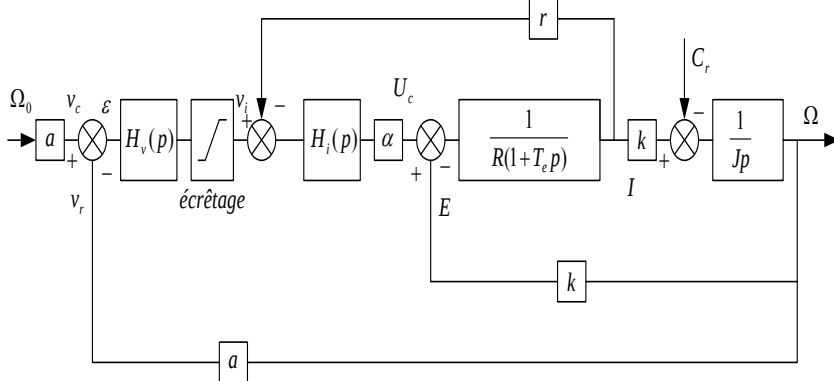


Figure (1-19) : Schéma fonctionnel complet.

4-3. Etude de la boucle de courant.

Hypothèse : $f = 0$ et $C_r = 0$.

Le schéma fonctionnel de la boucle de courant, figure (1-20), devient :

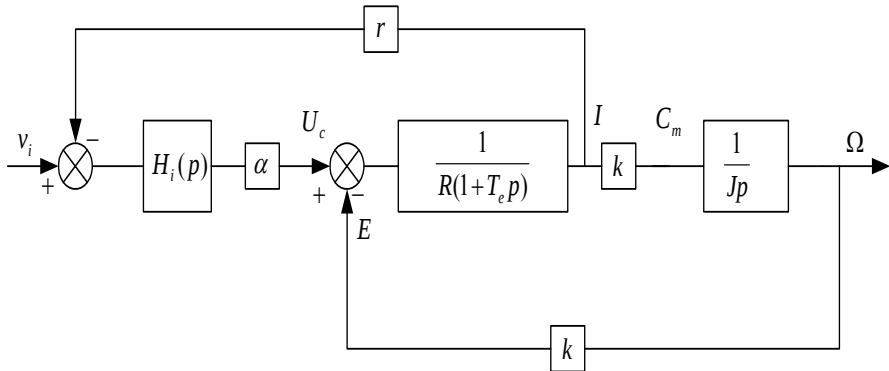


Figure (1-20) : Boucle de courant.

Ce schéma peut être transformé en supposant que I est la grandeur de sortie commandée par la grandeur d'entrée v_i . La partie droite du schéma devient :

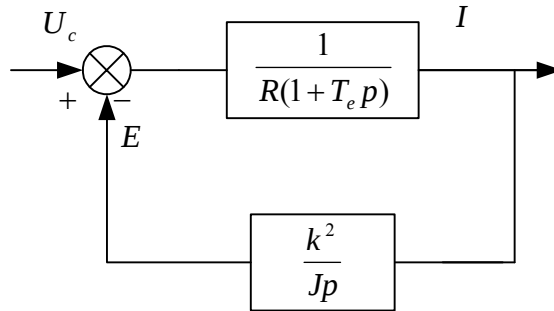


Figure (1-21) : Schéma transformé

L'ensemble de figure (I-21) présente une fonction de transfert :

$$\frac{I}{U_c} = \frac{Jp}{k^2 + JpR(1 + T_e p)} = \frac{JR}{k^2} p \frac{1}{R(1 + \frac{JR}{k^2} p + \frac{JR}{k^2} T_e p^2)} \quad (1-41)$$

La constante du temps mécanique est par définition $T_m = \frac{JR}{k^2}$, la fonction devient :

$$\frac{I}{U_c} = \frac{T_m p}{1 + T_m p + T_m T_e p^2} \quad (1-42)$$

Le schéma fonctionnel de la boucle courant se réduit à celui de la figure (I-22) :

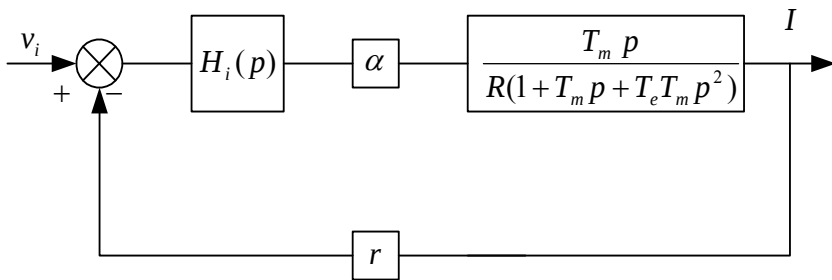


Figure (1-22) : Schéma fonctionnel de la boucle de courant

En pratique $T_m > 4T_e$, on a alors $T_m + T_e \approx T_m$ et $(1 + T_e p)(1 + T_m p) \cong 1 + T_m p + T_e T_m p^2$

On peut donc utiliser cette condition pour simplifier la boucle. On obtient finalement, figure (1-23).

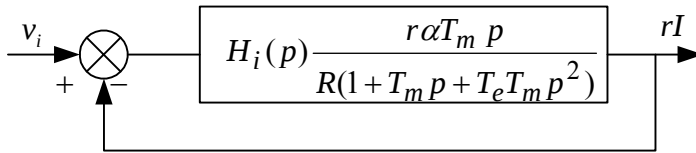


Figure (1-23) : Schéma fonctionnel équivalent

Analysons la boucle de courant par le diagramme de Bode. On suppose $H_i(p) = 1$
 $H(j\omega)$ est la fonction de transfert en boucle ouverte et sans correcteur.

$$H(p) = \frac{\alpha r T_m p}{R(1 + T_m p)(1 + T_e p)} \quad (1-43)$$

L'analyse de $H(j\omega)$ en boucle ouverte permet de constater que la régulation de courant sera stable en boucle fermée mais il n'y a pas de gain quand $\omega \rightarrow \infty$.

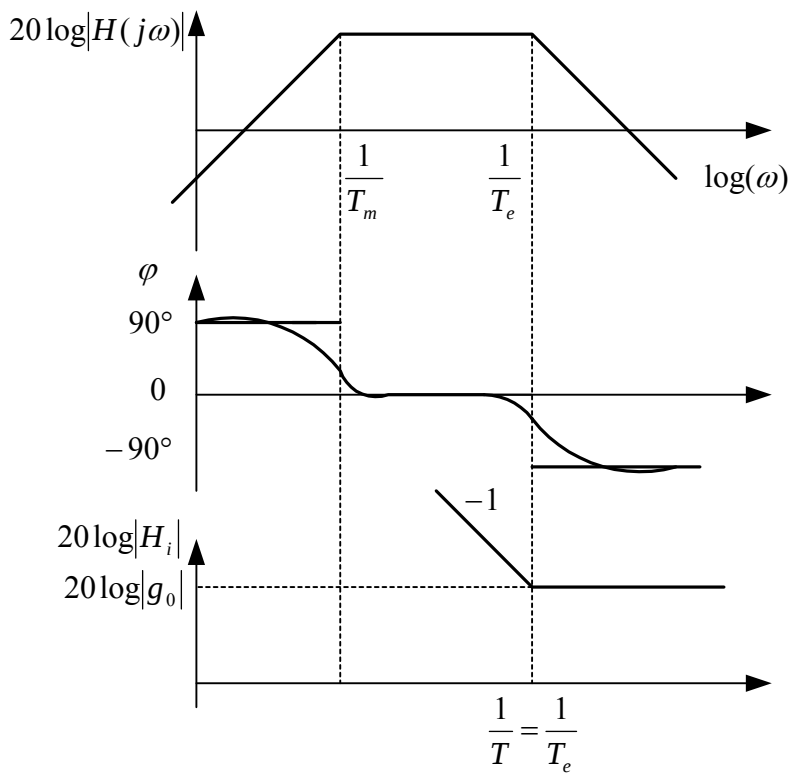


Figure (1-24) :

On choisit de mettre en cascade un correcteur PI dont le diagramme de bode est représenté sur la figure (1-24) avec $T = T_e$. La fonction de transfert du correcteur est :

$$H_i(p) = g_0 \frac{1 + Tp}{Tp} \quad (1-44)$$

La boucle courant corrigée se présente ainsi :

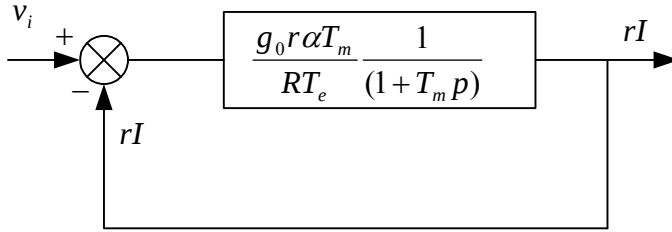


Figure (1-25) :

Notons $R_0 = g_0 r \alpha$ et calculons la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{rI}{v_i} = \frac{R_0 T_m}{R T_e} \frac{1}{1 + T_m p} \frac{1}{1 + \frac{R_0 T_m}{R T_e} \frac{1}{1 + T_m p}} = \frac{\frac{R_0 T_m}{R T_e}}{1 + T_m p + \frac{R_0 T_m}{R T_e}} \quad (1-45)$$

En pratique $1 < \frac{R_0 T_m}{R T_e}$, on aura alors :

$$\frac{rI(p)}{v_i(p)} = \frac{1}{1 + T_m \frac{R T_e}{R_0 T_m} p} \quad (1-46)$$

Cette fonction est de la forme :

$$\frac{rI(p)}{v_i(p)} = \frac{1}{1 + \delta p} \quad (1-47)$$

avec $\delta = \frac{R T_e}{R_0}$

La boucle courant corrigée se ramène à un premier ordre. Toute la boucle est ainsi représentée sur la figure (1-26). On remarque qu'il n'y aura pas de dépassement sur I .

Réalisation pratique du correcteur PI :

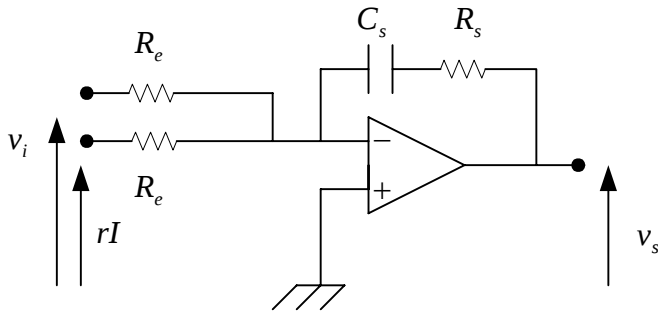


Figure (1-26) : Correcteur PI

Avec : $g_0 = \frac{R_s}{R_e}$, $T = R_s C_s$, $v_s(p) = (g_0 + \frac{g_0}{Tp})[v_i(p) - rI(p)]$

4-4. Etude de la boucle de vitesse.

La régulation de courant est mise en place. Le schéma complet de la boucle se ramène à celui de la figure (1-27).

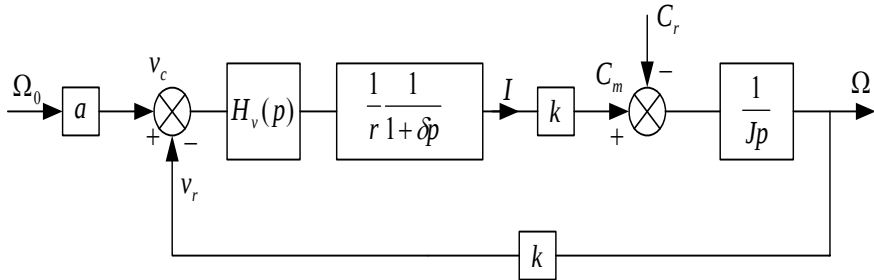


Figure (1-27) : Schéma fonctionnel complet

4-4-1. Fonctionnement en asservissement.

On s'intéresse à la réponse en vitesse Ω à un consigne Ω_0 , à couple résistant nul.

En boucle ouverte, le schéma fonctionnel se ramène à celui de la figure (1-28) et la fonction de transfert est donnée par la relation (1-46).

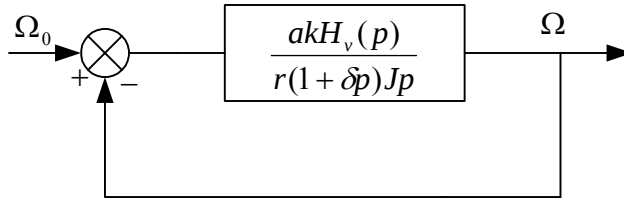


Figure (1-28) :

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \frac{akH_v(p)}{r(1 + \delta p)Jp} \quad (1-48)$$

On constate que, sans correcteur, la fonction de transfert en boucle ouverte comporte une intégration : On peut donc en déduire que, dans ce fonctionnement et en régime permanent, l'erreur de vitesse sera nulle en boucle fermée.

Etudions la réponse en boucle fermée et sans correcteur ($H_v(p) = 1$). La fonction de transfert devient alors :

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \frac{\frac{ak}{r(1 + \delta p)Jp}}{1 + \frac{ak}{r(1 + \delta p)Jp}} = \frac{a \frac{k}{r}}{J\delta p^2 + Jp + a \frac{k}{r}} \quad (1-49)$$

Le système est du deuxième ordre. La réponse souhaitée à un échelon est un régime apériodique ou critique (on évite un régime oscillatoire amorti). La réponse pour obtenir le régime critique en réponse indicielle (meilleurs compromis) est que le discriminant du dénominateur soit positif ou nul. Soit :

$$\Delta = J^2 - \frac{4J\delta ak}{r} \geq 0$$

En pratique, les caractéristiques du moteur associé au convertisseur n'ont aucune raison de remplir cette condition. L'introduction d'un correcteur à gain proportionnel permettra d'ajuster le coefficient d'amortissement du système.

La fonction de transfert en boucle fermée devient avec correcteur proportionnel $H_v(p) = A$

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \frac{aA \frac{k}{r}}{J\delta p^2 + Jp + aA \frac{k}{r}} \quad (1-50)$$

La condition pour obtenir un régime critique ou apériodique s'écrit alors : $\Delta = J^2 - \frac{4J\delta aAk}{r} \geq 0$. Si on augmente le gain statique A de la chaîne d'action, on tend à rendre le système moins stable.

4-4-1. Fonctionnement en régulation.

On s'intéresse maintenant à la réponse en vitesse Ω lors d'une perturbation de couple résistant, alors que la consigne Ω_0 est fixe. Le schéma fonctionnel complet est représenté sur la figure (I-29) :

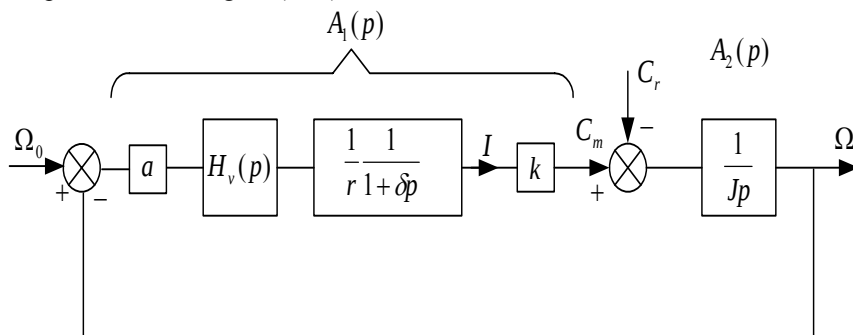


Figure (1-29) : Schéma fonctionnel avec couple résistant

On sait que si $A_1(p)$ ne contient pas d'intégrateur, il y aura nécessairement une erreur en régime permanent à la suite d'une perturbation de couple résistant. Le correcteur doit donc introduire dans $A_1(p)$ une intégration. Finalement, il faut une action proportionnelle pour corriger le fonctionnement en asservissement et une action intégrale pour rendre l'erreur en régime permanent nulle vis-à-vis d'une perturbation de couple. Le correcteur de la boucle vitesse sera donc un correcteur PI :

$$H_v(p) = A \frac{1 + \tau p}{\tau p} \quad (1-51)$$

2

MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR STATIQUE MOTEUR ASYNCHRONE EN VUE DE LA COMMANDE

1. Introduction

Dès leur apparition, les moteurs asynchrones sont devenus très utilisés dans l'industrie grâce à leur simplicité de fabrication et de maintenance. Actuellement, de nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse, de position et de couple. L'alimentation par un réseau triphasé ne permet ces commandes car la fréquence est constante; c'est pour cela qu'on fait recours à l'alimentation par un convertisseur statique délivrant une tension d'amplitude et de fréquence variables. Plusieurs techniques sont étudiées pour que l'ensemble convertisseur moteur asynchrone fonctionne dans des conditions optimales.

Une modélisation de cet ensemble convertisseur moteur asynchrone mérite d'être traitée pour pouvoir contrôler les différentes variables. Dans cette partie, on présente le modèle de la machine asynchrone et celui du convertisseur statique ainsi que la commande MLI vectorielle.

2. Les transformations

2-1 Transformation de Park

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel. Le vecteur espace est mobile, il est dit espace de PARK. Il décrit un repère dont l'axe réel occupe la position θ par rapport à l'axe de la phase 1 du bobinage stator.

$$\bar{a} = e^{j(\frac{2\pi}{3}-\theta)} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix} = [T(\theta)] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

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

$$\bar{X} = \sqrt{\frac{2}{3}} [x_1 \cos(\theta) + x_2 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + x_3 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \quad (2-3)$$

$$+ j \sqrt{\frac{2}{3}} [x_1 \sin(\theta) + x_2 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + x_3 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})]$$

Le vecteur $\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix}$ représente les coordonnées de PARK du vecteur initial $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$

lors du changement de base. Ce qui représente le changement de coordonnées :

- Xd est appelée composante directe de PARK
- Xq est appelée composante en quadrature (ou encore transversale)
- Xo s'apparente à la composante homopolaire. Cette grandeur est nulle pour un système équilibré.

L'intérêt particulier de cette transformation apparaît dans les points suivants :

i) dans le cas où le système d'origine $\{x_1, x_2, x_3\}$ décrit par exemple les courants d'un circuit triphasé en étoile, la composante homopolaire X_o du système image $\{X_d, X_q, X_o\}$ correspond au courant passant dans le fil neutre. Par construction de la matrice de Park, ce courant homopolaire est nul si les courants $\{x_1, x_2, x_3\}$ forment un système équilibré ou tout simplement leur somme ($x_1 + x_2 + x_3 = 0$) est nulle,

ii) l'application de la transformation de Park avec un angle adéquat aux modèles des machines électriques tournantes où les mutuelles inductances sont variables avec la position du rotor permet de transformer ces modèles en des modèles à coefficients constants,

iii) les composantes directe X_d et inverse X_q du système image $\{X_d, X_q, X_o\}$ sont décalées de 90° , ce qui justifie l'appellation composante en quadrature attribuée à la composante inverse. Cette propriété a deux interprétations physiques très intéressantes notamment lorsque le système d'origine est équilibré. D'une part, nous pouvons théoriquement remplacer la machine triphasée équilibrée à trois enroulements identiques régulièrement répartis dans l'espace de 120° par une machine équivalente à deux enroulements décalés de 90° : passage d'une machine triphasée à une machine biphasée. D'autre part, l'orthogonalité des composantes directe et inverse offre une méthode très commode dans le traitement et l'analyse des grandeurs ; méthode dite du vecteur espace [10].

v) Cette transformation s'étend à la notion de vecteur espace qui est une interprétation en termes de nombres complexes en rassemblant les deux composantes X_d et X_q dans un nombre complexe.

2-2. Transformation de Concordia.

La figure (2-1) représente le passage d'un repère fixe à un autre tournant.

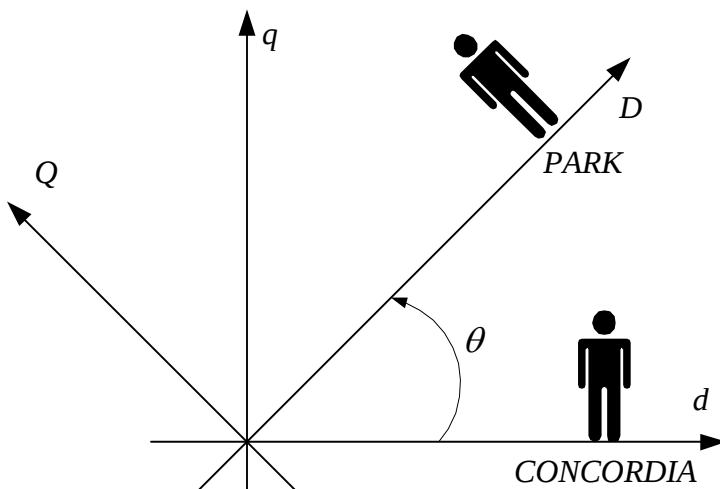


Figure (2-1) : Repères de CONCORDIA et de PARK

La transformation de Concordia est un cas particulier de la transformation de Park. Elle correspond en effet au cas où on considère un angle θ de Park constamment nul. La matrice de transformation devient :

$$[C] = [T(\theta = 0)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

Il s'agit donc d'une transformation statique. Le vecteur espace est fixe, il est dit espace de CONCORDIA et il décrit un repère dont l'axe réel se confond avec l'axe de la phase 1 du stator :

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2-5)$$

Le vecteur espace $\bar{x}$ défini précédemment se ramène à :

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \sqrt{\frac{2}{3}}x_1 + j\frac{1}{\sqrt{2}}(x_2 - x_3) \quad (2-6)$$

La relation (2-6) peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \sqrt{\frac{2}{3}}x_1 + j\frac{1}{\sqrt{2}}(2x_2 + x_1) \quad (2-7)$$

3. Notion de vecteur espace

La notion de vecteur espace permet de travailler avec deux variables au lieu de trois d'une part et permet d'autre part une meilleure vue de la dynamique de rotation de la machine. Au sens de cette technique, on associe à un ensemble de trois grandeurs x_1 , x_2 et x_3 appartenant à l'ensemble des nombres réels un nombre complexe, dit vecteur des composantes directe et inverse. Dans un repère fixe (figure 2-1), ce vecteur est noté $\bar{x}$ et est exprimé par la relation (2-8).

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2-8)$$

Dans un repère en mouvement de rotation d'angle θ , ce vecteur est noté $\bar{X}$. Il est obtenu par la relation (2-2) ou la relation équivalente (2-3) :

$$\bar{X} = X_D + jX_Q = \bar{x} e^{-j\theta} \quad (2-9)$$

$$\begin{bmatrix} X_D \\ X_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

La symétrie des machines (par construction) et l'équilibre des grandeurs permettent le passage du système réel triphasé $\{1,2,3\}$ à un système biphasé $\{d,q\}$ dont les composantes forment un nombre complexe, dit vecteur espace :

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \sqrt{\frac{2}{3}} [x_1 + \bar{a}x_2 + \bar{a}^2x_3] \quad (2-11)$$

- Si $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Le vecteur espace est fixe, il est dit espace de Concordia. Il décrit un repère dont l'axe réel se confond avec l'axe de la phase 1 du stator :

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \sqrt{\frac{2}{3}} x_1 + j\frac{1}{\sqrt{2}} (x_2 - x_3) \quad (2-12)$$

- Si $\bar{a} = e^{j(\frac{2\pi}{3} - \theta)}$

Le vecteur espace est mobile, il est dit espace de PARK. Il décrit un repère dont l'axe réel occupe la position θ par rapport à l'axe de la phase 1 du stator.

$$\begin{aligned} \bar{X} = X_d + jX_q = & \sqrt{\frac{2}{3}} [x_1 \cos(\theta) + x_2 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + x_3 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \\ & + j\sqrt{\frac{2}{3}} [-x_1 \sin(\theta) - x_2 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - x_3 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})] \end{aligned} \quad (2-13)$$

Il s'en suit:

$$\bar{X} = \bar{x} e^{-j\theta} \quad \Leftrightarrow \quad \bar{x} = \bar{X}(\theta) = \bar{X} e^{j\theta}$$

Lorsqu'il s'agit de l'étude d'une dérivée temporelle, on démontre ce qui suit :

$$e^{-j\theta} \cdot \frac{d\bar{x}}{dt} = j\omega\bar{X} + \frac{d\bar{X}}{dt} \quad (2-14)$$

Avec :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2-15)$$

La puissance active d'un système triphasé quelconque s'exprime en fonction des composantes directe et inverse par :

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 = v_d i_d + v_q i_q \quad (2-16)$$

Simulation d'un exemple de transformation

4- Modélisation de l'Onduleur triphasé de tension

La figure (2-2) donne le schéma de principe d'un ensemble onduleur moteur asynchrone. L'onduleur est alimenté par une source de tension continue V_{DC} . Les interrupteurs d'un même bras de l'onduleur sont toujours complémentaires. Chaque interrupteur de puissance est en réalité réalisé par un transistor en anti-parallèle avec une diode. Ces composants sont supposés idéaux.

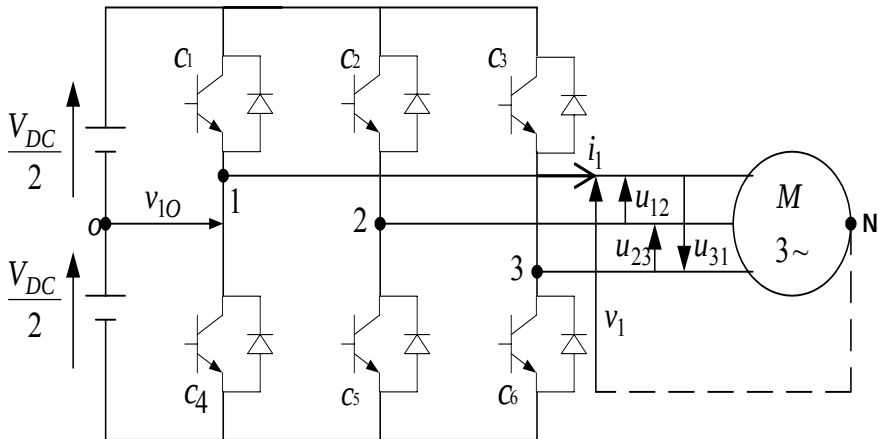


Figure (2-2) : Configuration Onduleur Machine asynchrone

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur étant complémentaires ; il en est de même pour les signaux associés de commande. On peut donc écrire :

$$c_4 = 1 - c_1 \quad c_5 = 1 - c_2 \quad c_6 = 1 - c_3 \quad (2-16)$$

Les tensions simples du moteur sont notées $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$.

Les tensions composées du moteur sont notées $u_{12}(t)$, $u_{23}(t)$ et $u_{31}(t)$.

La tension v_{10} vaut $\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $c_1 = 1$ et $c_4 = 0$. Elle devient $-\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $c_1 = 0$ et $c_4 = 1$. Le même raisonnement est valable pour v_{20} en utilisant les commandes c_2 et c_5 d'une part et pour v_{30} en utilisant les commandes c_3 et c_6 . Les tensions v_{10} , v_{20} et v_{30} sont données par les relations suivantes.

$$\begin{cases} v_{10} = (c_1 - c_4) \frac{V_{DC}}{2} = (2c_1 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{20} = (c_2 - c_5) \frac{V_{DC}}{2} = (2c_2 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{30} = (c_3 - c_6) \frac{V_{DC}}{2} = (2c_3 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (2-17)$$

Les tensions composées s'expriment alors par :

$$\begin{cases} u_{12} = v_{10} - v_{20} = (c_1 - c_2)V_{DC} \\ u_{23} = v_{20} - v_{30} = (c_2 - c_3)V_{DC} \\ u_{31} = v_{30} - v_{10} = (c_3 - c_1)V_{DC} \end{cases} \quad (2-18)$$

Le système de tension v_1 , v_2 et v_3 est équilibré; ce qui permet d'établir les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{u_{12} - u_{31}}{3} \\ v_2 = v_1 - u_{12} = \frac{-2u_{12} - u_{31}}{3} \\ v_3 = v_1 + u_{31} = \frac{u_{12} + 2u_{31}}{3} \end{cases} \quad (2-19)$$

En faisant intervenir les relations (2-18), on tire finalement :

$$\begin{cases} v_1 = (2c_1 - c_2 - c_3) \frac{V_{DC}}{3} \\ v_2 = (2c_2 - c_1 - c_3) \frac{V_{DC}}{3} \\ v_3 = (2c_3 - c_1 - c_2) \frac{V_{DC}}{3} \end{cases} \quad (2-20)$$

Les tensions simples s'écrivent aussi sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

En considérant l'expression (2-11), la tension statorique exprimée dans un repère de Concordia (lié au stator) s'écrit alors de la façon suivante :

$$\bar{v}_s = v_{sd} + jv_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_1 + v_2 \exp(j\frac{2\pi}{3}) + v_3 \exp(j\frac{4\pi}{3})) \quad (2-21)$$

La relation (2-16) montre qu'il existe huit combinaisons possibles de (c_1, c_2, c_3) . A partir de ces combinaisons, nous déterminons huit vecteurs tensions délivrées par l'onduleur dont six non nulles $(\bar{v}_1, \dots, \bar{v}_6)$ et deux sont nuls $(\bar{v}_0 \text{ et } \bar{v}_7)$. La table (2-1) illustre les vecteurs tension en fonction de l'état des interrupteurs. Les figures (2-3) et (2-4) représentent les vecteurs espace tension délivrés par l'onduleur.

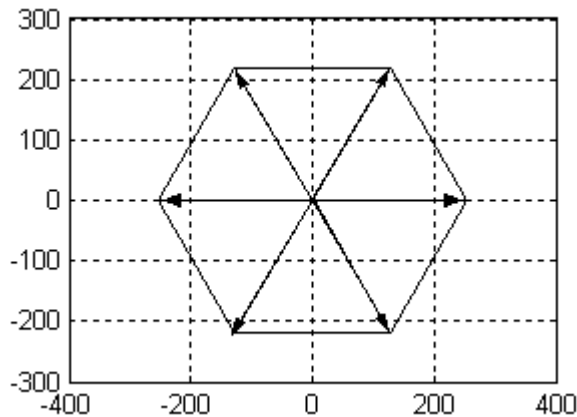


Figure (2-4) : Hexagone des tensions de l'onduleur

$\bar{v}_s = v_d + jv_q$	c_1	c_2	c_3	$\bar{v}_k$
0	0	0	0	$\bar{v}_0$
0	1	1	1	$\bar{v}_7$
$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	1	1	0	$\bar{v}_2$
$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}\left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	1	0	1	$\bar{v}_6$
$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	0	1	0	$\bar{v}_3$
$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	0	0	1	$\bar{v}_5$
$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}$	1	0	0	$\bar{v}_1$
$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}$	0	1	1	$\bar{v}_4$

Table(2-1) : combinaisons possibles

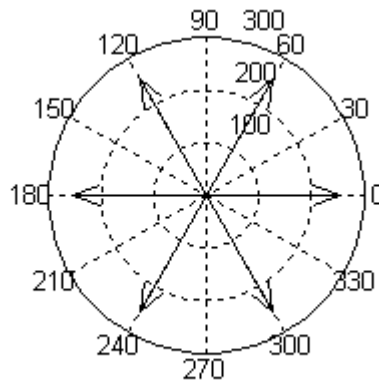


Figure (2-4) : Les vecteurs espace de tension de l'onduleur triphasé

5- la MLI vectorielle

Les vecteurs tension, fournis par l'onduleur, peuvent aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$\bar{v}_k = V_{\max} e^{j\theta_{vk}}, V_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}, \theta_{vk} = (k-1) \frac{\pi}{3}, k=1, 2, \dots, 6 \quad (2-22)$$

$$\bar{v}_1 = \bar{v}_7 = 0$$

Soit $\bar{v}_{ref}$ le vecteur tension de référence qu'on souhaite appliquer à la machine à un instant donné du régime. On détecte les deux vecteurs tension consécutifs de l'onduleur entre lesquels se trouve le vecteur de référence $\bar{v}_{ref}$, soient $\bar{v}_k$ et $\bar{v}_{k+1}$, figure(2-5). On applique alors $\bar{v}_k$ pendant un intervalle de temps τ_k et on applique $\bar{v}_{k+1}$ pendant un intervalle de temps τ_{k+1} .

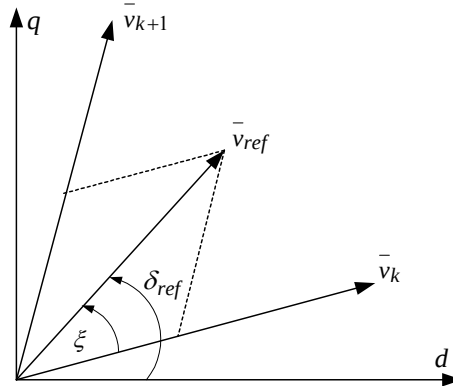


Figure (2-5): Synthèse MLI spatiale

Le vecteur tension de l'onduleur étant constant sur la durée de chaque commutation des clés. Alors pour que sa valeur moyenne sur T_c soit égale à $\bar{v}_{ref}$, on obtient la relation suivante :

$$\frac{\tau_k \bar{v}_k + \tau_{k+1} \bar{v}_{k+1}}{T_c} = \bar{v}_{ref} \quad (2-23)$$

Soit encore en faisant intervenir les amplitudes et les phases des différents vecteurs :

$$\frac{\tau_k V_{\max} e^{j\beta_k} + \tau_{k+1} V_{\max} e^{j\beta_{k+1}}}{T_c} = V_{ref} e^{j\delta_{ref}} \quad (2-24)$$

En posant : $\rho = \frac{V_{ref}}{V_{\max}}$, on peut aussi écrire :

$$\tau_k e^{j\beta_k} + \tau_{k+1} e^{j\beta_{k+1}} = T_c \rho e^{j\delta_{ref}} \quad (2-25)$$

En multipliant la relation précédente (2-25) par $e^{-j\beta_k}$, on obtient :

$$\tau_k + \tau_{k+1} e^{j(\beta_{k+1} - \beta_k)} = T_c \rho e^{j(\delta_{ref} - \beta_k)} \quad (2-26)$$

Soit encore, avec les notations définies par la figure (2-5):

$$\tau_k + \tau_{k+1} e^{j\alpha} = T_c \rho e^{j\xi} \quad (2-27)$$

D'après la relation (2-22), l'angle α est constant et vaut $\alpha = \frac{\pi}{3}$. La partie imaginaire fournit :

$$\tau_{k+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} T_c \rho \sin(\xi) \quad (2-28)$$

La partie réelle à son tour conduit à :

$$\tau_k + \frac{1}{2} \tau_{k+1} = T_c \rho \cos(\xi) \quad (2-29)$$

En injectant (2-28) dans (2-29) et en arrangeant les termes, on trouve:

$$\begin{aligned} \tau_k &= T_c \rho \left[\cos(\xi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\xi) \right] \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} T_c \rho \sin\left(\frac{\pi}{3} - \xi\right) \end{aligned} \quad (2-30)$$

La figure suivante fournit l'évolution de ces deux rapports cycliques temporels en fonction de l'angle de ξ (en degré) dans l'intervalle $[0 \ \pi/3]$ pour $\rho = 0.6$:

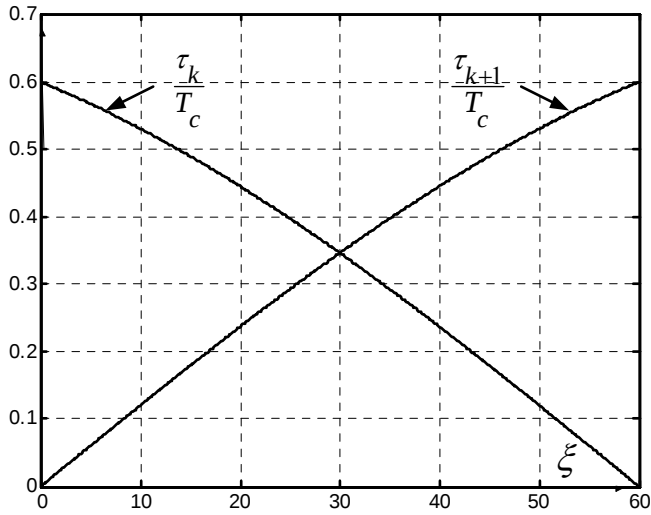


Figure (2-6) : Evolution des rapports cycliques temporels en fonction de l'angle ξ

Pendant la durée qui reste de la période $\tau_o = T_c - \tau_k - \tau_{k+1}$, on applique l'un des deux vecteurs nuls.

6- Différents modèles du moteur asynchrone dans un repère fixe lié au stator

6-1. Modèle de base

En appliquant la transformation de Concordia aux grandeurs du stator, d'une part, et à celles du rotor d'autre part avec un angle de Park $\theta = p\theta_m$, on obtient le modèle suivant faisant apparaître la vitesse électrique du rotor :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (2-33)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2-34)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (2-35)$$

En termes des composantes $d-q$, des modules et des arguments, on retiendra les notations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = \varphi_{ds} + j \varphi_{qs} = \Phi_s e^{j\theta_s} \\ \bar{\varphi}_r = \varphi_{dr} + j \varphi_{qr} = \Phi_r e^{j\theta_r} \\ \bar{i}_s = i_{ds} + j i_{qs} = I_s e^{j\beta_s} \\ \bar{i}_r = i_{dr} + j i_{qr} = I_r e^{j\beta_r} \\ \bar{v}_s = v_{ds} + j v_{qs} = V_s e^{j\alpha_s} \end{cases} \quad (2-36)$$

Il est à noter que les vecteurs courant et flux rotoriques atteignent en régime permanent la même pulsation que les grandeurs statoriques. Ce sont des grandeurs rotorique ramenées à la fréquence du stator.

Généralement on rassemble les équations magnétiques dans une même équation faisant apparaître le coefficient de dispersion de Blondel et un rapport de transformation.

$$\bar{\varphi}_s = \ell_s \bar{i}_s + m_r \bar{\varphi}_r \quad (2-37)$$

$$\ell_s = \sigma L_s \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad m_r = \frac{M}{L_r}$$

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

m_r : Rapport de transformation

Ces équations permettent de représenter un schéma équivalent, figure (2-7).

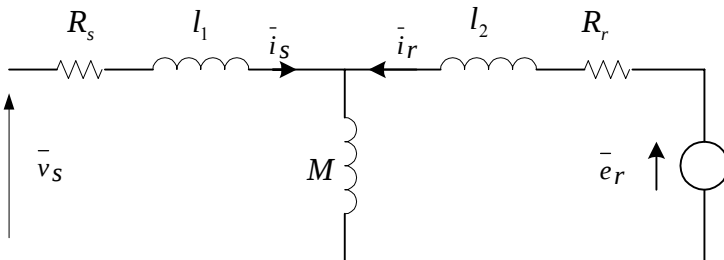


Figure (2-7) : Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone.

$l_1 = L_s - M$ et $l_2 = L_r - M$ sont les inductances cyclique de fuite du stator et du rotor et $\bar{e}_r = j\omega\bar{\varphi}_r$ la f.e.m.

Dans le modèle de base figure quatre variables ($\bar{i}_s, \bar{\varphi}_s, \bar{i}_r$ et $\bar{\varphi}_r$). Pour élaborer un modèle d'état, deux sont suffisantes. On retiendra les modèles les plus fréquents.

6-2. Modèle d'état courant et flux statoriques

En tirant $\bar{i}_r$ à partir de l'équation (2-35), d'une part, et en tirant $\bar{\varphi}_r$ de l'équation (2-37) d'autre part et en substituant finalement dans l'équation (2-33), cette dernière devient :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} &= \frac{1}{m_r} \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} - \frac{\ell_s}{m_r} \frac{d\bar{i}_s}{dt} \\ &= -\frac{R_r(\bar{\varphi}_s - L_s\bar{i}_s)}{M} + \frac{j\omega(\bar{\varphi}_s - \ell_s\bar{i}_s)}{m_r} \end{aligned} \quad (2-38)$$

Soit encore :

$$\ell_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + \frac{R_r(\bar{\varphi}_s - L_s\bar{i}_s)}{L_r} - j\omega(\bar{\varphi}_s - \ell_s\bar{i}_s) \quad (2-39)$$

En introduisant la relation (2-33), on aura le modèle ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = (j\omega - \frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r})\bar{i}_s + (\frac{1}{\tau_r} - j\omega)\frac{\bar{\varphi}_s}{\ell_s} + \frac{\bar{v}_s}{\ell_s} \\ \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = -R_s\bar{i}_s + \bar{v}_s \end{cases} \quad (2-40)$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{et} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Ce modèle peut être mis sous la forme d'état standard ci-dessous où $\bar{u}$ est la commande égale à la tension d'alimentation $\bar{v}_s$ du stator et A est une matrice dépendante de la vitesse électrique ω du rotor ; grandeur considérée pour le moment comme paramètre :

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B\bar{u}, \quad \bar{x} = [\bar{i}_s \quad \bar{\varphi}_s]^T, \quad \bar{u} = \bar{v}_s \quad (2-41)$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} (j\omega - \frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r}) & (\frac{1}{\tau_r\ell_s} - j\frac{\omega}{\ell_s}) \\ -R_s & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ell_s} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

6-3. Modèle d'état courant statorique et flux rotorique

Les variables d'état sont le courant statorique $\bar{i}_s$ et le flux rotorique $\bar{\varphi}_r$. Un développement des équations du modèle de base conduit à :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - (j\omega - \frac{1}{\tau_r})\bar{\varphi}_r - \frac{M}{\tau_r}\bar{i}_s = 0 \quad (2-43)$$

En dérivant l'équation de la relation (3-37), on obtient :

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \ell_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + m_r \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s \quad (2-44)$$

Cette relation donne :

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{\bar{i}_s}{\tau_{rs}} - \frac{m_r}{\ell_s} \bar{\varphi}_r (j\omega - \frac{1}{\tau_r}) + \frac{\bar{v}_s}{\ell_s} \quad (2-45)$$

$$\text{Avec : } \tau_{rs} = \frac{\ell_s}{R_s + m_r^2 R_r}$$

Le modèle d'état en courant statorique et flux rotorique est décrit par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{\bar{i}_s}{\tau_{rs}} - \frac{m_r}{\ell_s} (j\omega - \frac{1}{\tau_r}) \bar{\varphi}_r + \frac{\bar{v}_s}{\ell_s} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \bar{i}_s + (j\omega - \frac{1}{\tau_r}) \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (2-46)$$

De la même manière ce modèle peut être mis sous la forme standard :

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B\bar{u}, \quad \bar{x} = [\bar{i}_s \quad \bar{\varphi}_r]^T, \quad \bar{u} = \bar{v}_s \quad (2-47)$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r s} & \frac{m_r}{\ell_s} (j\omega - \frac{1}{\tau_r}) \\ \frac{M}{\tau_r} & j\omega - \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ell_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

6-4. Modèle d'état complètement en flux

Les équations (2-35) et (2-37) permettent d'exprimer le courant rotorique $\bar{i}_r$:

$$\bar{i}_r = \frac{(\sigma - 1)\bar{\varphi}_s + m_r \bar{\varphi}_r}{\sigma M} \quad (2-49)$$

D'autre part la première équation de la relation (2-33) permet d'exprimer :

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s = \bar{v}_s - \frac{1}{\sigma \tau_s} \bar{\varphi}_s + \frac{m_r}{\sigma \tau_s} \bar{\varphi}_r \quad (2-50)$$

La seconde équation du système (2-33) donne :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = -R_r \bar{i}_r + j\omega \bar{\varphi}_r \quad (2-51)$$

En remplaçant $\bar{i}_r$ par son expression établie en (2-49), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \frac{\bar{\varphi}_s}{\sigma \tau_s} + \frac{m_r}{\sigma \tau_s} \bar{\varphi}_r + \bar{v}_s \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = -\frac{(\sigma - 1)}{\sigma m_r \tau_r} \bar{\varphi}_s + (j\omega - \frac{1}{\sigma \tau_r}) \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (2-52)$$

La forme d'état standard est alors :

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B\bar{u}, \quad \bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{\varphi}_s & \bar{\varphi}_r \end{bmatrix}^T, \quad \bar{u} = \bar{v}_s \quad (2-53)$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\tau_r} & \frac{m_r}{\sigma\tau_s} \\ -\frac{(\sigma-1)}{\sigma m_r \tau_r} & j\omega - \frac{1}{\sigma\tau_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-54)$$

7- Expressions du couple instantané

La puissance est invariante du repère dans lequel elle est traitée.

$$P = \Re(\bar{v}_s \bar{i}_s^*) = \Re(\bar{V}_s \bar{I}_s^*) \quad (2-56)$$

Cette grandeur peut aussi se mettre sous la forme :

$$P = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} \quad (2-57)$$

Un développement permet de dégager l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} \Omega_s = \omega_s (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (2-58)$$

Où C_{em} est le couple mécanique développé sur l'arbre de la machine et Ω_s est la vitesse mécanique du champ statorique. Cette vitesse est liée à la pulsation électrique ω_s du champs et au nombre de paires de pôles p du bobinage par

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}. \text{ L'expression du couple devient :}$$

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (2-59)$$

Cette expression est aussi équivalente à la relation ci-dessous où $\Im$ désigne la partie imaginaire du nombre complexe.

$$C_{em} = -p \Im(\bar{\Phi}_s \bar{I}_s^*) \quad (2-60)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané. On retient en particulier :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (2-61)$$

$$C_{em} = p \cdot M (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (2-62)$$

Quelle que soit l'une des trois expressions, on constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Ces expressions rappellent le couple de la machine à courant continu. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment l'un de l'autre le terme de flux et le terme de courant.

3

COMMANDE SCALAIRE DES MACHINES ASYNCHRONES

1 - Introduction

La variation de la vitesse des machines à courant alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Pour contrôler le flux dans la machine, il faut varier l'amplitude des tensions et courants. On peut alors envisager deux modes d'alimentation :

- Alimentation en tension (Onduleur de tension),
- Alimentation en courant (Onduleur de courant).

Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge.

2- Démarrage du moteur asynchrone

Les résultats suivants sont simulés en supprimant le variateur et en alimentant le moteur directement par un réseau triphasé de tension. Les paramètres du moteur utilisés sont résumés dans la table (3-1).

Table (3-1). Paramètres du moteur

Tension nominale V_s	220 V
Puissance nominale	3 kW
Couple nominal	19 N.m
Vitesse nominale	1460 rad / sec

Nombre de paire de pôle	2
Résistance statorique R_s	1.411Ω
Résistance rotorique R_r	1.045Ω
Inductance cyclique du stator L_s	$0.1164 H$
Inductance cyclique du rotor L_r	$0.1164 H$
Inductance cyclique magnétisante M	$0.1113 H$
Inductance statorique cyclique des fuites totales ℓ_s	$0.01 H$
Moment d'inertie J	0.011 kg m^2

L'oscillogramme de la figure (3-1) représente l'évolution du courant et de la vitesse au démarrage d'un moteur asynchrone à vide. On note un appel d'un fort courant à la mise sous tension ; la valeur instantanée de ce courant peut atteindre trois fois le courant nominal pour le cas étudié. La figure (3-2) représente l'évolution du couple et de la vitesse toujours au démarrage d'un moteur asynchrone à vide. Des oscillations de couple apparaissent et peuvent atteindre trois fois le couple nominal. La dernière figure (3-3) illustre la caractéristique mécanique du couple en fonction de la vitesse de rotation pendant le démarrage à vide.

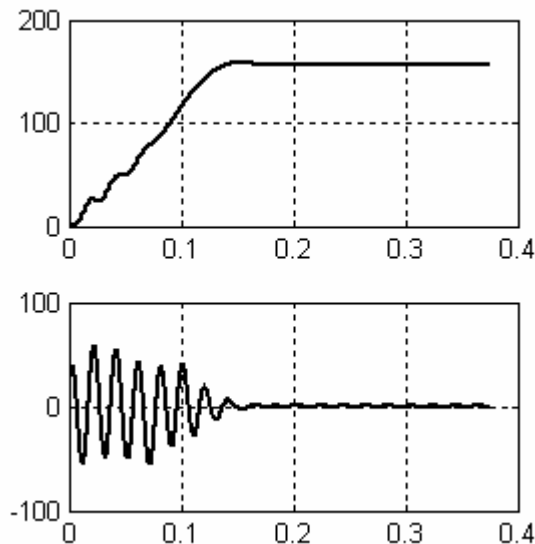


Figure (3-1) : Evolution du courant et de la vitesse

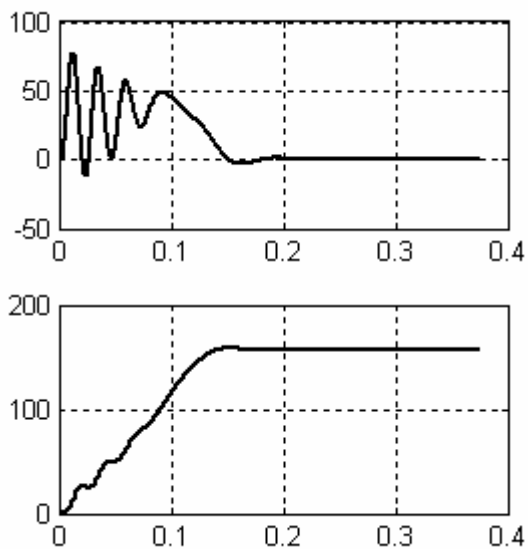


Figure (3-2) : Evolution du couple et de la vitesse

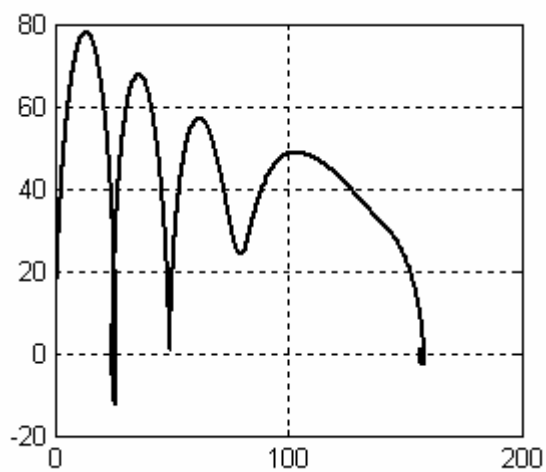


Figure (3-3) : Caractéristique couple vitesse

3- Contrôle scalaire.

3-1. Introduction

Cette première méthode de contrôle équipe le plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesses. On peut envisager avec ce type de commande un positionnement de la machine. Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine nécessite le contrôle de son flux magnétique, selon deux modes :

- Le contrôle indirect, en imposant l'amplitude de la tension ou du courant en fonction des fréquences.
- Le contrôle direct, en régulant le flux ; ce qui nécessite sa mesure ou son estimation.

Le deuxième mode, plus compliqué à mettre en œuvre, permet de mieux imposer le flux au cours des régimes transitoires.

3-2. Caractéristiques du moteur asynchrone.

Pour alléger les notations, on pose :

$$\bar{X} = Xd + jXq \quad (3-1)$$

En régime permanent est dans un repère lié au rotor, l'équation du circuit rotorique s'écrit :

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_g L_r \bar{I}_r + j\omega_g M \bar{I}_s \quad (3-2)$$

ω_g : La pulsation des courants rotoriques

La relation exprimant le flux statorique est :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (3-3)$$

A partir de ces équations, on en déduit :

$$\bar{I}_r = -\frac{j\omega_g M}{R_r + jL_r \omega_g} \bar{I}_s \quad (3-4)$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \frac{R_r + j\omega_g \sigma L_r}{R_r + jL_r \omega_g} \bar{I}_s \quad (3-5)$$

En posant $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ la constante de temps statorique et $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique. En module, l'expression précédente devient :

$$I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r \omega_g)^2}{1 + (\sigma \omega_g \tau_r)^2}} \quad (3-6)$$

Cette relation est la base des lois de commande à flux constant des machines alimentées en courant.

Rappelons qu'en régime sinusoïdal équilibré, la norme d'une grandeur triphasé $\bar{X}$ représentée dans un référentiel $d-q$ par $\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}$ est : $\sqrt{x_d^2 + x_q^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} X_{\max}$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = pM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) = pM \Im(\bar{I}_s \bar{I}_r^*) \quad (3-7)$$

D'où à partir de l'équation (3-4), (3-5) et (3-7), le couple électromagnétique s'écrit sous la forme :

$$C_{em} = p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_s^2 \frac{\omega_g}{R_r (1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2)} \quad (3-8)$$

Soit :

$$C_{em} = 3p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_{seff}^2 \frac{\omega_g}{R_r (1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2)} \quad (3-9)$$

Les interactions avec le couple $C_r(\Omega)$ du couple résistant imposé sur l'arbre du moteur en fonction de la vitesse montrent que la vitesse évolue avec la tension. Deux caractéristiques ont été tracées, correspondant à :

$$C_r = cste \text{ et } C_r = k\Omega^2$$

La variation de la vitesse sera d'autant plus grande que la pente de $C_{em}(\Omega)$, qui dépend directement de la résistance rotorique R_r , au voisinage de la vitesse de synchronisme, sera plus faible, figure (3-4).

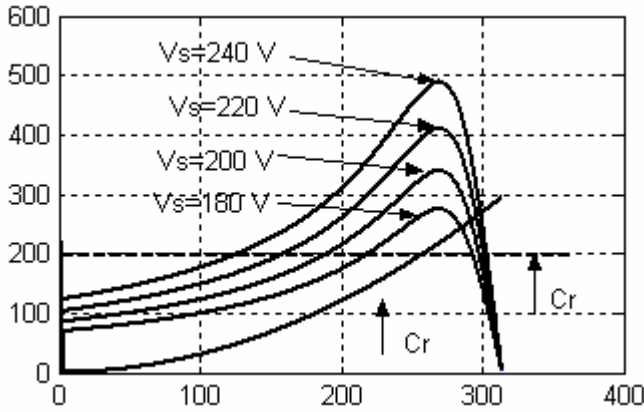


Figure (3-4) : Caractéristique couple vitesse d'une machine asynchrone.

Cette relation montre clairement que lorsque le module du flux est constant, le couple ne dépend que de la pulsation ω_g . La valeur du couple est fixée par ω_g et le module du flux. En fonctionnement nominal, pour un couple donné, on peut déterminer le glissement donnant le couple maximum pour le quel la réactance de fuite et la résistance rotorique sont égales :

$$C_{em\max} = 3p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_{seff}^2 \frac{1}{2\sigma L_r} \quad (3-10)$$

$$\omega_{g\max} = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (3-11)$$

Si le glissement est suffisamment faible, on peut écrire :

$$C_{em} = \alpha (\Phi_s^2) \omega_g \quad (3-12)$$

La pulsation ω_g permet de régler le couple.

En régime permanent et dans un repère lié au stator, la tension d'alimentation est exprimée par la relation (3-13).

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r \quad (3-13)$$

En remplaçant $\bar{I}_r$ par son expression (3-4) et après un développement élémentaire, on obtient :

$$\bar{V}_s = \frac{R_s}{1 + j\tau_r\omega_g} \left[(1 - \sigma\tau_s\tau_r\omega_s\omega_g) + j(\tau_r\omega_g + \tau_s\omega_s) \right] \bar{I}_s \quad (3-14)$$

En se reportant à (3-6), le module de cette tension est :

$$V_s = \frac{\Phi_s}{\tau_s} \sqrt{\frac{(1 - \sigma\tau_s\tau_r\omega_s\omega_g)^2 + (\tau_r\omega_g + \tau_s\omega_s)^2}{1 + (\sigma\omega_g\tau_r)^2}} \quad (3-15)$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et des flux statoriques. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale.

Compte tenu des dispositifs utilisés, deux modes de commande sont possibles :

- Une commande par contrôle de la fréquence ω_s et du courant ou de la tension statorique.
- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotoriques ω_g . Mais des considérations de stabilité et l'application des lois précédentes montrent nettement l'avantage de la deuxième approche.

3-3. Machine asynchrone alimentée en tension

La loi de commande (3-15) permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée. En effet, si la pulsation rotorique est très faible, elle devient :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\tau_s \omega_s}\right)^2} \quad (3-17)$$

Si de plus, la chute de tension due à la résistance R_s est négligeable, on a :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \quad (3-18)$$

Ce qui caractérise une loi en $\frac{V_s}{f_s} = cste$

Si la fréquence statorique diminue, les réactances de fuites décroissent. Par contre les résistances demeurent à peu près constantes. Le terme $R_s I_s$ n'est plus

négligeable. Une régulation en $\frac{V_s}{f_s} = cste$ conduirait à de fortes variations du flux.

Les pertes doivent être compensées par une augmentation ΔV_s par rapport à $\Phi_s \omega_s$.

Ces lois simplifiées ne suffisent donc pas à réguler le flux pour les faibles valeurs de ω_s et les forts glissements. On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique.

$$V_s = \Phi_s (\omega_s + k \omega_g)$$

$$k = \frac{\tau_r}{\tau_s} \quad (3-19)$$

Les lois précédentes assurent un maintien du flux, jusqu'à la vitesse nominale. Au-delà la tension ne peut plus évoluer. Elle est maintenue constante et égale à $V_{s \max} = V_n$.

Considérons les différents types de fonctionnement lorsque V_s est maintenu constante :

- Si le courant est régulé

$$C_{em} \omega_s = cste \quad (3-20)$$

$$I_s = cste \quad (3-21)$$

- Si la pulsation ω_g est donnée et suffisamment faible, le glissement est nécessairement limité, les équations (3-6), (3-8) et (3-15) montrent que :

$$C_{em} \omega_s^2 = cste \quad (3-22)$$

$$\Phi_s \omega_s = cste \quad (3-23)$$

$$I_s \omega_s = cste \quad (3-24)$$

En général trois modes opératoires sont successivement utilisés, figure (3-5). Jusqu'à la fréquence nominale ($\omega_s = \omega_n$), la loi de commande assure un fonctionnement à flux constant et donc, pour une pulsation rotorique donnée, à couple constant. Au-delà de cette fréquence, la commande commute sur le mode à puissance constante puis à partir de $c \omega_n$ (c en général compris entre 1.5 et 2.5) sur celui à $C_{em} \omega_s^2 = cste$. Ce dernier mode correspond à celui d'une machine à courant continu à excitation série.

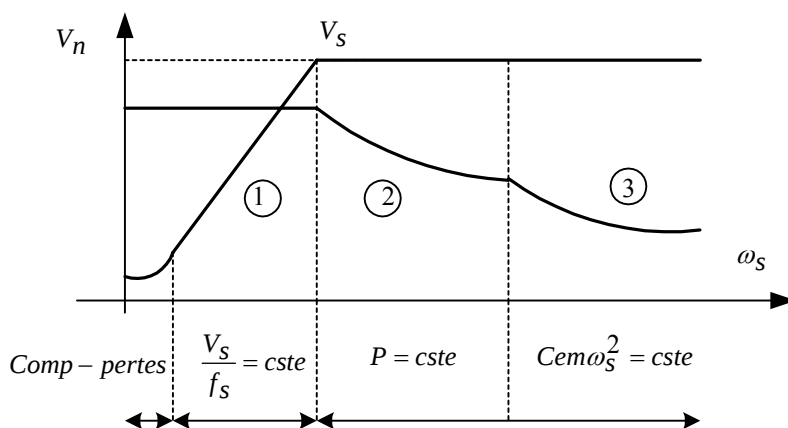


Figure (3-5) : Autopilotage et commande scalaire – Modes de fonctionnement

V_s et I_s représentent respectivement les valeurs efficace de la tension et du courant par phase au niveau du stator de la machine.

La figure (3-6) illustre une structure de principe permettant le contrôle du couple en régime établi.

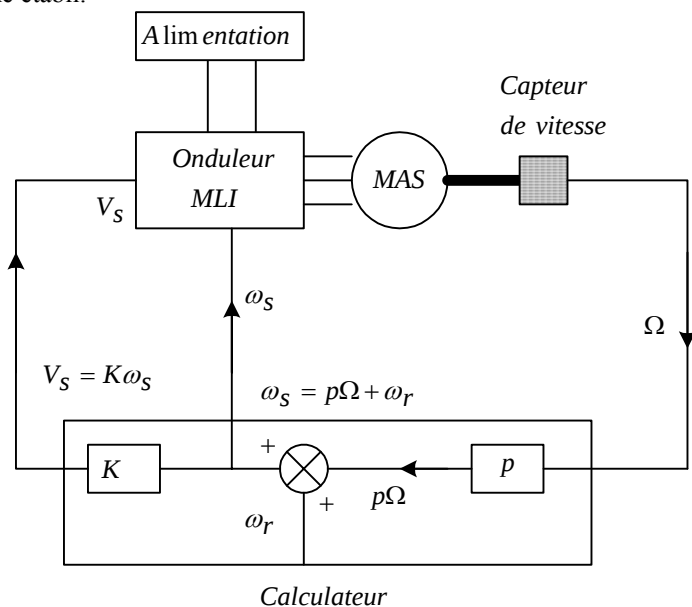


Figure (3-6) : structure de commande à $\frac{V}{f} = \text{Cste}$

3-4. Machine asynchrone alimentée en courant.

La composante directe du vecteur courant est fixée sur l'axe d ; ce qui entraîne : $I_{ds} = I_s$ et $I_{qs} = 0$. Les équations du modèle de la machine peuvent se mettre alors sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -M\omega_s \\ \omega_s L_s & M\omega_s & 0 \\ 0 & R_r & -\omega_g L_r \\ \omega_g M & \omega_g L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

On impose soit le flux statorique Φ_s , soit le flux rotorique Φ_r . On obtient les relations suivantes liant le courant statorique, les flux et le couple :

$$\Phi_s = L_s I_s \sqrt{\frac{1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2}{1 + (\omega_g \tau_r)^2}} \quad (3-26)$$

$$\Phi_r = \frac{M}{\sqrt{1 + (\tau_r \omega_g)^2}} I_s \quad (3-27)$$

$$C_{em} = p \frac{M \Phi_r^2 \omega_g}{R_r} \quad (3-28)$$

Les caractéristiques $I_s(\omega_g)$ à Φ_s constant sont indiquées sur la figure (3-7). Pour Φ_s ou Φ_r maintenu constant, le couple électromagnétique C_{em} et le courant statorique I_s ne dépendent que de ω_g .

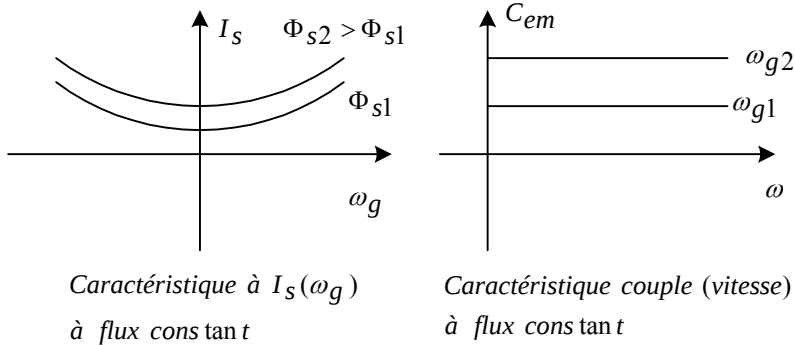


Figure (3-7) : Caractéristique courant couple à flux constant

3-5. Estimateur de flux et de couple

On se limitera à étudier dans cette partie le contrôle direct du flux magnétique. Pour certaines machines et sur certains bancs d'essai, on ne dispose pas de capteur de flux. On doit donc estimer le flux (d'autres solutions existent à savoir les observateurs). Une des plus simple consiste à mesurer deux courant et deux tensions statoriques de la machine, figure (3-8)

Dans les axes fixes $d-q$, on les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) \\ \varphi_{qs} = \int (V_{vqs} - R_s i_{qs}) \end{cases} \quad (3-29)$$

On peut en déduire le module du flux ainsi que le couple électromagnétique :

$$\sqrt{2}\Phi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2} \quad (3-30)$$

$$C_{em} = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (3-31)$$

De même, on peut estimer les composantes du flux rotorique dans les axes fixes $d-q$ ainsi que son module.

$$\varphi_{dr} = \frac{L_r}{M}(\varphi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (3-32)$$

$$\varphi_{qr} = \frac{L_r}{M}(\varphi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (3-33)$$

$$\sqrt{2}\Phi_r = \sqrt{\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2} \quad (3-34)$$

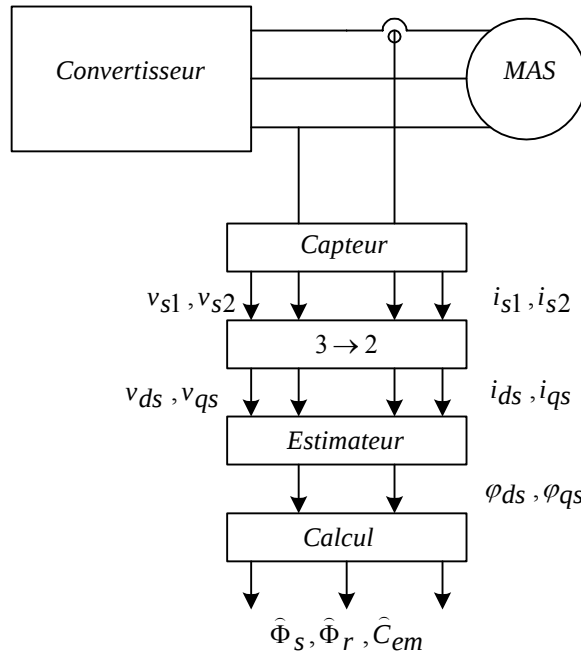


Figure (3-8) : Estimateur du flux et du couple.

3-6. Régulation du flux magnétique avec une alimentation en courant

On réalise une régulation cascade flux courant, la sortie du régulateur de flux étant la référence de courant, figure (3-9). Comme le contrôle vectoriel utilise le flux rotorique, on régle ce dernier. On choisit donc des axes $d-q$ liés à ce flux tel que le courant $\bar{I}_s$ est suivant l'axe d ($I_s = I_{ds}, I_{qs} = 0$).

Les équations au rotor sont exprimées par :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{d}{dt} I_{dr} + M \frac{d}{dt} I_s - L_r \omega_g I_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{d}{dt} I_{qr} + M \omega_g I_s + L_r \omega_g I_{dr} \end{cases} \quad (3-35)$$

Sachant que :

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - MI_s}{L_r} \quad (3-36)$$

La deuxième équation du système donne :

$$I_{qr} = -\frac{\omega_g}{1 + s\tau_r} \Phi_{dr} \quad (3-37)$$

Deux cas sont à distinguer :

1^{er} cas :

Dans un premier temps, la pulsation des courants rotoriques est assimilée à un paramètre. Ceci est vrai si ces variations sont lentes vis-à-vis de celles des courants et du flux. D'où les deux fonctions de transfert :

$$\frac{\hat{\Phi}_{dr}}{I_s} = \frac{M(1 + s\tau_r)}{(1 + s\tau_r)^2 + (\tau_r \omega_g)^2} \quad (3-38)$$

$$\frac{\hat{\Phi}_{qr}}{I_s} = \frac{M \tau_r \omega_g}{(1 + s\tau_r)^2 + (\tau_r \omega_g)^2} \quad (3-39)$$

$\hat{\Phi}$: Module du flux rotorique estimé

$\hat{\Phi}_{dr}$: Module du flux rotorique estimé

$\hat{\Phi}_{qr}$: Module du flux rotorique estimé

Pour les faibles valeurs de la pulsation rotorique, la fonction de transfert se ramène à une fonction de transfert du premier ordre et de gain constant :

$$\frac{\Delta \hat{\Phi}_r}{\Delta I_s} \cong \frac{M}{1 + s\tau_r} \quad (3-40)$$

2^{ème} cas

Dans un deuxième temps, la pulsation des courants rotoriques est une variable comme les courants et les flux. L'étude autour d'un point de fonctionnement et pour des petites variations amène aux relations suivantes :

$$\Delta \hat{\Phi}_{dr} = F_1(s) \Delta I_s + G_1(s) \Delta \omega_g \quad (3-41)$$

$$\Delta \hat{\Phi}_{qr} = F_2(s) \Delta I_s + G_2(s) \Delta \omega_g \quad (3-42)$$

Les conclusions sont comparables pour les régimes transitoires du flux. A flux constant, le courant statorique et la pulsation rotorique sont liés et les résultats sont comparables au premier cas.

La régulation du courant étant infiniment rapide. La fonction de transfert est alors assimilée à un premier ordre caractérisée par une constante de temps τ_i .

$$\frac{\Delta \hat{\Phi}_r}{\Delta I_s \text{ref}} \cong \frac{M}{1 + s\tau_r} \frac{1}{1 + s\tau_i} \quad (3-43)$$

La constante du temps τ_r est beaucoup plus grande que la constante du temps τ_i .

Un régulateur PI est suffisant dont la fonction de transfert est :

$$R(s) \cong k \frac{1 + s\tau}{s\tau} \quad (3-44)$$

D'où le schéma bloc de la régulation du flux en alimentation en courant, figure (3-9) et le schéma complet d'une commande scalaire en alimentation directe du flux en alimentation en courant avec un onduleur de tension, figure (3-10).

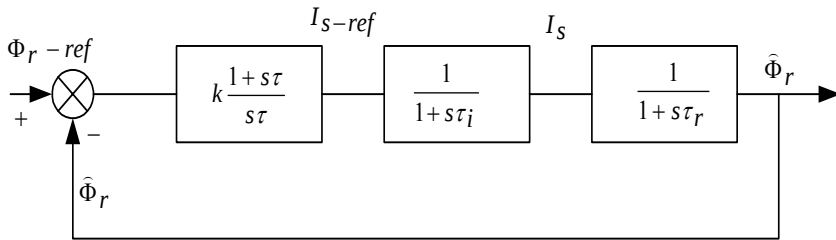


Figure (-) : Schéma de la régulation de flux en alimentation en courant

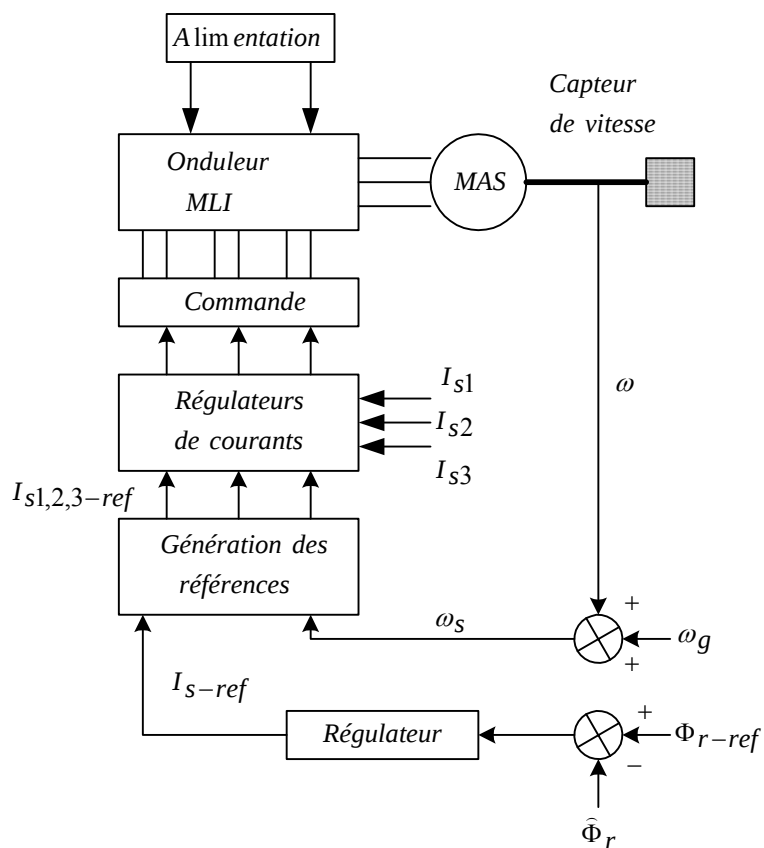


Figure (3-11) : Commande scalaire avec contrôle direct du flux en alimentation en courant

4

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYNCHRONES

1- Introduction

Le couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée dont la structure électrotechnique est donnée par la figure (4-1) s'exprime par :

$$C = K \Phi I_A \quad (4.1)$$

Le flux est fixé par le courant d'excitation I_F et le couple se contrôle d'une façon complètement découplée en agissant sur le courant induit I_A par l'intermédiaire de la tension d'alimentation U_A . Cette opération est rendue réellement possible avec le développement des hacheurs.

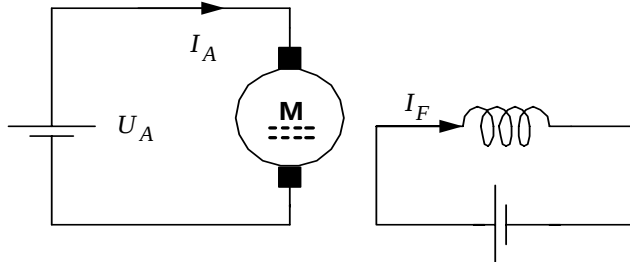


Figure (4-1) : Moteur DC à excitation séparée

Pour les machines asynchrones, l'expression du couple électromagnétique, établit précédemment, contient les différentes composantes du courant et du flux. La

conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite un choix judicieux du repère. Ce choix va permettre de transformer l'expression du couple électromagnétique de telle façon que la machine se rapproche de la machine à courant continu, tout au moins pour l'expression du couple.

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état dont le modèle sera de type :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (4-2)$$

Les matrices $[X]$ et $[\dot{X}]$ sont le vecteur d'état et sa dérivée. La matrice $[U]$ représente le vecteur de commande.

Le choix de la variable de commande, du repère et du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) fixe :

- Les coefficients dépendant du temps (ω_s , ω_g ou ω_m) dans la matrice d'état décrivant la machine et son alimentation,
- Les paramètres susceptibles de varier avec la température, la fréquence ou la saturation dans les lois de commande obtenues à partir de l'exploitation du modèle de la machine.

Il en résulte du type d'alimentation et des possibilités de mesure ou d'estimation.

La synthèse d'une commande vectorielle se déroule en plusieurs phases :

- Choisir la machine et son alimentation,
- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement),
- Déterminer le repère $d-q$ et la nature de l'orientation (du flux rotorique sur l'axe d par exemple),
- En déduire les variables de commande (courants i_{ds} , i_{qs} , pulsation ω_g ...) adaptées au type d'alimentation, un modèle d'état de la machine faisant apparaître la variable intervenant dans l'orientation (courant, flux, ...),
- Déterminer, à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère. Ce dernier peut être relié :

au stator : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_g}{dt} = -\omega_m$

au rotor : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m$ et $\frac{d\theta_g}{dt} = 0$

au champ tournant : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_g}{dt} = \omega_s - \omega_m = \omega_g$

En général, la dernière solution est retenue pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues dans ce référentiel. Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut opérer un changement de référentiel ; c'est la transformation inverse de Park.

Cependant le repère lié au stator est aussi utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directes.

De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou le contrôle, il convient pour passer à ce repère, d'opérer les deux transformations $123 \rightarrow dq$ fixe et dq fixe $\rightarrow dq$ tournant . Si bien qu'une commande vectorielle comprendra souvent cette double transformation.

Le repère lié au stator est aussi utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directes.

2- Différents modèles du moteur asynchrone dans un repère tournant lié au flux statorique

Exprimons l'ensemble des grandeurs de la machine dans un repère tournant de Park dont l'axe d est porté par le vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s$ exprimé dans le repère fixe du stator.

En vertu des propriétés des transformations, le passage du repère fixe de Concordia lié à l'axe de la phase 1 de l'enroulement du stator au nouveau repère considéré s'effectue d'une façon simple par l'opérateur de rotation $e^{-j\theta_s}$. Notons en premier lieu les différentes grandeurs dans ce nouveau repère comme suit:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \bar{\varphi}_s e^{-j\theta_s} = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} = \Phi_s \\ \bar{\Phi}_r = \varphi_r e^{-j\theta_s} = \Phi_{dr} + j\Phi_{qr} = \Phi_r e^{j(\theta_r - \theta_s)} \\ \bar{I}_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_s} = I_{ds} + jI_{qs} = I_s e^{j(\beta_s - \theta_s)} \\ \bar{I}_r = \bar{i}_r e^{-j\theta_s} = I_{dr} + jI_{qr} = I_r e^{j(\beta_r - \theta_s)} \\ \bar{V}_s = v_s e^{-j\theta_s} = V_{ds} + jV_{qs} = V_s e^{j(\alpha_s - \theta_s)} \end{cases} \quad (4-3)$$

2-1. Modèle de base

Les équations magnétiques restent invariantes puisqu'elles sont totalement algébriques :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (4-4)$$

Cependant, les équations des tensions contiennent des dérivées temporelles et de ce fait elles se transforment en :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d \bar{\Phi}_s}{dt} + j \omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} + R_r \bar{I}_r + j \omega_{gs} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-5)$$

L'équation (4-6) fait apparaître la vitesse du glissement entre le rotor et le vecteur flux statorique :

$$\omega_{gs} = \frac{d \theta_s}{dt} - p \frac{d \theta_m}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_s - p \omega_m \quad (4-6)$$

Sachant par ailleurs que le vecteur flux statorique est ici purement réel.

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (4-7)$$

Le modèle développé en termes de ses composantes est le suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d \Phi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \Phi_s \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} + R_r I_{dr} - \omega_{gs} \Phi_{qr} = 0 \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} + R_r I_{qr} + \omega_{gs} \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (4-8)$$

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (4-9)$$

2-2. Modèle d'état courant et flux statoriques

Par simple application de l'opérateur de rotation $e^{-j\theta_s}$ aux modèles établis au chapitre 2 et sachant que :

$$e^{-j\theta_s} \frac{d\bar{x}}{dt} = j\omega \bar{x} + \frac{d\bar{x}}{dt} \quad (4-10)$$

A titre d'exemple, on reprend le modèle en courant et flux statorique formulé dans un repère fixe dit de Concordia. La transformation dans un repère tournant lié au stator se fait par la multiplication par l'opérateur $e^{-j\theta_s}$.

$$\begin{cases} e^{-j\theta_s} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = (j\omega - \frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r})\bar{i}_s e^{-j\theta_s} + (\frac{1}{\tau_r} + j\omega) \frac{\bar{\varphi}_s}{\ell_s} e^{-j\theta_s} + \frac{\bar{v}_s}{\ell_s} e^{-j\theta_s} \\ e^{-j\theta_s} \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = -R_s \bar{i}_s e^{-j\theta_s} + \bar{v}_s e^{-j\theta_s} \end{cases} \quad (4-11)$$

Ce système devient :

$$\begin{cases} j\omega_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{i}_s}{dt} = (j\omega - \frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r})\bar{i}_s + (\frac{1}{\tau_r} + j\omega) \frac{\bar{\Phi}_s}{\ell_s} + \frac{\bar{V}_s}{\ell_s} \\ j\omega_s \bar{\Phi}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = -R_s \bar{i}_s + \bar{V}_s \end{cases} \quad (4-12)$$

On a finalement le modèle en courant et flux statorique dans un repère tournant lié au flux statorique.

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = (-j\omega_{gs} - \frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1}{\sigma\tau_r})\bar{i}_s + (\frac{1}{\tau_r} - j\omega) \frac{\bar{\Phi}_s}{\ell_s} + \frac{\bar{V}_s}{\ell_s} \\ \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = -R_s \bar{i}_s - j\omega_s \bar{\Phi}_s + \bar{V}_s \end{cases} \quad (4-13)$$

2-3. Modèle d'état courant statorique et flux rotorique

La même transformation permet de déduire le modèle d'état courant statorique et flux rotorique en multipliant par l'opérateur de la transformation $e^{-j\theta_s}$.

$$\begin{cases} \frac{d \bar{I}_s}{dt} = - \left(j \omega_s + \frac{1}{\tau_{rs}} \right) \bar{I}_s - \frac{m_r}{\ell_s} \left(j \omega - \frac{1}{\tau_r} \right) \bar{\Phi}_r + \frac{\bar{V}_s}{\ell_s} \\ \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s - \left(j \omega_{gs} + \frac{1}{\tau_r} \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-14)$$

2-4. Modèle d'état complètement en flux magnétiques

Le même développement conduit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d \bar{\Phi}_s}{dt} = - \left(j \omega_s + \frac{1}{\sigma \tau_s} \right) \bar{\Phi}_s + \frac{m_r \bar{\Phi}_r}{\sigma \tau_s} + \bar{V}_s \\ \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} = - \frac{(\sigma - 1)}{\sigma \tau_r m_r} \bar{\Phi}_s - \left(j \omega_{gs} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-15)$$

2-5. Avantages de ce type de repère

L'orientation du flux statorique permet de dégager :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d \Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (4-16)$$

Le couple électromagnétique se ramène à :

$$C_{em} = p \Phi_{ds} I_{qs} \quad (4-17)$$

Deux avantages principaux concourent pour l'utilisation de ce type de repère :

i) Dans le cas où l'effet de la chute de tension dans la résistance du stator pourrait être négligé, ce qui souvent admis, l'amplitude du flux statorique devient directement contrôlable par la composante directe V_{ds} de la tension d'alimentation :

$$\frac{d \Phi_s}{dt} \approx V_{ds} \quad (4-18)$$

ii) Dans le cas de la même hypothèse sur la résistance du stator, la pulsation du stator s'exprime par la relation algébrique ci-dessous :

$$\omega_s \approx \frac{V_{qs}}{\Phi_s} \quad (4-19)$$

Ceci implique que une fois le réglage de l'amplitude du flux statorique est assuré par la composante directe V_{ds} de la tension, la pulsation pourrait être réglée par la composante en quadrature V_{qs} de cette tension.

3- Différents modèles du moteur asynchrone dans un repère tournant lié au flux rotorique

Le développement reste similaire à ce qui précède. La transformation des différents modèles dans un repère tournant de Park dont l'axe d est porté par le vecteur flux rotorique $\bar{\varphi}_r$ exprimé dans le repère fixe du stator s'effectue cette fois ci par l'opérateur de rotation $e^{-j\theta_r}$. Dans ce nouveau repère, notons les grandeurs comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \bar{\varphi}_s e^{-j\theta_r} = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} = \Phi_s e^{j(\theta_s - \theta_r)} \\ \bar{\Phi}_r = \bar{\varphi}_r e^{-j\theta_r} = \Phi_{dr} + j\Phi_{qr} = \Phi_r \\ \bar{I}_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_r} = I_{ds} + jI_{qs} = I_s e^{j(\beta_s - \theta_r)} \\ \bar{I}_r = \bar{i}_r e^{-j\theta_r} = I_{dr} + jI_{qr} = I_r e^{j(\beta_r - \theta_r)} \\ \bar{V}_s = \bar{v}_s e^{-j\theta_r} = V_{ds} + jV_{qs} = V_s e^{j(\alpha_s - \theta_r)} \end{cases} \quad (4-20)$$

Il est à souligner ici que si le vecteur flux rotorique est purement réel, on a en conséquence :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4-21)$$

Les équations contenant des dérivées temporelles restent aussi invariantes par rapport à ce qu'a été précédemment à condition de remplacer la vitesse

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ du champs statorique par le vitesse } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \text{ du champs}$$

rotorique. Nous avons en conséquence les modèles suivants.

3-1. Modèle de base

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d \bar{\Phi}_s}{dt} + j \omega_r \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} + R_r \bar{I}_r + j \omega_{gr} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-22)$$

On retrouve ici la vitesse du glissement entre le rotor et le vecteur flux rotorique :

$$\omega_{gr} = \frac{d \theta_r}{dt} - p \frac{d \theta_m}{dt} = \omega_r - \omega = \omega_r - p \omega_m \quad (4-23)$$

Ce modèle développé en termes de ses composantes est équivalent à :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d \Phi_{ds}}{dt} - \omega_r \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d \Phi_{qs}}{dt} + \omega_r \Phi_{ds} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} + R_r I_{dr} = 0 \\ R_r I_{qr} + \omega_{gr} \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (4-24)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ 0 = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (4-25)$$

3-2. Modèle d'état courant et flux statoriques

$$\begin{cases} \frac{d \bar{I}_s}{dt} = (-j \omega_{gr} - \frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1}{\sigma \tau_r}) \bar{I}_s + (\frac{1}{\tau_r} - j \omega) \frac{\bar{\Phi}_s}{\ell_s} + \frac{\bar{V}_s}{\ell_s} \\ \frac{d \bar{\Phi}_s}{dt} = -R_s \bar{I}_s - j \omega_r \bar{\Phi}_s + \bar{V}_s \end{cases} \quad (4-26)$$

3-3. Modèle d'état courant statorique et flux rotorique

$$\begin{cases} \frac{d \bar{I}_s}{dt} = - (j \omega_r + \frac{1}{\tau_{rs}}) \bar{I}_s - \frac{m_r}{\ell_s} (j \omega - \frac{1}{\tau_r}) \bar{\Phi}_r + \frac{\bar{V}_s}{\ell_s} \\ \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s - (j \omega_{gr} + \frac{1}{\tau_r}) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-27)$$

3-4. Modèle d'état complètement en flux magnétiques

$$\begin{cases} \frac{d \bar{\Phi}_s}{dt} = - (j \omega_r + \frac{1}{\sigma \tau_s}) \bar{\Phi}_s + \frac{m_r \bar{\Phi}_r}{\sigma \tau_s} + \bar{V}_s \\ \frac{d \bar{\Phi}_r}{dt} = - \frac{(\sigma - 1)}{\sigma \tau_r m_r} \bar{\Phi}_s - (j \omega_{gr} + \frac{1}{\sigma \tau_r}) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (4-28)$$

3-5. Avantages de ce type de repère

Le fond du FOC revient à commander le flux rotorique par la composante directe I_{ds} du courant et le couple par la composante en quadrature I_{qs} . En effet :

$$\frac{d \Phi_{dr}}{dt} = -R_r I_r \quad (4-29)$$

Le courant rotorique s'exprime à partir du système par :

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - M I_{ds}}{L_r} \quad (4-30)$$

L'avantage le plus important et le plus connu est que ce type de repère permet d'exprimer la dynamique de l'amplitude du flux rotorique par une équation du premier ordre où la composante directe I_{ds} du courant statorique apparaît comme une commande :

$$\frac{d \Phi_r}{dt} = \frac{M I_{ds} - \Phi_r}{\tau_r} \quad (4-31)$$

Un second avantage qui ne manque pas d'intérêt aussi est que la pulsation du glissement du rotor par rapport à son champ peut s'exprimer par la relation algébrique (4-33).

La composante quadrature du flux rotorique est nulle ; ce qui permet de déduire une relation entre I_{qr} et I_{qs} .

$$I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{qs} \quad (4-32)$$

La pulsation du glissement est :

$$\omega_{gr} = \frac{M I_{qs}}{\tau_r \Phi_r} \quad (4-33)$$

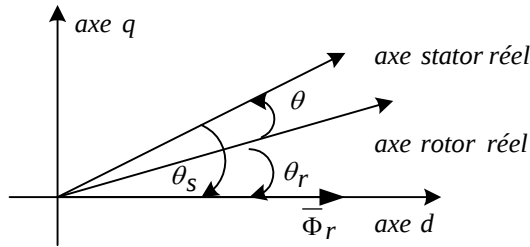
Ceci implique que une fois le réglage de l'amplitude du flux rotorique est assuré par la composante directe I_{ds} du courant du stator, la pulsation de glissement pourrait être réglée par la composante en quadrature I_{qs} du même courant.

4- description d'une commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Plusieurs stratégies sont envisageables. On va décrire ici une commande à flux rotorique orienté alimentée en tension.

Pour la commande vectorielle l'axe d du repère de Park est aligné sur l'axe du champ rotorique tournant. En imposant $\Phi_{qr} = 0$ donc $\Phi_r = \Phi_{dr}$ et on suppose que

le flux rotorique est constant ($\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = 0$). Le diagramme vectoriel du flux est représenté par la figure (4-2).



La Figure (4-2) : montre le flux rotorique orienté sur l'axe d .

L'équation (4-27) s'annule ; ce qui permet de déduire les composantes du vecteur courant $\bar{I}_s$:

$$I_{ds} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (4-34)$$

$$I_{qs} = \frac{\Phi_r \omega_{gr} \tau_r}{M} \quad (4-35)$$

Ces équations constituent l'avantage principal du choix d'un tel référentiel. En effet l'équation (4-34) montre que le flux rotorique est commandé par la composante directe I_{sd} de courant statorique. A son tour la composante inverse I_{sq} commande la pulsation du glissement donc le couple électromagnétique. En effet, le couple varie linéairement avec la pulsation du glissement à flux rotorique constant. Tout se passe comme si on travaille à faible glissement avec la caractéristique classique couple- vitesse.

L'expression du couple électromagnétique, se ramène à :

$$C_{em} = p.m_r (\Phi_r . I_{qs}) \quad (4-36)$$

En remplaçant la composante I_{qs} du courant par son expression obtenue dans l'équation (), le couple électromagnétique devient :

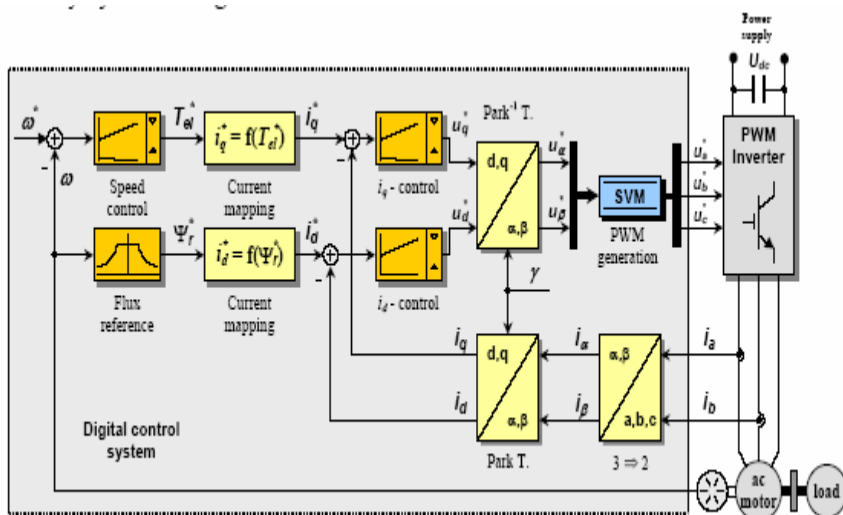
$$C = \frac{p.\omega_{gr}}{R_r} \Phi_r^2 \quad (4-37)$$

La stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le terme du flux et le terme du courant pour imposer un couple. Cela suppose donc de maîtriser l'angle θ_s , l'angle θ sera donné par un capteur de position (Codeur incrémental).

4-1. Structure de contrôle vectoriel.

La structure de contrôle, comme le montre la figure (4-3) ci dessous, nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse pour le calcul de glissement et de la position pour la transformation des grandeurs électriques dans un référentiel lié au rotor.

La structure de contrôle utilise deux régulateurs type PI et reste facilement modifiable en passant d'un contrôle de couple à un contrôle de vitesse et visse versa..



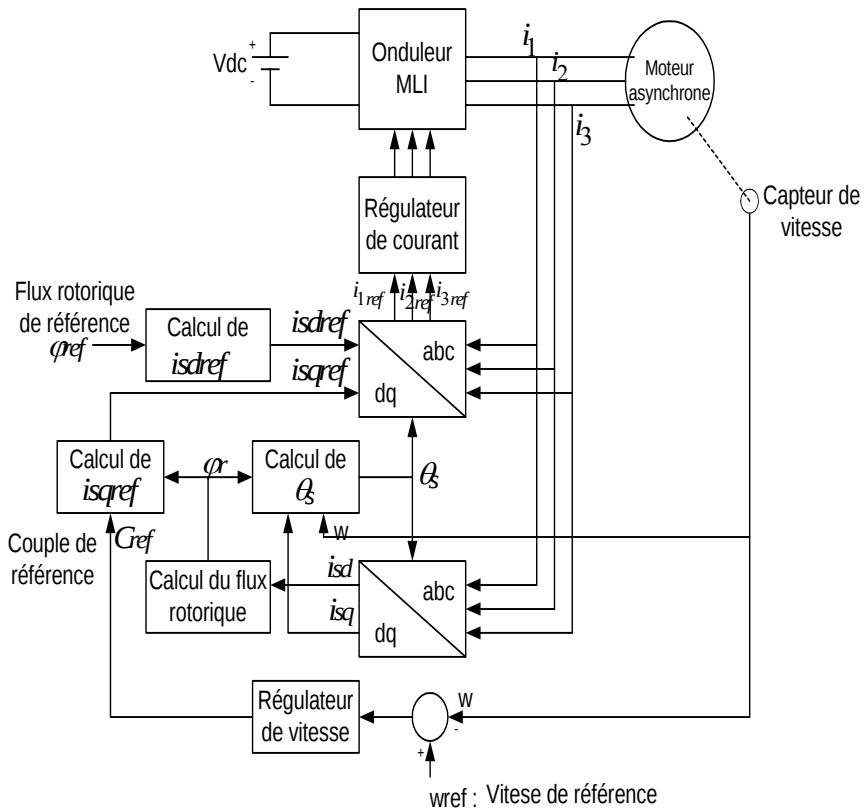


Figure (4-3) : Structure de Contrôle Vectoriel

4-2- Simulation d'une commande vectorielle à flux orienté

La figure (4-4) décrit une partie d'une structure de contrôle vectoriel exprimé dans un repère dont l'axe d est porté par le vecteur du flux statorique. Les grandeurs contrôlées sont l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. L'expression du flux statorique est établie précédemment dans un repère fixe. On la rappelle :

$$\bar{\varphi}_s = \ell_s \bar{i}_s + m_r \bar{\varphi}_r \quad (4-38)$$

Les grandeurs de référence sont le flux statorique Φ_{ref} et le couple électromagnétique C_{ref} . L'expression (4-36) donne la composante quadrature du courant de référence I_{qref} .

L'algorithme de contrôle est simulé en utilisant l'environnement Matlab/Simulink pour un moteur asynchrone dont les caractéristiques sont données par le tableau (4-). La période d'échantillonnage utilisée dans cet algorithme est de $25\mu s$. Le scénario proposé consiste à appliquer un couple de référence à $t = 0.125s$ égal à $100Nm$ ensuite réduire ce couple à la moitié à $t = 0.5s$.

La figure (4-5) donne le scénario de commande. Les oscillogrammes des figures (4-6), (4-7) et (4-8) illustrent respectivement les grandeurs couple électromagnétique, vitesse de rotation, les composantes du flux statorique et les composantes du courant statorique.

On constate que le couple électromagnétique suit sa référence sans aucun dépassement ; ce contrôle ne tolère pas d'oscillation du couple. De plus, on remarque l'absence d'appel de fortes intensités de courant.

Tableau (4-): Caractéristiques du moteur asynchrone

Tension nominale V_s	400 V
Puissance nominale	46.2 kW
Couple nominal	150 N.m
Vitesse nominale	308 rad/sec
Nombre de paire de pôles	1
Résistance statorique R_s	53.57 mΩ
Résistance rotorique R_r	46.18 mΩ
Inductance cyclique du stator L_s	43.93 mH
Inductance cyclique du rotor L_r	44.58 mH
Inductance mutuelle M	43.46 mH
Inductance cyclique des fuites ℓ_s	1.6 mH
Moment d'inertie J	0.05 kg.m ²

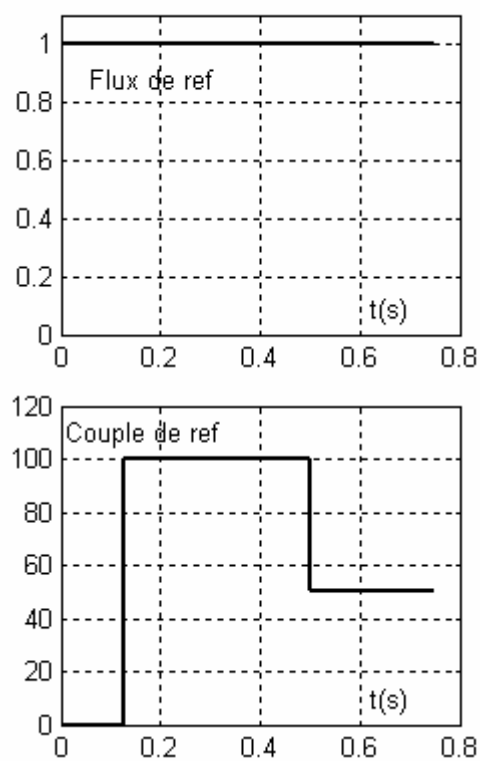


Figure (4-5) : Flux et couple de référence

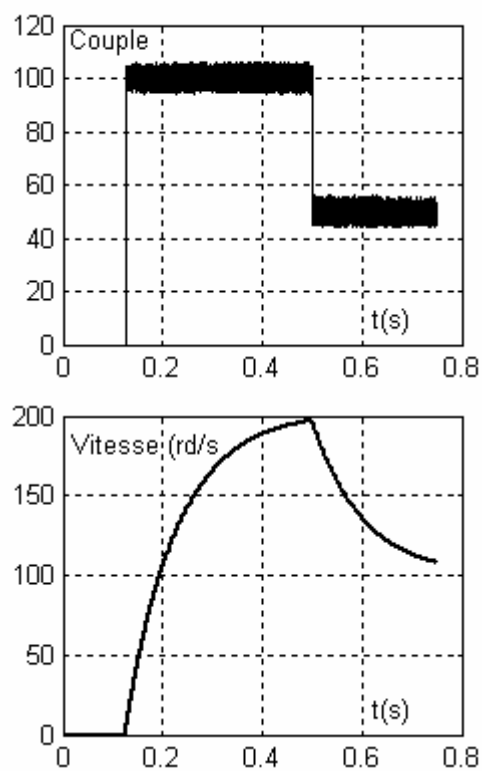


Figure (4-6) : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

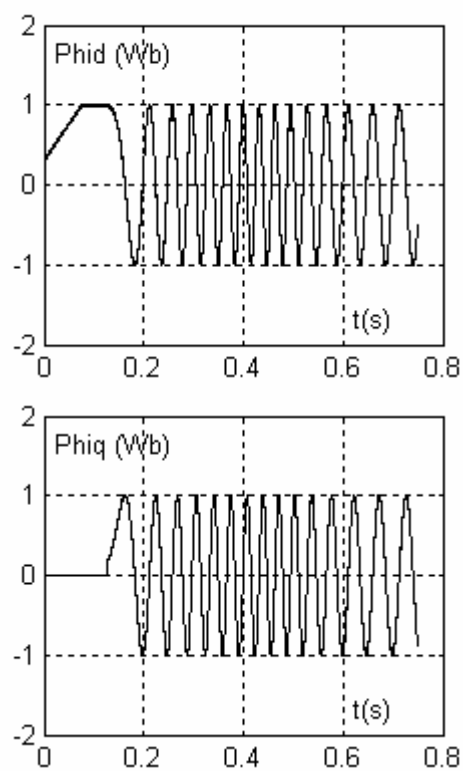


Figure (4-7) : composantes directe et quadrature du flux statorique

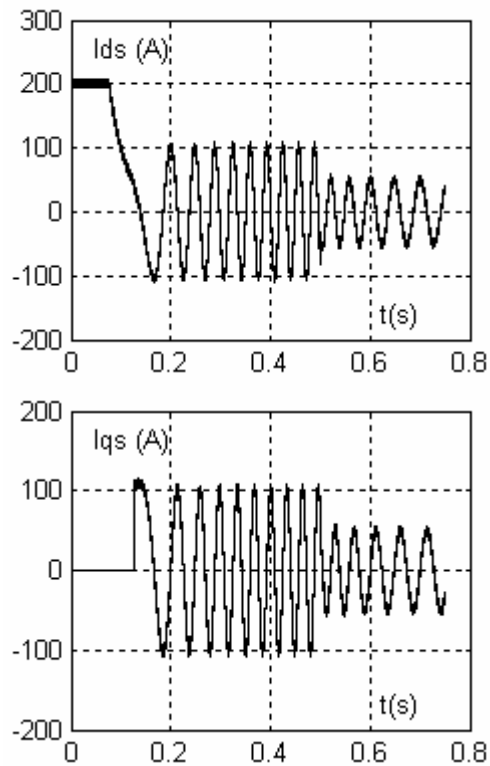


Figure (4-8) : composantes directe et quadrature du courant statorique

4-4. Exercice d'application : régime sinusoïdal classique d'un moteur asynchrone

Enoncé

La figure ci-dessous donne une représentation par phase d'un moteur asynchrone triphasé dont l'effet de la résistance statorique est négligé. Les indices s et r font références au stator et au rotor respectivement. On adopte les notations habituelles et on considère pour l'application une machine dont les paramètres sont définis par :

$$\begin{aligned}
 M &= 36.1 \text{ mH} & L_r &= 38 \text{ mH} & R_r &= 152 \text{ m}\Omega \\
 L_s &= 40 \text{ mH} & p &= 2
 \end{aligned}$$

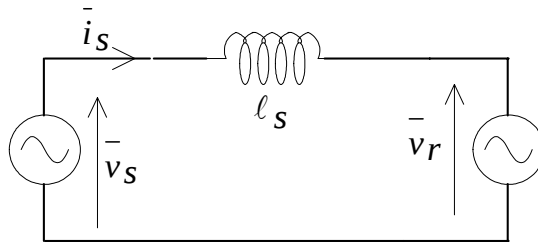


Figure 1 : Circuit équivalent du moteur

1- Définir le paramètre ℓ_s ainsi que sa valeur numérique. Définir également la source $\bar{v}_r$.

2- Dans la suite, la machine est supposée en régime permanent sinusoïdal pur caractérisé par un flux rotorique $\bar{\varphi}_r$ d'amplitude $\Phi_r = 0.85 \text{ Wb}$ et de pulsation électrique $\omega_{cr} = 314 \text{ rad/sec}$. Calculer la valeur numérique V_r de l'amplitude de $\bar{v}_r$. Quelle est la valeur ω_{cs} de la pulsation du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s$ pour ce régime.

3- La machine absorbe un courant statorique $\bar{i}_s$ d'amplitude $I_s = 100 \text{ A}$ et décalé en avant par rapport au vecteur flux rotorique d'un angle $\alpha = 150^\circ$. Ecrire la loi d'Ohm du circuit pour le régime permanent sinusoïdal pur. Traduire cette loi par un diagramme vectoriel de fonctionnement faisant apparaître les vecteurs $\bar{v}_r$, $\bar{i}_s$ et $\bar{v}_s$ (on vous conseille de prendre $\bar{v}_r$ comme origine des phases). Déterminer l'amplitude V_s de la tension statorique $\bar{v}_s$.

4- Déterminer les valeurs numériques de la vitesse de glissement ω_g et de la vitesse mécanique ω_{mr} du rotor.

Correction

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r$$

$$\bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s$$

D'après l'expression (2), on déduit le courant rotorique.

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\varphi}_s - L_s \bar{i}_s}{M}$$

En injectant (3) dans (1), on obtient :

$$\bar{\varphi}_s = \ell_s \bar{i}_s + m \bar{\varphi}_r$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad m = \frac{M}{L_r} \quad \ell_s = \sigma L_s$$

$$\ell_s = 5.705mH \quad m = 0.95$$

L'équation de la maille du circuit s'écrit:

$$\bar{v}_s = \ell_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{v}_r$$

Par hypothèse on néglige l'effet de la résistance statorique, la tension statorique $\bar{v}_s$ s'exprime par :

$$\bar{v}_s = \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$$

En injectant () dans (), on obtient :

$$\bar{v}_s = \ell_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + m \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt}$$

En identifiant les expressions () et (), on définit $\bar{v}_r$:

$$\bar{v}_r = m \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt}$$

2- Etant donné que le flux rotorique est sinusoïdal par hypothèse, on peut écrire :

$$\bar{v}_r = m \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = m j \omega_{cr} \bar{\varphi}_r$$

L'amplitude V_r de $\bar{v}_r$ est:

$$V_r = \omega_{cr} \Phi_r = 266.9V$$

La pulsation du vecteur flux statorique est :

$$\omega_{cr} = \omega_{cs}$$

3- En régime sinusoïdal permanent, la dérivée du courant statorique s'écrit :

$$\ell_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} = j \omega_e \ell_s \bar{i}_s$$

Puisque $\bar{v}_r$ et $\bar{\varphi}_r$ sont connus, la tension $\bar{v}_s$ devient :

$$\bar{v}_s = j \omega_{cs} \ell_s \bar{i}_s + j m \omega_{cs} \bar{\varphi}_r$$

$$\bar{v}_s = j \omega_{cs} \ell_s \bar{i}_s + \bar{v}_r$$

$$\bar{v}_s = j \omega_{cs} \ell_s I_s (\cos(\alpha) + j \sin(\alpha)) + j V_r$$

$$V_{ds} = \omega_{cs} \ell_s I_s \sin(\alpha + 90) = -138V$$

$$V_{qs} = -\omega_{cs} \ell_s I_s \cos(\alpha + 90) + V_r = 187V$$

$$V_s = 232V$$

4- Le flux $\bar{\varphi}_r$ est porté par l'axe d et le courant $\bar{i}_s$ du stator étant connu, les composantes du courant sont :

$$I_{ds} = \frac{\Phi_r}{M} \text{ et } I_{qs} = \frac{L_r \Phi_r \omega_g}{MR_r} = 50 \text{ A}$$

On déduit la vitesse de glissement.

$$\omega_g = \frac{I_{qs} MR_r}{L_r \Phi_r} = 8.49 \text{ rad / s}$$

La vitesse mécanique ω_{mr} est :

$$\omega_{mr} = (1-g) \frac{\omega_{cr}}{p} = 152.75 \text{ rad / s}$$

5

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

1- Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux nécessite beaucoup de matériel tel qu'il a été vu au chapitre précédent. Cette commande demande :

- Un étage MLI dans le convertisseur
- Au moins 2 régulateurs PI
- Au moins 4 opérateurs $e^{j\theta}$ (ou $e^{-j\theta}$)
- Au moins deux intégrateurs
- Un capteur de vitesse : contrainte très coûteuse en milieu hostile (agriculture, industrie polluante, etc.)
- La dynamique est pratiquement imposée par le rotor, de constante de temps est alors relativement importante et sensible.

De nouvelles réflexions ont été étudiées et proposées dans le but d'une meilleure visibilité sur le repère et de l'accélération de la dynamique fort souhaitée pour beaucoup d'applications ; ce qui a permis la naissance d'une autre structure de commande. C'est la commande directe du couple (DTC) formulée par I. TAKAHASHI en 1984.

La Commande Directe de Couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique.

A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le « sens physique » et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations). Ce raisonnement s'est depuis nettement affiné et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides.

2- Principes généraux sur la commande directe de couple

2-1. Contrôle direct du vecteur flux statorique

Dans un référentiel de Concordia, le vecteur tension est régi par l'équation différentielle suivante :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (5-1)$$

Ce qui permet de déduire l'expression de flux statorique par une simple intégration.

$$\bar{\varphi}_s = \int (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (5-2)$$

En négligeant la chute ohmique, la chute ohmique ($R_s \bar{i}_s = 0$) et après une période de commutation (le vecteur tension délivré par l'onduleur est constant par période de commutation), l'expression de flux statorique devient :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{so} + T_c \bar{v}_s \quad (5-3)$$

Cette relation est illustrée par la figure (5-1) avec deux choix de vecteur tension : $\bar{v}_{s1}$ et $\bar{v}_{s4}$. Le vecteur $\bar{v}_{s1}$ introduit une augmentation de l'amplitude du flux et une diminution de sa vitesse. Par contre, le vecteur $\bar{v}_{s4}$ fait diminuer l'amplitude du flux mais fait augmenter sa vitesse.

Il en découle que l'amplitude Φ_s du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s$ est contrôlable par la composante directe V_{ds} du vecteur tension $\bar{v}_s$, alors que son sens de rotation, et donc son angle θ_s , est contrôlable par la composante en quadrature V_{qs} .

Et, on le sait, faire tourner le vecteur flux statorique, entraîne en toute évidence la création d'un couple. TAKAHASHI arrive donc à la conclusion qu'il est possible de contrôler à la fois le flux et le couple directement par un choix adéquat du vecteur tension brut fourni par l'onduleur.

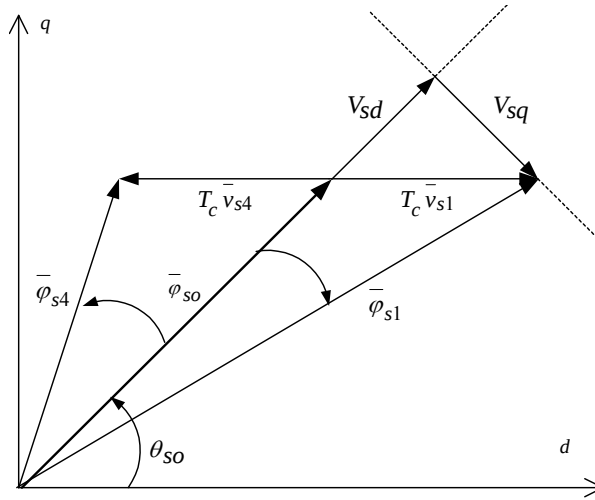


Figure (5-1) : Influence du choix du vecteur tension sur le vecteur flux statorique

Cette stratégie de commande directe du couple des machines asynchrones est une alternative à la commande scalaire et la commande vectorielle. La commande DTC consiste à contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. Ces grandeurs sont estimées à partir des grandeurs électriques statorique (courant, tension) sans avoir recours à un capteur de vitesse et à un étage de modulation de largeur d'impulsion.

2-2. Contrôle de couple électromagnétique

La recherche de règles d'évolution pour le couple électromagnétique s'avère plus délicate mais s'effectue de la même façon que pour le flux. Pour exposer quantitativement le principe de contrôle de couple, il est commode de supposer qu'on régime établi, le flux $\bar{\varphi}_s$ tourne avec une amplitude constante Φ_s et une pulsation moyenne. Le vecteur $\bar{\varphi}_r$ tourne également à une pulsation. L'équation de base du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = -p \cdot \Im_m (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s^*) \quad (5-4)$$

De l'équation du flux $\bar{\varphi}_s$, on déduit le courant $\bar{i}_s$:

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\varphi}_s - m_r \cdot \bar{\varphi}_r}{\ell_s} \quad (5-5)$$

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_s \cdot e^{j\theta_s} \quad (5-6)$$

$$\bar{\varphi}_r = \varphi_r \cdot e^{j\theta_r} \quad (5-7)$$

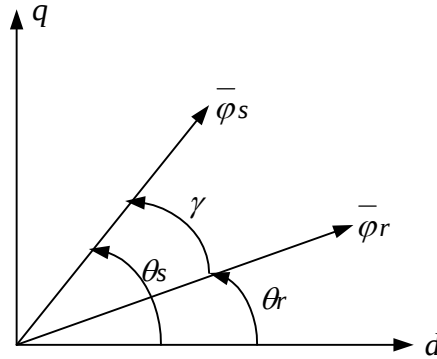


Figure (2.5) : représentation schématique des flux dans un repère d, q

En injectant l'expression (5-5) du courant $\bar{i}_s$ dans l'équation de couple (5-4) et en remplaçant $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ par leurs expressions (5-6) et (5-7) et après développement on obtient :

$$C_{em} = \frac{p \cdot m_r}{l_s} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (5-8)$$

avec : $\gamma = \theta_s - \theta_r$

Cette équation montre que les variations du couple peuvent être contrôlées à partir de l'angle γ donc de la vitesse de rotation du flux statorique. Si l'angle γ augmente le couple électromagnétique augmente aussi, dans le cas contraire le couple diminue.

3. Description de la structure de contrôle direct de couple

3-1. Elaboration du contrôle du flux.

Par la sélection d'un vecteur $\bar{v}_s$ approprié, l'extrémité du flux $\bar{\varphi}_s$ peut être contrôlée comme le montre la figure (5-6). Ainsi, l'amplitude du flux statorique peut être asservie à la consigne qui lui est imposée. Le choix du vecteur tension $\bar{v}_s$ dépend alors, de la variation souhaitée pour le module Φ_s du flux statorique, du sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$ et également de la position de ce vecteur dans le référentiel lié au stator.

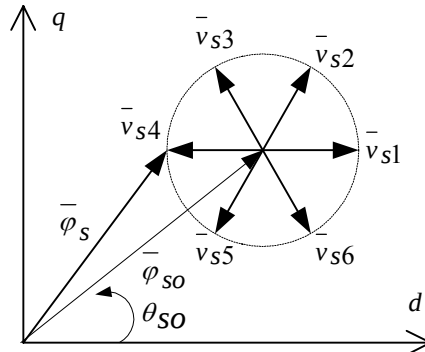


Figure (5-6) : Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ suivant le choix du vecteur $\bar{v}_s$

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel de Concordia (d,q) se décompose principalement en six secteurs (Sect1 à Sect6), figure (5-7), déterminés à partir des composantes du flux sur les axes (d) et (q), l'axe (d) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage de la phase 1 de l'enroulement triphasé (1,2,3) statorique.

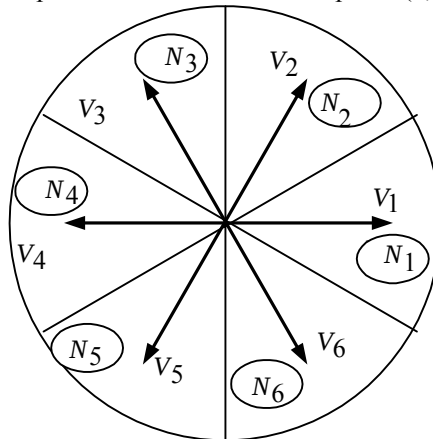


Figure (5-7) : Décomposition du plan complexe en six secteurs

A partir de l'expression (5-2), on établit les expressions de deux composantes du flux statorique dans un référentiel lié au stator :

$$\varphi_{ds} = \int_{t_0}^t (v_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) dt \quad (5-9)$$

$$\varphi_{qs} = \int_{t_0}^t (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (5-10)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2} \quad (5-11)$$

La figure (5-8) montre que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ peut être contrôlé d'une manière qualitative globale à l'aide d'un comparateur à hystérésis utilisant les erreurs mesurées de flux (ε_{φ_s}) à un instant donné du fonctionnement.

$$\varepsilon_{\varphi_s} = \Phi_{ref} - \Phi_s \quad (5-12)$$

avec : Φ_{ref} : le module du flux statorique de référence.

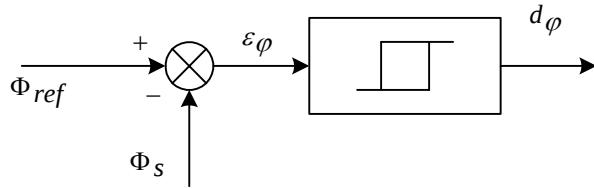


Figure (5-8) : Principe de contrôle à hystérésis du flux $\bar{\varphi}_s$

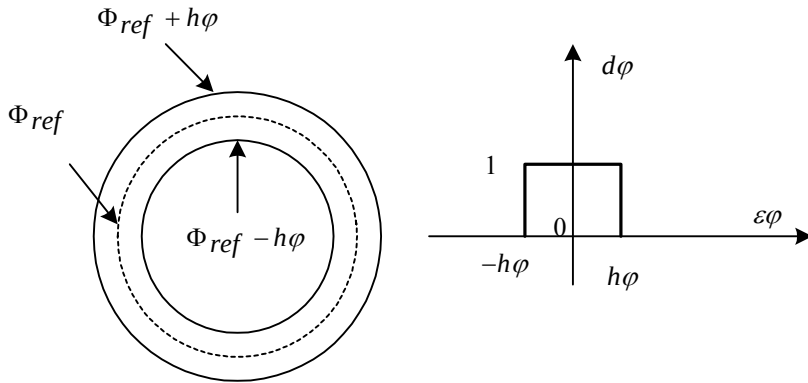


Figure (5-7) : Principe du contrôle à hystérésis du flux $\bar{\varphi}_s$

h_φ représente l'écart d'hystérésis.

$d_{\varphi=1}$ si $\Phi_s < \Phi_{ref} - h_\varphi$ ($\varepsilon_\varphi > h_\varphi$) : dans ce cas il faut augmenter le flux

$d_{\varphi=0}$ si $\Phi_s > \Phi_{ref} + h_\varphi$ ($\varepsilon_\varphi < -h_\varphi$) : dans ce cas il faut diminuer le flux

D'une manière générale pour augmenter ou diminuer le flux dans chaque secteur du plan (d, q), figure (5-7).

Si le vecteur flux statorique est située dans le secteur 1 ($Sect = 1$) et tournant dans le sens anti-horaire, on peut constater que :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, on peut appliquer les vecteurs tensions $\bar{v}_1$, $\bar{v}_2$ ou $\bar{v}_6$,
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique, on peut appliquer l'un des trois vecteurs $\bar{v}_3$, $\bar{v}_4$, $\bar{v}_5$.

Les vecteurs tension ($\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_6$) possèdent une composante v_{sd} positive, par conséquent ils contribuent à l'augmentation du module du flux. Par contre, les vecteurs ($\bar{v}_3, \bar{v}_4, \bar{v}_5$) possèdent une composante v_{sd} négative permettant de diminuer le module du flux.

La table (5-1) illustre les vecteurs tensions à appliquer pour augmenter ou diminuer l'amplitude de flux statorique dans chaque secteur.

Secteur	Φ_s croît	Φ_s décroît
N_1	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_6$	$\bar{v}_3, \bar{v}_4, \bar{v}_5$
N_2	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_3$	$\bar{v}_4, \bar{v}_5, \bar{v}_6$
N_3	$\bar{v}_2, \bar{v}_3, \bar{v}_4$	$\bar{v}_1, \bar{v}_5, \bar{v}_6$
N_4	$\bar{v}_3, \bar{v}_4, \bar{v}_5$	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_6$
N_5	$\bar{v}_4, \bar{v}_5, \bar{v}_6$	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_3$
N_6	$\bar{v}_1, \bar{v}_5, \bar{v}_6$	$\bar{v}_2, \bar{v}_3, \bar{v}_4$

Table (5-1) : Table de contrôle de flux

3-2. Elaboration du contrôle du couple.

L'estimation du couple se fait à partir des grandeurs statorique $\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$ et i_{ds}, i_{qs} par la relation suivante :

$$C_{em} = p.(\varphi_{ds}.i_{qs} - \varphi_{qs}.i_{ds}) \quad (5-13)$$

La relation (5-8) montre que, si l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ est maintenue limitée dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence et que l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_r$ est constante, le réglage du couple électromagnétique peut se faire par l'intervention sur l'angle γ .

Contrairement au contrôle du flux qui nécessite un hystérésis à deux niveaux le contrôle de couple électromagnétique nécessite un hystérésis à trois niveaux qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (d_c). $d_c = 1$ signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre $d_c = -1$ signifie qu'il faut le réduire. Si $d_c = -1$, il faut alors le maintenir constant. L'utilisation de trois états pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car sa dynamique est, en général, plus rapide que celle du flux. Ceci revient à réduire les oscillations du couple. L'erreur instantanée du couple est définie par la relation suivante :

$$\varepsilon_c = C_{ref} - C_{em} \quad (5-14)$$

Le même outil de contrôle utilisé pour le flux statorique est utilisé pour le contrôle du couple électromagnétique qui permet de respecter la relation $|C_{ref} - C_{em}| < h_c$.

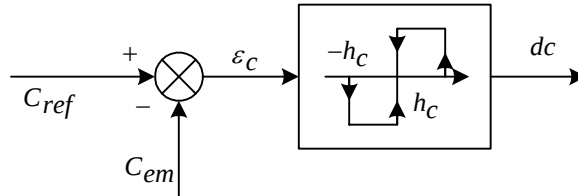


Figure (5-10) : Principe de contrôle à hystérésis du couple

$d_c = 1$ si $C_{em} < C_{ref} - h_c$ ou $(\varepsilon_c > h_c)$: dans ce cas il faut augmenter le couple

$d_c = 0$ si $C_{em} = C_{ref} - h_c$ ou $(\varepsilon_c = 0)$: dans ce cas il faut maintenir le couple

$d_c = -1$ si $C_{em} > C_{ref} + h_c$ ou $(\varepsilon_c < -h_c)$: dans ce cas il faut diminuer le couple

La table (5-2) illustre les vecteurs tensions à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple électromagnétique dans chaque secteur.

Secteur	C_{em} croît	C_{em} décroît
N_1	$\bar{v}_2, \bar{v}_3$	$\bar{v}_5, \bar{v}_6$
N_2	$\bar{v}_3, \bar{v}_4$	$\bar{v}_1, \bar{v}_6$
N_3	$\bar{v}_4, \bar{v}_5$	$\bar{v}_1, \bar{v}_2$

N_4	$\bar{v}_5, \bar{v}_6$	$\bar{v}_2, \bar{v}_3$
N_5	$\bar{v}_1, \bar{v}_6$	$\bar{v}_3, \bar{v}_4$
N_6	$\bar{v}_1, \bar{v}_2$	$\bar{v}_4, \bar{v}_5$

Table (5-2) : Table de commande du couple

3-3. Elaboration des tables de commande

Pour élaborer une table de commande, il est nécessaire de montrer un exemple de choix de vecteur tension $\bar{v}_s$ qui permet à la fois d'augmenter le module du flux et du couple électromagnétique. On considère que le vecteur flux statorique est dans le secteur 2, les vecteurs tension $\bar{v}_1$, $\bar{v}_2$ et $\bar{v}_3$ permettent d'augmenter le module de flux statorique et les vecteurs tension $\bar{v}_3$ et $\bar{v}_4$ permettent d'augmenter le couple électromagnétique. On peut conclure donc que seulement le vecteur tension $\bar{v}_3$ qui répond aux exigences demandées. Le même raisonnement est appliqué aux six secteurs ; on obtient ainsi les tables de commande ci après.

3-4. Approche de TAKAHASHI.

La table (5-3) constitue l'essentiel des travaux de Takahashi. On remarque que les règles de comportement du flux et du couple énoncées ci dessus sont globalement respectées. On peut voir sur la table que des séquences nulles sont systématiquement appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple électromagnétique ($d_c = 0$), ceci quel que soit la valeur de d_ϕ ($d_\phi = 0$ ou 1). Pour les autres situations ($d_c = 1$ ou $d_c = -1$) un vecteur tension actif adéquat est sélectionné.

La structure complète de la commande DTC est représentée sur la figure (5-11). Cette structure nécessite la connaissance de la résistance statorique de la machine R_s , deux capteurs de courant ($\bar{i}_{s1}$ et $\bar{i}_{s2}$) et un capteur de tension (V_{dc}) pour estimer le couple électromagnétique et le flux statorique. Dans cet structure on a besoin de deux régulateurs d'hystérésis pour comparer les grandeurs estimées à leurs valeurs de références (flux et couple). La génération des ordres de commande de l'onduleur se fait à travers une table de vérité établie en fonction de la stratégie adoptée. Cette table nécessite un ensemble d'indicateurs de contrôle ; d_c , d_ϕ et $Sect$ permettant de définir, dans chaque cas de figure, le choix du vecteur tension adéquat $\bar{v}_s$. Cette sélection est effectuée à chaque période de commutation.

d_φ	1	1	1	0	0	0
d_c	1	0	-1	1	0	-1
N_1	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_5$
N_2	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_6$
N_3	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_1$
N_4	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_2$
N_5	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_3$
N_6	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_4$

Table (5-3) : Table de localisation selon I.Takahashi pour le réglage du couple et du flux

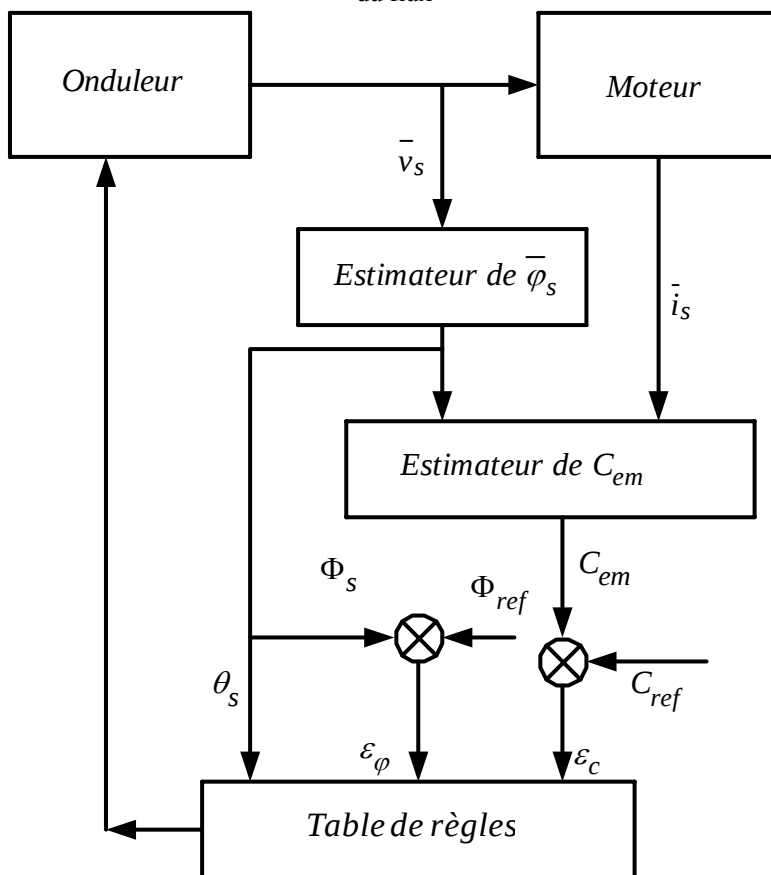


Figure (5-11) : Structure d'une commande DTC

3-5. Résultat de simulation

La machine est à l'arrêt, on lui applique une commande en flux de $\Phi_{ref} = 1Wb$ et un couple de référence de $C_{ref} = 20Nm$ à l'instant $t = 0.1s$. Les paramètres du moteur sont résumés dans le tableau (5-4). Les oscillogrammes des figures (5-13), (5-14) et (5-15 illustrent respectivement les grandeurs couple électromagnétique, vitesse de rotation, les composantes du flux statorique, les composantes du courant statorique.

Tableau (5-4): Caractéristiques du moteur asynchrone

Tension nominale V_s	380 V
Puissance nominale	3 kW
Couple nominal	19 N.m
Nombre de paire de pôles	2
Résistance statorique R_s	1.411 Ω
Résistance rotorique R_r	1.045 Ω
Inductance cyclique du stator L_s	0.1164 H
Inductance cyclique du rotor L_r	0.1164 H
Inductance mutuelle M	0.1113 H
Moment d'inertie J	0.01 $kG m^2$

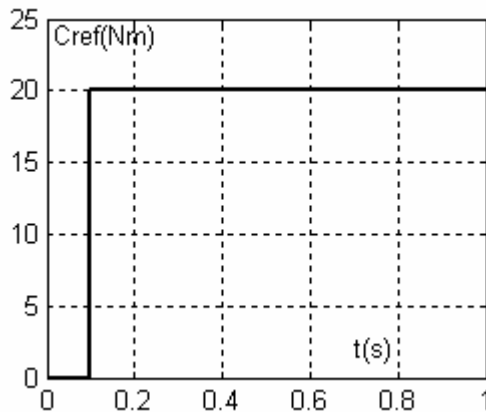


Figure (5-12) : Couple de référence

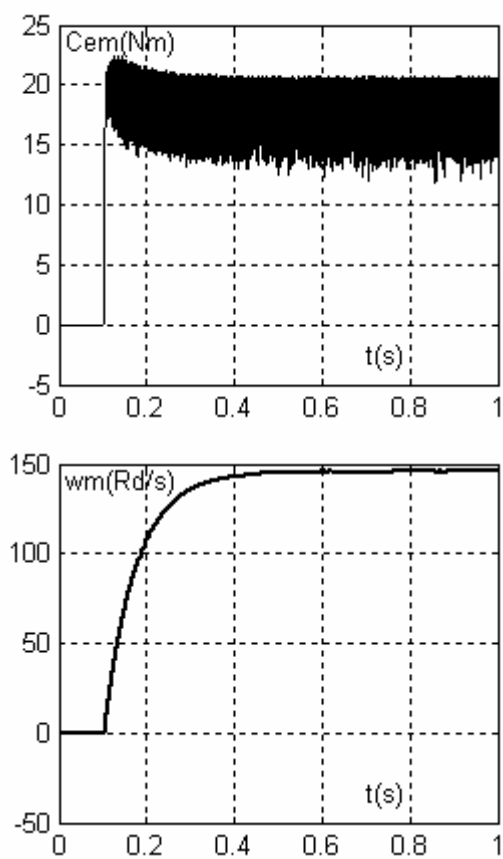


Figure (5-13) : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

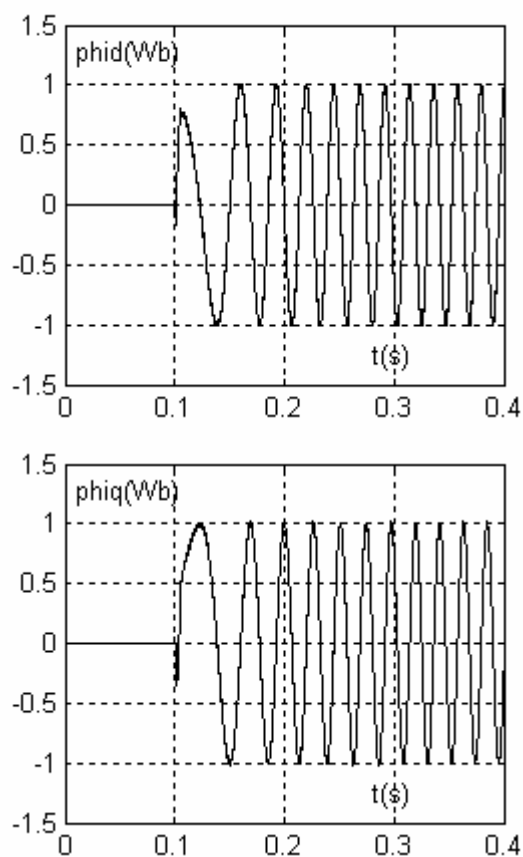


Figure (5-14) : Composante directe et quadrature du flux statorique

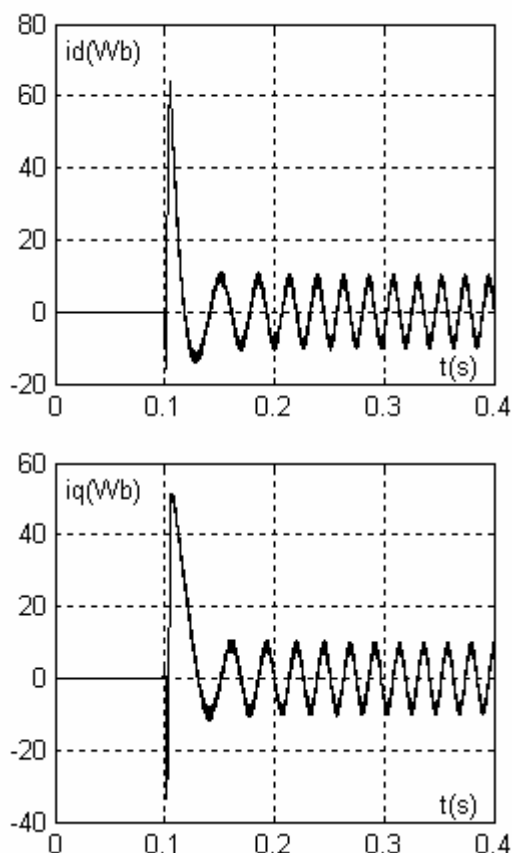


Figure (5-15) : Composante directe et quadrature du courant statorique

4. Stratégie de Contrôle direct du Couple par la méthode analytique

4-1. Introduction

L'approche de commande DTC proposée par Takahashi est basée sur un ensemble des règles et n'ont pas sur un fondement mathématique solide. Ces insuffisances de la stratégie DTC de base nous ont incité à présenter une autre stratégie de contrôle direct du couple. Dans cette partie nous présentons une approche analytique de commande basée sur l'estimation, par un développement de Taylor, des variations de l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Au sens de cette approche, le choix de vecteur tension est réalisé en minimisation un critère quadratique; il s'agit d'une approche complètement analytique.

4-2. Description de l'approche analytique

4-2-1. Modèle varationnel

Dans un référentiel stationnaire, le vecteur flux statorique est régi par l'équation suivante :

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s \quad (5-15)$$

Le vecteur flux est alors exprimée par:

$$\bar{\varphi}_s = \int (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (5-16)$$

En sens de la commande DTC, le vecteur tension appliqué à la machine pendant une période fixe de commutation T_c est constant. En outre, la résistance de stator R_s peut être considérée constante pour une longue durée (quelques périodes de commutations). Dans ces conditions et pendant seulement une période de commutation, le vecteur flux statorique se déplace de sa valeur initiale $\bar{\varphi}_{so}$ à l'instant t_0 à une nouvelle valeur $\bar{\varphi}_s$ à l'instant $t_0 + T_c$ comme indiqué par l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{so} + T_c \bar{v}_s - R_s \int_{t_0}^{t_0 + T_c} \bar{i}_s dt \quad (5-17)$$

Cette équation prouve que si le terme $R_s \bar{i}_s$ peut être négligé, en particulier pour le fonctionnement à grande vitesse, l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s$ demeure dans la même direction que celui du vecteur tension $\bar{v}_s$. Ainsi, l'amplitude φ_s et l'angle θ_s du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ peuvent être simultanément ajustées par le changement du vecteur tension $\bar{v}_s$. De cette propriété, on peut facilement vérifier que la grandeur flux φ_s est liée à la composante du tension de l'axe (d) tandis que l'angle θ_s est régie par la composante de tension de l'axe (q).

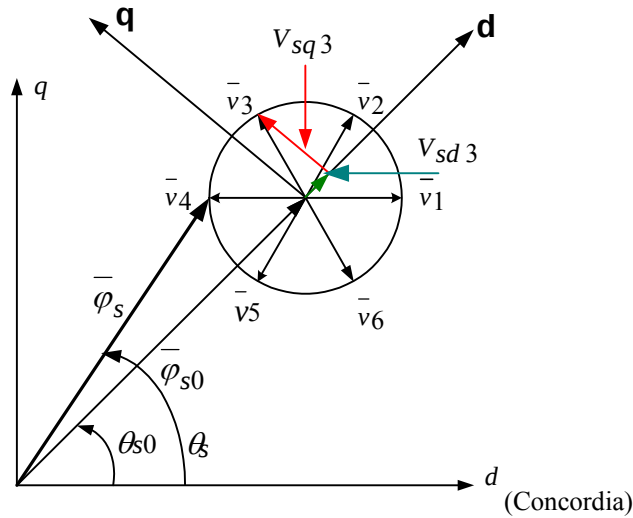


Figure (5-16) : Ajustement de vecteur flux par les vecteurs tension de l'onduleur

En fait, si nous négligeons l'effet de R_s et nous récrivons l'équation (5-16) dans un référentiel tournant avec l'axe (d) du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ nous obtenons les équations suivantes :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_{sd} = v_s \cos(\theta_v - \theta_s) \quad (5-18)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} \varphi_s = \omega_s \cdot \Phi_s = V_{sq} = v_s \sin(\theta_v - \theta_s) \quad (5-19)$$

θ_v : est la phase du vecteur tension considéré par rapport au repère fixe du stator (d, q).

Donc, avec un choix adéquat du vecteur $\bar{v}_s$ on peut augmenter ou diminuer l'amplitude du flux statorique φ_s selon les conditions requises pour le fonctionnement de la machine. On peut également accélérer ou décélérer sa phase θ_s .

En d'autres termes, les variations des grandeurs amplitude et phase du flux pendant une période de commutation peuvent être estimées par :

$$\Delta\varphi_s \cong T_c \cdot V_{ds} \quad (5-20)$$

$$\Delta\theta_s \cong T_c \frac{V_{qs}}{\varphi_{so}} \quad (5-21)$$

L'équation (5-20) montre que la variation du flux statorique est contrôlée par la composante directe V_{ds} et l'équation (5-21) montre que la composante V_{qs} permet de contrôler la position du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ donc celui du couple électromagnétique. Le problème principal de la commande DTC est de choisir le meilleur vecteur tension qui pousse la grandeur flux pour atteindre une valeur de référence Φ_{ref} et en même temps pour tourner ce flux à une vitesse désirée correspondant à une valeur de couple de référence C_{ref} .

4-2-2. Approximation de la variation de couple.

Le du couple électromagnétique peut s'écrire sous la forme :

$$C = -\frac{p m_r}{\ell_s} \varphi_s \varphi_r \sin(\theta_v - \theta_s) \quad (5-22)$$

Puisque les variables de rotor ont un comportement dynamique lent par rapport à ceux de stator, nous supposons que pendant une période de commutation de l'onduleur, la variation du couple électromagnétique peut être estimée par :

$$\Delta C \approx K_o \varphi_{so} \Delta\theta_s \quad (5-23)$$

$$K_o = \frac{p m_r \varphi_{dro}}{\ell_s} \quad (5-24)$$

La variable φ_{dro} représente la composante du flux rotorique suivant l'axe d pour un point considéré.

$$\varphi_{dro} = \varphi_{ro} \cos(\theta_{ro} - \theta_{so}) \quad (5-25)$$

En utilisant les équations précédentes, on établit la variation du couple :

$$\Delta C \approx K_o T_c V_{qs} \quad (5-26)$$

A la fin de chaque période de commutation, les erreurs instantanées du flux et du couple définies deviennent :

$$\varepsilon_\varphi = \varphi_{so} + T_c V_{ds} - \varphi_{ref} \quad (5-27)$$

$$\varepsilon_c = C_o + K_o T_c V_{qs} - C_{ref} \quad (5-28)$$

Il est ici important de noter que cette évaluation est suffisamment précise si la grandeur du flux de stator est établie initialement. Les équations (5-27) et (5-28) prouvent que pour pousser le couple et le flux en même temps pour atteindre leurs valeurs de référence, le choix de vecteur tension devrait être adéquat. La stratégie de l'approche analytique consiste à minimiser le critère exprimé par la relation (5-29) en fonction de la tension $\bar{v}_s$.

$$W = \frac{1}{2} (\varepsilon_\varphi^2 + \varepsilon_c^2) \quad (5-29)$$

Ce critère exprime d'une façon quelconque la distance entre le point de fonctionnement en cours et le point visé (de référence). En principe le minimum absolu de W correspond à la convergence du régime vers l'état désiré. Il s'agit ici d'une minimisation locale dans le temps et donc évolutive même au cours du régime permanent. Donc pour chaque pas d'échantillonnage on calcule pour les sept vecteurs tension ($\bar{v}_1$ à $\bar{v}_7$) l'erreur W et on choisit le vecteur tension qui donne le minimum d'erreur. Théoriquement parlant, ce critère a une valeur nulle en régime permanent, mais, puisqu'il y a des commutation des clés, ce critère possède certaine ondulation.

4-2-3. Résultat de simulation

La machine est à l'arrêt, on lui applique une commande en flux de $\Phi_{ref} = 1Wb$ et un couple de référence de $C_{ref} = 20Nm$ à l'instant $t = 0.1s$. Les paramètres du moteur sont résumés dans le tableau (5-5). Les oscillogrammes des figures (5-17), (5-18) et (5-19) illustrent respectivement les grandeurs couple électromagnétique, vitesse de rotation, les composantes du flux statorique, les composantes du courant statorique. La figure (5-20) représente l'évolution des composantes du courant statorique.

Tableau (5-5): Caractéristiques du moteur asynchrone

Tension nominale V_s	400 V
Puissance nominale	46 kW
Couple nominal	152 N.m
Nombre de paire de pôles	1
Résistance statorique R_s	0.053568 mΩ
Résistance rotorique R_r	0.046177 mΩ

Inductance cyclique du stator L_s	0.04393 mH
Inductance cyclique du rotor L_r	0.04458 mH
Inductance mutuelle M	0.04346 mH
Moment d'inertie J	0.05 kG m ²

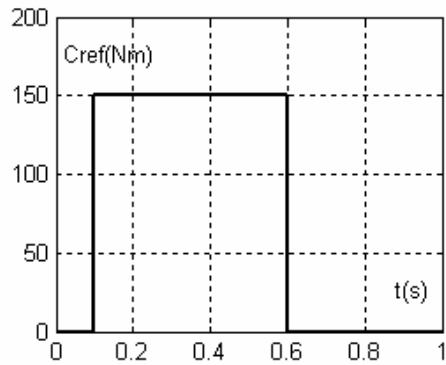
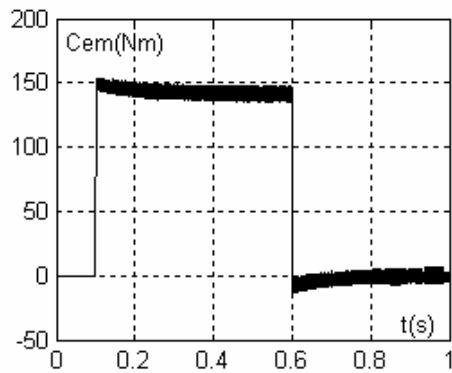


Figure (5-17) : Couple de référence



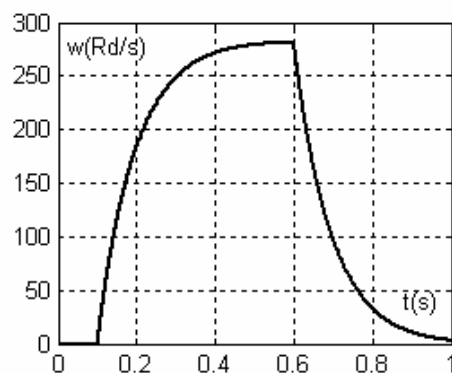


Figure (5-18) : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

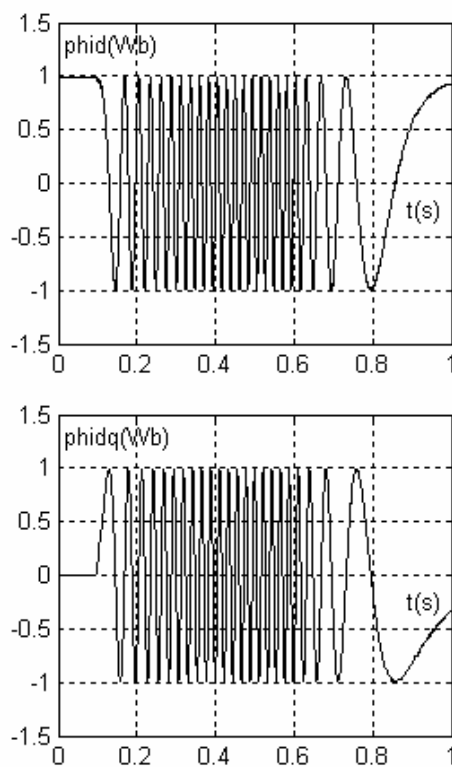


Figure (5-19) : Composantes directe et inverse du flux statorique

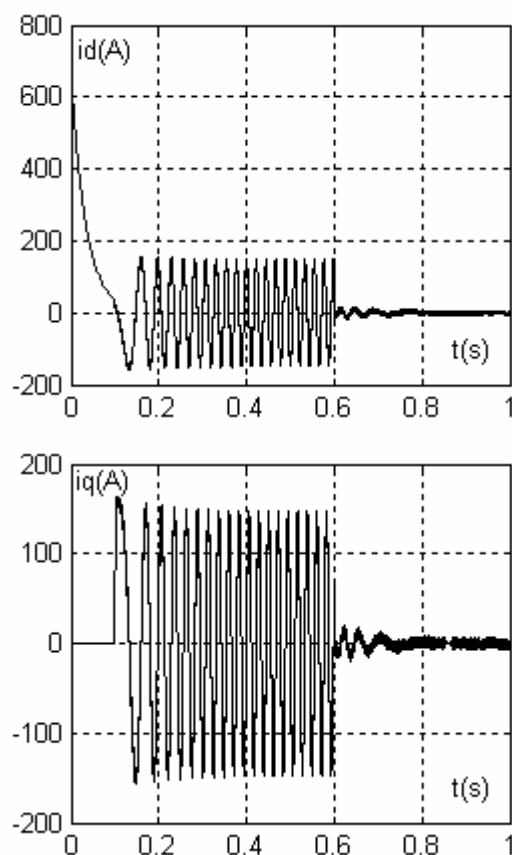


Figure (5-20) : Composantes directe et inverse du courantx statorique

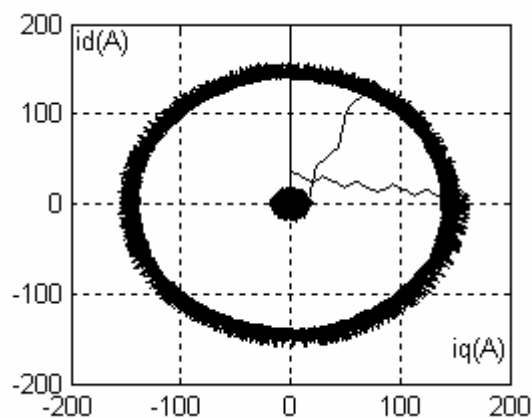


Figure (5-21) : Caractéristique de la composante directe en fonction de la composante inverse

5- LE DTC vectorisé (VDTC)

Les équations (5-27) et (5-28) prouvent, que pour pousser le couple et le flux en même temps vers leurs valeurs de référence, la sélection du vecteur tension doit être adéquate. L'algorithme suivant présente une solution de ce problème et généralise les diverses méthodes disponibles du contrôle direct du couple.

En définissant premièrement les quantités suivantes :

$$\varepsilon_{do} = \Phi_{so} - \Phi_{ref} \quad (5-30)$$

$$\varepsilon_{qo} = \frac{C_{mo} - C_{ref}}{K_o} \quad (5-31)$$

Les variations des erreurs du flux statorique et du couple sont :

$$\varepsilon_d = \varepsilon_{do} + T_c V_{ds} \quad (5-32)$$

$$\varepsilon_q = \varepsilon_{qo} + T_c V_{qs} \quad (5-33)$$

Finalement, on définit un vecteur erreur complexe $\bar{\varepsilon}$ tel que:

$$\bar{\varepsilon} = \varepsilon_d + j \varepsilon_q = \bar{\varepsilon}_o + T_c \bar{V}_s \quad (5-34)$$

L'idée visée par ce développement est le contrôle de l'amplitude du flux et du couple de la même manière et la généralisation du concept du vecteur de contrôle orthogonal. En variant le vecteur tension $\bar{V}_s$, on minimise l'amplitude du vecteur erreur, comme indiqué par la figure (5-22).

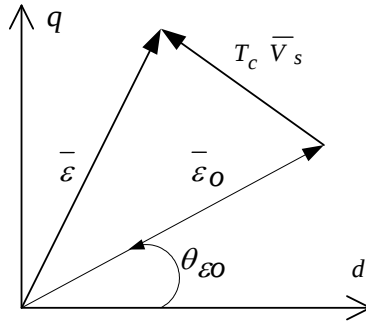


Figure (5-22): Ajustement du vecteur erreur par le vecteur tension du convertisseur.

La construction graphique de la figure (5-22) peut être réalisée dans un référentiel tournant au synchronisme. Cependant, la valeur minimale de l'erreur est assurée par le vecteur tension en respectant la valeur initiale $\bar{\varepsilon}_o$. Une transformation du vecteur erreur dans le repère de Concordia est alors requise.

La minimisation du vecteur erreur ci haut définit peut se faire soit d'une façon analytique soit par une table logique pré établie. Dans ce dernier cas de possibilité, la recherche de la solution optimale consiste à minimiser la quantité (5-35) où $\theta_{\varepsilon o}$ représente l'argument de $\bar{\varepsilon}_o$.

$$f = \cos(\theta_v - \theta_{so} - \theta_{\varepsilon o}) \quad (5-35)$$

Le plan de contrôle de cette seconde option est résumé comme suit :

si les valeurs du flux statorique Φ_{so} et du couple C_{mo} au début de la période de commutation vérifient les inégalités (5-36) et (5-37), le vecteur zéro est appliqué ; z_Φ et z_C sont respectivement les tolérances admises sur le flux et le couple. Le vecteur tension est sélectionné en minimisant l'équation (5-35) par le choix adéquat de θ_v .

$$\Phi_{REF} - z_\Phi \leq \Phi_{so} \leq \Phi_{REF} + z_\Phi \quad (5-36)$$

$$C_{REF} - z_C \leq C_{mo} \leq C_{REF} + z_C \quad (5-37)$$

La minimisation de (5-35), par le choix de l'un des six vecteurs non nul, est en réalité simple. Cette opération est résumée par la table1. On obtient alors six secteurs comme dans l'approche conventionnelle de TAKAHASHI.

Cependant, il y a une différence fondamentale entre les deux approches. Dans l'approche conventionnelle, la notion de secteur de localisation est associée uniquement avec l'angle θ_{so} du flux et la décision finale sur le vecteur tension est

faite sur la base d'un raisonnement intuitif. Ici, l'angle $\theta_{\varepsilon 0}$ du vecteur erreur inclut en un seul coup l'effet du flux et du couple. En plus, la sélection du vecteur tension étant bien imposée par l'angle global $(\theta_{s0} + \theta_{\varepsilon 0})$, la table (5-6) montre que les résultats obtenus sont fondamentalement différents.

Intervalle de $(\theta_{s0} + \theta_{\varepsilon 0})$	Vecteur tension $\bar{V}_s$
$[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{2}]$	$\bar{V}_{s2}$
$[-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}]$	$\bar{V}_{s3}$
$[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$	$\bar{V}_{s4}$
$[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}]$	$\bar{V}_{s5}$
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}]$	$\bar{V}_{s6}$
$[-\frac{5\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}]$	$\bar{V}_{s1}$

Tableau (5-6) : Sélection du vecteur tension par le VDTc

Deux cas sont simulés en fonctionnement à flux constant ,figure (5-23), et à tension constante ,figure (5-24) pour la même machine utilisée en commande DTC analytique.

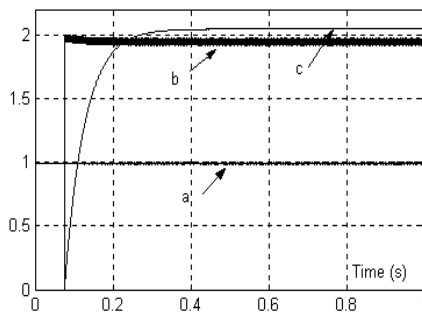


Figure (5-23): (a): Amplitude du flux statorique, (b): Couple électromagnétique , (c): Pulsation

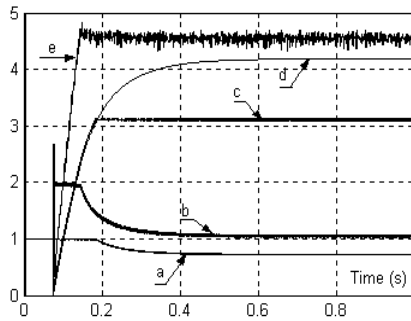


Figure (5-24): (a): Amplitude du flux statorique, (b): Couple électromagnétique, (c): Tension moyenne, (d): Pulsation, (e): Puissance moyenne.

6

COMMANDE MACHINES SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT

1- Introduction

Le contrôle des machines électriques enregistre un progrès de plus en plus croissant. Ce progrès est certes lié à l'évolution dans les domaines des techniques numériques et aux performances atteintes par les composantes de l'électronique de puissance. Dans la famille des moteurs à courant alternatif, les moteurs synchrones à aimant permanent (PMSM) se confirment davantage en raison de l'absence d'enroulements rotoriques et de circuits externes associés. Ceci augmente l'efficacité du PMSM et réduit fortement le coût d'entretien. En outre, les nouveaux matériaux magnétiques commercialisés sont aujourd'hui capables de créer un champ magnétique important et de longue durée de vie, [1,2]. Cette simplicité de structure justifie aussi le succès de la commande vectorielle [6,7] pour ce type de machine. En effet, des modèles commencent à être vendus sous forme de software implanté sur DSP dédiés, en particulier pour l'application de servomoteur à aimant permanent. Ces logiciels sont indispensables pour générer des fonctions trigonométriques précises, des intégrateurs, des dérivateurs, etc..., [5].

2- Modèle d'un moteur synchrone à aimant permanent à pôles saillants

Les moteurs synchrones d'aimant permanent sont généralement modélisés dans un référentiel de Park tournant à la vitesse de synchronisme. Ainsi, les inductances ne sont plus des fonctions de la position de rotor. Une asymétrie possible de la géométrie de rotor est décrite par les inductances d'axe. Ces inductances d'axe sont différentes pour les machines à pôles saillants.

2-1. Modèle

Dans le repère de Concordia, le comportement électrique du PMSM est décrit par la loi d'Ohm appliquée au stator d'un moteur synchrone à aimant permanent est donnée par l'équation (2.1) où $\bar{v}_s$, $\bar{i}_s$ et $\bar{\varphi}_s$ sont respectivement les vecteurs tension, courant absorbé et flux du stator. Le flux du stator $\bar{\varphi}_s$ est lié au courant statorique $\bar{i}_s$, au flux rotorique $\bar{\varphi}_r$ et à son angle électrique θ_r par la relation (2.2) où $(.)^*$ désigne le conjugué de la grandeur complexe considérée. Le vecteur flux rotorique $\bar{\varphi}_r$ est décrit par la relation (2.3); l'amplitude Φ_r est constante.

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (6.1)$$

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_r + \frac{L_q + L_d}{2} \bar{i}_s - \frac{L_q - L_d}{2} \bar{i}_s^* e^{2j\theta_r} \quad (6.2)$$

$$L_p = \frac{L_q + L_d}{2} \quad L_m = \frac{L_q - L_d}{2}$$

L'amplitude du flux du rotor Φ_r est constante. A tout instant, on a :

$$\bar{\varphi}_r = \Phi_r e^{j\theta_r} \quad \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (6.51)$$

En effectuant les transformations nécessaire, le vecteur tension d'alimentation se ramène à :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + L_p \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{e}_r \quad (6.52)$$

$$\bar{e}_r = j\omega_r \bar{\varphi}_r + L_m \frac{d(\bar{i}_s^* e^{j2\theta_r})}{dt} \quad (6.53)$$

L'expression (2.52) permet de décrire la dynamique de la machine par un circuit électrique composé d'une fem en série avec une impédance, figure, s'appêtant à une commande en courant.

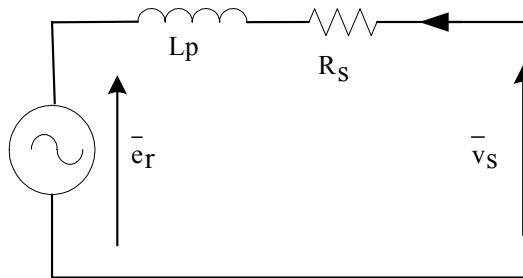


Figure (2.18) : Schéma équivalent du PMSM

Lorsqu'on considère un repère de Park tournant à la vitesse l'angle ω_r en utilisant l'opérateur de rotation $e^{-j\theta_r}$, on obtient :

$$e^{-j\theta_r} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \frac{d\bar{I}_s}{dt} + j\omega_r \bar{I}_s \quad (6.54)$$

Dans un repère de Park tournant à la vitesse ω_r dont l'axe réel (d) est porté par le vecteur flux rotorique $\bar{\varphi}_r$, le modèle ci-dessus se transforme en :

$$\bar{V}_s = R\bar{I}_s + j\omega_r \bar{\Phi}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (6.4)$$

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} = \Phi_r + L_d I_{ds} + jL_q I_{qs} \quad (6.5)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (6.6)$$

La figure (2.1) illustre la relation entre les différents vecteurs flux et courants dans les deux repères. Il est à noter ici que les grandeurs sont identifiées par des lettres minuscules lorsqu'il s'agit du repère stationnaire et par des lettres majuscules lorsqu'il s'agit d'un repère tournant.

Le couple électromagnétique étant indépendant du repère ; il est défini par les relations standard (2.7) et (2.8) où p désigne le nombre de paires de pôles de la machine et

$\Im_m(.)$ correspond à la partie imaginaire du nombre complexe.

$$C = -p \Im_m(\bar{\varphi}_s \bar{i}_s^*) = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (6.7)$$

$$C = -p \Im_m(\bar{\Phi}_s \bar{I}_s^*) = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (6.8)$$

$\Im_m(.)$ correspond à la partie imaginaire du nombre complexe.

$$C = -p \Im_m(\bar{\varphi}_s \bar{i}_s^*) = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (6.7)$$

$$C = -p \Im_m(\bar{\Phi}_s \bar{I}_s^*) = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (6.8)$$

Compte tenu de (2.5) et de (2.8), on peut aussi exprimer le couple par l'équation (2.9) :

$$C = \frac{1}{\ell} \Phi_{qs} (\Psi_r - \Phi_{ds}) \quad (6.9)$$

$$\lambda = \frac{L_q}{L_d}, \quad \ell = \frac{L_q}{p(\lambda-1)}, \quad \Psi_r = \frac{\lambda \Phi_r}{\lambda-1} \quad (6.10)$$

En faisant intervenir l'amplitude Φ_s du vecteur flux statorique et sa phase δ par rapport au vecteur flux rotorique, la relation (9) devient équivalente à :

$$C = \frac{1}{\ell} \Phi_s (\Psi_r \sin(\delta) - \frac{\Phi_s}{2} \sin(2\delta)) \quad (6.11)$$

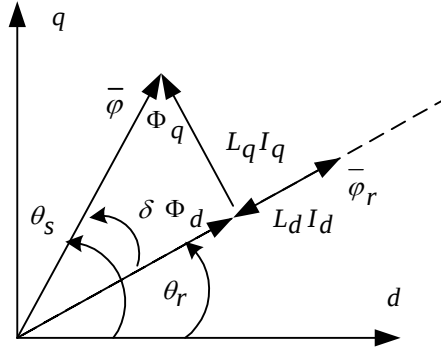


Figure (2.1) : Diagramme des flux dans le repère de Park.

2-2. Définition du système p.u

Pour la commodité des traitements, nous introduisons les normalisations suivantes ; ainsi les différentes grandeurs s'expriment en p.u. sous la forme de la relation (2.1) ou x , X et X_{base} sont respectivement la grandeur en pu, la grandeur réelle et la grandeur de base:

$$x(pu) = \frac{X}{X_{base}} \quad (6.2)$$

Les grandeurs de base relatives à chaque variable sont exprimées ci-dessous :

$$\Phi_{base} = \Phi_r, \quad I_{base} = \frac{\Phi_r}{L_q - L_d}, \quad C_{base} = p\Phi_r I_{base} \quad \text{et} \quad P_{base} = R_s I_{base}^2$$

En tenant compte de ces données, les différentes grandeurs du moteur normalisées se ramènent à :

$$\varphi_d = 1 + \frac{i_d}{\lambda - 1} \quad (2.13)$$

$$\varphi_q = \frac{\lambda}{\lambda - 1} i_q \quad (2.14)$$

$$c = i_q (1 - i_d) \quad (2.15)$$

$$i^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (2.16)$$

$$\varphi^2 = \varphi_d^2 + \varphi_q^2 \quad (2.17)$$

3- Critères utilisés en commande DTC

3-1 Critère à minimum de courant

Pour un couple constant, les composantes du courant évoluent dans le plan complexe suivant une trajectoire hyperbolique (relation (2.15)). En outre pour une amplitude du courant donnée, ces composantes décrivent un cercle (relation (2.16)). Ces trajectoires sont respectivement illustrées par les courbes (a) et (b) de la figure (2.2). Il est à noter que pour la même valeur du couple il y a deux points de fonctionnement donc deux valeurs de flux. En gardant le couple constant et en faisant décroître progressivement l'amplitude du courant, on obtient un seul point de fonctionnement. Cette situation est indiquée par la courbe (c) de la figure (2.2).

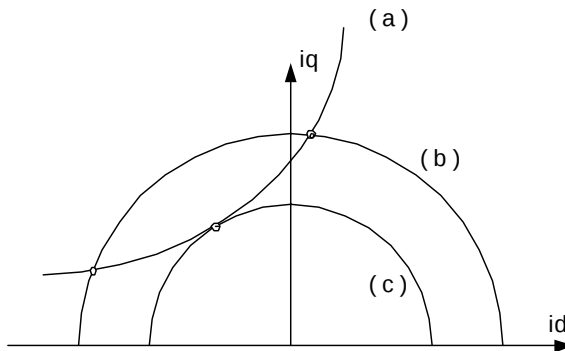


Figure (2.2). Evolution du courant et du couple

Ce phénomène peut être aussi représenté par les caractéristiques du module du flux en fonction de celle du courant pour différentes valeurs du couple. On obtient les courbes de réglage, connu sous le nom de courbes de Modey. Deux régions sont alors définies. Dans la première région, la machine est sous excitée et les branches des différentes caractéristiques $i = f(\varphi)$ sont parallèles. La seconde région est caractérisée par une importante valeur de l'amplitude du flux et les caractéristiques commencent à se croiser à partir d'une valeur spécifique du flux. Cette valeur limite a été identifiée dans d'autres travaux, [CESA 03]. La figure (2.3) représente ces courbes. Les deux régions sont séparées par une frontière, indiquée dans la figure par **TMC** (Trajectoire à Minimum de Courant), correspondant à un fonctionnement à minimum de courant. Certainement cette trajectoire correspond aussi à un fonctionnement à facteur de puissance unitaire dans les machines synchrones classiques.

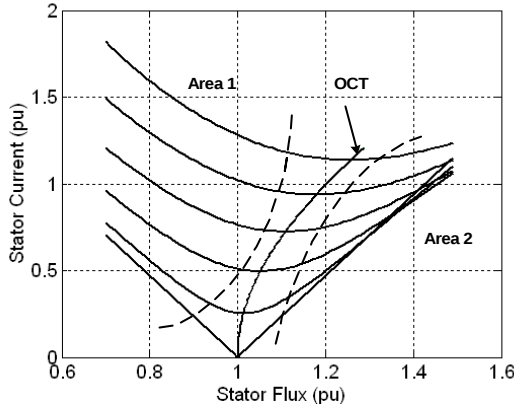


Figure (2.3): Courbes de Mordey du PMSM

L'objectif visé consiste à sélectionner l'amplitude du flux correspondant au minimum de courant pour un couple de référence donné. Dans cette situation, la solution est unique. En effet, on obtient la relation suivante exprimant l'amplitude du courant en fonction de la composante directe pour un couple donné.

$$i^2 = i_d^2 + \frac{c^2}{(1 - i_d)^2} \quad (2.18)$$

Le minimum du courant, par rapport à la composante directe du courant, conduit à une équation du second degré (2.19).

$$i_d^2 - i_d - i_q^2 = 2i_d^2 - i_d - i^2 = 0 \quad (2.19)$$

Les composantes du courant absorbé par le moteur, solution de l'équation (2.19), sont :

$$i_d = \frac{1 - \sqrt{1 + 8i^2}}{4} \quad (2.20)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{4i^2 - 1 + \sqrt{1 + 8i^2}}{8}} \quad (2.21)$$

Ainsi l'amplitude du flux et le couple électromagnétique peuvent être exprimés seulement en fonction de l'amplitude du courant. Ces grandeurs décrivent la trajectoire TMC de la figure précédente.

$$\varphi^2 = 1 - \frac{(\lambda - 3)(1 - \sqrt{1 + 8i^2})}{8(\lambda - 1)} + \frac{1 + \lambda^2}{2(\lambda - 1)^2} i^2 \quad (2.22)$$

$$c = \frac{3 + \sqrt{1 + 8i^2}}{4} \sqrt{\frac{4i^2 - 1 + \sqrt{1 + 8i^2}}{8}} \quad (2.23)$$

Ces relations montrent que l'amplitude du flux et le couple électromagnétique sont deux grandeurs liées contrairement à la machine asynchrone. Exprimer l'une en

fonction de l'autre conduit à une relation complexe. La fonction $\varphi(c)$ est approximée par une fonction off line en utilisant la routine polyfit de la bibliothèque Matlab/Simulink. Cette fonction approximée est un polynôme du quatrième degré et elle est donnée par la relation (2.24).

$$\varphi(c) = a_0 + a_1 c^2 + a_2 c^4 \quad (2.24)$$

Les courbes (a) et (b) de la figure (2.4) représentent respectivement la caractéristique réelle et celle approximée ; ce qui a permis d'identifier les coefficients du polynôme défini par la relation (2.24) avec une erreur relative d'approximation, ne dépassant pas 7%. Ces coefficients valent respectivement pour la machine dont les paramètres sont indiqués en annexe 1 : $a_1 = 0.1557$, $a_2 = -0.015$ et $a_3 = 1$.

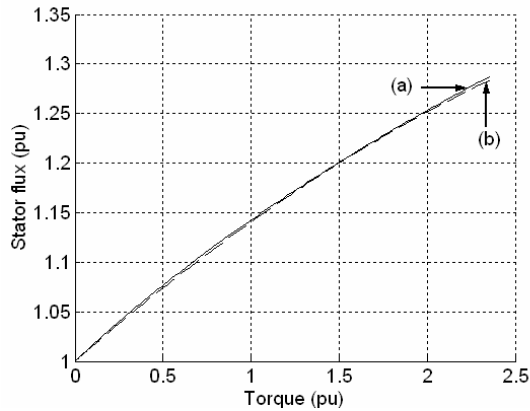


Figure (2.4) : Caractéristiques flux couple

3-2 DTC à facteur de puissance unitaire

Dans les deux approches élaborées précédemment, la commande DTC nécessite un capteur de vitesse ou de position dans la stratégie de contrôle proposée ; alors que la commande DTC n'a pas besoin capteur de vitesse. On propose ici une nouvelle approche basée l'estimation de l'angle du vecteur flux rotorique et réalise une structure de contrôle sans capteur de vitesse. Le critère élaboré concerne le fonctionnement à puissance réactive nulle. Dans ce cadre, on expose comment les consignes de couple et de flux deviennent liées et on élabore un ensemble de relations mathématiques conduisant à une caractéristique à établir en off line et à insérer dans l'algorithme de contrôle.

En régime permanent et en négligeant l'effet de la résistance de l'enroulement statorique, la puissance réactive peut s'écrire sous la forme :

$$Q = \frac{\omega_r}{p} (\varphi_{ds} i_{ds} + \varphi_{qs} i_{qs}) \quad (2.35)$$

Le temps de commutation des composants constituant le convertisseur est tributaire de la nature de la charge. En effet, la vitesse d'établissement du courant est fonction des éléments de la maille. Cette vitesse est maximale pour les charge purement résistives. Pour les moteurs électriques, la charge est à caractère inductif ; ce qui augmente le temps d'établissement du courant. Faire donc fonctionner le moteur à puissance réactive nulle est très demandé.

A vitesse constante, il est bien connu que la puissance réactive mise en jeux par le fonctionnement des machines synchrones est très sensible à l'amplitude de la f.e.m induite et donc à l'amplitude du flux en charge. Annuler la puissance réactive revient donc à imposer au flux de varier avec le niveau du couple demandé. Ceci revient à poser :

$$\varphi_d i_d + \varphi_q i_q = 0 \quad (2.36)$$

Soit encore en tenant compte de (2.13) et (2.14) :

$$i_q^2 = \frac{i_d}{\lambda} (\lambda - 1 + i_d) \quad (2.37)$$

Par ailleurs, pour annuler la puissance réactive, la machine doit être sous excitée ce qui impose donc de considérer un courant direct i_d négatif. Aussi, il est à noter que le membre de droite de (2.37) reste bien positif tant que i_d vérifie l'inégalité (2.38) ; le paramètre λ , défini par (2.10), est supérieur à l'unité pour les machines à pôles saillants.

$$0 > i_d > 1 - \lambda \quad (2.38)$$

En combinant les relations (2.15) et (2.37), le couple électromagnétique à puissance réactive nulle peut être exprimé seulement en fonction de la composante directe du courant, soit :

$$c^2 = (1 - i_d)^2 (\lambda - 1 + i_d) \frac{i_d}{\lambda} \quad (2.39)$$

Cette relation est illustrée par la figure (2.11) tracée avec les paramètres indiqués en annexe pour un couple positif. On remarque qu'il s'agit d'une relation univoque dans le domaine défini par l'inégalité (2.38). Ainsi, pour un couple spécifié, on utilise la relation (2.39) pour déterminer le courant direct assurant l'annulation de la puissance réactive et on peut facilement remonter pour calculer les autres grandeurs. Pour cela, on approche l'inverse de la relation (2.38) par un polynôme du deuxième degré :

$$i_d = f(c) = a_2 c^2 + a_1 c + a_0 \quad (2.40)$$

Les coefficients a_2 , a_1 et a_0 sont déterminés par la routine polyfit de la bibliothèque Matlab. Pour l'exemple considéré, ses coefficients valent :

$$a_2 = -1.1975 \quad a_1 = -0.1547 \quad a_0 = 0.0084$$

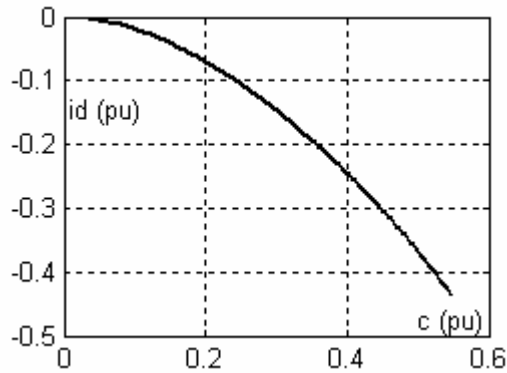


Figure (2.11) : Caractéristique courant direct couple

3-3. Synthèse des différentes approches investiguées

Dans les travaux [ELECTROMOTION et CIFA], la commande DTC du moteur synchrone à aimant permanent nécessite l'élaboration d'un critère de liaison des grandeurs de référence amplitude du flux et couple électromagnétique. Ce critère, introduit off line, trace la trajectoire que doit suivre le point de fonctionnement.

Les études faites sur la commande DTC de cette machine ont permis de dégager certains points importants :

- i) le fonctionnement à minimum de courant n'implique pas impérativement que le facteur de puissance est unitaire du moins pour cette machine,
- ii) dans les deux approches citées, la composante directe du courant est toujours négative ; ce qui contribue à la démagnétisation de l'aimant. Ce phénomène se traduit par la réduction de la durée de vie de la machine.
- iii) pour le même couple de référence, la composante directe du courant est réduite pour une commande à facteur de puissance unitaire. La figure (2.17) donne la composante directe du courant pour les deux approches étudiées.

A la lumière de ceci, il est donc souhaitable de faire fonctionner la machine à composante directe du courant nulle pour pallier aux inconvénients cités ultérieurement. La partie suivante traite une nouvelle approche de commande en courant du moteur.

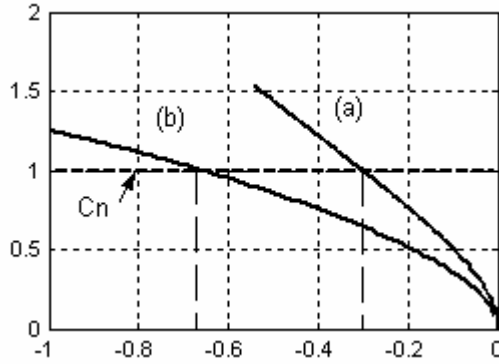


Figure (2.17): Composante directe du courant

4. Commande DTC à composante directe du courant nulle

4-1 Structure de commande

Le contrôle du moteur synchrone à aimant permanent à composante directe du courant nulle se traduit par le fait que le couple électromagnétique s'exprime de la même manière que celui de la machine à courant continu.

$$C = p \Phi_r I_{qs} \quad (2.58)$$

En effet, le courant statorique de référence dans un référentiel stationnaire de Concordia s'exprime par:

$$\bar{i}_{sref} = \frac{C_{ref}}{p \Phi_r} e^{j(\theta_r + \pi/2)} = I_{ref} e^{j(\theta_r + \pi/2)} \quad (2.59)$$

Considérons l'instant t_k correspondant à la fin de la période d'échantillonnage T_c et désignons respectivement par $\bar{i}_{sk}$ et $\bar{e}_{rk}$ le courant statorique et la fem rotorique. La tension statorique $\bar{v}_s$ passe à une nouvelle valeur à l'instant t_{k+1} correspondant à la fin d'une nouvelle période. Ainsi le courant varie pour atteindre une nouvelle valeur $\bar{i}_{sk+1}$.

Puisque la tension statorique étant constante au cours d'une période d'échantillonnage dont la durée est faible et la dynamique de la fem rotorique est lente, la variation du courant statorique peut être estimé par la série de Taylor du premier ordre. Ce courant s'exprime par :

$$\bar{i}_{sk+1} = \bar{i}_{sk} + \left. \frac{d\bar{i}_{sk}}{dt} \right|_k (t_{k+1} - t_k) = \bar{i}_{sk} + T_c \left. \frac{d\bar{i}_{sk}}{dt} \right|_k \quad (2.60)$$

En considérant la relation (2.60), on a:

$$\bar{i}_{sk+1} = \bar{i}_{sk} + \frac{(\bar{v}_{sk} - R_s \bar{i}_s - \bar{e}_r)|_k}{L_p} T_c \quad (2.61)$$

Dans un travail récent [Houda] traitant le contrôle en tension d'un système d'énergie électrique, on montre que dans un tel système ayant la structure de la figure présentant une faible inductance le courant peut être contrôlé aisément conformément à la relation (2.62) où G est un gain de valeur importante.

$$\bar{v}_{sref} = G(\bar{i}_{sref} - \bar{i}_s) + \bar{e}_r \quad (2.62)$$

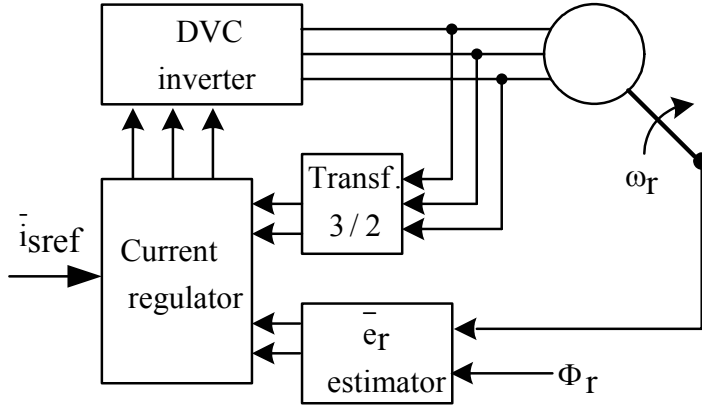


Figure (2.19) : Structure de contrôle en courant

La structure de commande, appliquant le principe du contrôle en courant, est indiquée par la figure (2.19) où il apparaît un régulateur de tension DVC étudié au chapitre précédent. Le problème posé consiste dans la génération de la valeur numérique de $\bar{e}_r$. Cette variable est définie par l'équation (2.53). Le premier terme peut être évalué par la mesure de la vitesse de rotation. Le second terme nécessite la digitalisation du courant mesuré pour pouvoir évaluer sa dérivée.

Ce problème peut être résolu en supposant que le courant atteint rapidement sa commande. Cette hypothèse peut être justifiée puisque l'inductance du circuit est par nature très faible. La relation (2.53) se ramène à (2.63) en remplaçant le courant statorique $\bar{i}_s$ par sa référence $\bar{i}_{sref}$ extraite de la relation (2.59)

$$\bar{e}_r = j\omega_r \Phi_r + \omega_r L_m I_{ref} e^{j\theta_r} \quad (2.63)$$

4-2 Résultat de simulation

Le moteur est à l'arrêt. Le courant statorique de référence valant 259 A est appliqué à l'instant $t = 0.1s$. Cette valeur correspond au couple nominal de la

machine. Le couple résistant est proportionnel à la vitesse de rotation $C_r = k_r \omega_r = 4.4586 \omega_r$

Les figures (2.20) et (2.21) fournissent respectivement la réponse en couple et ces oscillations. Les courbes (a) et (b) de la figure (2.22) reproduisent respectivement les composantes directe et quadrature du courant statorique dans un référentiel tournant. La figure (2.23) montre l'évolution instantanée des composantes du courant.

Ces résultats prouvent que la stratégie de commande proposée réalise le contrôle demandé rapidement

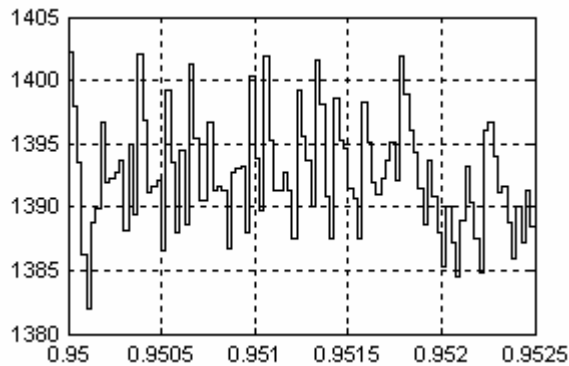
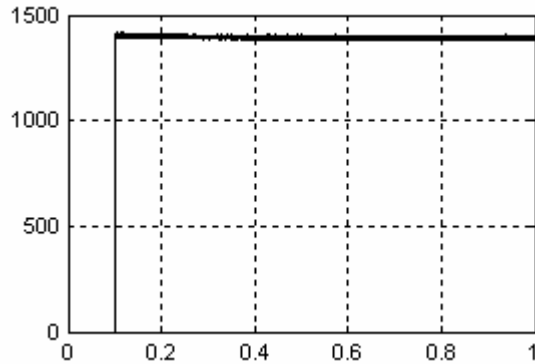


Figure (2.20) : Réponse en couple

Figure (2.21): Oscillation du couple

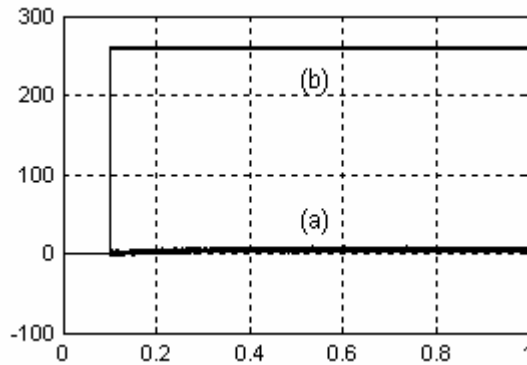


Figure (2.22). Composantes du courant

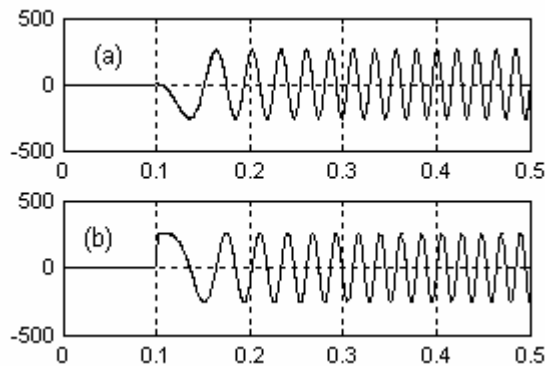


Figure (2.23). Forme des composantes du courant

5- Stratégie de commande DTC et résultats de simulation dans le cas de commande avec critère.

Deux stratégies de commande ont été envisagées. Dans la première, nous avons supposé que l'angle rotorique est mesuré par un capteur de position par ce que la connaissance de cet angle est une opération clé pour choisir le vecteur de contrôle. Dans la seconde partie, nous avons développé un estimateur de la position.

5-1. Stratégie de contrôle proposée avec capteur de position

Dans le principe général de la commande DTC, il y a deux entrées de commande indépendantes qui sont le couple et le flux de référence, notés respectivement C_{ref} et Φ_{ref} . Ces deux grandeurs deviennent liées si on impose un critère.

La stratégie de commande ici consiste à sélectionner le vecteur flux $\bar{\varphi}$ en choisissant le vecteur tension convenable. En effet, si on désigne par $\bar{\phi}_o$ et $\bar{\varphi}$ les

valeurs respectives du flux au début et à la fin de la période T_c , ces grandeurs vérifient sur une période la relation :

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_o + T_c \bar{v} \quad (2.32)$$

L'erreur du flux s'exprime par :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\varphi} - \bar{\varphi}_{ref} = \bar{\varphi}_o + T_c \bar{v} - \bar{\varphi}_{ref} \quad (2.33)$$

Minimiser la norme $\|\bar{\varepsilon}\|$ de l'erreur du flux revient à choisir le vecteur tension adéquat. Ainsi l'algorithme proposé est d'un côté, une méthode analytique et d'un autre côté un contrôle vectoriel complet.

Il reste comment estimer l'angle du vecteur flux de référence ? L'angle δ du flux statorique doit être maintenu constante en respectant le flux rotorique. La valeur de référence δ_{ref} de cet angle peut être déduite du couple et flux de commande. Par conséquent, le vecteur du flux de référence doit être exprimé comme suit :

$$\bar{\varphi}_{ref} = \Phi_{ref} e^{j(\theta_r + \delta_{ref})} \quad (2.34)$$

La connaissance de l'angle rotorique est une opération clé pour choisir le vecteur de contrôle

du PMSM. On a supposé que cet angle est mesuré par un capteur de position.

L'algorithme de contrôle proposé est simulé, en utilisant l'environnement Matlab/Simulink, pour un moteur synchrone à aimant permanent (PMSM) à pôles saillants ayant les caractéristiques données par le tableau 1 indiqué en annexe. La période d'échantillonnage utilisée dans cet algorithme de contrôle est de $T_c = 25 \mu s$.

Pour la commande DTC à minimum de courant, le scénario de commande consiste à appliquer des pas successifs de $0.2 p.u.$ de couple de référence C_{ref} jusqu'à atteindre le couple nominal, figure (2.). Les courbes (a) et (b) de la figure représentent respectivement les réponses en couple et module du courant absorbé. On note ici que la machine fonctionne à couple nominal alors que l'intensité du courant est plus petite que la valeur nominale ; ce qui apporte une amélioration du rendement du système.

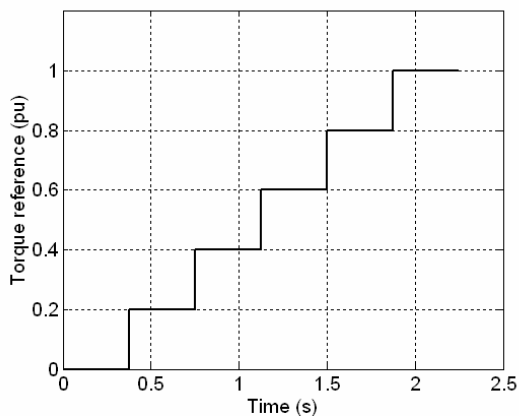


Figure (2.6) : Couple de référence

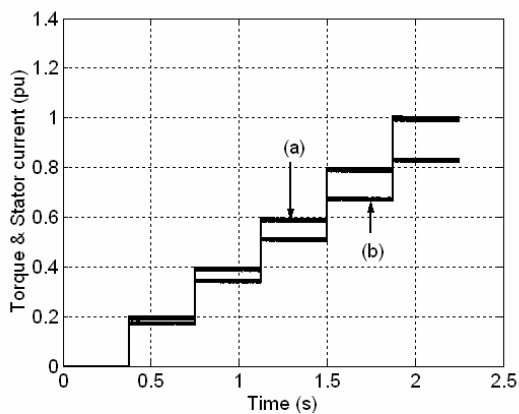


Figure (2.7) : Réponses en couple et courant

La figure (2.8) donne la trajectoire du point de fonctionnement ; ce qui confirme la validité de la stratégie de commande proposée

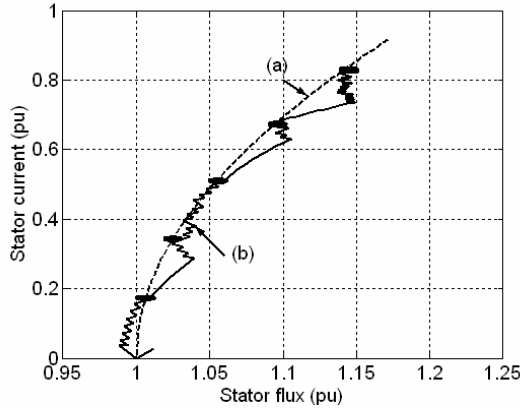


Figure (2.8) : Convergence de la trajectoire du courant vers OCT

5-2. Stratégie de contrôle proposée avec estimateur de la position

Pour la commande DTC la stratégie proposée a été déjà indiquée précédemment. On détermine Φ_{ref} à partir de C_{ref} comme précédemment expliqué. Par ailleurs, on transforme le contrôle du couple en un contrôle de la phase du vecteur flux statorique en imposant à ce vecteur de converger vers un vecteur de référence qu'on définit dans le repère de Concordia par :

$$\bar{\varphi}_{ref} = \Phi_{ref} e^{j(\theta_{ref})} \quad (2.41)$$

Pour réaliser cet objectif, il a été prouvé dans [9], que l'écart d'angle δ entre les vecteurs flux statorique et rotorique instantanés soit maintenu constant et égal à une valeur de référence δ_{ref} définie par les commandes Φ_{ref} et C_{ref} . Ainsi, on pose :

$$\theta_{ref} = \theta_r + \delta_{ref} \quad (2.42)$$

Or, à n'importe quel instant, nous avons :

$$\theta_s = \theta_r + \delta \quad (2.43)$$

Ceci implique :

$$\theta_{ref} = \theta_s - (\delta - \delta_{ref}) \quad (2.45)$$

Ainsi, on peut poser que l'angle de référence θ_{ref} à choisir est obtenu à partir de l'angle θ_s moyennant l'ajout d'une correction tenant compte de l'erreur du couple comme indiqué par la relation (2.46) ci-dessous. En effet, le deuxième terme de droite de la relation (2.45) apparaît comme étant la variation $\Delta\delta$ de δ autour de sa référence δ_{ref} .

$$\theta_{sref}(k) = \theta_s(k) + G.\Delta C \quad (2.46)$$

Cette relation peut aussi se justifier par le fait qu'autour du régime de référence recherché, on peut poser :

$$\Delta\delta = G \Delta C \quad G^{-1} = \left. \frac{\partial C}{\partial \delta} \right|_{(\varphi_{ref}, \delta_{ref})} \quad (2.47)$$

Le choix du gain dans les simulations est un point crucial de l'algorithme puisqu'il suppose la connaissance de la sensibilité du couple autour du régime recherché. Le calcul de cette grandeur pourrait consommer un temps de calcul supplémentaire et donc non souhaitable pour l'application en temps réel. On pourrait utiliser une valeur de gain G calculé pour le régime nominal et limiter la correction

$$\Delta\delta = G\Delta C \text{ par un bloc de saturation de } \pm \frac{\pi}{6}, \text{ valeur largement suffisante.}$$

Par ailleurs, du fait que le vecteur tension délivré par l'onduleur est constant sur une période de commutation T_c , la variation du vecteur flux statorique entre deux instants k et $k+1$ fixant le début et la fin de cette période est donnée par la relation ci-dessous utilisée dans tous les algorithmes, [9].

$$\bar{\varphi}_{s(k+1)} = \bar{\varphi}_{s(k)} + T_c \bar{v}_s \quad (2.48)$$

Le vecteur tension convenable serait celui qui minimise l'erreur de flux :

$$\bar{\varepsilon}_{(k+1)} = \bar{\varphi}_{s(k)} + T_c \bar{v}_s - \bar{\varphi}_{ref(k+1)} \quad (2.49)$$

On calcule donc cette erreur pour l'ensemble des sept vecteurs tensions possibles de l'onduleur et on considère celui assurant le minimum. Pour réduire le phénomène des ripples d'une part, et pour assurer d'autre part un minimum unique ; au lieu de considérer le critère du minimum de la norme $\|\bar{\varepsilon}\|$ de l'erreur comme dans [7, 8, 9, 10] nous avons ici travaillé avec le critère :

$$\min_j (\max(|\varepsilon_{d(j)}|, |\varepsilon_{q(j)}|)) \quad j=1, \dots, 7 \quad (2.50)$$

Dans cette relation, ε_d et ε_q sont respectivement les composantes directe et en quadrature de l'erreur définie par (2.49) alors que j correspond au numéro du vecteur tension.

Le scénario de commande du couple consiste à appliquer un couple de référence C_{ref} égal au couple nominal au départ et à réduire à la moitié. La figure (2.13) illustre le scénario proposé.

La figure (2.14) donne la réponse du couple électromagnétique normalisé par rapport au couple nominal de la machine (1400 Nm). Ce couple suit convenablement la valeur de référence.

La figure (2.15) représente le facteur de puissance qui conserve bien la valeur 1 malgré le changement du couple. La tension moyenne par phase est bien en phase

avec le courant absorbé; Ceci justifie bien que la puissance réactive est pratiquement nulle. Cette puissance est représentée sur la figure (2.16).

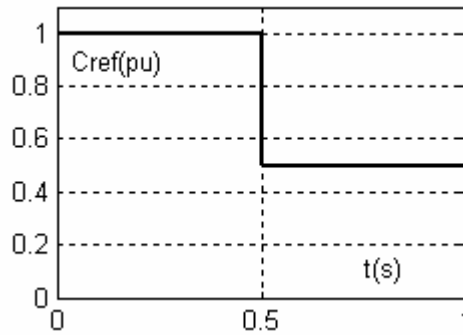


Figure (2.13) : Scénario du couple de référence

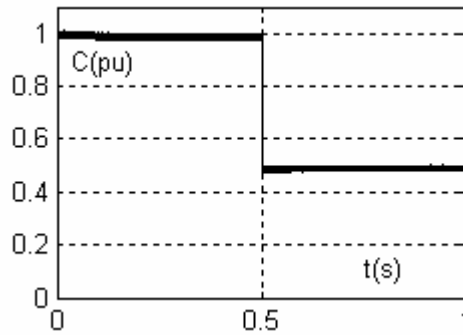


Figure (2.14) : Réponse du couple

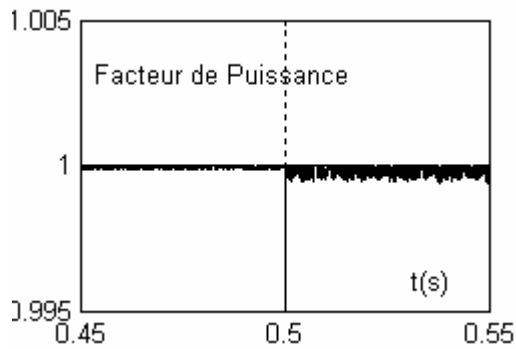


Figure (2.13) : Scénario du couple de référence

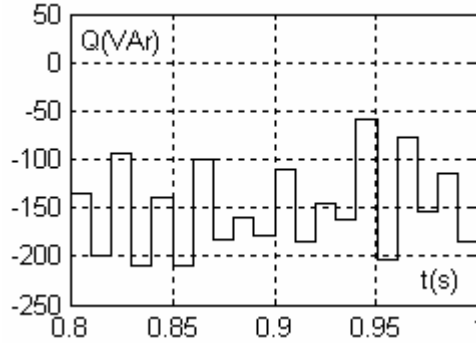


Figure (2.14) : Réponse du couple

2- Modèle de l'ensemble convertisseur PMSM

Dans un repère de Park tournant au synchronisme avec l'axe principal du rotor, la loi d'Ohm appliquée au stator du moteur est donnée par l'équation (1) où $\bar{I}_s$, R_s et ω_r sont respectivement le vecteur courant statorique, la résistance de l'enroulement statorique et la vitesse électrique du rotor. Le lien entre les composantes du vecteur flux statorique et celle du courant est exprimé par la relation (2).

$$\bar{U} = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_s \quad (1)$$

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} = \Phi_r + L_d I_d + jL_q I_q \quad (2)$$

En combinant (1) et (2) et en effectuant les développements nécessaires, nous obtenons le modèle dynamique suivant :

$$\begin{cases} \tau_d \frac{dI_d}{dt} + I_d = \frac{U_d}{R_s} + \omega_r \tau_q I_q \\ \tau_q \frac{dI_q}{dt} + I_q = \frac{U_q}{R_s} - \omega_r \tau_d I_d - \omega_r \frac{\Phi_r}{R_s} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (3.2)$$

Le mouvement mécanique de l'arbre est décrit par la relation (4) où C_r et C représentent respectivement le couple de la charge et celui développé par le moteur. Ce dernier est régi par l'équation (5) où p désigne le nombre de paire de pôles.

$$\frac{Jd\omega_r}{pdt} = C_{em} - C_r \quad (4)$$

$$C_{em} = pI_q [\Phi_r - (L_q - L_d)I_d] \quad (5)$$

3- Critère de contrôle vectoriel d'un PMSM

Le système (3.1) peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \tau_d \frac{dI_d}{dt} + I_d = \frac{U_d}{R_s} - \frac{\Delta U_d}{R_s} \\ \tau_q \frac{dI_q}{dt} + I_q = \frac{U_q}{R_s} - \frac{\Delta U_q}{R_s} \end{cases} \quad (6.1)$$

$$\Delta U_d = -\omega_r L_q I_q \quad \Delta U_q = \omega_r L_d I_d + \omega_r \Phi_r \quad (6.2)$$

Dans le cadre de la présente étude, on modélise le convertisseur statique par une fonction de transfert de premier ordre (relation (7)) dont la constante du temps τ_σ traduit le retard d'établissement de la tension. Cette constante du temps peut être approximée à partir de la période d'échantillonnage et celle de la période de la modulation MLI.

$$F_{conv}(p) = \frac{1}{(1 + \tau_\sigma p)} \quad (7)$$

Selon la commande FOC de base, le contrôleur de courant calcule les tensions de référence utilisées comme entrée du convertisseur. La constante du temps du régulateur est généralement prise égale à celle de la machine pour compenser les pôles et simplifier la fonction de transfert, l'effet de l'intégrateur est l'élimination de l'erreur statique ; structure montrée par le schéma fonctionnel de la figure 1. Les fonctions de transfert des deux contrôleurs PI sont données par (8) :

$$H_{cont}(p) = \frac{K_{id,q}(1 + \tau_{id,q}p)}{\tau_{id,q}p} \quad (8)$$

Un choix adéquat des paramètres des contrôleurs consiste à les considérer de même ordre que ceux du moteur ($\tau_{id} = \tau_d$ et $\tau_{iq} = \tau_q$). Dans un tel cadre, les fonctions de transfert du courant direct et en quadrature sont données par (9) :

$$F_{Id,q}(p) = \frac{I_{d,q}}{I_{dref,qref}} = \frac{1}{2\tau_\sigma^2 p + 2p\tau_\sigma + 1} \quad (9)$$

$$K_{id} = \frac{L_d}{2\tau_\sigma} \quad K_{iq} = \frac{L_q}{2\tau_\sigma}$$

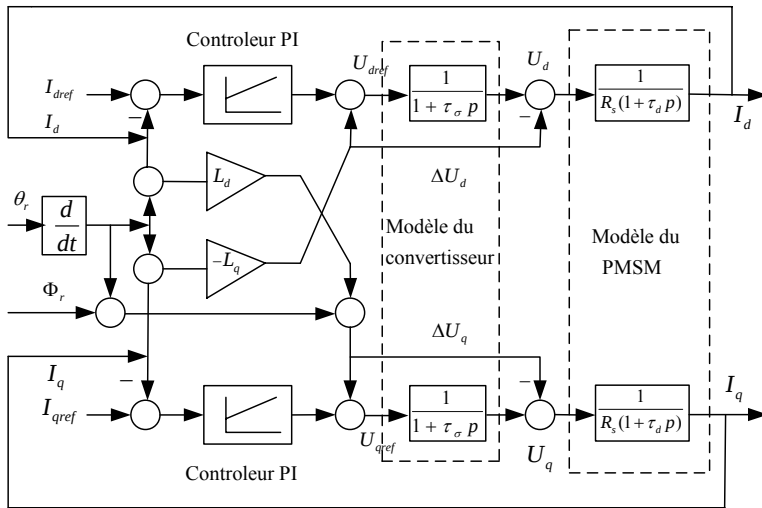


Figure 1 : Schéma fonctionnel de l'ensemble onduleur-PMSM en mode de contrôle de courant

En se limitant à un développement de premier ordre, l'équation (9) se transforme en (10):

$$\begin{cases} F_{Id}(p) = \frac{I_d}{I_{dref}} \approx \frac{1}{1 + \tau_{eq} p} \\ F_{Iq}(p) = \frac{I_q}{I_{qref}} \approx \frac{1}{1 + \tau_{eq} p} \end{cases} \quad (10)$$

avec : $\tau_{eq} = 2\tau_\sigma$