

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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



*Université Mouloud MAMMERRI de Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Electrotechnique*



MEMOIRE

**De fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme
D'ingénieur d'état en Electrotechnique
Option : Machines Electrique**

Thème

*Etude de la commande vectorielle
à flux rotorique orienté
Application à la machine asynchrone triphasée*

**Proposé et dirigé par :
M^r DJOUDI Hakim**

**Etudié par :
M^r CHAIBET Amar
M^r BRAHIMI Adb El Kader**

Promotion : 2007-2008

Remerciements

Nous remercions dieu de nous avoir donné la force physique et intellectuelle pour mener à terme ce présent travail, et le louons pour tout ce que nous sommes en l'implorant pour notre devenir.

Au terme de ce travail, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre promoteur M^r Hakim DJOUDI pour sa permanente disponibilité, et ses encouragements qu'il n'a cessé de nous prodiguer jusqu'à l'achèvement de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier les membres de Jury pour avoir aimablement accepté d'évaluer le contenu de ce mémoire.

Nous exprimons particulièrement notre gratitude à l'égard de nos enseignants pour nous avoir prodigué savoir et conseils.

Nous n'oublions pas tos ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire et nous profitons de cette occasion qui nous est offerte pour leur témoigner notre sincère amitié et leurs avouer notre reconnaissance.

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 01 |
|-----------------------------------|-----------|

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

| | |
|--|-----------|
| I-1) Introduction..... | 03 |
| I-2) Description et principe de fonctionnement..... | 03 |
| I-2-1) Description..... | 03 |
| I-2-2) Principe de fonctionnement..... | 04 |
| I-3) Hypothèse simplificatrices..... | 04 |
| I-4) Conséquences des hypothèse simplificatrices..... | 04 |
| I-5) Conventions de signe..... | 05 |
| I-6) Mise en équations de la machine asynchrone triphasée..... | 07 |
| I-6-1) Equations électriques..... | 07 |
| I-6-2) Equations magnétiques..... | 08 |
| I-6-1) Equations mécaniques..... | 10 |
| I-7) Transformation de Park..... | 10 |
| I-8) Equations de la machine dans les axes d et q..... | 12 |
| I-8-1) Equations électriques..... | 12 |
| I-8-2) Equations magnétiques..... | 13 |
| I-8-3) Expression du couple électromagnétique instantané..... | 14 |
| I-9) Choix du référentiel..... | 16 |
| I-9-1) référentiel immobile par rapport au stator..... | 16 |
| I-9-2) référentiel immobile par rapport au rotor..... | 16 |
| I-9-3) référentiel immobile par rapport au champ tournant..... | 17 |
| I.10) Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état..... | 18 |
| I-11) Simulation numérique..... | 21 |
| I-11-1) Interprétation des résultats..... | 23 |
| I-11-2) Evolution du courant d'une phase statorique..... | 23 |
| I-11-3) Evolution du couple électromagnétique..... | 23 |
| I-11-4) Evolution de la vitesse..... | 23 |
| Conclusion..... | 23 |

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

| | |
|---|-----------|
| II-1) Introduction..... | 25 |
| II-2) Principe de la commande vectorielle..... | 25 |
| II-2-1) Expressions des flux..... | 27 |
| II-2-2) Expression des tensions..... | 27 |
| II-3) Découplage entrée-sortie..... | 29 |
| II-3-1) Découplage par compensation..... | 30 |
| II-4) Les estimateurs de commande..... | 32 |
| II-5) Organisation de la commande..... | 35 |

CHAPIRE III : ETUDE ET CALCUL DES REGULATEURS PID

| | |
|---|-----------|
| III-1) Introduction..... | 37 |
| III-2) Action Proportionnelle..... | 38 |
| III-2-1) Principe..... | 38 |

| | |
|--|----|
| III-2-2) L'équation temporelle..... | 38 |
| III-2-3) La fonction de transfert..... | 39 |
| III-2-4) Limites du régulateur proportionnel..... | 39 |
| III-3) Action Intégrale..... | 40 |
| III-3-1) Principe..... | 40 |
| III-3-2) Equation temporelle..... | 40 |
| III-3-3) Fonction de transfert..... | 40 |
| III-4) Action Proportionnelle Intégrale..... | 41 |
| III-4-1) Principe..... | 41 |
| III-4-2) Equation temporelle..... | 41 |
| III-4-3) Fonction de transfert..... | 41 |
| III-5) Action Dérivée..... | 41 |
| III-5-1) Principe..... | 41 |
| III-5-2) Equation temporelle..... | 42 |
| III-5-3) Fonction de transfert..... | 42 |
| III-6) Action Proportionnelle Dérivée PD..... | 43 |
| III-6-1) Fonction de transfert..... | 43 |
| III-6-2) Filtrage de la dérivée..... | 43 |
| III-6-3) L'effet de la dérivée..... | 44 |
| III-7) Action Proportionnelle Intégrale Dérivée PID..... | 45 |
| III-7-1) Fonction de transfert..... | 45 |
| III-7-2) Effet des paramètres de réglage..... | 46 |
| III-8) Différentes structures de régulateurs PID..... | 47 |
| III-8-1) Structure série..... | 47 |
| III-8-2) Structure parallèle..... | 48 |
| III-8-3) Structure mixte classique..... | 49 |
| III-8-4) Structure mixte variante..... | 50 |
| III-9) Avantages et inconvénients des actions du régulateur PID..... | 50 |
| III-10) Réglage des régulateurs..... | 51 |
| III-10-1) Méthode de compensation des pôles..... | 51 |
| III-10-2) Méthode de placement des pôles..... | 52 |
| Conclusion..... | 54 |

CHAPIRE IV : Application des régulations sur la machine asynchrone

| | |
|--|----|
| IV-1) Application des régulations sur la machine asynchrone..... | 55 |
| IV-1-1) Contrôle du flux et du couple..... | 55 |
| IV-1-2) Déterminations des correcteurs..... | 56 |
| IV-1-2-1) Correcteur du flux..... | 56 |
| IV-1-2-2) Correcteur de couple..... | 56 |
| IV-1-2-3) Contrôle de la vitesse..... | 57 |
| IV-2) Simulation numérique..... | 58 |
| IV-2-1) Commentaire sur les résultats..... | 64 |
| Conclusion..... | 65 |
| Conclusion générale..... | 66 |

Introduction

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu a constitué la seule source électromécanique de vitesse variable, en raison de sa facilité de commande.

La machine à courant continu à excitation séparée présente comme principale avantage d'être facilement commandée, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple.

En revanche, elle présente un inconvénient majeur, du fait de la présence des balais frottant sur le collecteur, ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse, et exige une maintenance importante. Ces limites ont conduit à l'étude des moteurs à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone. [1]

La machine asynchrone à cage d'écureuil est d'une conception simple, robuste, peu coûteuse et d'une maintenance facile. En outre, au démarrage elle peut supporter des couples pouvant excéder 5 à 7 fois le couple nominale. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Cependant, lorsqu'on a voulu transférer l'expérience du contrôle de moteur à courant continu vers le moteur asynchrone, de nombreuses difficultés sont apparues. En effet, le découplage naturel n'existe plus pour le moteur asynchrone. Le flux et le couple sont fortement couplés, ces deux grandeurs essentielles dépendent des courants statoriques.[2]

Une méthode de commande pour contrôler la vitesse dite en (v sur f) permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle 'régime permanent' de la machine.

Il existe un schéma de contrôle basé sur le modèle 'transitoire' ou 'dynamique' de la machine qui est le contrôle vectoriel de la machine. Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle du couple. Il est

cependant plus difficile à implanter, puisque il requiert plus de puissance de calcul en temps réel de la part de l'organe de commande (micro contrôleur) du variateur.

Les performances de cette méthode se dégradent d'une manière très sensible, en raison des variations dans de larges proportions des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement, ainsi que les problèmes rencontrés au démarrage direct provoquant une chute de tension du réseau dommageable pour les autres usagers qui y sont reliés. [3]

Pour mettre fin à ces problèmes, on a fait recours à une technique plus performante, en utilisant un contrôleur formé d'un régulateur PI (proportionnel intégral).

Pour atteindre notre objectif nous avons divisé notre travail en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée en utilisant la transformation de Park.
- Le second chapitre définit la commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- Le troisième chapitre sera réservé à l'étude du régulateur PID ainsi les méthodes utilisées pour le dimensionner.
- Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de l'ensemble machine asynchrone –commande vectorielle –régulateur.

Nous terminerons par une conclusion générale.

I.1) Introduction

Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler, d'établir une modélisation adaptée, et d'interpréter sa dynamique propre.

La modélisation est une interprétation mathématique d'un phénomène physique, c'est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif à automatiser. Dans notre étude le processus à contrôler est une machine asynchrone. [7]

Vu la complexité des phénomènes électromagnétiques, et la difficulté de leurs formulations mathématiques dans les machines asynchrones, l'utilisation de la transformation de PARK est très recommandée, pour cela, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices doit être adopté, et en tenant compte des convention de signe (fonctionnement en moteur).[3]

Nous allons dans un premier temps présenter, quelques généralités et le principe de fonctionnement de notre machine. Après, on présenteras les équations qui traduisent le modèle réel de la machine, puis le modèle de Park, duquel nous déduisons, après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine. Enfin, nous terminerons ce chapitre, par la simulation de la machine asynchrone alimentée en tension sous le Logiciel Matlab.0

I.2) Description et principe de fonctionnement [2]

I-2-1) Description

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe, et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logées trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé, de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes.

La structure électrique du rotor peut être réalisée, soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes

accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents ; soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique (rotor à cage d'écureuil). [2]

I-2-2) Principe de fonctionnement

Le champ tournant issu des bobines du stator va induire des courants dans le bobinage rotorique (ou bien à cage) ; d'après la loi de Lenz ces derniers s'opposent à la cause qui leurs a donné naissance. L'interaction de ces courants et du champ magnétique tournant crée un couple moteur qui provoque la rotation du rotor à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant, on dit qu'il y a **glissement**. Le glissement (g) est la différence relative des deux vitesses définie par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad \text{(I-01)}$$

Avec :

Ω_s : La vitesse de rotation angulaire du stator (vitesse de synchronisme) en rd.s^{-1}

Ω_r : La vitesse de rotation angulaire du rotor en rd.s^{-1}

La fréquence du courant rotorique :

$$f_r = g.f_s$$

f_s : La fréquence du courant statorique

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices

I.3) Hypothèses simplificatrices : [2]

En raison de complication des phénomènes électromagnétiques, thermiques et mécaniques de la machine, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- _ Entrefer constant
- _ Effet des encoches négligé.
- _ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- _ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- _ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- _ Influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas pris en compte.

I.4) Conséquences des hypothèses simplificatrices

Parmi les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices, on peut citer :

- _ L'additivité des flux ;
- _ Constance des inductances propres ;
- _ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [3]

I.5) Conventions de signe : [10]

- _ Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif ;
- _ Une fem positive fait circuler un courant positif ;
- _ Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique ;
- _ Le rotor est considéré comme générateur et le stator comme récepteur.

Le repérage angulaire des axes magnétiques d'une machine asynchrone est représenté par la figure suivante.

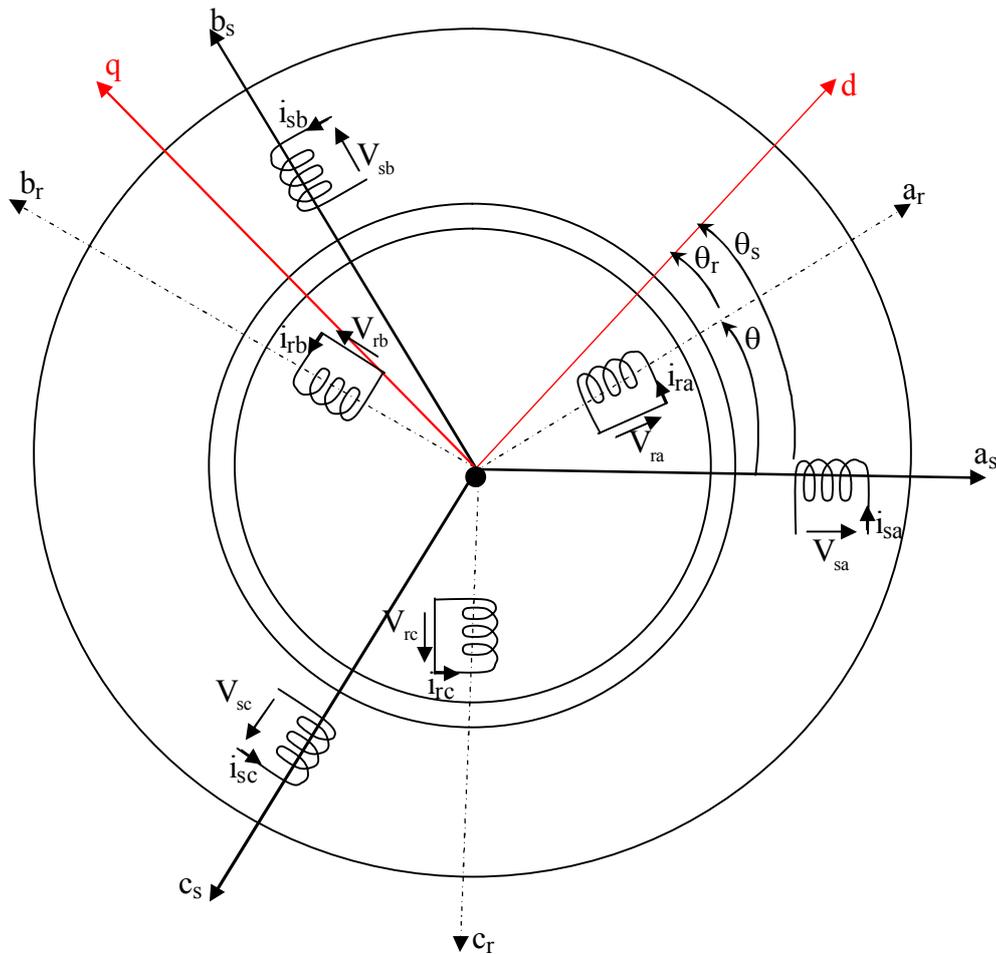


Figure (I-1) : Représentation des enroulements et des axes statoriques et rotoriques

Définitions

Les axes :

Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de 120° .

(d, q) : axes tournant à la vitesse Ω_s

(a_s, b_s, c_s) : axes statoriques.

(a_r, b_r, c_r) : axes rotoriques.

Les angles :

θ : Angle entre l'axe rotorique a_r et l'axe statorique a_s .

θ_s : Angle entre l'axe statorique a_s et l'axe directe Od.

θ_r : Angle entre l'axe rotorique a_r et l'axe directe Od.

$$\begin{aligned}
 (O_{as}, O_d) &= \theta_s & ; (O_{bs}, O_d) &= \theta_s - 2 \times \frac{\pi}{3} & ; (O_{cs}, O_d) &= \theta_s - 4 \times \frac{\pi}{3} \\
 (O_{ar}, O_d) &= \theta_r & ; (O_{br}, O_d) &= \theta_r - 2 \times \frac{\pi}{3} & ; (O_{cr}, O_d) &= \theta_r - 4 \times \frac{\pi}{3} \\
 (O_{as}, O_{ar}) &= \theta_s - \theta_r = \theta & ; (\theta_d, \theta_q) &= \frac{\pi}{2}
 \end{aligned}$$

Les vitesses de rotation :

$$\Omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} : \text{La vitesse de rotation angulaire du champ tournant.}$$

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{La vitesse de rotation du rotor.}$$

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r :$$

ω : La vitesse angulaire de rotation du stator par rapport au rotor.

Avec : $\Omega = \frac{\omega}{p}$: La vitesse angulaire de rotation.

p : Nombre de paires de pôles.

Le rotor ne peut sans artifice, rattraper le champ tournant statorique ; car, si tel était le cas, il serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. Ainsi la vitesse du rotor Ω_r est nécessairement inférieure à Ω_s appelée **vitesse de synchronisme**. C'est pour cela que le moteur est appelé **asynchrone**. [2]

I.6) Mise en équation de la machine asynchrone triphasée :

La machine asynchrone peut être représentée par trois types d'équations :

I.6.1) Les équations électriques :

Compte tenu des conventions de signe ci-dessus, les six enroulements de la figure (I-1) obéissent aux équations suivantes écrites sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad \text{(I-02)}$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; & [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; & [\varphi_s] &= \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; & [I_r] &= \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; & [\varphi_r] &= \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I.6.2) Les équations magnétiques :

Les hypothèses précédemment citées, entraînent les relations suivantes entre flux et courants, écrites sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] \end{cases} \quad \text{(I-03)}$$

La matrice suivante établit la relation entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_2 & M_3 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{(I-04)}$$

Tell que :

$$M_1 = \cos(\theta) ; \quad M_2 = \cos\left(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) ; \quad M_3 = \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

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

Et :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre deux phases statorique et rotorique

(Obtenue quand les axes magnétiques des deux phases sont alignés).

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-05})$$

I.6.3) Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I-06})$$

Tell que :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

f : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution du système d'équations du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est très difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution, l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

I.7) Transformations de Park [2, 3, 5]

La transformation de Park, consiste à appliquer aux différentes grandeurs (courant, flux et tension) un changement de variables, faisant intervenir l'angle entre les axes de phases et les axes (d, q) dans la matrice de Park, l'angle (θ_s) intervient pour les grandeurs statoriques et (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

La matrice de Park, est utilisée pour simplifier la représentation des équations ; elle transforme un système de grandeurs triphasées équilibré d'axes (a, b, c) en un système de grandeurs diphasées équivalent d'axe (d, q).

Les composantes relatives et réelles sont liées par l'équation :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I-07})$$

Avec :

$$[X_{dqo}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad ; \quad [X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Tel que

d, q, o : Sont respectivement indice des composantes direct, quadratique et homopolaire.

' θ ' : Représente l'angle de transformation, elle dépend du choix du référentiel ainsi que des grandeurs statoriques et rotoriques.

La matrice de changement de base de Park directe est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-08})$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$, a été choisi de façon à aboutir aux relations les plus simples entres les valeurs numériques associées aux système d'axes (dq) et (abc) des courants, des tensions et des flux. Il repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, ce qui conduit, de toute évidence, à leur équivalence physique.

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice $[P(\theta)]$; c'est également l'inverse de la matrice de Park.

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Le mode habituel d'alimentation du stator, et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, les composantes d'indice (o) sont nulles.

On obtient après transformation de l'équation (I-08), le système suivant:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

I.8) Equations de la machine asynchrone dans les axes d et q

Après la substitution des enroulements fictifs (d, q) aux enroulements triphasés (a, b, c), on obtient les équations suivantes.

I.8.1) Equations électriques

Les équations de Park statorique et rotorique s'écrivent.

Au stator

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

Au rotor

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

I.8.2) Equations magnétiques

Les équations magnétiques dans le repère (d, q) cote stator et rotor s'écrivent.

Au stator

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

Au rotor

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$ Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$ Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

La substitution des enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (I-2) une écriture rapide de l'équation (I-16).

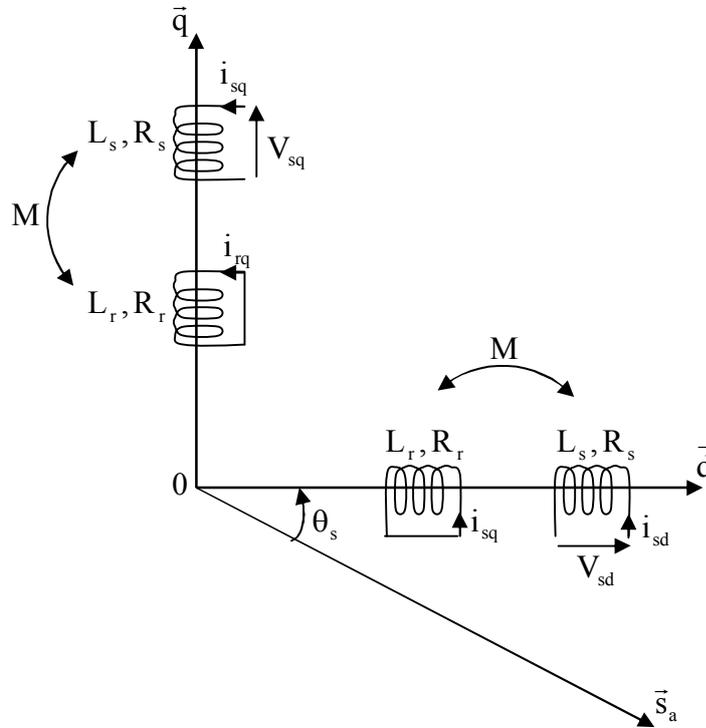


Figure (I-2) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.

I.8.3) Expression du couple électromagnétique instantané : [2]

Nous avons exprimé les équations de la machine mais, il reste également le couple électromagnétique, ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes (d, q) :

$$P_e = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs} + V_{qr} \cdot i_{qr} + V_{dr} \cdot i_{dr} \quad (I-17)$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations (I-12) et (I-13).

a-) Puissance dissipée en pertes Joule :

$$R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (\text{I-18})$$

b-) Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources :

$$i_{ds} \left(\frac{d\varphi_{ds}}{dt} \right) + i_{qs} \left(\frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right) + i_{dr} \left(\frac{d\varphi_{dr}}{dt} \right) + i_{qr} \left(\frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right) \quad (\text{I-19})$$

c-) Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\varphi_{ds} \cdot i_{ds} - \varphi_{qs} \cdot i_{qs}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\varphi_{dr} \cdot i_{dr} - \varphi_{qr} \cdot i_{qr}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (\text{I-20})$$

En tenant compte des équations des flux (I-16) on peut donc écrire que :

$$P_m = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \quad (\text{I-21})$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à :

$$P_m = C_{em} \Omega = C_{em} \frac{\omega}{P} \quad \Rightarrow \quad C_{em} = P \frac{P_m}{\omega} \quad (\text{I-22})$$

L'équation scalaire du couple sera alors :

$$C_{em} = p [\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}] \quad (\text{I-23})$$

Divers manipulations de l'équation fondamentale (I-23) conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple qui seront autant de points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande. Dans notre étude, on s'intéresse à l'expression suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} [\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}] \quad (\text{I-24})$$

I.9) Choix du référentiel :

Les équations électriques (I-12) et (I-13) peuvent être réécrites dans le repère (d, q), pour cela, trois types de référentiel sont intéressants, la condition est de choisir le référentiel favorable, ce choix se fait en fonction du problème à étudier. [7]

I.9.1) Référentiel immobile par rapport au stator :

On utilise la convention suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r ; \quad (\theta_r = -\theta)$$

Les équations deviennent :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + R_s \cdot i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + R_s \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{qr} + R_r \cdot i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{ds} + R_r \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

Ce référentiel sera choisi de préférence, en vue d'étudier des variations importantes de vitesse de rotation.

I.9.2) Référentiel immobile par rapport au rotor :

On utilise la convention suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 ; \quad (\theta_s = \theta)$$

Les équations deviennent :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} + R_s \cdot i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} + R_s \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{(I-27)}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\phi_{dr}}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \text{(I-28)}$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

I.9.3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est donc préférable pour l'étude des exemples où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation des moteurs à fréquence variable, lorsque l'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations. [10]

On utilise la convention suivante :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

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

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} + R_s \cdot i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} + R_s \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\phi_{dr}}{dt} + R_r \cdot i_{dr} - \omega_r \cdot \phi_{qr} \\ 0 = \frac{d\phi_{qr}}{dt} + R_r \cdot i_{qr} + \omega_r \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-28})$$

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} [\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}] \quad (\text{I-29})$$

I .10) Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état : [11]

L'équation d'état proprement dite est l'équation différentielle qui indique comment les variables d'état varient sous l'effet des entrées, cela est possible grâce à la connaissance de l'état du système à l'instant t_0 .

Pour notre cas, le moteur est alimenté en tension, les variables de commande principales sont alors V_{ds} et V_{qs} .

La représentation d'état est donnée sous la forme suivante :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{I-30})$$

Avec :

A : Matrice d'évolution du système.

X : Vecteur d'état.

B : Vecteur de commande.

U : Vecteur d'état.

Le choix du vecteur d'état dépend des objectifs liés, soit à la commande, soit aux différents paramètres de la machine qu'on veut observer, et pour cela diverses possibilités sont offertes, qui sont :

$$\begin{aligned}
 X &= (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \omega_r)^t \\
 X &= (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega_r)^t \\
 X &= (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{dr}, i_{qr}, \omega_r)^t \\
 X &= (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \omega_r)^t
 \end{aligned}
 \tag{I-30}$$

Dans notre cas, nous avons choisis le vecteur d'état $X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \omega_r)^t$, ce dernier nous permet d'avoir en sortie les courants statoriques essentiels pour le contrôle de la machine.

Les entrées de la machine sont V_{ds} et V_{qs} . Pour avoir le modèle d'état, nous devons modifier les équations des tensions statoriques (I-12) et (I-13), et pour se faire, on doit exprimer les flux φ_{ds} et φ_{qs} en fonction des variables d'état : $(\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs})^t$.

Tout calcul fait, on aura le modèle d'état suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M.T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M}\right)\omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M}\right)\omega_r & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M.T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-31)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-31)$$

Avec :

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \quad \text{Constante du temps statorique.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_s} \quad : \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

L'équation mécanique et l'expression du couple électromagnétique restent inchangées.

La représentation d'état est donnée par la figure suivante :

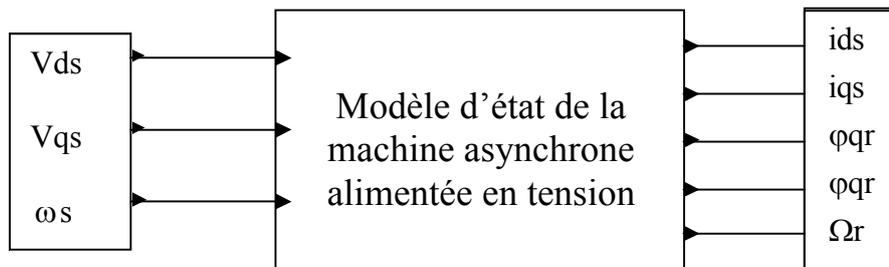


Figure (I-3) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

I.11) Simulation numérique :

La simulation numérique est un moyen efficace et économique, elle permet aux ingénieurs de faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade de conception, qu'au cours du fonctionnement des systèmes. [4]

Plusieurs logiciels de simulation sont utilisés dans les milieux universitaires et de l'industrie.

Dans notre travail, nous allons utiliser MATLAB/ SIMULINK pour la simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé de tension 220V et de fréquence 50 Hz.

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

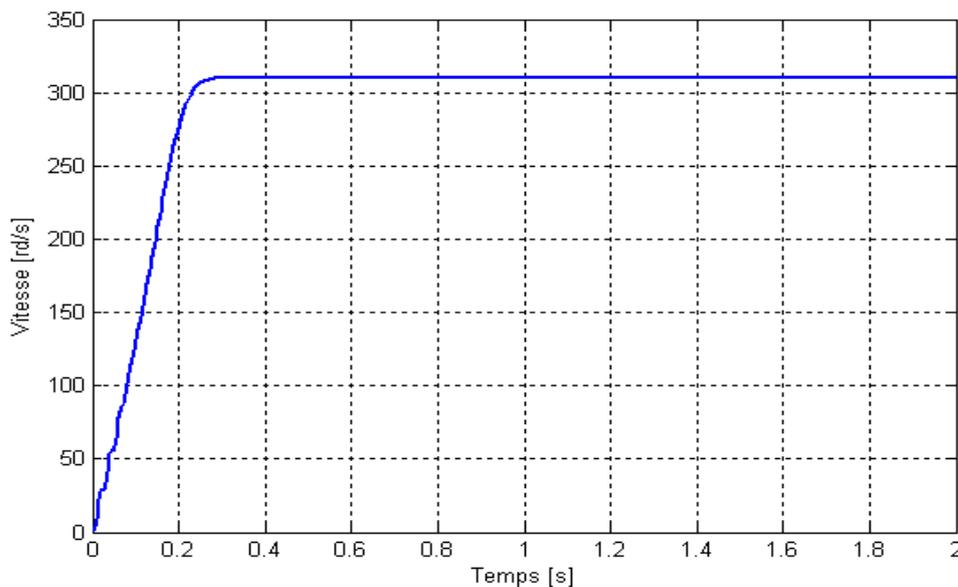


Figure (I-4) : Allure de la vitesse

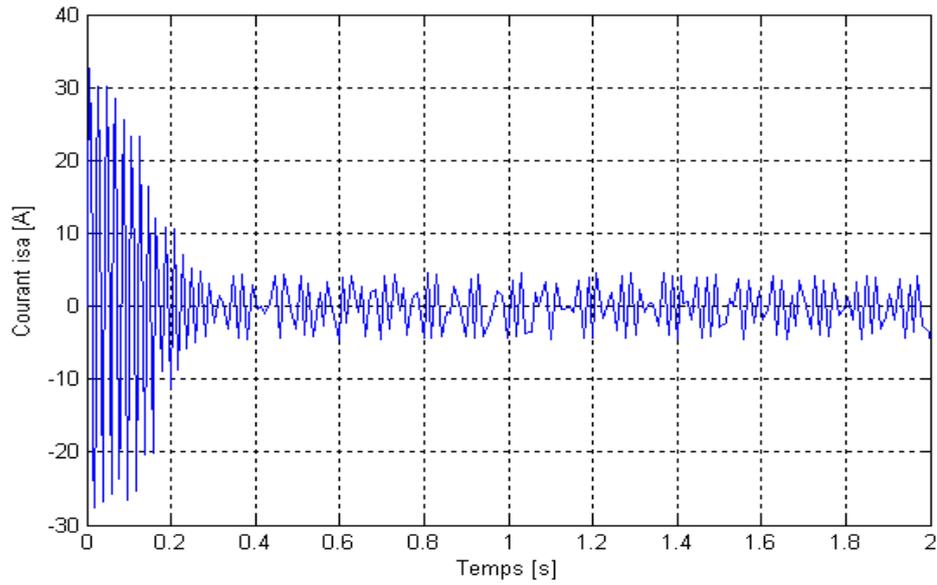


Figure (I-5) : Allure du courant isa (courant statorique)

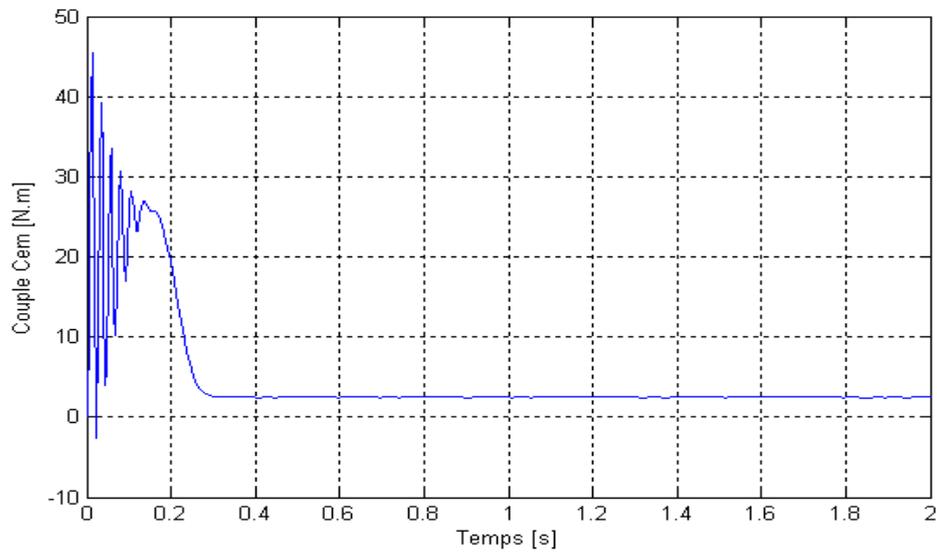


Figure (I-6) : Allure du couple électromagnétique

I-11-1) Interprétation des résultats :

Les trois courbes précédentes détaillent, respectivement, l'évolution temporelle du courant d'une phase statorique i_{sa} , du couple et de la vitesse.

I-11-2) Evolution du courant d'une phase statorique (i_{sa}) :

On reconnaît le classique appel du courant au démarrage qui atteint une valeur maximal de 32.7A -voir figure (I-5)- ; ce dernier est nécessaire pour produire un couple électromagnétique suffisant pour compenser tous les couples résistants qui existent dans la machine.

Après disparition du régime transitoire, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide (4A).

I-11-3) Evolution du couple électromagnétique :

L'oscillation du couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, puisque le couple croit jusqu'à 45.5 N.m -voir figure (I-6)-, pour vaincre le bruit engendré par la partie mécanique de la machine. Au régime stationnaire, le couple se stabilise à 2.5 N.m, cette valeur correspond au couple dû aux pertes par frottements et ventilation.

I-11-4) Evolution de la vitesse :

Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse. En régime permanent, elle se stabilise à 310.4 rd/s -voir figure (I-4), cette valeur est proche de la vitesse de synchronisme.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques généralités sur la machine asynchrone et nous avons abordé la problématique de sa modélisation en se basant sur les équations électrique, magnétique et mécanique qui réagissent sur le comportement dynamique de notre machine dans un système de grandeurs triphasée d'axes (a, b, c). La résolution des équations ainsi obtenues est très difficile, même avec l'utilisation de l'outil informatique. Pour faciliter la tâche, on a opté pour un changement de base utilisant la transformation de Park vers un système de grandeurs diphasées équivalent d'axes (d, q) lié au champ tournant.

On a pu ainsi élaboré un modèle simplifié de la machine asynchrone, mais il reste toujours non linéaire et fortement couplé.

La commande en boucle ouverte n'est pas performante, car il impose de courant très élevés en régime transitoire. De plus, cela induit des oscillations gênantes sur le couple qui vont faire vibrer la machine.

Pour palier à ces inconvénients, on a fait recours à la commande vectorielle qui fera l'objet du chapitre suivant.

II.1) Introduction

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator, et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi toute variation du couple par variation des courants statoriques se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage des réglages du couple et du flux.

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mises au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes de flux, et du couple de la machine asynchrone.

Le découplage peut être alors réalisé par plusieurs variantes, par orientation du flux statorique, du flux dans l'entrefer, ou du flux rotorique.

Actuellement la méthode la plus utilisée, est donnée par la théorie de commande par flux orienté. Cette dernière a été proposée en 1972 par 'BLASCHKE', elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation d'un flux selon l'axe (d) du repère choisi. Cela permet d'obtenir une structure de commande découplée. Dans ce chapitre, nous présenterons, le principe de l'orientation du flux rotorique. [3, 6, 7]

II.2) Principe de la commande vectorielle : [2, 5, 8]

Le but de cette commande, est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple de celle du flux.

Nous avons vu, que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère (d, q) comme un produit croisé du courant ou du flux. Si nous reprenons l'écriture du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} [\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}] \quad (\text{II-01})$$

On s'aperçoit, que si l'on élimine le deuxième produit ($\varphi_{qr} \cdot i_{ds}$), alors le couple ressemblerait à celui d'une machine à courant continu (MCC).

Pour une MCC a excitation séparée, la force magnétomotrice de l'induit est déphasée de 90° par rapport à celle de l'inducteur, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant de l'induit. Si maintenant, le flux inducteur est constant, le couple est directement proportionnel au courant induit, donc il y a un découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique. Ce découplage offre à cette machine la facilité de commande.

Pour la machine asynchrone, il suffit d'orienter le repère dq, de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de telle sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe (d) et donc d'avoir :

$$(\varphi_{qr} = 0) \text{ et } (\varphi_{dr} = \varphi_r)$$

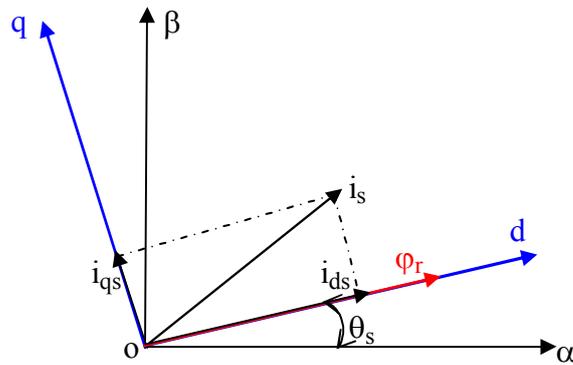


Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique sur l'axe 'd'

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{rd} \cdot i_{qs} \tag{II-02}$$

On se place dans le cas d'une machine alimentée en tension. La composante i_{ds} peut donc commander, de façon découplée, le flux rotorique et la composante i_{qs} le couple si le flux φ_{dr} est constant

Reprenons les équations de la machine en tenant compte de l'orientation du flux suivant l'axe d ($\varphi_{qr} = 0$) et ($\varphi_{dr} = \varphi_r$)

II-2-1) Expressions des flux :

Côté stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \text{(II-03)}$$

Côté rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(II-04)}$$

II-2-2) Expressions des tentions :

Côté rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_r \end{cases} \quad \text{(II-05)}$$

Soit

$$i_\varphi = \frac{\varphi_r}{M} \quad \text{(II-06)}$$

Avec i_φ : est l'image du courant magnétisant.

Côté stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} + R_s \cdot i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} + R_s \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{(II-07)}$$

La manipulation des expressions du paragraphe précédent, nous a permis d'exprimer les tensions $V_{ds}(s)$ et $V_{qs}(s)$ en fonction des grandeurs utiles pour la maîtrise du couple électromagnétique.

$$V_{ds}(s) = R_s \left[1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2 \right] i_{\phi}(s) - e_d \quad (\text{II-08})$$

$$V_{qs}(s) = R_s (1 + \sigma T_s s) i_{qs}(s) - e_q \quad (\text{II-09})$$

Avec:

$$e_d = \sigma L_s \omega_s i_{qs} \quad (\text{II-11})$$

$$e_q = -L_s \omega_s (1 + \sigma T_r s) i_{\phi} \quad (\text{II-12})$$

Sous cette forme, la partie électrique des expressions (II-08) et (II-09) apparaît comme deux processus mono - variable couplés par les grandeurs de perturbations e_d et e_q .

A partir de l'équation (II-08), on tire le courant magnétisant $i_{\phi}(s)$:

$$i_{\phi}(s) = \frac{V_{ds}(s) + e_d}{R_s \left[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_s T_r s^2 \right]} = A(V_{ds}(s) + B i_{qs}) \quad (\text{II-13})$$

Avec:

$$\begin{cases} B = \sigma L_s \omega_s \\ A = \frac{1}{R_s \left[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2 \right]} = F\phi(s) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

De l'équation (II-09) on tire $i_{qs}(s)$:

$$i_{qs}(s) = \frac{V_{qs}(s) + e_q}{R_s (1 + \sigma T_s s)} = C.[V_{qs}(s) - D . i_{\phi}(s)] \quad (\text{II-15})$$

Avec :

$$\begin{cases} C = \frac{1}{R_s [1 + \sigma.T_s.s]} = Fq \\ D = L_s . \omega_s (1 + \sigma.T_r.s) \end{cases} \quad \text{(II-16)}$$

On résume les deux équations précédentes (II-13) et (II-15) dans la figure suivante :

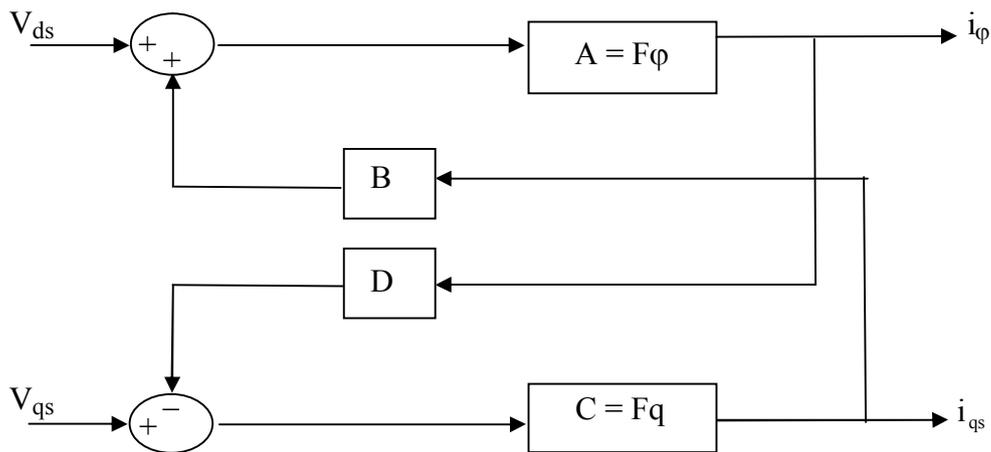


Figure (II-2) : schéma de couplage de la machine asynchrone

Les tensions \$V_{ds}\$ et \$V_{qs}\$ permettent respectivement le réglage du flux et le couple est peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux rotorique orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais les tension \$V_{ds}\$ et \$V_{qs}\$ influent à la fois sur le courant magnétisant donc sur le flux \$\phi_r\$ et le courant statorique en quadrature \$i_{qs}\$, donc sur le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre les axes d et q.

II.3) Découplage entrée – sortie

L'objectif de ce découplage est de limiter l'effet d'une entrée sur une seule sortie. On peut représenter alors le schéma fonctionnel du contrôle sous la forme d'un ensemble de système mono - variable évoluant en parallèle.

IL existe plusieurs technique de découplage : découplage par un régulateur, par retour d'état, par compensation... [6]

Pour notre étude, on utilise le découplage par compensation.

II-3-1) Découplage par compensation [2, 5, 13]

Cette méthode consiste à définir deux nouvelles variables de commande U_{ds} et U_{qs} afin d'assurer le découplage entrée-sortie tel que :

$$\begin{cases} V_{ds}(s) = U_{ds}(s) - \tilde{e}_d \\ V_{qs}(s) = U_{qs}(s) - \tilde{e}_q \end{cases} \quad \text{(II-17)}$$

On définit par \tilde{e}_d et \tilde{e}_q comme les perturbations reconstituées par le dispositif de commande (**figure II-3**)

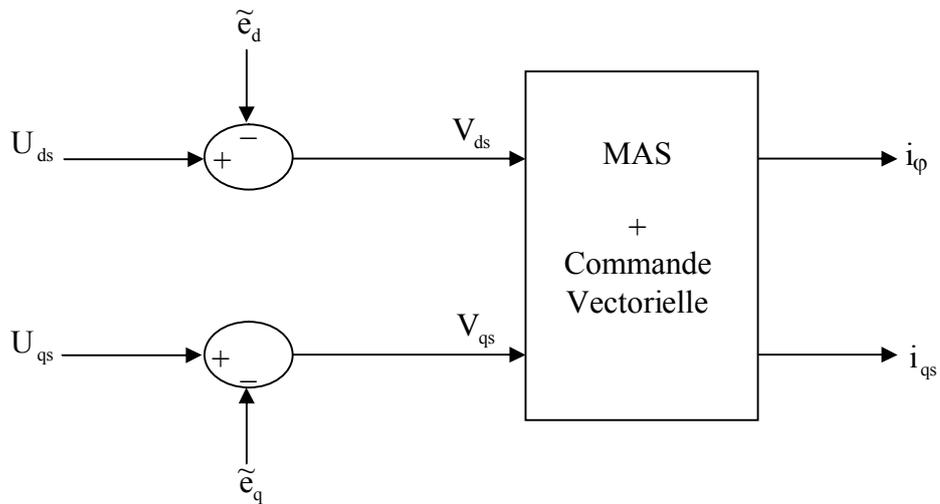


Figure (II-3) : reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs} .

Si : $\tilde{e}_d = e_d$ et $\tilde{e}_q = e_q$, le découplage est évident. On aura un nouveau système (**figure II-4**) pour lequel :

$$\begin{cases} U_{ds}(s) = F_{\phi} \cdot i_{\phi}(s) \\ U_{qs}(s) = F_q \cdot i_{qs}(s) \end{cases} \quad \text{(II-18)}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

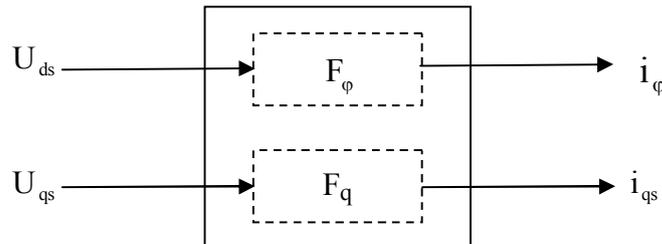


Figure (II-4) commande découplée du couple

On peut représenter le modèle de compensateur de flux et celui de compensateur de couple à partir des équations (II-11) et (II-12)

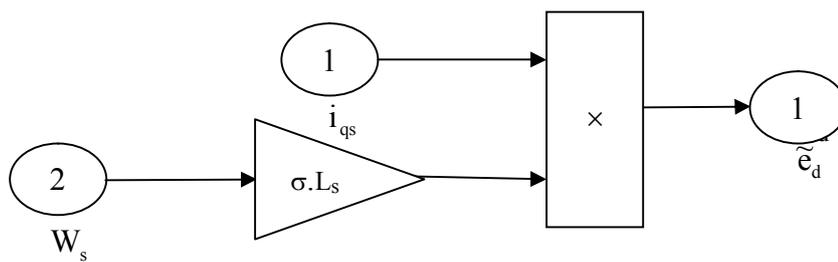


Figure (II-5) : compensateur de flux

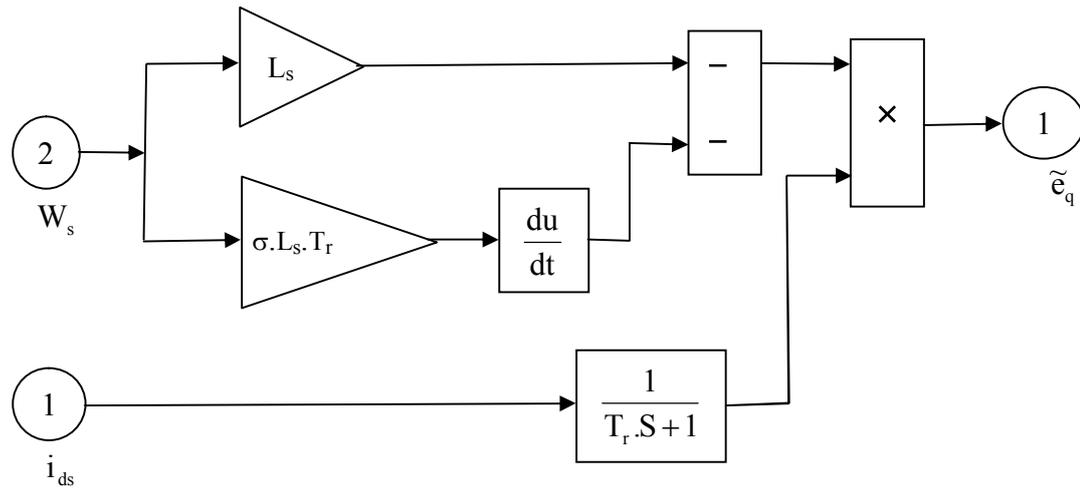


Figure (II-6) : compensateur de couple

II-4) Les estimateurs de commande : [2, 5, 7, 12]

Une bonne orientation du flux a pour résultat une simplification des équations de fonctionnement de la machine, car une sortie imposée nulle (dans notre cas φ_{qr}) rend l'expression proportionnelle au produit de deux grandeurs contrôlables (équation (II-2)).

Ces deux grandeurs doivent toujours être mesurées ou définie à partir d'informations accessible: tensions et courants statoriques, vitesse ou position du rotor. Pour cela, il nous faut une bonne connaissance du module et la phase du vecteur flux orienté quelque soit le régime transitoire.

Pour accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine.

Ces capteurs peuvent être :

- _ Des capteurs à effet Hall
- _ Des bobinages supplémentaires dans le stator

Le premier, pose le problème de sensibilité aux variations et aux échauffements thermiques. Les bobinages ne peuvent pas être utilisés aux basses vitesses, ils sont interdits pour des applications de positionnement.

Pour pallier à ce problème, nous avons adopté une stratégie de commande par estimation de flux qui nécessite des grandeurs facilement mesurables telles que les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} , les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et la vitesse de rotation Ω_r .

Pour que l'estimation du courant magnétisant et de la pulsation rotorique soit réalisable, il convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage donnée par:

$$\tilde{\omega}_s = \omega + \tilde{\omega}_r = p.\Omega + \tilde{\omega}_r \quad (\text{II-19})$$

Où $\tilde{\omega}_r$ représente la valeur de la vitesse relative du repère (d, q) ; son expression est donnée par :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{II-20})$$

On aura de (II-04) :

$$i_{dr} = \frac{\phi_r - M.i_{ds}}{L_r} \quad (\text{II-21})$$

Et en remplaçant la relation (II-21) dans (II-05), on aura :

$$\phi_r.(1 + T_r.s) = M.i_{ds} \quad (\text{II-22})$$

Les relations (II-06) et (II-22) nous donnent :

$$\tilde{i}_\phi = \frac{1}{1 + T_r.S} i_{ds} \quad (\text{II-23})$$

C'est l'expression du courant magnétisant qui peut être schématisée comme suit :

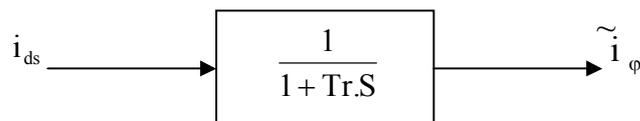


Figure (II-7) : Estimateur du courant magnétisant

On sait que :

$$i_\phi = \frac{\phi_r}{M} \Rightarrow \phi_r = i_\phi \cdot M$$

On aura enfin l'expression de la pulsation rotorique, en remplaçant l'expression de ϕ_r dans l'équation (II-20)

$$\tilde{\omega}_r = \frac{1}{T_r \cdot \tilde{i}_r} i_{qs} \tag{II-24}$$

On la représente par le modèle suivant :

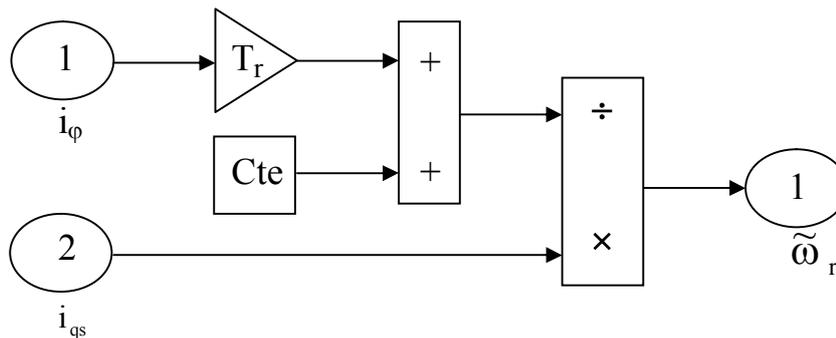


Figure (II-08) Estimation de la pulsation rotorique.

Remarque :

Les expressions (II-23) et (II-24) constituant des observateurs simples du courant magnétisant et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Ils fonctionnent naturellement en boucle ouverte et, pour cette raison, on les appelle estimateurs. Leur précision peut s'avérer très vite insuffisante, dans le cas où il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r se répercute directement sur les grandeurs estimées. Cette constatation justifie les efforts réalisés par les concepteurs pour définir des procédures conduisant à une connaissance aussi précise que possible de l'évolution de T_r , paramètre sensible à la température, à l'état magnétique de la machine et de l'effet de peau. [2]

II-5) Organisation de la commande :

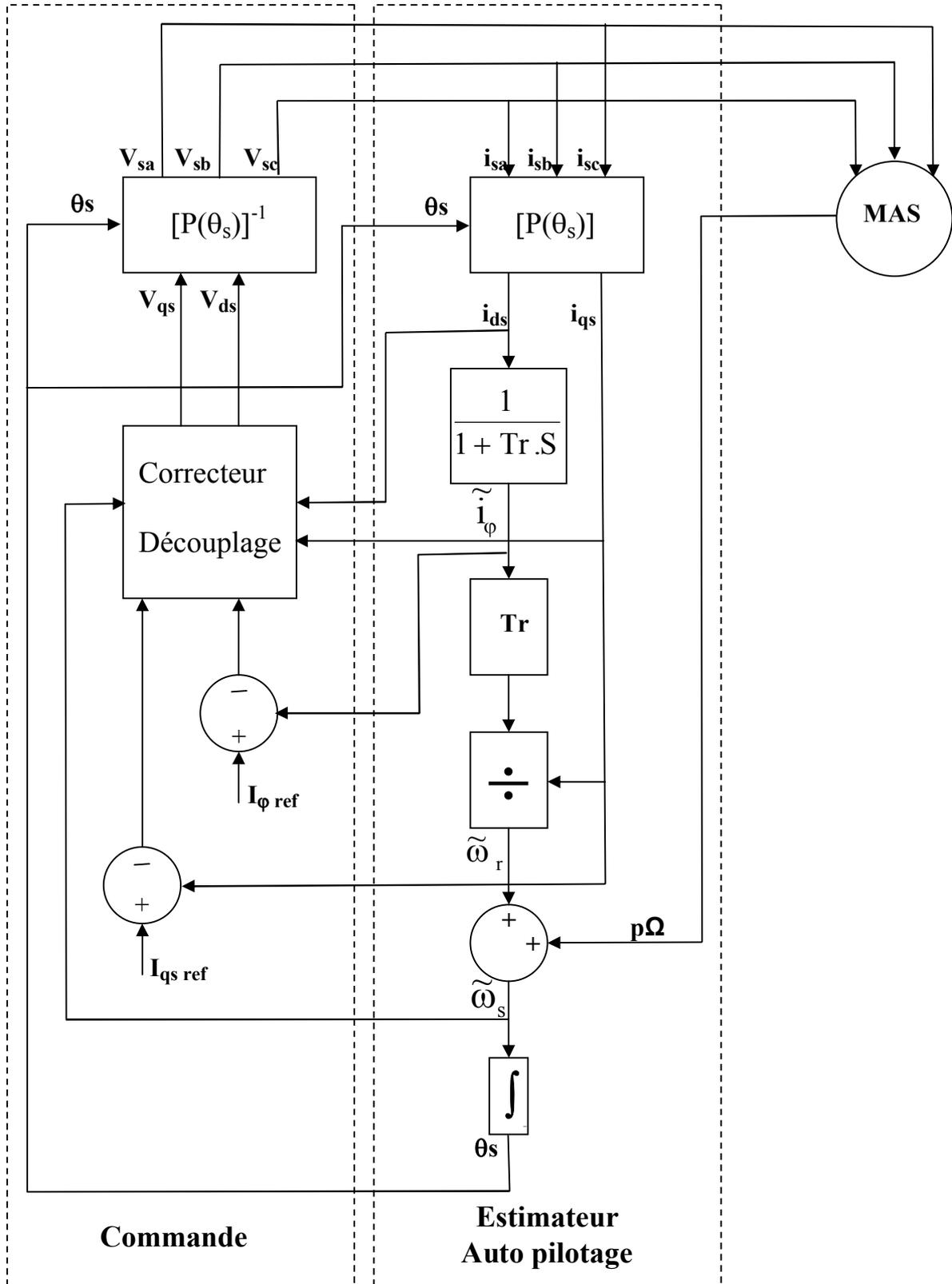


Figure (II-9) : Organisation fonctionnelle de la commande (flux rotorique orienté)

Le schéma de la **figure (II-9)** donne l'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués.

Sur la partie droite de la figure, on trouve le transformateur de coordonnées qui fournit les courants i_{ds} et i_{qs} à partir des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , on a ensuite l'estimateur du courant magnétisant i_{ϕ} et de la vitesse ω_s . On trouve ainsi un sommateur algébrique réalisant la loi d'auto pilotage, l'intégration de la vitesse ω_s ainsi obtenue donne l'angle de calage θ_s .

Sur la partie gauche de la figure, un bloc constitué de correcteurs et éventuellement de découpleurs, délivre les tensions de réglage V_{ds} et V_{qs} appliquées à un transformateur de coordonnées inverse. Les grandeurs $I_{\phi ref}$ et $I_{qs ref}$ sont respectivement, les consignes du courant magnétisant et du courant i_{qs} . [2]

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle à flux rotorique orienté, qui se base sur la connaissance à chaque instant du module et de la position du flux.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes « d » et « q » conduit à transformer notre système initial comportant deux entrées et deux sorties en deux sous système mono – entrée et mono - sortie. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation sur deux axes.

L'implantation d'un régulateur Proportionnel Intégral (PI), semble nécessaire pour améliorer et tester les performances de la commande vectorielle d'une part et de la machine d'autre part. Ce dernier sera l'objet du chapitre suivant.

III-1) Introduction :

Le souci d'améliorer les performances des systèmes industriels et de réduire les coûts sont à l'origine de nouvelles stratégies de régulation dans les techniques d'automatisation qui permettent de calculer la loi de commande à appliquer au système à commander, cela dans le but de maintenir la grandeur de sortie égale à la référence en dépit des perturbations intervenant sur le processus.

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel, Intégral et dérivé), car il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse) d'un processus déjà modélisé.

La structure d'un système de commande fonctionnant souvent en boucle fermée est donnée par la figure suivante : [5]

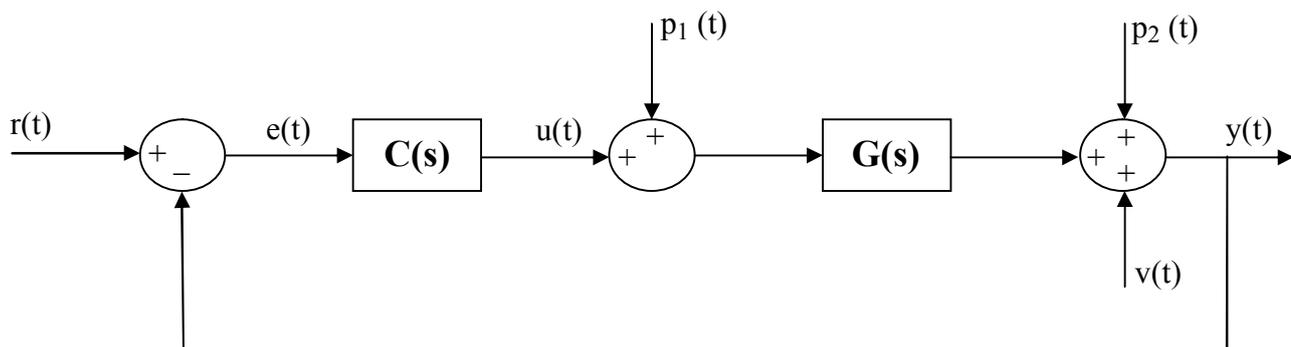


Figure (III-1) : Configuration du système en boucle fermée

Avec :

$r(t)$: Signal de référence ou consigne (entrée de l'utilisateur ou d'un autre régulateur)

$e(t)$: Erreur (entrée du régulateur)

$u(t)$: Commande (sortie du régulateur)

$p_1(t)$ et $p_2(t)$: Perturbations à l'entrée et à la sortie du procédé respectivement.

$v(t)$: Bruit à la sortie du procédé (par exemple bruit de mesure).

$y(t)$: Sortie mesurée du procédé (variable à commander).

$C(s)$: Fonction de transfert du régulateur.

$G(s)$: Fonction de transfert du procédé.

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$H_{BF}(s) = \frac{H_{BO}(s)}{1 + H_{BO}(s)} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$H_{BO}(s) = C(s) \cdot G(s) \quad (\text{III-2})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte.

III-2) Action Proportionnel : [9]

III-2-1) Principe

Son objectif est de ramener le signal d'erreur $e(t)$ à zéro (différence entre la mesure et la consigne), l'action proportionnelle consiste à générer une action qui varie de façon proportionnelle au signal d'erreur.

III-2-2) L'équation temporelle :

$$u(t) = u_0 + K_p \cdot e(t) = u_0 + K_p (y_c(t) - y(t)) \quad (\text{III-3})$$

Où :

u_0 : La valeur initiale de $u(t)$

$y_c(t)$: est la consigne

K_p : Gain ou amplification.

L'augmentation de gain améliore la précision statique et la rapidité, mais dégrade la stabilité et donc la précision dynamique (premier dépassement).

L'équation temporelle peut être exprimée par la bande proportionnelle B_p

$$u(t) = u_0 + \frac{100}{B_p} e(t) \quad (\text{III-4})$$

Tell que :

$$K_p = \frac{100}{B_p}$$

B_p : C'est l'étendue de la variation de mesure, exprimée en pourcentage, donnant une variation totale (0% à 100%) du signal de commande pour une certaine consigne.

III-2-3) La fonction de transfert :

Elle se déduit de l'équation temporelle. En effet, pour une variation $e(t)$ on a une variation

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (\text{III-5})$$

La fonction de transfert est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (\text{III-6})$$

III-2-4) Avantage et limites du régulateur proportionnel

L'avantage principal de ce régulateur est sa simplicité d'implantation, à l'aide d'amplificateurs opérationnels. Son inconvénient, est son incapacité à éliminer les erreurs en régime permanent, après un changement de point de consigne ou une variation de charge.

III-3) Action Intégrale [9, 11]**III-3-1) Principe :** [9]

Elle permet de calculer une loi de commande qui est l'intégral d'erreur. L'action intégrale améliore la précision statique puisqu'elle agit tant que l'écart persiste et cela progressivement, mais elle dégrade la stabilité à cause de son déphasage constant de -90° .

III-3-2) Equation temporelle :

$$u(t) = u_0 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (\text{III-7})$$

Avec :

T_i : Constante de temps d'action intégrale. Elle représente le temps nécessaire pour que la variation de sortie du régulateur soit égale à celle de l'amplitude d'une variation en échelon sur l'entrée du régulateur. L'ajustement de T_i permet de doser l'effet intégral.

u_0 : Valeur initiale de u . Cette valeur n'est pas réglable directement; c'est une mise en mémoire de l'évolution de $u(t)$ avant $t = 0$

III-3-3) Fonction de transfert :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{T_i s} \quad (\text{III-8})$$

Contrairement à l'action proportionnelle qui agit instantanément en variation de l'erreur, l'action intégrale réagit plutôt dans le temps, mais graduellement. Le signal de commande ne cessera d'augmenter que lorsque l'erreur est égale à zéro. Son inconvénient est qu'il apporte un pôle à l'origine, cela signifie que si le système à commander possède déjà un pôle à l'origine, le régulateur sensé à améliorer le fonctionnement de système le rend instable. C'est pourquoi on ne l'utilise jamais seul, on l'associe toujours avec l'action proportionnelle.

III-4) Action Proportionnelle Intégrale [5, 11, 12]

III-4-1) Principe :

Le correcteur intégral est rarement utilisé seul, car l'action proportionnelle prédominante au début de la réponse, puis l'action intégrale prend de l'importance et finit par compenser l'erreur statique.

Et aussi son effet ne devient sensible que lorsque l'erreur dure depuis un certain temps. Pour obtenir une réponse plus rapide, on l'utilise avec un correcteur proportionnel. [12]

III-4-2) Equation temporelle :

L'équation dans le domaine du temps est donnée par la relation:

$$u(t) = u_0 + k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (\text{III-9})$$

III-4-3) Fonction de transfert :

Pour avoir la fonction de transfert du régulateur PI, on prend la transformation de Laplace de l'équation (III-9):

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (\text{III-10})$$

III-5) Action Dérivée [5, 9, 12]

III-5-1) Principe

L'objectif de l'action dérivée, est d'anticiper les variations à venir du signal de mesure en appliquant une correction proportionnelle à sa vitesse de variation. Cette action a un effet prédictif.

III-5-2) Equation temporelle :

Le régulateur D idéal à une sortie de la forme suivante :

$$u(t) = T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_0 \quad (\text{III-11})$$

Avec :

T_d : est appelée temps de dérivée. Le régulateur dérivé n'est jamais employé seul, puisque sa sortie est égale à la valeur nominale u_0 dès que $\frac{de(t)}{dt} = 0$, indépendamment de sa valeur absolue

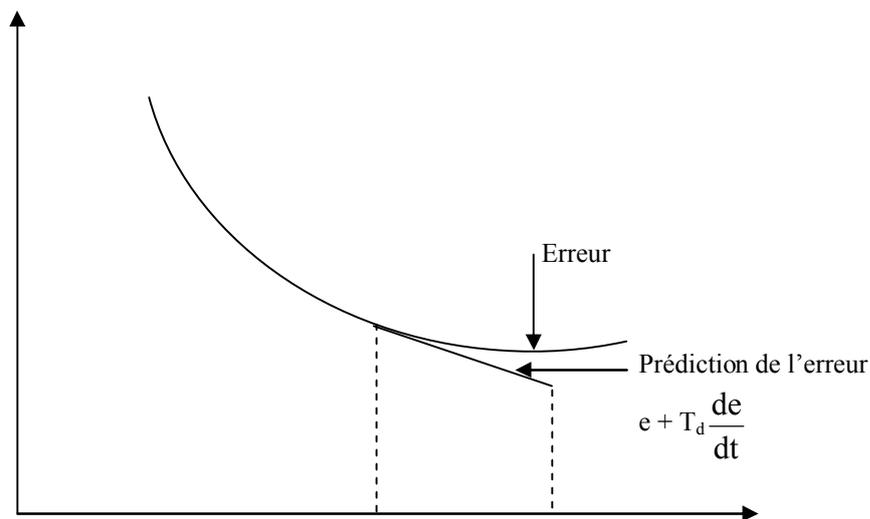


Figure III-2 : Effet prédictif du terme dérivé [9]

III-5-3) Fonction de transfert

La fonction de transfert de régulateur dérivée est donnée par

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = T_d \cdot s \quad (\text{III-12})$$

III-6) Action Proportionnelle Dérivée PD

Cette action est la combinaison entre l'action proportionnelle et l'action dérivée, elle est caractérisée par l'équation temporelle suivante : [12]

$$u(t) = k_p (e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) + u_0 \quad \text{(III-13)}$$

III-6-1) Fonction de transfert

Pour avoir la fonction de transfert du régulateur PD en prend la transformée de Laplace de l'équation (III-13) :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p (1 + T_d \cdot s) \quad \text{(III-14)}$$

III-6-2) Filtrage de la dérivée :

En pratique, il n'est pas possible de réaliser un régulateur dérivé idéal. On utilise plutôt un module de dérivée filtrée :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{T_d \cdot s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \quad \text{(III-15)}$$

Le coefficient N correspond au gain du module dérivée filtrée, le réglage de la constante de filtrage $\frac{T_d}{N}$ permet d'amortir et de limiter la sortie du régulateur (figure III-3).

En d'autres termes, le bruit de mesure ou les changements de consigne sont amplifiés au plus par un coefficient N. [9]

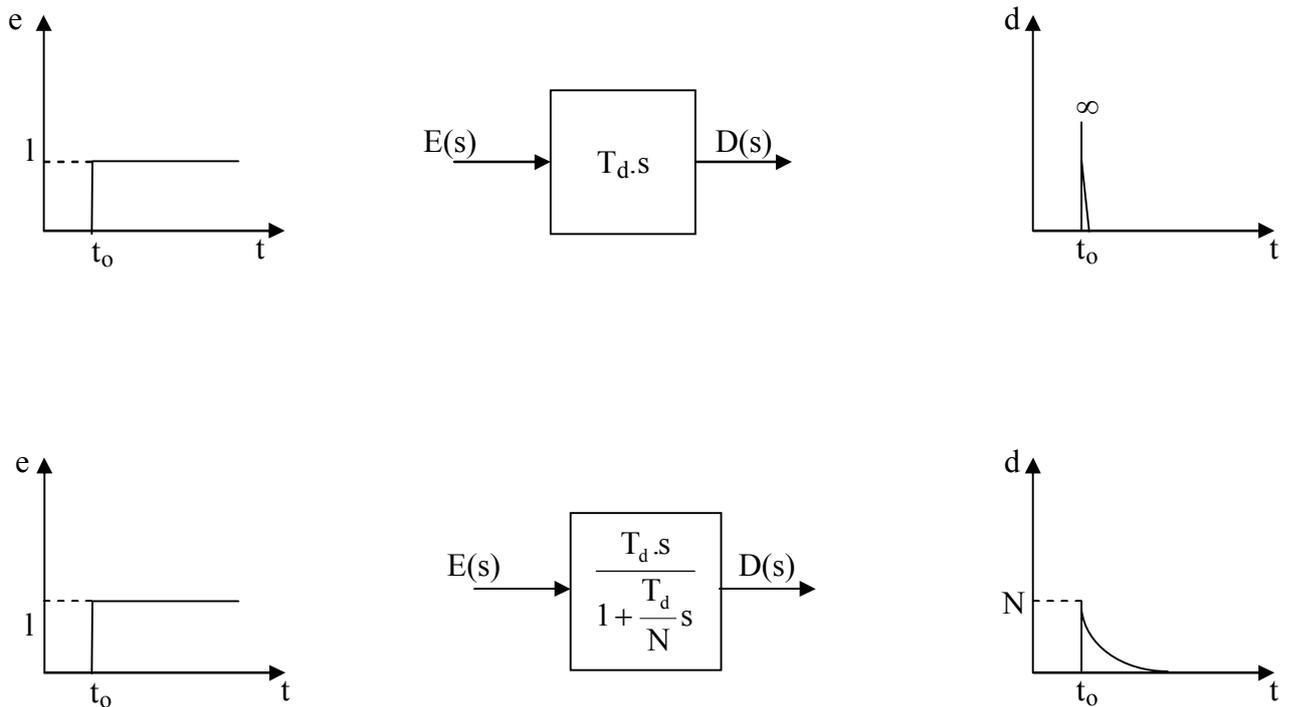


Figure III-3 Action Dérivée filtrée [9]

III-6-3) L'effet de la dérivée :

L'effet de la dérivée est destiné à accélérer la réponse du régulateur. Cette accélération n'est en général pas souhaitée lors des changements de consigne, mais seulement pour corriger une erreur due à une perturbation. C'est pour cette raison qu'il est souvent possible d'utiliser une dérivée sur la mesure seule plutôt que sur l'erreur de régulation [5, 9] :

$$D(t) = \frac{de(t)}{dt} = \frac{d(y_c(t) - y(t))}{dt} \text{ remplacé par } D(t) = -\frac{dy(t)}{dt}$$

Tel que : y_c est la consigne.

III-7) Action Proportionnelle Intégrale Dérivée PID [9]

Les régulateurs rencontrés sur les installations industrielles combinent les effets proportionnel, intégral et dérivé. La sortie d'un régulateur PID standard, avec filtrage de la dérivée calculée sur l'écart consigne-mesure, est donc de la forme :

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot D(t) \right] + u_o \quad \text{(III-16)}$$

Avec :

$$\frac{T_d}{N} \frac{dD(t)}{dt} + D(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}$$

III-7-1) Fonction de transfert :

Elle est obtenue en prenant la transformée de Laplace de l'équation précédente :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + \frac{T_d \cdot s}{1 + \frac{T_d}{N} \cdot s} \right) \quad \text{(III-17)}$$

Pour simplifier les calculs, on prend N très grand, la fonction de transfert s'écrit alors comme suit :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right) \quad \text{(III-18)}$$

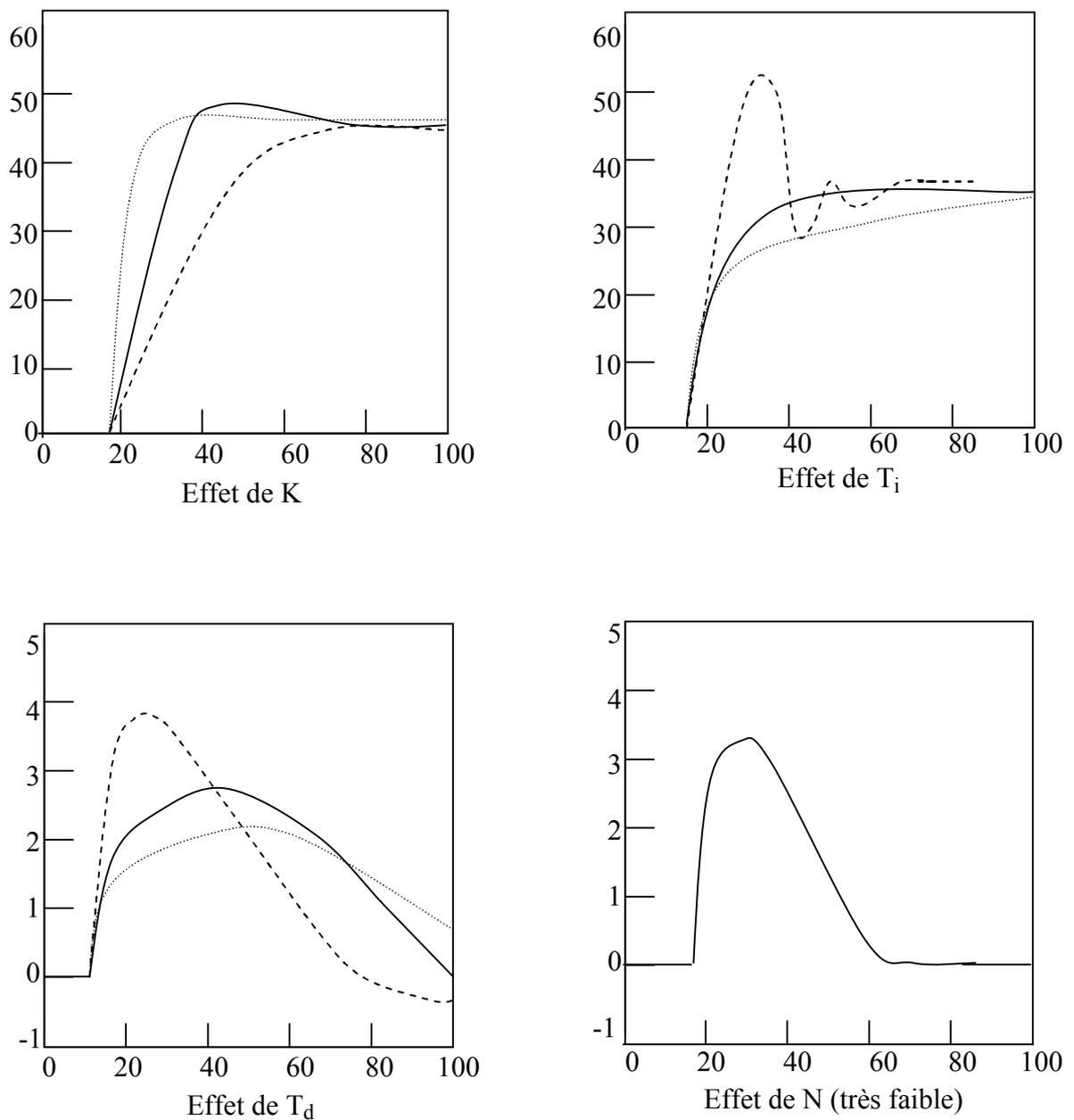


Figure III.4 Effet des différents paramètres du PID sur la réponse à un changement de consigne ou à une perturbation (valeur nominale : trait continu, valeur plus petite : tiret, valeur plus grande pointillé) [9]

III-7-2) Effet des paramètres de réglage :

L'effet des paramètres de réglage du PID est présenté sur la **figure (III-4)**. L'augmentation du gain tend à accélérer la réponse : celle-ci devient de plus en plus oscillante et peut même devenir instable. Cependant l'action dérivée a un effet stabilisant et on peut remarquer que le dépassement est pratiquement constant pour les différentes valeurs du gain.

L'augmentation de la constante intégrale se traduit par une réponse plus amortie et par conséquent une durée plus longue est nécessaire pour compenser les erreurs statiques, tandis qu'une valeur trop faible conduit à un comportement oscillant.

L'action dérivée dépend de la constante de temps dérivée et du coefficient de filtrage. Augmenter la constante dérivée a tendance à diminuer les oscillations pourvu que N ne soit pas trop grand de façon à ce que le bruit de mesure ne soit pas trop amplifié par le bloc de la dérivée.

Enfin, comme on peut le constater sur la **figure (III-4)**, l'effet du paramètre N est faible dès lors que la dynamique du filtre sur la dérivée est rapide par rapport à celle du système, ce que est en général le cas. [9, 12]

III-8) Différentes structures de régulateurs PID [5, 9, 11]

Différentes possibilités d'association des modules P, I et D existent. Ces structures sont fonctionnellement équivalentes. Les quatre configurations les plus utilisés sont :

III-8-1) Structure série

Cette structure consiste à insérer le correcteur dans la chaîne directe en série avec le processus.

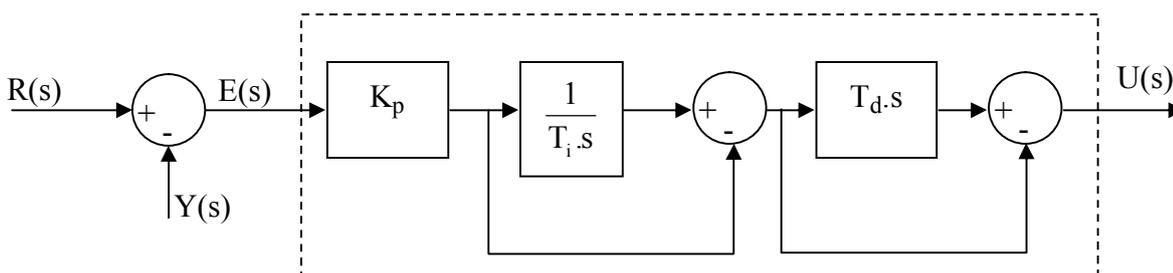


Figure (III-5) : Régulation PID de type série

L'équation temporelle est donnée par :

$$u(t) = \alpha.K_p. e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t).dt + K_p.T_d \frac{de(t)}{dt} + u_o \tag{III-19}$$

Avec :

$$\alpha = \frac{T_i + T_d}{T_i}$$

C'est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivée.

$$T_d = \frac{K_d}{K_p} \quad \text{et} \quad T_i = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) (1 + T_d \cdot s) \tag{III-20}$$

III-8-2) Structure parallèle :

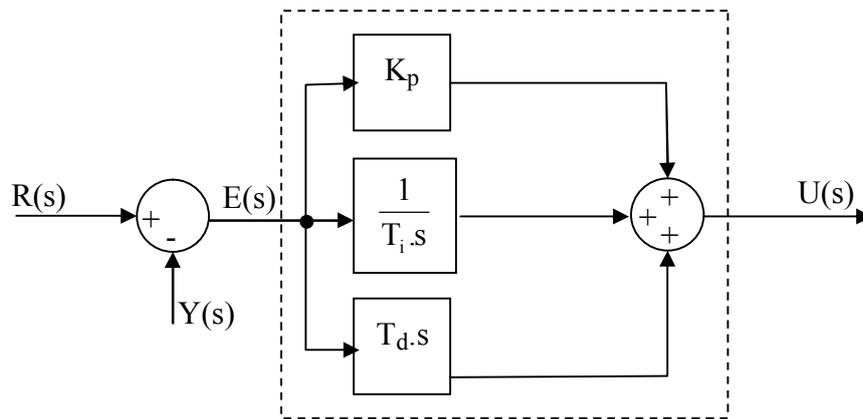


Figure (III-6) : Régulation PID de type parallèle

L'équation temporelle est donnée par la formule suivante :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_o \tag{III-21}$$

Sa fonction de transfert est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \tag{III-22}$$

III-8-3) Structure mixte classique :

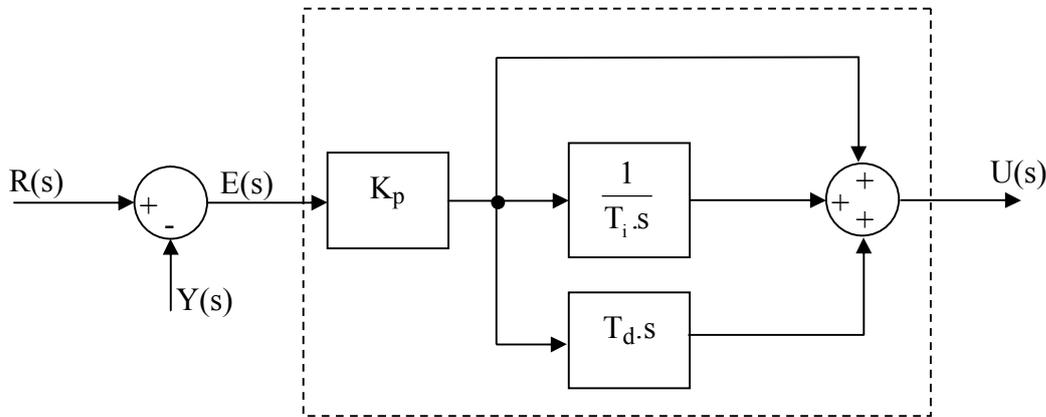


Figure (III-7) : Régulation PID de type mixte classique

L'équation temporelle:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t)dt + K_p T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_o \tag{III-23}$$

La fonction de transfert :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right) \tag{III-24}$$

III-8-4) Structure mixte variante :

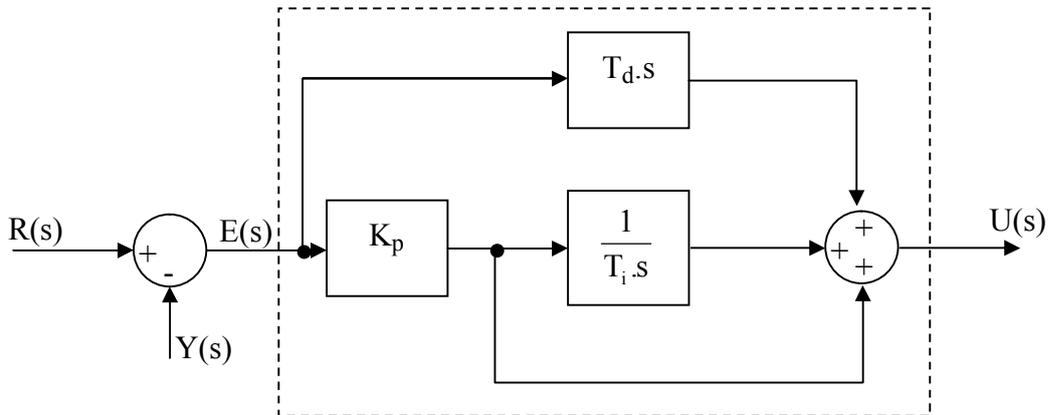


Figure (III-8) : Régulation PID de type mixte variante

La fonction de transfert est :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_o \tag{III-25}$$

La fonction de transfert :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) + T_d \cdot s \tag{III-26}$$

III-9) Avantages et inconvénients des actions du régulateur PID : [5]

| Action | Avantages | Inconvénients |
|--------|--|--|
| P | Dynamique | Ne peut pas annuler l'erreur statique |
| I | Annulation d'erreur statique Amélioration de la robustesse | Action lente, elle ralentit le système (effet déstabilisant) |
| D | Action très dynamique, elle améliore la rapidité (effet stabilisant) | Sensibilité aux bruits, forte sollicitation de l'action intégrale. |

III-10) Réglage des régulateurs : [9, 11]

Un critère de réglage d'une boucle de régulation, doit permettre de répondre, au plus grand nombre de contraintes exigées par le cahier des charges du procédé à réguler. Les besoins en régulation ou, en asservissement étant très variés, de nombreuses stratégies de réglage d'une boucle sont possibles, suivant l'information disponible sur le procédé.

Les premières approches sont basées sur une représentation du système par un modèle approximatif du type premier ordre avec retard, les relations plus au moins empiriques permettent ensuite de calculer les actions de régulateur (méthode de ZIEGLER-NICHOLS, de COHEN-COON.TAKAHASHI...), le réglage peut aussi réaliser de façon à minimiser un critère temporel représentant l'erreur entre la consigne et la mesure, soit en asservissement, soit en régulation. L'intérêt de ces méthodes est leur simplicité, elles sont largement utilisées dans le monde industriel

Une seconde classe d'approche permet le réglage en ligne du régulateur PID, ces approches sont basées sur la connaissance de la limite de stabilité du procédé bouclé par un régulateur proportionnelle.

La dernière classe d'approches est basée sur un modèle du système sous forme d'une fonction de transfert, les actions PID sont calculées de façon à obtenir la fonction de transfert souhaitée en boucle fermée quand la structure du modèle le permet (placement des pôles ou compensation des pôles), ces méthodes permettent de spécifier de façon précise les performances souhaitées.

Pour calculer le régulateur PID, on s'intéressera aux deux méthodes suivantes :

III-10-1) Méthode de compensation des pôles

Elle consiste à égaliser le zéro du régulateur avec le pôle de la fonction de transfert du système à réguler. Cela permet d'avoir une première équation ; on fixe ensuite les dynamiques de poursuite (constante du temps en boucle fermée), ce qui donne une deuxième équation. Ainsi le système des deux équations permet de calculer les deux coefficients du régulateur PI.

Pour illustrer la méthodologie de calcul des coefficients du régulateur K_p et K_i , on considère la commande d'un système du premier ordre.

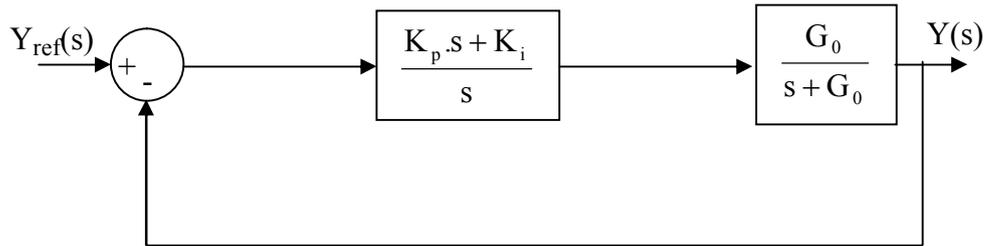


Figure (III-9) : Boucle de régulation globale d'un système de 1^{er} ordre

La méthode de compensation nous permet d'écrire :

$$s + \frac{K_i}{K_p} = s + G_0 \Rightarrow \frac{K_i}{K_p} = G_0$$

On écrit alors la fonction de transfert en boucle ouverte après compensation comme suit :

$$F(s)_{bo} = \frac{K_p G_0}{s} \tag{III-27}$$

Donc la fonction de transfert s'écrit :

$$F(s)_{bf} = \frac{F(s)_{bo}}{1 + F(s)_{bo}} = \frac{K_p G_0}{s + K_p G_0} \tag{III-28}$$

Le seul inconnu qu'il faut calculer, est le coefficient K_p . Il est utilisé soit pour stabiliser le système soit pour le rendre plus rapide lorsqu'il est déjà stable. Par exemple pour rendre le système N fois plus rapide, le pôle de la fonction de transfert en boucle fermée doit être égale à $N.G_0$.

III-10-2) Méthode de placement des pôles

Cette méthode calcule les paramètres du régulateur PID à partir de la spécification des pôles désirés en boucle fermée et en connaissant le modèle du procédé.

La fonction de transfert du régulateur PID est :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \cdot s = K_d \frac{(s^2 + \frac{K_p}{K_d} \cdot s + \frac{K_i}{K_d})}{s} \quad \text{(III-29)}$$

On considère le système de deuxième ordre suivant :

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + a \cdot s + b} \quad \text{(III-30)}$$

On obtient, de l'association du régulateur avec le système à réguler la boucle de régulation suivante.

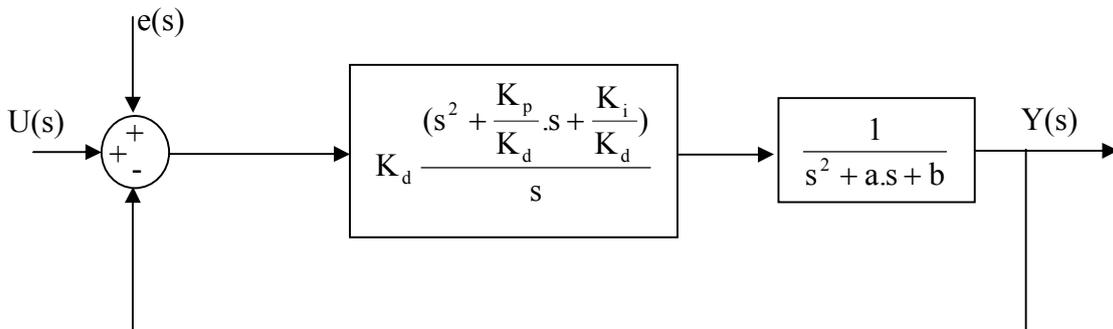


Figure (III-10) : Boucle de régulation globale d'un système de 2^{ème} ordre

La fonction de transfert en boucle ouverte sera alors :

$$F(s)_{bo} = C(s) \cdot G(s) = \frac{K_d (s^2 + \frac{K_p}{K_d} \cdot s + \frac{K_i}{K_d})}{s} \cdot \frac{1}{s^2 + a \cdot s + b}$$

En boucle fermée :

$$F(s)_{bf} = \frac{F(s)bo}{1 + F(s)bo} = \frac{K_d}{s + K_d} = \frac{1}{\frac{1}{K_d} \cdot s + 1} = \frac{1}{\tau_i \cdot s + 1} \quad \text{(III-31)}$$

La fonction de transfert du procédé en boucle fermée est donnée par :

$$F(s)_{bf} = \frac{F(s)bo}{1 + F(s)bo} = \frac{K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i}{s^3 + (a + K_d) \cdot s^2 + (b + K_p) \cdot s + K_i} \quad \text{(III-32)}$$

Notre équation possède trois pôles et un zéro, mais on ne dispose que de deux paramètres, il est évident alors d'imposer trois pôles, donc on fait le choix suivant :

$$\begin{aligned} D(s) &= (s^2 + 2z\omega_n \cdot s + \omega_n^2) (s + S_0) \\ &= s^3 + (2z\omega_n^2 + S_0) s^2 + (2z\omega_n S_0 + \omega_n^2) \cdot s + \omega_n^2 S_0. \end{aligned}$$

Par identification avec le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée on aura

$$\left\{ \begin{aligned} K_d &= 2 \cdot z \cdot \omega_n + S_0 - a \\ K_p &= 2z\omega_n S_0 + \omega_n^2 - b \\ K_i &= \omega_n^2 S_0. \end{aligned} \right. \quad \text{(III-33)}$$

Conclusion:

Le régulateur PID est facile à comprendre donc facile à régler et à maintenir, c'est pour ces raisons qu'il est largement employé dans le monde industriel. On le trouve souvent sous la forme PI (en générale l'action D est mise à zéro), c'est le correcteur choisi pour notre étude.

IV-1) Application des régulations sur la machine asynchrone

IV-1-1) Contrôle du flux et du couple

La figure (IV-1) représente le schéma fonctionnel du contrôle du couple

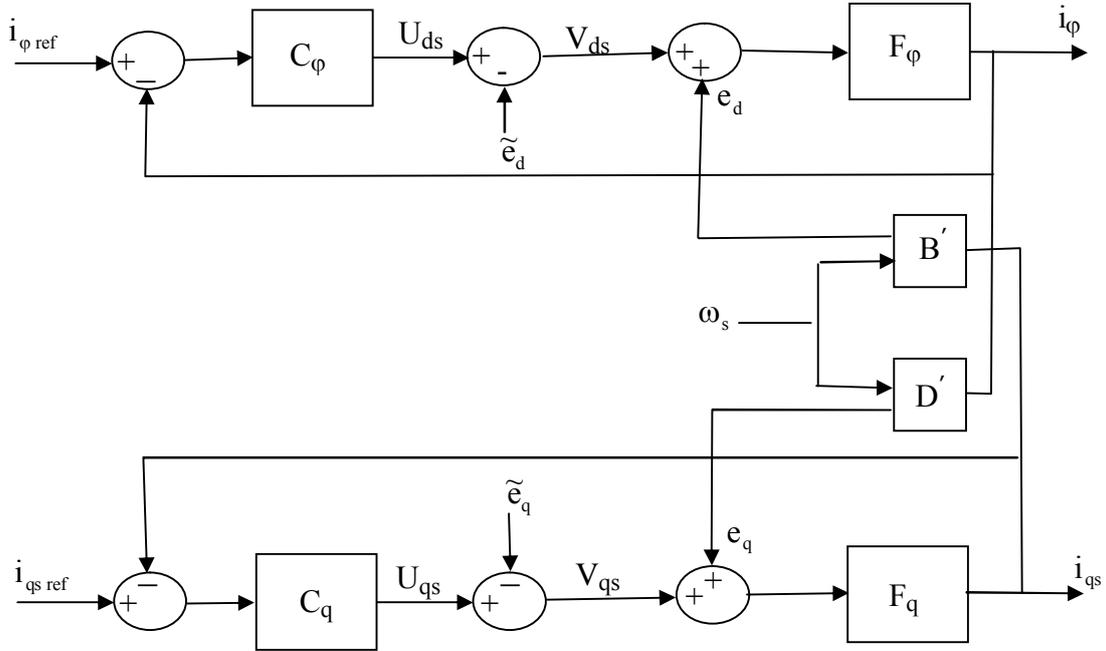


Figure (IV-1) : Schémas fonctionnel du contrôle du flux (flux orienté)

Avec :

$$\begin{cases} B = \omega_s \cdot B' & \text{et} & B' = L_s \cdot \sigma \\ D = \omega_s \cdot D' & \text{et} & D' = L_s \cdot (1 + \sigma \cdot T_r \cdot s) \end{cases} \quad (IV-1)$$

Pour la commande du flux et du couple, on a aboutis aux fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_q(S) = \frac{1}{R_s [1 + \sigma \cdot T_s \cdot s]} \\ F_\phi(S) = \frac{1}{R_s [1 + (T_r + T_s) \cdot s + \sigma \cdot T_r \cdot T_s \cdot s^2]} \end{cases} \quad (IV-2)$$

IV-1-2) Déterminations des correcteurs**IV-1-2-1) Correcteur du flux :**

D'après les expressions numériques des fonctions de transfert du processus, $F_{\phi}(s)$ et $F_{qs}(s)$, un correcteur à action proportionnelle et intégrale suffit à l'obtention de performances tout à fait satisfaisantes.

La fonction de transfert $C_{\phi}(s)$ du correcteur est de la forme :

$$C_{\phi}(s) = k_{\phi} \left(\frac{1 + T_{\phi} \cdot s}{s} \right) \quad (\text{IV-3})$$

Après les calculs, on trouve :

$$C_{\phi}(s) = 129.26 \frac{1 + 0.278 \cdot s}{s}$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = 36 \\ k_i = 129.26 \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Pour plus de détails voir **annexe 1**

IV-1-2-2) Correcteur de couple

Comme il est indiqué dans le paragraphe précédent on utilise aussi un correcteur PI pour le couple ayant la fonction de transfert suivante :

$$C_q(s) = k_q \left(\frac{1 + T_q \cdot s}{s} \right) \quad (\text{IV-5})$$

Après les calculs, on trouve :

$$C_q(s) = 112 \frac{1 + 0.0071.s}{s}$$

Les coefficients du régulateur sont :

$$\begin{cases} k_p = 0.796 \\ k_i = 112 \end{cases} \quad (IV-6)$$

Pour plus de détails voir **annexe 1**

IV-1-2-3) Contrôle de la vitesse

Dans les conditions de commande des courants avec compensation, la situation est effectivement similaire à celle de la machine à courant continu, c'est la chose qui nous rend le contrôle de la vitesse simple et facile en utilisant un régulateur **PI**.

Soit le circuit de la régulation, représenté par le schéma fonctionnel de la **figure (IV-2)**

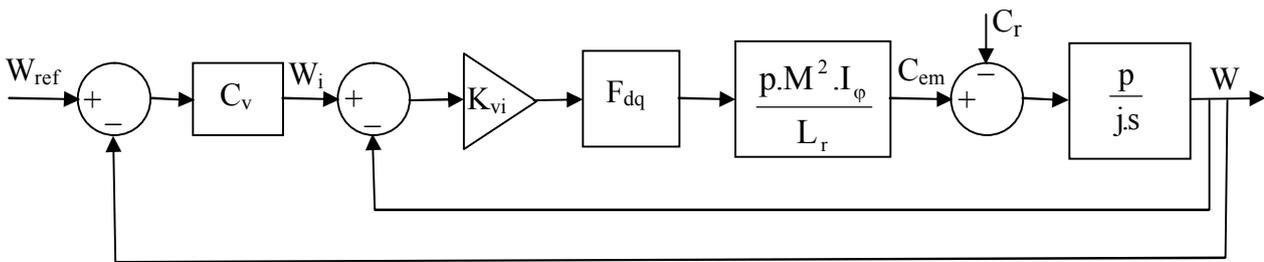


Figure (IV-2) : Boucle de régulation de vitesse

$C_v(S)$ est le régulateur de la vitesse, sa fonction de transfert est de la forme suivante :

$$C_v(s) = k_v \frac{1 + T_v.s}{s} \quad (IV-7)$$

Après calculs, on trouve les coefficients du régulateur somme suite :

$$\begin{cases} K_p = 0.25 \\ k_i = 5 \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

Les correcteurs calculés sont présentés comme suites :

$$\begin{cases} C_\varphi(s) = 36 + \frac{129.26}{s} \\ C_q(s) = 0.791 + \frac{112}{s} \\ C_v(s) = 0.25 + \frac{5}{s} \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

IV-2) Simulation numérique :

L'apport de l'informatique permet aujourd'hui de simuler presque tous les systèmes et de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir. Dans ce qui suit nous allons simuler la machine asynchrone associée à la commande vectorielle.

Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont donnés à l'annexe 2

- Une rampe de vitesse qui évolue linéairement de 0 à 100 rd/s appliquée à $t = 1\text{s}$
- La consigne $i_{\varphi\text{ref}}$ est maintenue constante et égale à 5.15 A
- On applique un couple de charge de 20 N.m à $t = 3\text{s}$

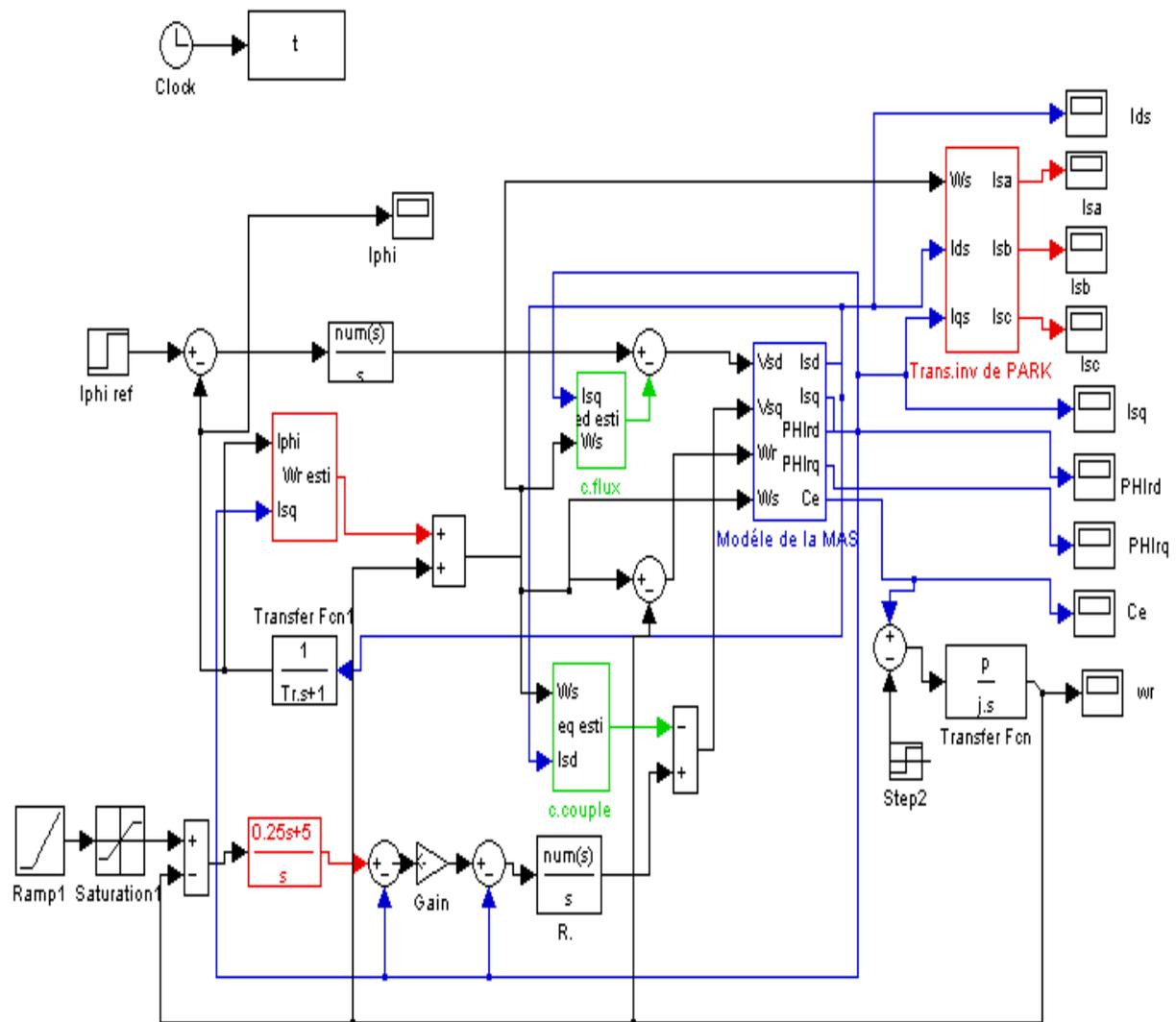


Figure (IV-3) : Schéma global de simulation de l'ensemble machine –commande vectorielle- régulation

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures suivantes :

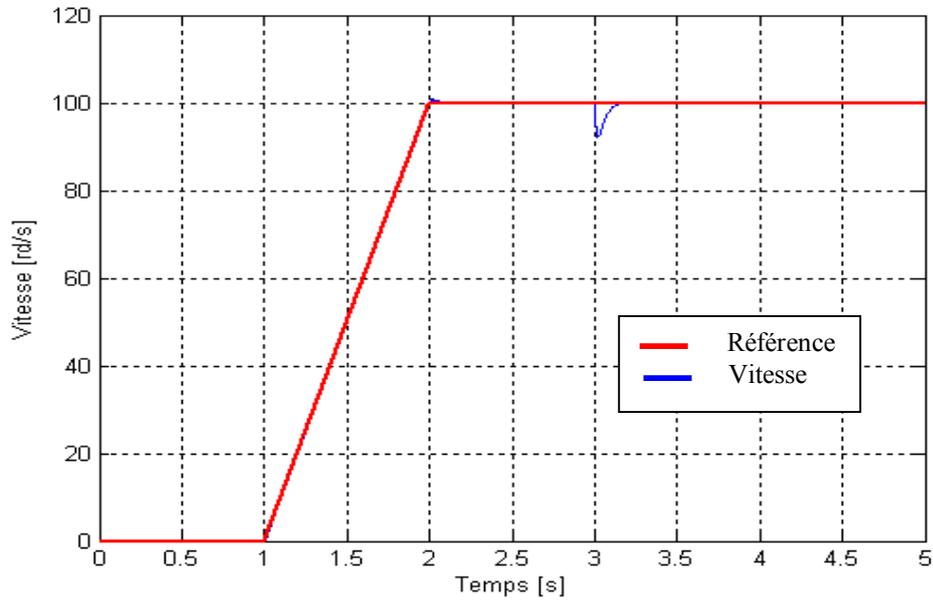


Figure (IV-4) : Allure de la vitesse

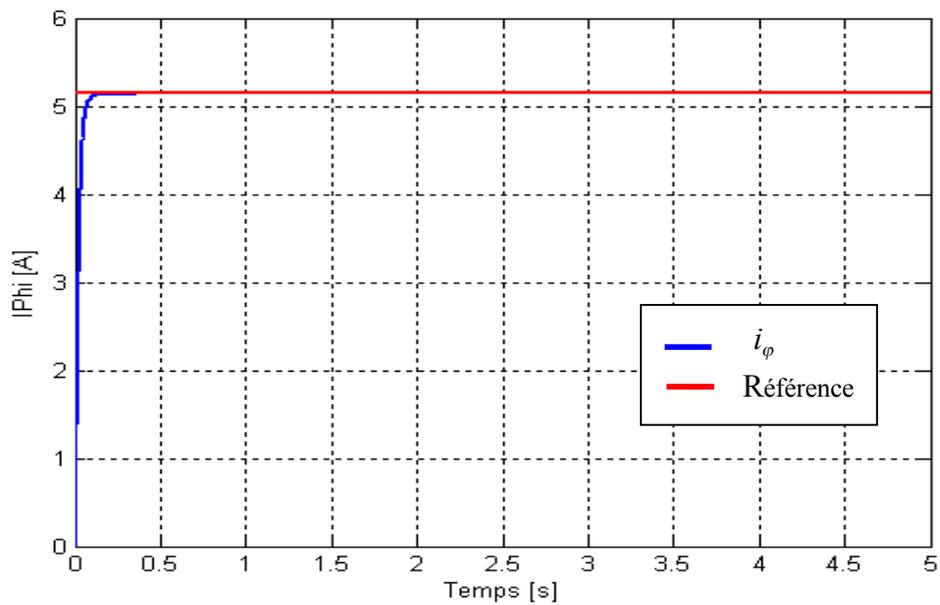


Figure (IV-5) Allure du courant magnétisant

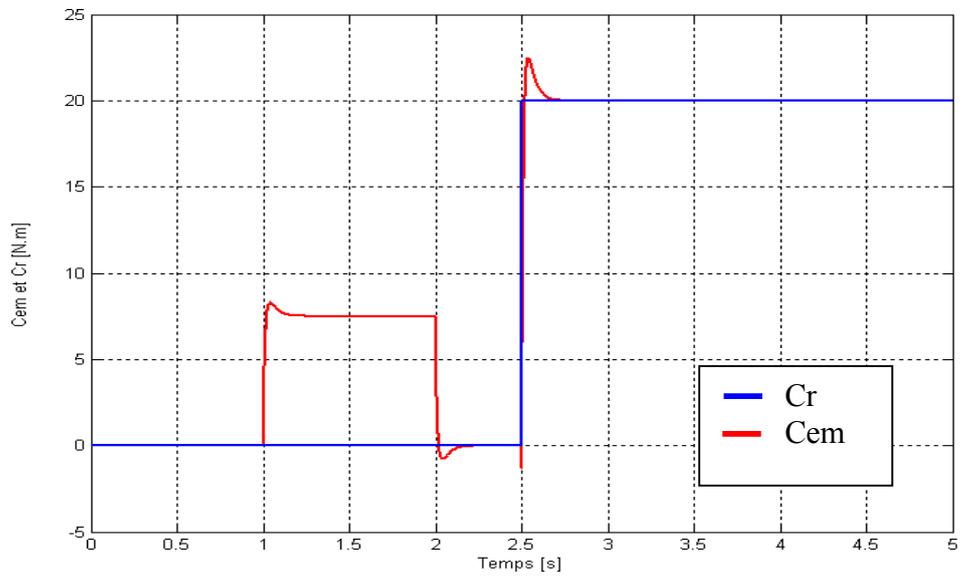


Figure (IV-6) : Allure des couples C_{em} et C_r

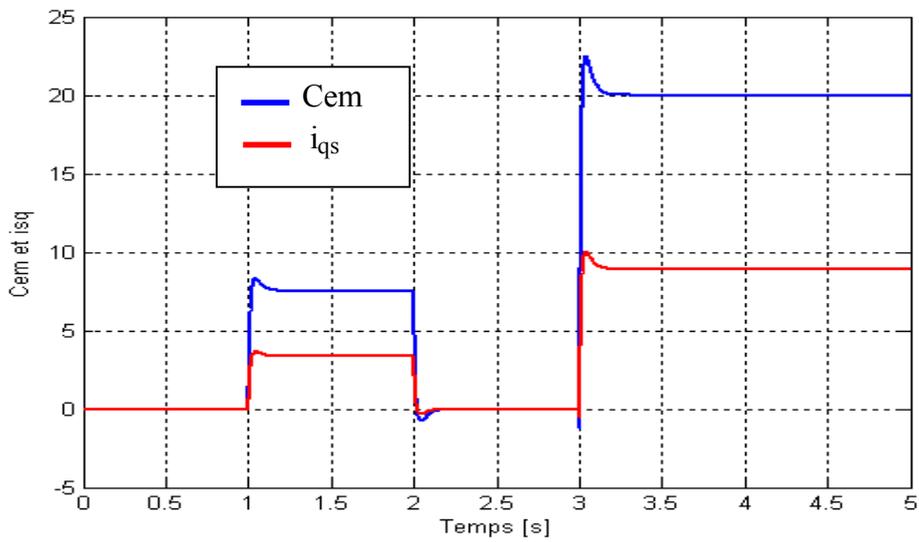


Figure (IV-7) Allure du couple C_{em} et du courant i_{qs}

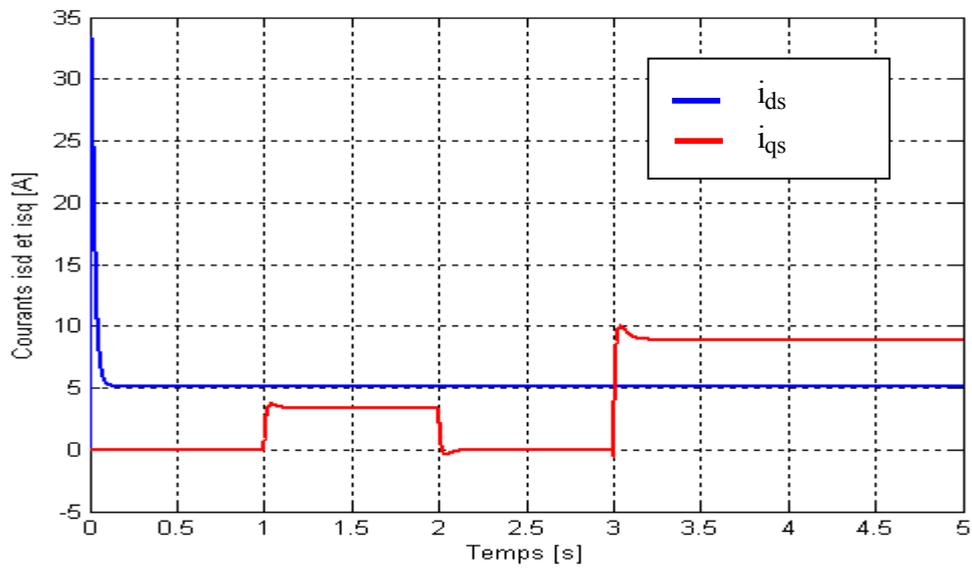


Figure (IV-8) : Allure des courants i_{ds} et i_{qs}

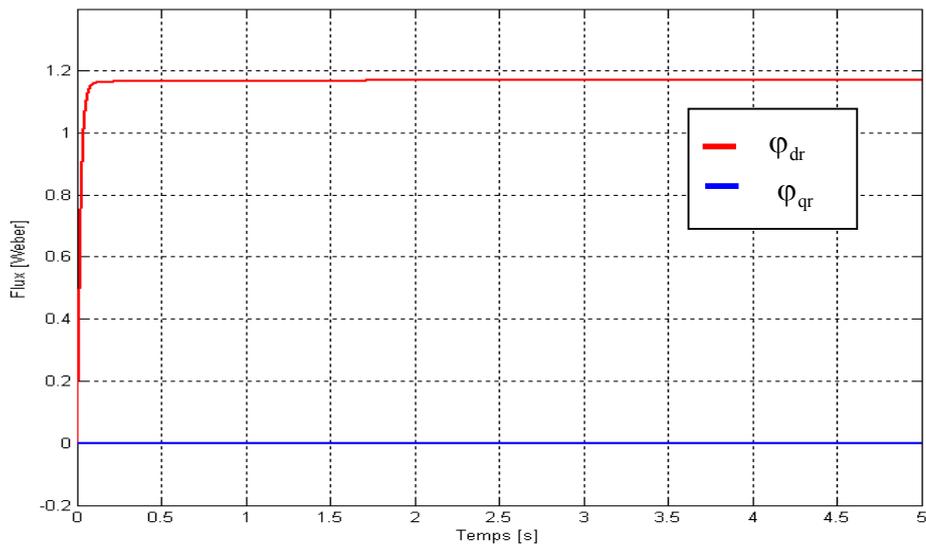


Figure (IV-9) : Allure des flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr}

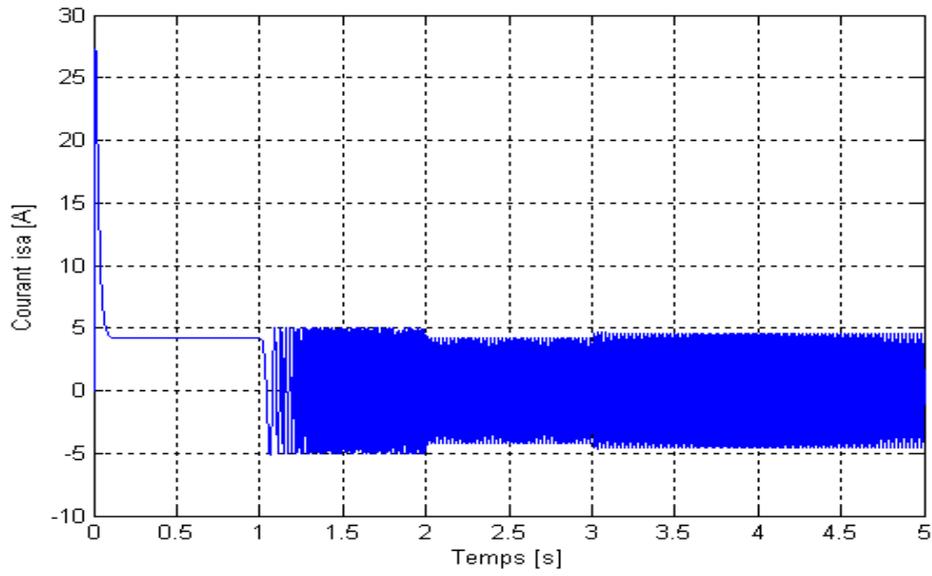


Figure (VI-10) : Allure du courant i_{sa}

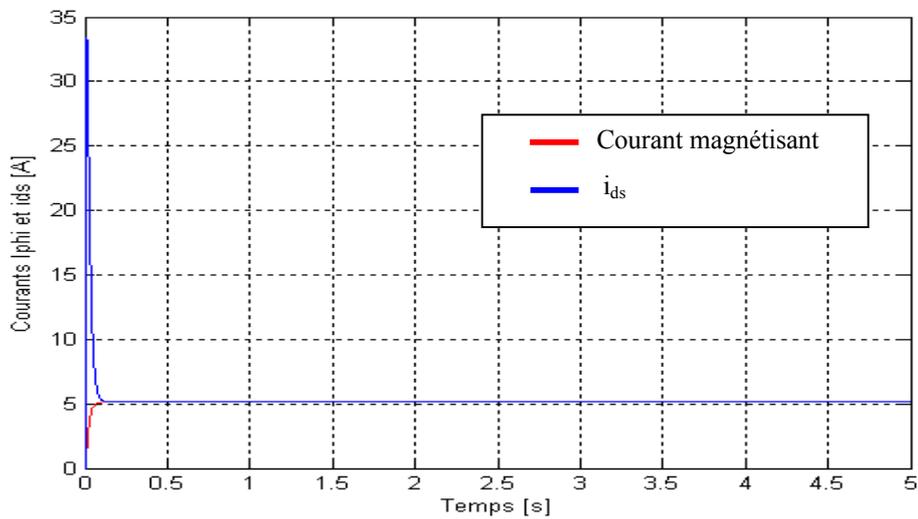


Figure (VI-11) : Allure des courants magnétisant et i_{ds}

IV-2-1) Commentaire sur les résultats :

La figure (VI-4), décrit la réponse de la machine à une consigne de vitesse qui évolue linéairement de 0 à 100 rd/s. Un léger dépassement est remarquable au régime transitoire puis atteint rapidement la valeur de référence au bout de 2s. Lorsqu'on applique un couple résistant, le rejet de la perturbation s'effectue d'une manière lente, ce qui permet de conclure que le régulateur PI n'intervient pas dans la dynamique du rejet de perturbation.

La figure (VI-5) représente l'allure du courant magnétisant (image du flux rotorique) qui reste parfaitement constante et égal à sa référence, une fois le régime transitoire éteint.

Pendant la phase de mise en vitesse (à vide), le couple électromagnétique (VI-6) prend la valeur de 7.5 N.m avec un moment d'inertie de 0.01 kg.m². En appliquant un couple de charge, le couple électromagnétique atteint une valeur de 20 N.m avec un dépassement important.

Le courant de phase i_{sa} , figure (VI-10), est acceptable au démarrage, il est d'environ de 4.2A. En charge sa valeur passe à 4.8A pour produire un couple qui va compenser le couple de charge appliqué à $t = 3s$.

Les courants i_{ds} et i_{qs} , sont en parfait accord avec l'évolution du courant magnétisant et du couple (respectivement). Figures (VI-11) et (VI-7).

Une fois le régime transitoire est atteint, la valeur du flux φ_{dr} reste parfaitement constante et le flux φ_{qr} est maintenu toujours à zéro (figure (IV-9)).

Ainsi , on peut conclure que le système simulé a donné des résultats satisfaisants, à savoir l'allure des différentes courbes qui sont en concordance avec la théorie d'une part, et une simple comparaison avec les résultats obtenus dans l'ouvrage [2] d'autre part. Ce qui nous a permis de valider nos résultats.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons évalué à partir d'une simulation globale, à l'aide du Logiciel Matlab Simulink, les performances de la commande vectorielle à flux rotorique orienté associée à la machine asynchrone.

Les différentes allures ainsi obtenues, permettent d'évaluer la qualité des résultats obtenus avec compensation. La dynamique prévue est respectée et, d'emblée, on constate l'efficacité du découplage ainsi réalisé en observant l'allure du courant magnétisant d'une part, le couple électromagnétique d'une autre part. En présence de la compensation, Φ_{qr} est nul et Φ_{dr} reste constant, indépendamment de l'évolution du couple électromagnétique qui suit correctement sa référence.

Conclusion générale

Ce présent mémoire s'inscrit dans le cadre du développement des variateurs de vitesse industriels pour les machines asynchrone

Notre travail étudie le contrôle d'une machine asynchrone triphasée, par la méthode du flux rotorique orienté. Cette méthode permet de définir une structure de contrôle tout à fait semblable à celle des machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le premier chapitre, on a étudié par simulation le comportement de la machine asynchrone alimentée directement sur le réseau, après avoir déterminé le modèle de Park de la machine utilisée, ce qui nous a permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Dans le deuxième chapitre, nous avons pu vérifier que la commande par flux rotorique orienté avec estimation du flux rotorique permet de contrôler indépendamment le flux et le couple indépendamment.

Dans le souci d'améliorer les performances (stabilité, précision et temps de réponse) de la commande vectorielle associée à la machine asynchrone on a implanté un correcteur PI, la synthèse de ce dernier est donnée dans le troisième chapitre.

La simulation de l'ensemble machine asynchrone -commande vectorielle -régulateur PI, sous le Logiciel MATLAB - SIMULINK dans le dernier chapitre, confirme l'amélioration apportée par le correcteur PI. Elle a donné des résultats satisfaisants à savoir l'allure des différentes courbes qui sont en concordance avec la théorie.

1) Détermination des correcteurs du flux et du couple

Pour les deux processus un correcteur à action proportionnelle et intégrale suffit pour l'obtention des performances tout à fait satisfaisantes.

1-1) Correcteur du flux :

$$F_{\varphi}(s) = \frac{1}{R_s (1 + (T_s + T_r).s + \sigma.T_s.T_r.s^2)}$$

A.N :

$$R_s = 2.47 \Omega$$

$$T_s = 95\text{ms}$$

$$T_r = 190\text{ms}$$

$$\sigma = 0.075$$

Donc :

$$\begin{aligned} F_{\varphi}(s) &= \frac{1}{0.00334s^2 + 0.7.s + 2.47} \\ &= \frac{0.4048}{(1 + 0.0048.s)(1 + 0.278.s)} \end{aligned}$$

En choisissant comme fonction de transfert pour le régulateur :

$$C_{\varphi}(s) = k_{\varphi} \cdot \frac{1 + 0.278.s}{s}$$

Donc :

$$C_{\varphi}(s) \cdot F_{\varphi}(s) = k_{\varphi} \cdot \frac{0.4048}{(1 + 0.0048.s).s}$$

Le système de correcteur de flux (courant magnétisant) est de seconde ordre :

$$\frac{i_{\varphi}}{i_{\varphi\text{ref}}} = \frac{C_{\varphi}(s).F_{\varphi}(s)}{1+C_{\varphi}(s).F_{\varphi}(s)} = \frac{1}{1+2.\xi.T_{\varphi}.s+T_{\varphi}^2.s^2}$$

$$\frac{i_{\varphi}}{i_{\varphi\text{ref}}} = \frac{1}{\frac{0.0118}{K_{\varphi}}.s^2 + \frac{2.47}{K_{\varphi}}.s + 1}$$

$$T_{\varphi}^2 = \frac{0.0118}{K_{\varphi}} \quad \Rightarrow \quad T_{\varphi} = \sqrt{\frac{0.0118}{K_{\varphi}}}$$

$$2.\xi.T_{\varphi} = \frac{2.47}{K_{\varphi}} \quad \Rightarrow \quad \xi = \frac{2.47}{2.K_{\varphi}.T_{\varphi}}$$

$$\text{Donc : } K_{\varphi} = \frac{129.26}{\xi^2}$$

Si on impose un coefficient d'amortissement $\xi = 1$, on trouve :

$$K_{\varphi} = 129.26$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{\varphi}(s) = 129.26 \cdot \frac{1+0.278.s}{s} \\ K_p = 36 \\ K_i = 129.26 \end{array} \right.$$

1.2) Correcteur du couple

$$F_q(s) = \frac{1}{R_s(1 + \sigma.T_s.s)}$$

A.N :

$$F_q(s) = \frac{0.405}{1 + 0.0071.s}$$

$$C_q(s) = K_q \frac{1 + 0.0071.s}{s}$$

$$C_q(s).F_q(s) = \frac{K_q.0.405}{s}$$

Le système de régulation du courant est de premier ordre :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qsref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_q.0.405}.s} = \frac{1}{1 + T_q.s} = F_{dq}(s)$$

Si on impose $T_q = 22 \text{ ms}$

$$\frac{1}{K_q.0.405} = 22.10^{-3} \quad \Rightarrow \quad K_q = 112$$

$$\Rightarrow \begin{cases} C_q(s) = 112. \frac{1+0.0071.s}{s} \\ K_p = 0.796 \\ K_i = 112 \end{cases}$$

2) Détermination du régulateur de vitesse :

Pour calculer le correcteur de vitesse on néglige le coefficient de frottement, donc :

$$\frac{1}{f + J.s} = \frac{1}{J.s}$$

La boucle de régulation de la vitesse devient :

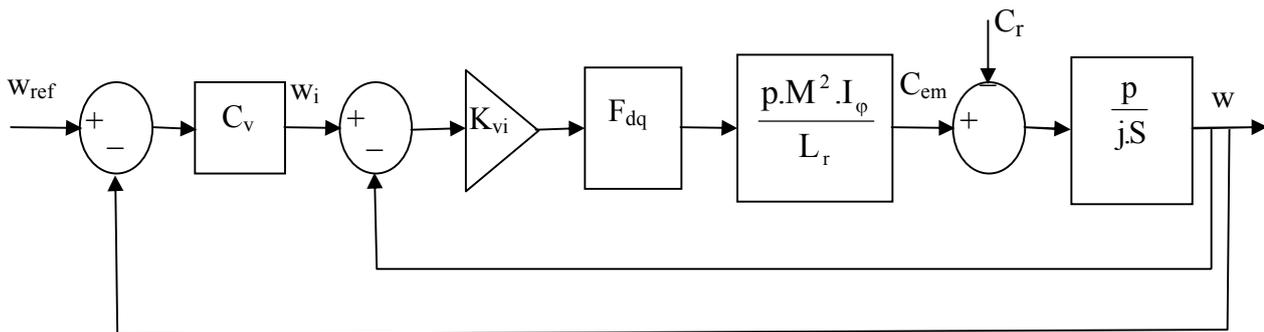


Figure (III-12) : Boucle de régulation de vitesse

$$F_{dq}(s) = \frac{1}{1 + 0.022.s}$$

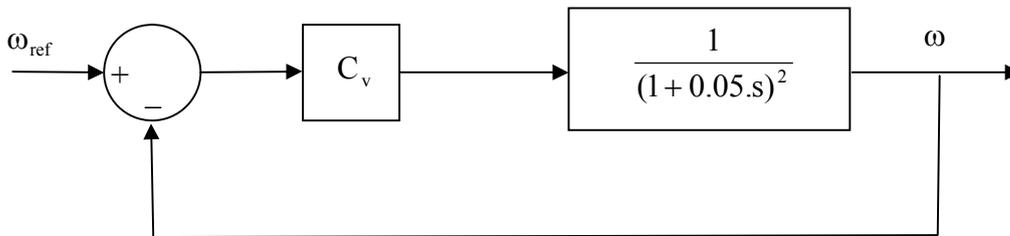
A.N :

$$\frac{p}{J.s} = \frac{100}{s}$$

$$\frac{p.M^2}{L_r}.I_\phi = 1.12$$

Pour $K_{vi} = 0.022$, la boucle de vitesse est réglée avec un amortissement unitaire tel que :

$$\omega = \frac{1}{(1+0.05.s)^2} \omega_i - \frac{20.24(1+0.022.s)}{(1+0.05.s)^2} .C_r$$



$$C_v(s) = K_v \frac{1+0.05.s}{s}$$

$$C_v(s).F_v(s) = \frac{K_v}{s(1+0.05.s)}$$

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{K_v}{0.05.s^2 + s + K_v} = \frac{1}{\frac{0.05}{K_v}.s^2 + \frac{1}{K_v}.s + 1} = \frac{1}{T_v^2.s^2 + 2.\xi.T_v.s + 1}$$

Si on impose $\xi = 1$

Donc

$$\begin{cases} \frac{0.05}{K_v} = T_v^2 \\ \frac{1}{K_v} = 2.T_v \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_v = \frac{1}{4 * 0.05} = 5 \\ T_v = \frac{1}{2 * 5} = 0.1s \end{cases}$$

$$C_v(s) = 5. \frac{1 + 0.05.s}{s}$$

Donc :

$$\begin{cases} K_p = 0.25 \\ K_i = 5 \end{cases}$$

Paramètres de la machine

| <i>Symboles</i> | <i>Description</i> | <i>Valeurs</i> | <i>Unités</i> |
|-----------------|---------------------------|----------------|-------------------------------|
| R_s | Résistance statorique | 2.47 | Ω |
| R_r | Résistance rotorique | 1.24 | Ω |
| L_s | Inductance statorique | 0.236 | H |
| L_r | Inductance rotorique | 0.236 | H |
| M | Inductance mutuelle | 0.2269 | H |
| f | Coefficient de frottement | 0.008 | $\text{kg.m}^2.\text{s}^{-1}$ |
| J | Moment d'inertie | 10.10^{-3} | kg.m^2 |
| $2p$ | Nombre de pôles | 2 | |
| V/U | Tensions | 220/380 | V |
| N | Vitesse nominale | 3000 | Tr/min |
| f | Fréquence | 50 | Hz |
| P_u | Puissance nominale | 3 | KW |

Bibliographie

[1] NADIA MADANI

« Contribution à l'étude de la commande vectorielle par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée en tension » Thèse de magister UMMT.O, 1996.

[2] J.-P. CARONE, J.-P. HAUTIER

« Modélisation et commande de la machine asynchrone » 1995 Editions TECHNIP.

[3] L.BAGHLI

« Modélisation et commande d'une machine asynchrone » IUFM de Lorraine UHP 2005.

[4] MICHEL PINARD

« Commande électronique des machines électriques 2004 » Edition DUNOD.

[5] H.DJOUDI, H.SADOUN

« Etude du régulateur à modèle interne IMC Application à la commande d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, UMMT.O, 2006.

[6] RICARDO ALVAREZ SALAS

« Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone » Thèse de doctorat, INPG de Grenoble 2002.

[7] PATRICK BRUNET

« Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones »
LTEG HENRI BRISSON

[8] ARNAUD HUBERT

« Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de l'association machine électriques- convertisseurs statiques de puissance. Application à la machine asynchrone. »
Thèse de doctorat de UTC, 2001

[9] JEAN-MARIE FLAUS

« La régulation industrielle Régulateurs PID, prédictifs et flous » Edition HERMES 1994.

[10] SALAH HADDAD

« Régime transitoire des machines électriques » Cours et exercices résolus

[11] SADAOUI .K, MERAIHI.R

« Commande découplant utilisant des régulateurs PI pour le contrôle d'une machine asynchrone à grande vitesse » Mémoire d'ingénieur, UMMT.O, 2001.

[12] MANSOUR.M, DJEDDI.R

« Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire d'ingénieur, UMMT.O, 2000.

[13] Guy GRELLET, Guy CLERC

« Actionneurs électrique » Edition Eyolles, 1997