



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENTS : GENIE MECANIQUE ET PRODUCTIQUE-
GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR EN GENIE INDUSTRIEL

N° d'ordre :...../13

intitulé

**COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE
REFERENCE D'UNE MACHINE SYNCHRON
A AIMANTS PERMANENTS**

Directeur de mémoire : Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon,
Professeur titulaire

présenté par : RAHARISOA Anita Carola

Promotion 2013



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENTS : GENIE MECANIQUE ET PRODUCTIQUE-
GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR EN GENIE INDUSTRIEL

N° d'ordre :...../13

intitulé

**COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE
REFERENCE D'UNE MACHINE SYNCHRONE
A AIMANTS PERMANENTS**

présenté par : RAHARISOA Anita Carola

Président du jury : Docteur RAKOTONIAINA Solofo Hery,

Chef de département Génie Electrique

Membres du jury : Monsieur RANDRIAMORA Edmond, Enseignant chercheur

Monsieur RALAIVAO Hajasoa, Enseignant chercheur

Directeur de mémoire : Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Professeur titulaire

Co-directeur de mémoire : Madame RANAIVOARISOA Toky Fanambinana, Enseignant chercheur

Date de soutenance : 10 décembre 2014

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je rends grâce à Dieu de m'avoir accordé le temps, la santé et surtout le courage d'avoir pu arriver à la fin de mes études et particulièrement ce présent mémoire.

Je tiens également à remercier Monsieur RANDRIANARY Phillipe, Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique de m'avoir autorisée à intégrer son établissement et à soutenir mon mémoire de fin d'études.

Mes remerciements s'adressent ensuite à nos chefs de département : Monsieur RAKOTONIAINA Solofo Hery, chef de département Génie Electrique et Monsieur RAKOTOMANANA Charles Rodin, Chef de département Génie Mécanique et Productique car grâce à leur engagement, notre filière n'a cessé de développer.

Je remercie particulièrement Monsieur Solofo Hery RAKOTONIAINA, Maître de Conférences, Chef de département du Génie Electrique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Mes reconnaissances s'adressent également à :

Monsieur RANDRIAMORA Edmond, Enseignant à l'Ecole Polytechnique, Examineur

et à Monsieur RALAIVAO Hajasoa, Enseignant à l'Ecole Polytechnique, Examineur d'avoir accepté de juger ce travail

J'apprécie spécialement Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Professeur titulaire, Directeur de mémoire, qui en dépit de ses lourdes responsabilités m'a accordée son temps, m'a fait part de ses conseils et de ses soutiens techniques. Il n'a réservé aucune de ses expériences nécessaires pour réaliser ce mémoire.

Je suis particulièrement reconnaissante envers Madame RANAIVOARISOA Toky Fanambinana, Enseignant à l'Ecole Polytechnique, Co-encadreur, pour sa patience envers mes difficultés ainsi que pour son soutien moral et spirituel.

Enfin, que soit remercié toutes les personnes qui n'ont jamais cessé de croire en moi, et qui m'ont accompagnée tout au long de ce chemin. Il s'agit de ma famille, mes amis et mon entourage ainsi que toutes les personnes qui m'ont aidée de près ou de loin.

TABLES DES MATIERES

REMERCIEMENTS	I
TABLE DES MATIERES.....	II
LISTE DES FIGURES.....	IV
LISTE DES TABLEAUX.....	V
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS.....	VI
ABSTRACT.....	VIII
INTRODUCTION.....	1
TABLE DES MATIERES	
CHAPITRE I : Etat de l'art de la machine synchrone à aimants permanents	2
1.1 Structure générale d'une machine synchrone	2
1.1.1 Machine synchrone à pôles lisses	3
1.1.2 Machine synchrone à pôles saillants	3
1.2 Principe de fonctionnement	4
1.2.1 Fonctionnement générateur	7
1.2.2 Fonctionnement moteur	9
1.3 Caractéristiques de fonctionnement	10
1.3.1 Fonctionnement à vide	10
1.3.2 Fonctionnement en charge	10
1.4 Classement des machines synchrones	12
1.4.1 La machine synchrone à rotor bobiné	12
1.4.2 La machine synchrone à double excitation	12
1.4.3 Machine synchrone à reluctance variable	13
1.4.4 Machine synchrone à aimants permanents surfaciques	13
1.4.5 Machine synchrone à aimants permanents internes	14
1.4.6 Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance inverse	14
1.5 Structure d'une machine synchrone à aimants permanents internes	14
1.6 Choix de la MSAPI	15
CHAPITRE II : Modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents internes	16
2.1 Equations d'une MSAP	16
2.1.1 Hypothèses simplificatrices	16
2.1.2 Equations de tensions en grandeur de phase	17
2.1.3 Equations de courants statoriques en phase	18
2.1.4 Equations mécaniques	19
2.2 Transformation de Park	19
2.3 Modèle de Park de la machine	21
2.3.1 Equations de tension	21
2.3.2 Expression du couple électromagnétique	22
2.4 Modélisation des onduleurs de tension	23

2.5 Représentation d'état du modèle de la machine	24
2.5.1 Représentation d'état d'un système	24
2.5.2 Représentation d'état du modèle de la MSAP	25
2.5.3 Diagramme structurel de la MSAP	25
 CHAPITRE III : Commande de la machine synchrone	 27
3.1 Généralités sur la régulation d'un système	27
3.1.1 Les différents types de régulation	28
3.1.2 Conception d'un régulateur	29
3.2 Les stratégies de commande de la machine synchrone	29
3.2.1 Commande vectorielle par orientation de flux	29
3.2.2 Commande adaptative	35
3.3 Commande adaptative à modèle de référence (MRAC)	38
3.3.1 Principe de la commande adaptative à modèle de référence	38
3.3.2 Principe d'adaptation des paramètres	39
3.3.3 Méthodes de génération de la loi de commande	40
3.3.3.1 Méthode de stabilité de Lyapunov	41
3.3.3.2 Critère d'hyperstabilité	44
3.3.4 Etude de la commande adaptative à modèle de référence	46
3.3.5 Choix des éléments d'adaptation	52
3.3.5.1 Choix des gains d'adaptation	52
3.3.5.2 Choix de la matrice Q	52
3.3.6 Algorithme de la synthèse d'adaptation	52
 CHAPITRE IV : Application de la méthode à la machine synchrone à aimants permanents	 54
4.1 Calcul des gains et le mécanisme d'adaptation	56
4.2 Résultats et interprétations des simulations	58
4.2.1 Calculs des coefficients des régulateurs PI de la commande vectorielle	58
4.2.2 Résultats de simulation de la régulation par PI de la MSAP	59
4.2.3 Résultats de simulation de la commande adaptative	62
4.2.4 Comparaison des performances des deux régulateurs	67
4.2.5 Effet de la variation du coefficient de frottement	68
 CONCLUSION	 70
 ANNEXE	 71

LISTE DES FIGURES

fig 1.1	Vue éclatée d'une machine synchrone	2
fig 1.2	Rotor à pôles lisses (à gauche), à pôles saillants (à droite)	4
fig 1.3	Schéma simplifié d'une machine synchrone	4
fig 1.4	Représentation de la machine synchrone dans un repère triphasé	5
fig 1.5	Excitatrice accouplée à un alternateur	6
fig 1.6	Excitation par diodes intermédiaires	7
fig 1.7	Modèle d'une MS de Behn-Eschenburg	7
fig 1.8	Diagramme de Fresnel pour un fonctionnement en charge donné	8
fig 1.9	Fonctionnement moteur d'une machine synchrone	9
fig 1.10	Courbes de Mordey	9
fig 1.11	Courbe de tension $U=f(I)$	11
fig 1.12	Courbe de $J=f(I)$	11
fig 1.13	Classement des machines synchrones	12
fig 1.14	Rotor d'une machine à reluctance variable à double saillance	13
fig 1.15	Machine à aimants permanents surfaciques	13
fig 1.16	Machines à aimants permanents internes	14
fig 2.1	Modèle de Park de la MSAP	20
fig 2.2	Schéma du circuit de puissance d'un onduleur	23
fig 2.3	Diagramme structurel de la MSAP	26
fig 3.1	Principe de régulation d'un système	27
fig 3.2	Boucle de courant selon l'axe q	32
fig 3.3	Schéma de découplage des équations de la machine	33
fig 3.4	Structure de réglage de vitesse	34
fig 3.5	Schéma de principe de la commande adaptative	36
fig 3.6	Schéma de principe de la commande adaptative directe	37
fig 3.7	Schéma de la commande adaptative à modèle de référence	39
fig 3.8	Concept de stabilité	42
fig 3.9	Schéma fonctionnel d'un système avec contre réaction non linéaire variable dans le temps	45
fig 3.10	Schéma structurel du système adaptatif avec une contre réaction non linéaire	49
fig 3.11	Schéma fonctionnel de commande adaptative à modèle de référence	51
fig 4.1	Commande adaptative à modèle de référence simplifié	57
fig 4.2	Schéma de la boucle de courant i_q	58
fig 4.3	Schéma de la boucle de courant i_d	58
fig 4.4	Schéma de simulation de la commande vectorielle	59
fig 4.5	Résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 100 (rad/s) de la commande vectorielle	60
fig 4.6	Résultats de simulation d'un démarrage à vide ensuite variation de charge	61
fig 4.7	Schéma de simulation de la commande adaptative à modèle de référence	63
fig 4.8	Schéma sous simulink de la loi d'adaptation	64
fig 4.9	Résultats de simulation de démarrage à vide de la MRAC	65
fig 4.10	Résultats de simulation de démarrage à vide ensuite injection de charge	66
fig 4.11	Comparaison des résultats	67
fig 4.12	Résultats de simulation pour un coefficient de frottement élevé de 10%	68

LISTE DES TABLEAUX

tableau 1.1 : Relation entre p , N , ω	6
tableau 1.2 : Comparaison des différentes machines usuelles.....	15
tableau 4.1 : Détail des éléments de simulation.....	60
tableau 4.2 : Tableau comparatif des résultats de simulation.....	67

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

a,b,c : indices correspondants aux phases a,b,c

d,q : indices correspondants aux axes dans le repère de Park

o: indice des valeurs à vide

i : courant

u : tension (machine)

J : courant d'excitation de l'inducteur

J_0 : courant d'excitation à vide

N : vitesse du rotor [trs/min]

e : force électromotrice créée par le champ magnétique du rotor

ψ_i : flux magnétique créé par l'enroulement de phase i

ξ : rapport de saillance

θ : angle électrique statorique

B : champ magnétique

H : induction magnétique

ω_s : pulsation du courant de phase de l'enroulement statorique

ω : pulsation du courant de phase de l'enroulement rotorique

Ω : vitesse angulaire du rotor (rad/s)

n : fréquence de rotation (s^{-1})

K : constante de Kapp

E_0 : force électromotrice induite à vide

s : variable de Laplace

G(s) : fonction de transfert de la chaîne directe du système adaptatif

Re : réelle d'un nombre complexe

U, r, Y^c : consigne de référence

P : matrice de Lyapunov

τ : constante de temps du régulateur PI des courants

k_p et T : constantes de réglage du régulateur de courant

T_i et T_n : constantes de réglage du régulateur de vitesse

ξ : coefficient d'amortissement du système de second degré (à partir du chapitre 3)

fem : force électromotrice

MLI : Modulation par largeur d'impulsion

MAPI : Machine à Aimants Permanents Internes

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

MRV : Machine à Reluctance Variable

MIT : Manhasuset Institute Technology

FTBO: Fonction de transfert en boucle ouverte

MRAC : Model Reference Adaptive Control

Les autres grandeurs sont notées dans les chapitres correspondants

ABSTRACT

System regulation by the automatic modern techniques is very developed by many researchers nowadays for tracking in real time a process behavior. One of these methods is the adaptive control especially when the systems are non-linear or variable in time. In this report, an adaptive control law was found by the hyperstability criterion. The simplified control law, is simulated on a permanent magnets synchronous machine with its vectorial control and compared to the technique with classic regulators to appreciate the performances of the model reference adaptive control.

Keywords: model reference adaptive control, permanent magnets synchronous machine, vectorial contro

INTRODUCTION

La complexité des fonctionnements des processus actionnés par des machines électriques, l'évolution de l'électrotechnique, de l'automatique et de l'électronique de puissance ainsi que de l'informatique ont fait que l'essor des régulations des machines électriques soient explosives et cela dans tous les secteurs de l'industrie. A cet effet, la machine à courant continu était la plus performante grâce à sa simplicité du point de vue commande mais la présence de balais collecteur lui impose une complexité mécanique. D'autre part, les machines asynchrones et synchrones présentent des non linéarités dans leur fonctionnement dynamique, et certains de leurs paramètres restent inconnus comme le flux rotorique qui varie dans le temps et aussi fortement couplé. Les régulateurs classiques (PI) permettent de contrôler la stabilité avec des réponses temporelles rapides mais à la limite, lorsque les machines sont en régime dynamique, ces régulateurs se comportent difficilement, ainsi la commande adaptative. De nombreux chercheurs ont déjà fait l'étude de ses différents aspects. Cette commande est surtout appliquée au domaine de la robotique où la précision est essentielle. Ce présent mémoire essaiera d'étudier cette commande adaptative, et notamment la commande à modèle de référence.

Pour ce faire, le travail est réparti en quatre chapitres :

Le chapitre I décrit l'état de l'art de la machine synchrone, et le pourquoi du choix de la machine synchrone à aimants permanents.

Le chapitre II traite la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

Le chapitre III décrit brièvement les commandes usuelles d'une machine, en particulier la commande vectorielle et présente ensuite la génération de la loi de commande à partir de la méthode de l'hyperstabilité.

Le chapitre IV montre l'application à la machine de la méthode décrite au chapitre précédent, ainsi que son côté pratique suivi des résultats.

ETAT DE L'ART DE LA MACHINE SYNCHRON A AIMANTS PERMANENTS

1.1 Structure générale d'une machine synchrone

Comme tout système électromagnétique, la machine synchrone est composée essentiellement d'une partie fixe le stator et d'une partie mobile le rotor, séparées en général par un entrefer de faible épaisseur.

La *figure 1.1* montre une machine synchrone dont le rotor est à pôles saillants avec ses éléments constitutifs.

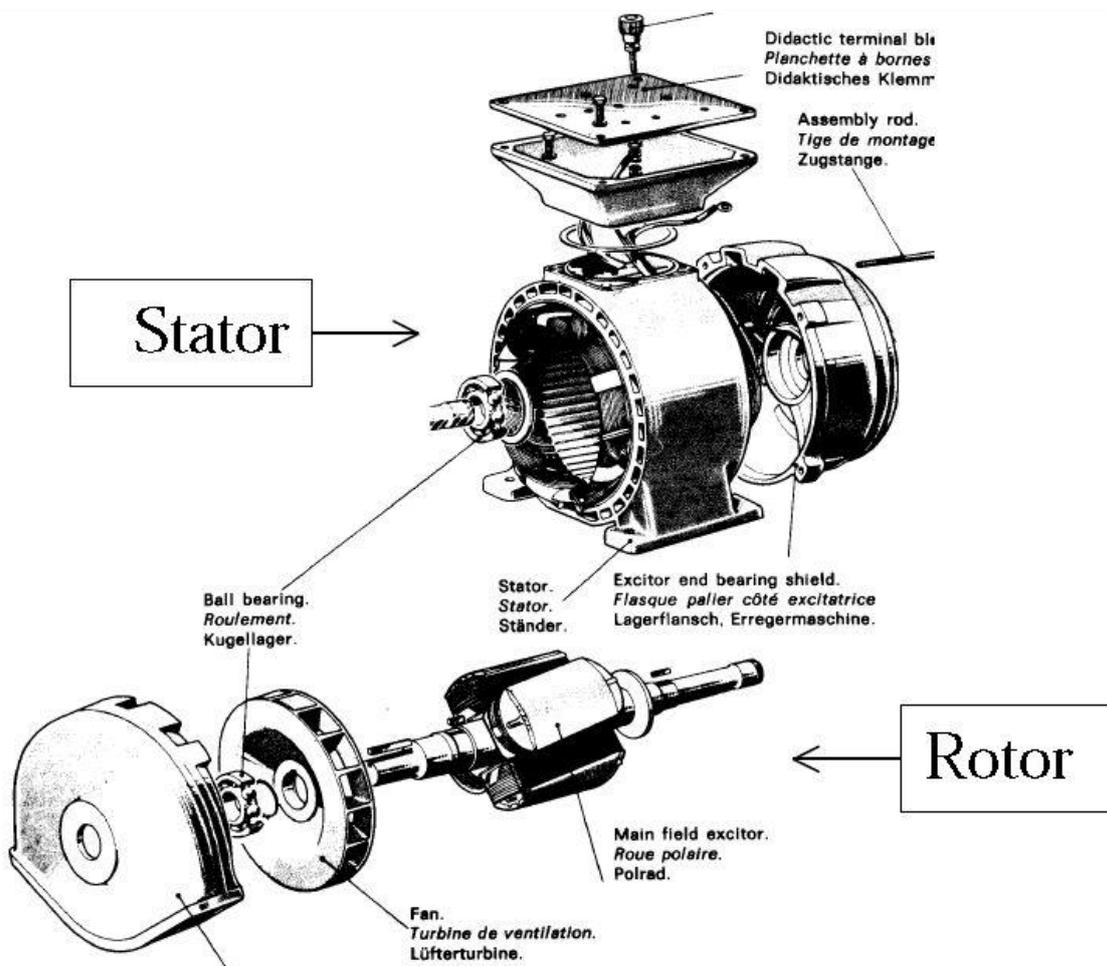


fig 1.1 vue éclatée d'une machine synchrone

Le stator est composé d'un noyau magnétique formé d'un empilage de tôles, percées d'encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé décalé de $2\pi/3$. Ce bobinage constitue l'induit de la machine. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant.

Le rotor porte en général des enroulements dans des encoches ou enroulés sur les pôles saillants ou des aimants à la place des enroulements, il est concentrique au stator et comporte $2p$ pôles successivement Nord et Sud dont l'excitation est générée par un électroaimant alimenté en courant continu ou par un aimant permanent. Il se distingue par la forme des pôles, saillants ou lisses. Cette spécificité est surtout liée à leur exploitation.

1.1.1 Machine synchrone à pôles lisses

Le cylindre possède une forme allongée pour diminuer les contraintes mécaniques relatives à la vitesse. En effet, lorsque la vitesse est très élevée, les forces radiales deviennent très importantes, l'axe est horizontal. A pôles lisses, la machine peut tourner jusqu' à 3000 tr/min.[Ratovoharisoa]

Les turboalternateurs des centrales thermiques les utilisent à $p = 2$.

1.1.2 Machine synchrone à pôles saillants

Son utilisation, dans la machine à rotor bobiné, est accompagnée d'un 4^{ème} élément appelé amortisseur, nécessaire lors des régimes transitoires pour atténuer la génération des harmoniques et l'effet des oscillations fréquentes au moment des changements brusques de fonctionnement. En plus, la présence de la saillance crée le couple électromagnétique, du fait de la forme, elle interagit avec le champ statorique. Les hydro-alternateurs des barrages hydrauliques sont leur plus grande application.

La machine ayant ce type de rotor est exploitée à tout intervalle de vitesse pour n'importe quelle puissance mais souvent le nombre de paire de pôles est supérieur à 2

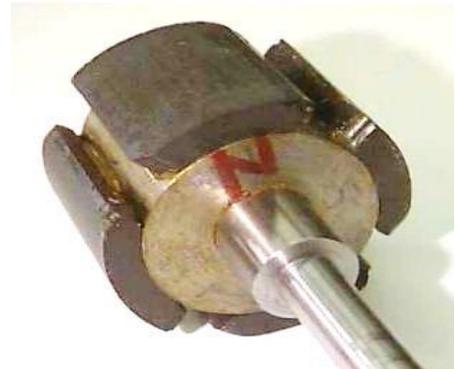


fig 1.2 rotor à pôles lisses (à gauche), à pôles saillants (à droite)

1.2 Principe de fonctionnement

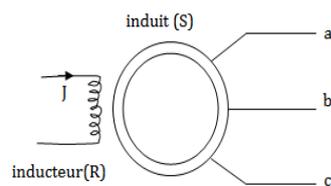


fig 1.3 schéma simplifié d'une machine synchrone

- Couple électromagnétique

Le phénomène principal qui régit le fonctionnement d'une MS est basé sur l'interaction de deux champs magnétiques :

- le champ rotorique créé par le courant de l'inducteur
- le champ statorique créé par les courants statoriques suite à la force électromotrice induite par le rotor

Cette interaction donne naissance au couple électromagnétique qui freine le rotor et permet la transformation d'énergie mécanique en énergie électrique et vis-versa.

- Comportement synchrone de la MS

A vide, le courant d'excitation J de l'inducteur au niveau du rotor crée un flux magnétique, fixe par rapport au rotor, traversant chaque phase du stator (a, b, c):

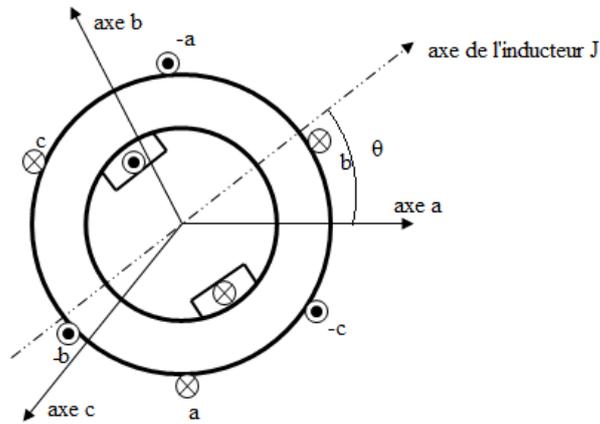


fig 1.4 Représentation de la machine synchrone dans un repère triphasé

$$\Psi_{a,b,c} = [L_s] i_{a,b,c} + [L_{sr}] i_{D,J,Q} \quad (1.1)$$

où $[L_s]$ est la matrice inductance du stator

$[L_{sr}]$ est la matrice inductance mutuelle entre le rotor et le stator

$i_{a,b,c}$ est le courant statorique

$i_{D,J,Q}$ est le courant rotorique

Lorsque le rotor tourne à N [trs/min], chaque pôle passe successivement dans l'axe de la phase du stator. Quand le pôle dans l'axe est Nord, le flux est maximum et c'est l'inverse pour le pôle Sud. Ainsi le flux ψ est fonction périodique du temps, de période:

$$T = \frac{1}{pN} \quad (1.2)$$

et de pulsation fondamentale :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi pN = p\Omega \quad (1.3)$$

où p : nombre de paire de pôles

Ω : vitesse angulaire du rotor

Le circuit statorique soumis à la variation de flux est le siège d'une force électromotrice, qui selon la loi de Lenz s'écrit :

$$e = - \frac{d\psi}{dt} \quad (1.4)$$

Cette expression montre que la force électromotrice est fonction périodique de même période T et de même pulsation ω que ψ . Tel est le comportement synchrone de la machine.

Le tableau 1.1 ci-dessous montre quelques ordres de grandeurs de la fréquence en fonction de la vitesse de rotation :

$$f = pN$$

Pour $f = 50$ Hz

Tableau 1.1 Relation entre p, N, ω

p	n (tr/s)	N (tr/min)	Ω (rad/s)
1	50	3000	314
2	25	1500	157
3	16,7	1000	105
4	12,5	750	79
25	2	120	12,6
50	1	60	6,3

- Source d'excitation

Le courant d'excitation peut être fourni par une génératrice à courant continu appelée excitatrice accouplée à l'alternateur et commandée par une génératrice pilote. L'excitatrice débite le courant par deux lignes de contact balai-bague

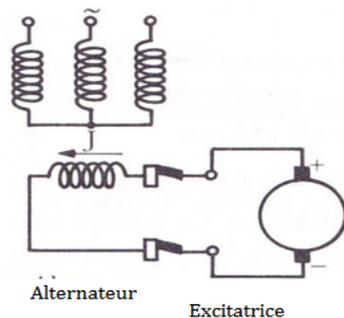


fig 1.5 Excitatrice accouplée à un alternateur

Pour les alternateurs à forte puissance, l'induit d'un alternateur auxiliaire débite le courant d'excitation de l'inducteur par l'intermédiaire de diodes tournantes

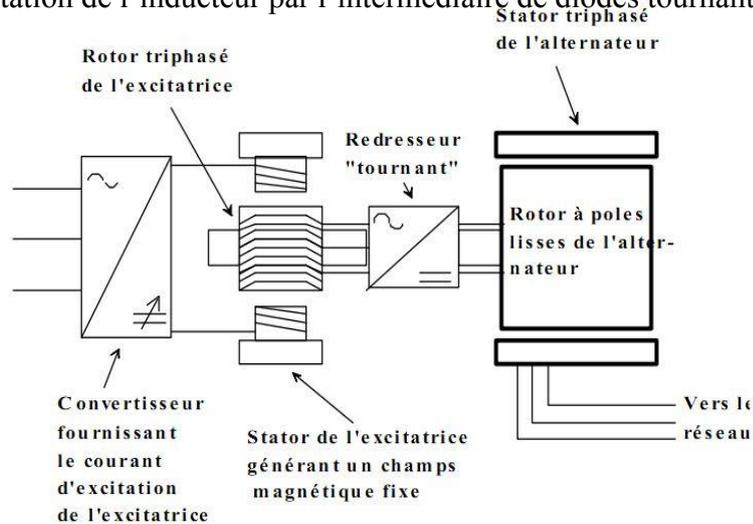


fig 1.6 Excitation par diodes intermédiaires

Les machines synchrones de faible puissance utilisent des aimants permanents comme inducteur. En d'autres applications, des étages amplificateurs intermédiaires restent éventuellement employés.

1.2.1 Fonctionnement en générateur

En grande puissance, le générateur couramment appelé alternateur est l'une des plus grandes applications de la machine synchrone. Dans ce cas il est destiné à produire des courants alternatifs par la conversion de la puissance mécanique en puissance électrique.

Pour étudier les différents fonctionnements possibles de la machine synchrone en régime sinusoïdal, Behn-Eschenburg l'a assimilé à une force électromotrice en série avec une impédance et en supposant que les pertes et la saturation sont négligeables.

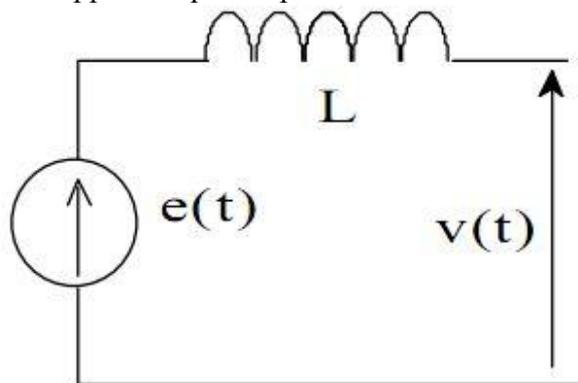


fig 1.7 Modèle d'une MS de Behn-Eschenburg

où $e(t)$ est la fem créée par le champ magnétique du rotor dans une phase du stator

L est l'inductance cyclique

La fem résultante induite à travers une phase de l'induit est :

$$\underline{E} = \underline{U} + R\underline{I} + j\lambda 1\omega \underline{I} \quad (1.5)$$

où \underline{E} est la valeur efficace de $e(t)$

$\lambda 1$ est la réactance cyclique de l'induit ramené à un enroulement

\underline{I} est la valeur efficace du courant

ϕ est le déphasage entre E et I

φ est le déphasage entre U et I

Connaissant l'impédance interne $Z = R + j\lambda 1\omega$, pour un fonctionnement en charge donné, défini par le triplet (U, I, ϕ) , on peut construire dans le plan de Fresnel la tension E (figure 1.8).

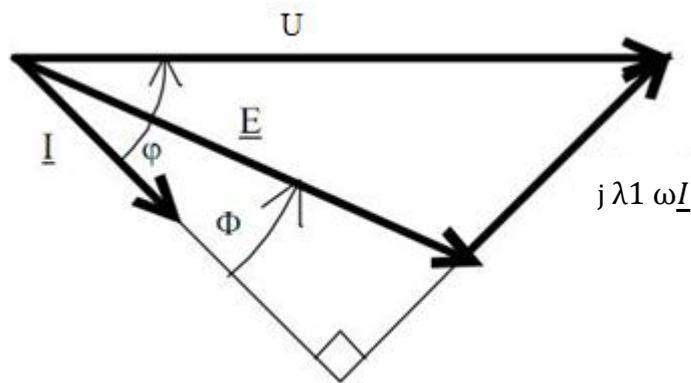


fig 1.8 Diagramme de Fresnel pour un fonctionnement en charge donné

La caractéristique interne fournit la valeur cherchée du courant d'excitation

Par ce diagramme, la simplicité de la construction permet de l'utiliser pour des machines fonctionnant en régime saturé, si l'on désire simplement obtenir un ordre de grandeur du courant d'excitation.

Pour un fonctionnement à vide, les tensions générées au stator sont égales aux fem induites dans les bobinages par le champ tournant

$$u_i(t) = e_i(t)$$

$$\text{Les fem ont pour expression : } E = k\varphi_f\Omega \quad (1.6)$$

où k est une constante dépendant de la machine,

φ_f est le flux sous un pôle de l'inducteur dépendant du courant inducteur

1.2.2 Fonctionnement moteur

La figure 1.9 montre le moteur alimenté en triphasé :

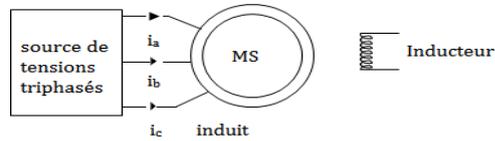


fig 1-9 Fonctionnement moteur d'une machine synchrone

La tension aux bornes du moteur est imposée par le réseau qui l'alimente.

Le courant d'excitation et la puissance demandée par la charge régissent son fonctionnement. Les courbes de Mordey ou courbes en V (fig 1.10) permettent de relever la variation du courant nominal I en fonction du courant d'excitation J avec la puissance active P et le facteur de puissance $\cos\phi$.

Le lieu des minimums (courbe passant par FGH) correspond à $\cos\phi=1$. À droite le moteur est surexcité, à gauche il est sous-excité.

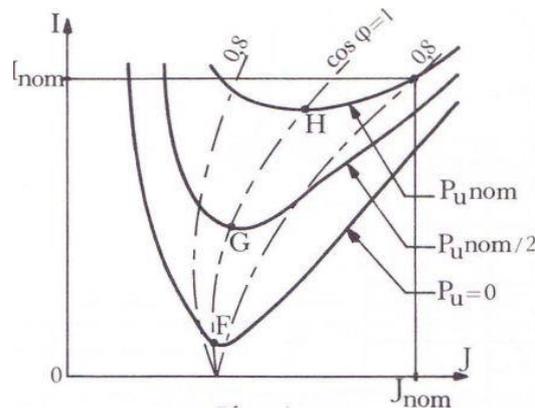


fig 1.10 Courbes de Mordey

- Utilisation en compensateur synchrone

On appelle compensateur synchrone un moteur synchrone tournant à vide dont la seule fonction est de fournir de la puissance réactive, lorsque la charge est très inductive, ou d'en consommer, lorsque la charge est capacitive. De telle machine est utilisée notamment pour

fournir de l'énergie réactive lorsque le réseau est chargé et de consommer de l'énergie réactive générée par les lignes lorsque la consommation est faible.

1.3 Caractéristiques de fonctionnement d'une machine synchrone

Les deux principales caractéristiques de fonctionnement d'une machine sont développées dans les paragraphes suivants.

1.3.1 Fonctionnement à vide

A vide, les tensions induites dans le stator sont celles des tensions générées par le champ tournant du rotor. La force électromotrice induite à vide s'écrit :

$$E_0 = k\varphi_{f0}\omega \quad (1.7)$$

avec

$$e = k\varphi_f\Omega \quad (1.8)$$

$$\Omega = \frac{2\pi N}{60} \quad (1.9)$$

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (1.10)$$

En utilisant (1.9) et (1.10), l'équation (1.7) devient

$$E_0 = k p \frac{2\pi N}{60} \varphi_{f0} \quad (1.11)$$

On montre que la tension E est proportionnelle au courant d'excitation J si l'inducteur est alimenté en continu.

1.3.2 Fonctionnement en charge

Les diagrammes de Potier et de Bondel permettent de poursuivre le comportement en charge de la machine, leur différence se trouve à la prise en compte de la saturation.

Les deux familles de courbes suivantes (fig 1.11, fig 1.12) sont les plus courantes dans le cas pratique.

- Courbe des caractéristiques externes on obtient $U=f(I)$ avec $J=\text{constante}$ et $\cos\varphi = \text{constante}$

- Courbe de réglage, on a $J = f(I)$ avec $U = \text{constante}$ et $\cos\varphi = \text{constante}$

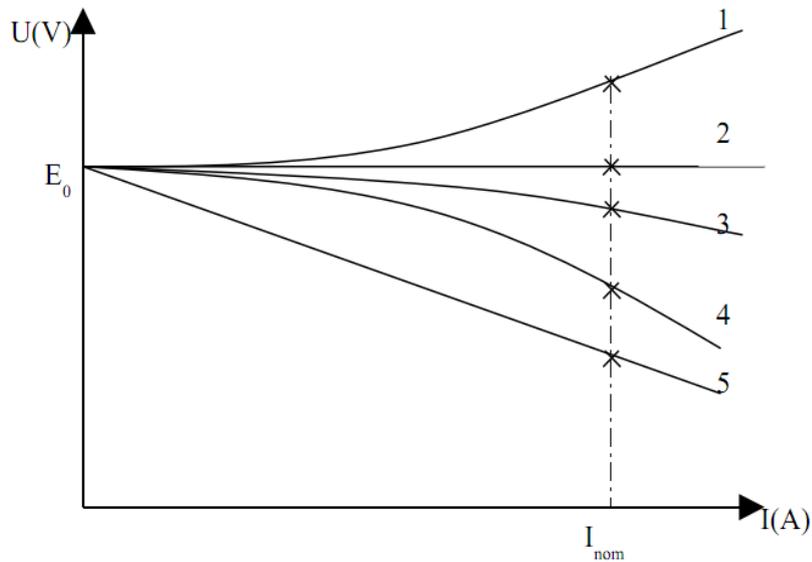


fig 1.11 Courbe de tension $U=f(I)$

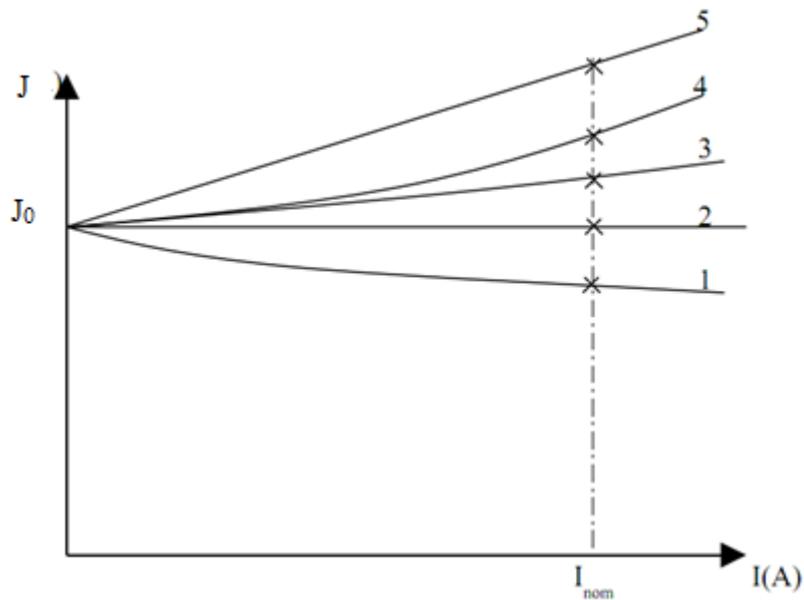


fig 1.12 Courbe de $J=f(I)$

courbe 1 : charge capacitive $\cos\varphi < 0$

courbe 2 : sans charge

courbe 3 : charge resistive $\cos\varphi = 1$

courbe 4 : charge inductive $\cos\varphi > 0$

courbe 5 : court-circuit $\cos\varphi = 0$

1.4 Classement des machines synchrones

La figure ci-dessous montre une classification des machines synchrones. Ici, la distinction est établie selon :

- la nature de l'excitation

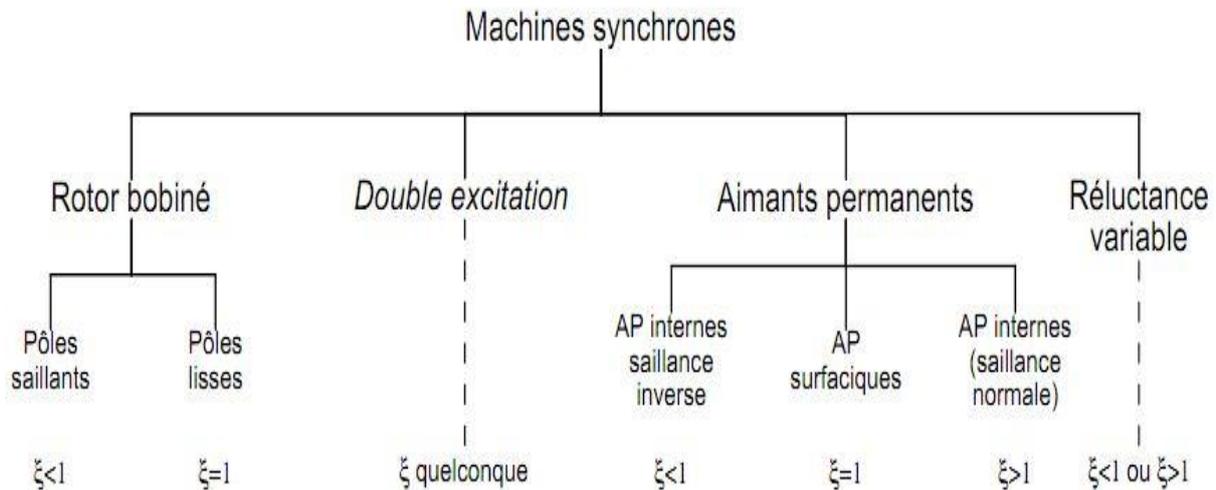


fig 1.13 classement des machines synchrones

1.4.1 La machine synchrone à rotor bobiné

Le bobinage rotorique est alimenté par un courant continu réglable. La machine à pôles lisses de rapport de saillance égal à l'unité c'est-à-dire d'entrefer constant trouve surtout son application dans les alternateurs classiques comme dans les automobiles, les productions d'énergie. Ces pôles sont bien adaptés aux machines à faible nombre de paire de pôles.

Celle à pôles saillants dont le rapport de saillance est inférieur à l'unité c'est à dire $L_d < L_q$, est souvent exploitée dans les systèmes où il y a une fréquente variation de vitesse.

1.4.2 La machine synchrone à double excitation

Ce type de machine est appelé machine hybride et peut combiner plusieurs principes des machines.

1.4.3 Machine synchrone à reluctance variable

Le rapport de saillance est très variable. La machine se comporte mieux quand ce rapport est élevé. Dans la plupart de ses applications, $5 < \xi < 14$ [L.Chédot]



fig 1.14 rotor d'une machine à reluctance variable à double saillance

Dans ce cas, le rotor ne comporte ni électroaimant ni aimant permanent

1.4.4 Machine synchrone à aimants permanents surfaciques

Le rotor se comporte comme un rotor à pôles lisses $\xi=1$ et l'inductance est faible. On les utilise souvent dans le domaine de la robotique et les entraînements à performances élevées

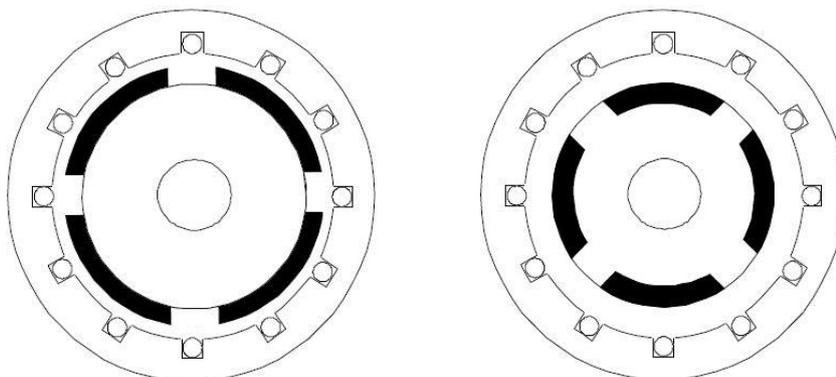


fig 1.15 machine à aimants permanents surfaciques

1.4.5 Machine synchrone à aimants permanents internes

Ici, la saillance est normale $\xi > 1$. L'étude va se focaliser sur ce type de machine

Les MSAPI comprennent diverses structures dont les plus courants sont :

- les MSAPI à aimants insérés : la structure est déduite de la machine à aimants surfaciques mais les aimants sont insérés dans le rotor (fig 1.16a)
- les MSAPI à concentration de flux : les aimants sont implantés radialement (fig 1.16b)

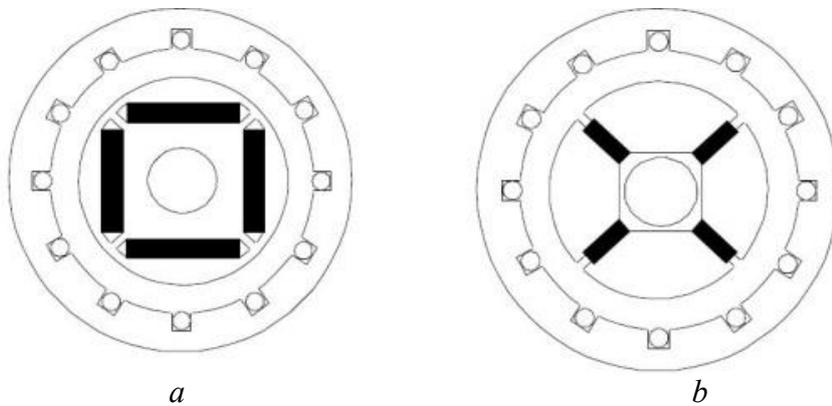


fig 1.16 machine à aimants permanents internes

1.4.6 Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance inverse

Ce sont des machines plus récentes. Leur appellation vient de la valeur de la saillance très inférieure à 1. Il existe trois sortes de ces machines. Parmi eux, les machines à barrières de flux quadratures tirées des machines à aimants permanents surfaciques et internes ; il y a aussi la combinaison de la MSAP et de la MRV appelé machine à double rotor.[L.Chédot]

1.5 Structure d'une machine synchrone à aimants permanents internes (MSAPI)

Dans le cas où la variation du champ créé par le courant d'excitation n'est pas utile, on remplace l'électroaimant par un aimant permanent. La MSAPI remplace le commutateur mécanique du MCC à balai par un commutateur électronique qui réduit les contacts et ainsi évite l'échauffement du rotor. Au niveau du rotor, l'inducteur est formé de bloc d'aimants fabriqués à base d'alliages métalliques ou de terres rares. La structure ne comporte plus

d'amortisseur parce que la stabilité est déjà assurée même en l'absence de cette cage.

En fonctionnement, les MSAP ne peuvent pas fonctionner sans onduleur car c'est la force contre-électromotrice qui doit dicter la fréquence des tensions appliquées au rotor.

1.6 Choix de la MSAPI

Les MSAP connaissent un grand essor à nos jours comme dans les moteurs des véhicules électriques. Leur exploitation est d'avantages intéressants et incontournables.

Le tableau 1.2 comparatif ci-dessous explique ce choix pour cette étude :

Tableau 1.2 Comparaison des différentes machines usuelles

Type de moteur	Machine asynchrone A cage	Machine synchrone à rotor bobiné	Machine synchrone à aimants permanents
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> -Faible coût de construction -Entretien réduit -Robustesse -Absence d'alimentation du circuit rotorique -Performance moyenne 	<ul style="list-style-type: none"> -Facteur de puissance réglable par le courant d'excitation 	<ul style="list-style-type: none"> -Puissance massique importante -Le flux étant connu, il est plus facile de maîtriser le couple -Très bon rendement proche de l'unité -Vitesse très élevée -Vitesse stable en fonction de la charge -Forte performance en régime dynamique
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> -Rendement modeste -Consommation de puissance réactive 	<ul style="list-style-type: none"> -Coût élevé -Démarrage direct sur le réseau impossible à partir de quelques kW 	<ul style="list-style-type: none"> -Coût élevé -Excitation impossible à réguler -Ondulation du couple
Utilisation industrielle	<ul style="list-style-type: none"> -Standard industriel 	<ul style="list-style-type: none"> -Domaine automobile -Production d'énergie en mode générateur 	<ul style="list-style-type: none"> -Alternateur à faible puissance -Système à forte performance dynamique -Robotique, machines-outils, moteur hybride

MODELISATION D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

La modélisation a pour but de poursuivre dans le temps et dans l'espace le comportement d'un système. Une machine tournante peut être modélisée de deux façons. D'abord l'exploitation des équations de Maxwell qui nécessite la position de chaque point du domaine, de ses propriétés physiques, de l'allure des lignes de champs à tout instant. La résolution de ces équations est pratiquement impossible. De plus, le système électromécanique est constitué d'un milieu hétérogène. La deuxième méthode a été proposée par Kirchoff : les phénomènes physiques peuvent être transcrits sous forme d'équations, de modèles électriques, en moyennant des hypothèses simplificatrices justifiables.

2.1 Equations d'une MSAP

2.1.1 Hypothèses simplificatrices

- Les champs créés par les courants sont à répartition spatiale et temporelle sinusoïdale le long de l'entrefer et dans chaque bobinage
- La saturation est négligeable dans chaque circuit magnétique c'est à dire:
 $B(\theta,t) = \mu_r \mu_0 H(\theta,t)$ quel que soit l'état magnétique de la machine
 μ_r est la perméabilité prise unitaire, μ_0 la perméabilité à vide
- Il y a parfaite symétrie de construction, notamment l'entrefer est supposé d'épaisseur constante et qu'il y a de l'isotropie dans tout le circuit
- On néglige les effets thermiques,

2.1.2 Equations de tensions en grandeur de phase

La machine est régie par l'équation de tension induite généralisée. Ainsi, dans un circuit j, couplé avec k circuits électriques, l'expression de tension est:

$$u_j = R_j i_j + d\psi_j / dt \quad (2.1)$$

$$u_j = R_j i_j + \frac{d}{dt} \sum_{p=1}^k L_{jp} i_p \quad (2.2)$$

où $\psi_j = \psi_{j1} + \psi_{j2} + \dots + \psi_{jk}$

R_j désigne la résistance du circuit, i_j le courant électrique le traversant et ψ_j le flux totalisé

ψ_{jp} représente le flux créé par le circuit numéro p et embrassé par le circuit numéro j, L_{jp} est l'inductance mutuelle entre le circuit j et le circuit p

Au niveau du stator, le développement de la loi de la tension induite peut s'écrire :

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (2.3)$$

où $[u_s] = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ est le vecteur des tensions de phase

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ est le vecteur des courants de phase

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ est la matrice de résistance statorique } R_a=R_b=R_c=R_s$$

$$\text{Sachant que } [\psi_s] = [L_s][i_s] + [\lambda] \quad (2.4)$$

avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \text{ est la matrice d'inductance propre d'une phase statorique}$$

$$\lambda = \varphi_f \begin{bmatrix} \sin(p\Omega t) \\ \sin(p\Omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(p\Omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

où φ_f est la valeur nominale du flux créé par les aimants permanents

λ est le flux créé par les aimants permanents

En utilisant la distribution du flux d'induit, la loi de Faraday permet de déterminer la tension induite dans le stator :

$$e(t) = \frac{d}{dt} \lambda(t) \quad (2.5)$$

Remarque: Les inductances mutuelles n'existent pas pour le MSAP car le rotor ne porte pas de bobinages

En utilisant les équations (2.4) et (2.5), l'équation de la tension induite (2.3) devient:

$$[u_s] = [R_s][i_s] + [L_s] \frac{d}{dt}[i_s] + [e] \quad (2.6)$$

- Inductance cyclique d'une MS

Soit ψ_{sa} le flux totalisé sur la phase a de la MS

$$\begin{aligned} \psi_{sa} &= \psi_{aa} + \psi_{ba} + \psi_{ca} \\ &= L i_a + M i_b + M i_c \end{aligned} \quad (2.7)$$

M est l'inductance mutuelle entre a, b et c

Comme la machine est connectée en étoile, nous avons $i_a + i_b + i_c = 0$ (2.8)

De l'équation (2.7), et de (2.8)

$$\begin{aligned} \psi_{sa} &= L i_a + M(i_b + i_c) \\ \psi_{sa} &= L i_a - M i_a = (L - M) i_a \\ \psi_{sa} &= L_c i_a \end{aligned} \quad (2.9)$$

L_c s'appelle inductance cyclique ramené à une phase du stator

Et de même pour les phases b et c

Ainsi $[L_s] = \begin{bmatrix} L_c & 0 & 0 \\ 0 & L_c & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix}$

L'équation (2.6) donne :

$$[u_s] = [R_s][i_s] + [L_c] \frac{d}{dt}[i_s] + [e] \quad (2.10)$$

2.1.3 Equations de courants statoriques en phase

Supposés triphasés et équilibrés, les courants statoriques s'expriment par :

$$i_{sk} = \sqrt{2} I \cos(\omega_s t + \lambda_1 - m(k-1) \frac{2\pi}{3}) \quad (2.11)$$

λ_1 : déphasage entre le courant et la tension entre phase

Lorsque le système est direct $m=1$, à l'inverse $m=-1$

2.1.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique générale qui régit la machine est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f_c \Omega = C_{em} - C_r \quad (2.12)$$

C_{em} est le couple électromagnétique développé par le moteur

C_r est le couple résistant du mécanisme à entraîner dépendant de la nature de la charge mécanique

J est l'inertie de la machine

f_c est le coefficient de frottement visqueux à vide

L'équation du couple:

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} \quad (2.13)$$

où P_m est la puissance mécanique du système

2.2 Transformation de Park

Les équations qui régissent le fonctionnement des machines alternatives triphasées montrent que ces expressions dépendent des résistances et des inductances du stator et du rotor ainsi que les inductances mutuelles entre le rotor et le stator. La position du stator par rapport au rotor définit ces inductances mutuelles. Pour simplifier la manipulation des équations d'une machine, il est courant de procéder à des changements de repère, parmi les plus utilisés sont les repères de Park et de Concordia.

La transformation de Park est un outil de conversion qui consiste à ramener les enroulements triphasés de la machine en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés en deux axes orthogonaux direct et transversal et éventuellement un axe homopolaire. L'objectif de la transformation est d'obtenir les inductances mutuelles indépendantes de la rotation.

Le repère de Park correspond à un repère diphasé, pour une machine synchrone, il est

solidaire au rotor. Ce repère tournant est noté d-q,

$$[G_{d,q,0}] = [P][G_{a,b,c}]$$

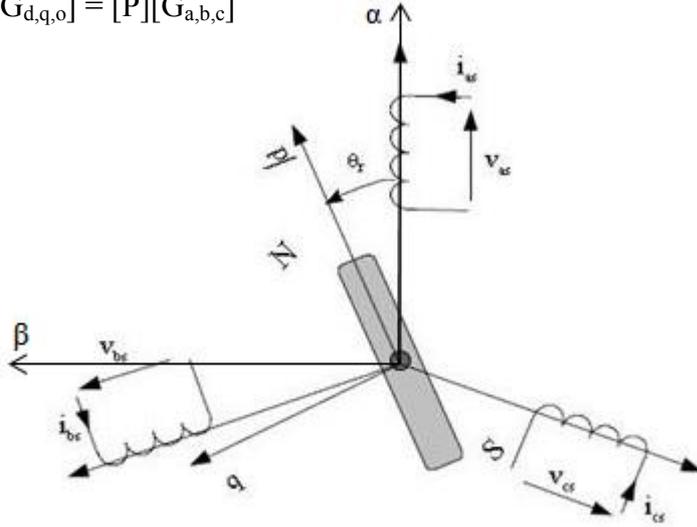


fig 2.1 Modèle de Park de la MSAP

La phase a est confondue avec l'axe α . Les phases sont décalées successivement de $2\pi/3$

Par projection orthogonale,

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Le passage d'un repère fixe à un repère tournant est donné par la matrice de rotation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\text{avec } R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

A partir des relations (2.14) et (2.16), on a (2.16) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

soit

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

En ajoutant la composante homopolaire, la matrice de Park devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega_m$

[P] peut transformer les grandeurs électriques u_{abc} , i_{abc} , ψ_{abc} en grandeurs transformées

u_{dqo} , i_{dqo} , ψ_{dqo}

2.3 Modèle de Park de la machine

La transformation des enroulements statoriques en un système d'enroulements orthogonaux vient du fait que dans sa construction réelle, la machine présente 2 anisotropies, la première est électrique qui se situe au niveau des axes polaires et interpolaires, la deuxième est magnétique notamment le cas d'une machine à pôles saillants. Cette anisotropie magnétique est due à la différence entre différentes perméances suivant les deux axes.

2.3.1 Equations de tensions

Dans un référentiel lié au rotor, les expressions des tensions induites pour tous les enroulements s'écrivent :

$$u_d = R_d i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.20)$$

$$u_q = R_q i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.21)$$

$$u_o = R_o i_o + \frac{d\psi_o}{dt} \quad (2.22)$$

Par la transformation de Park,

$$[\psi_{d,q,o}] = [P][\psi_{a,b,c}]$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Avec $L_d = L_{Os} + L_{OM} + \frac{3}{2}L_{2s} = L\sigma_s + L_{ad}$: inductance synchrone axe d

$L_q = L_{Os} + L_{OM} - \frac{3}{2}L_{2s} = L\sigma_s + L_{aq}$: inductance synchrone axe q

$L_o = L_{Os} - 2L_{OM} = L\sigma_s$: inductance homopolaire

La relation (2.23) donne

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_o = L_o i_o \end{cases} \quad (2.24)$$

En se servant de (2.24), les expressions (2.20) et (2.21) deviennent

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \quad (2.25)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \quad (2.26)$$

2.3.2 Expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée peut s'écrire :

$$p(t) = \sum u_i i_i = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) + 3 u_o i_o + u_e i_e \quad (2.27)$$

L'énergie électrique pendant un temps dt est de :

$$dW_{el} = \left[\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + 3 R_s i_o^2 + R_e i_e^2 \right] dt + \left[\frac{3}{2} (i_d d\psi_d + i_d d\psi_q) + 3 i_o d\psi_o + i_e d\psi_e \right] + \left[\frac{3}{2} \omega (i_q \psi_d - i_d \psi_q) \right] \quad (2.28)$$

Soit l'énergie transformable en énergie mécanique :

$$dW_{mec} = \left[\frac{3}{2} \omega (i_q \psi_d - i_d \psi_q) \right] \quad (2.29)$$

Cette énergie dW_{mec} est aussi égale à :

$$dW_{mec} = C_{em} d\theta_m = C_{em} \frac{\omega}{p} dt \quad (2.30)$$

C_{em} est le couple électromagnétique

En faisant l'égalité entre (2.29) et (2.30), on obtient:

$$\left[\frac{3}{2} \omega (i_q \psi_d - i_d \psi_q) \right] = C_{em} \frac{\omega}{p} dt \quad (2.31)$$

D'où l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.32a)$$

$$= \frac{3}{2}p(i_d i_q (L_d - L_q) + \varphi_f i_q) \quad (2.32b)$$

$i_d i_q (L_d - L_q)$ représente le couple de réluctance produit par la force qui tend à diminuer la réluctance du circuit magnétique vue par le rotor.

Pour une machine à pôles lisses, $L_d = L_q$ ainsi ce couple est nul [J.M Retif]

2.4 Modélisation des onduleurs de tension

Les commandes des machines alternatives ne peuvent pas être appliquées directement aux enroulements de l'inducteur ou de l'induit. Les signaux de commande sont d'abord générés vers le bras d'un onduleur de tension et viennent ensuite les machines.

La technique communément utilisée est appelée technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) pour commander les commutateurs de puissance. MLI permet d'obtenir à la sortie de l'onduleur des alternances formées de plusieurs créneaux de même amplitude mais de largeurs différentes.

Les paramètres fondamentaux d'une MLI sont :

- la fréquence de modulation
- l'indice de modulation m
- le coefficient de réglage r

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux de tension a six cellules de commutation et possède huit possibilités de configurations. Le montage considéré (fig 2.2) pour cette étude reste le montage en étoile

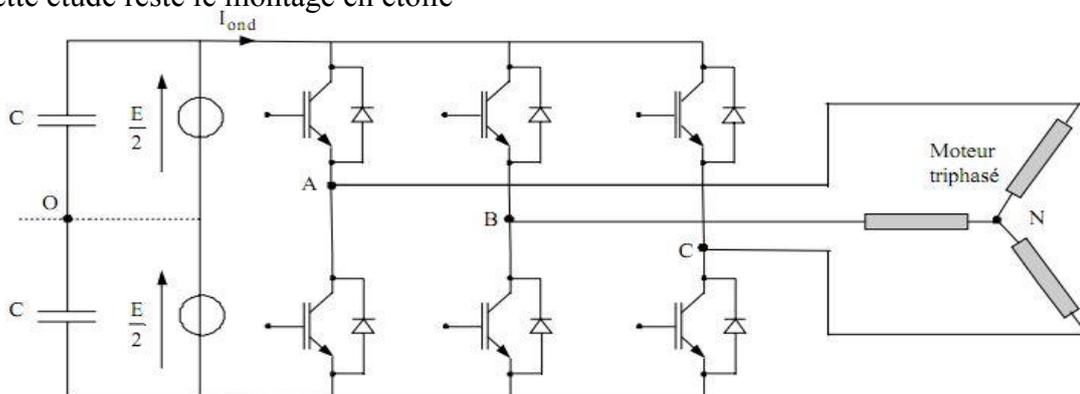


fig 2.2 Schéma du circuit de puissance d'un onduleur

Le potentiel du neutre varie en fonction des commutations, ainsi V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} diffèrent de V_{AO} , V_{BO} , V_{CO}

Avec une charge équilibrée, les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'écrire en fonction des tensions V_{AO} , V_{BO} , V_{CO} par la relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} U_f$$

où U_f la tension continue d'alimentation de l'onduleur

2.5 Représentation d'état du modèle de la machine

2.5.1 Représentation d'état d'un système

C'est un outil mathématique de transformation qui permet de modéliser le fonctionnement des systèmes.

Le principal intérêt de cette représentation est : que c'est un outil de modélisation à plusieurs variables, c'est-à-dire système à plusieurs entrées et sorties

La représentation d'état généralisée s'écrit :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$[Y] = [C][X]$$

avec X la variable d'état

U la variable de commande

Y la variable de sortie

$[A]$ de dimension (n,n) est la matrice d'évolution d'état (avec n ordre du système = nombre minimal des variables d'état), elle détermine le comportement c'est-à-dire le dynamique du système

$[B]$ de dimension (n,m) est la matrice de commande avec m nombre d'entrée du système

$[C]$ de dimension (r,n) est la matrice de sortie avec r nombre de sortie

2.5.2 Représentation d'état du modèle de la MSAP

On a recours à un système multivariable, le choix des variables et le référentiel reposent sur l'objectif de la commande

En prenant comme vecteur d'entrée les courants i_d et i_q

$$[I] = [A][I] + [B][U]$$

$$[C_{em}] = [C][I]$$

A partir des équations de tension du modèle de Park (2.25), (2.26) et du couple électromagnétique (2.32a), on a :

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d} [u_d - R_d i_d + \omega L_q i_q]$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q} [u_q - R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega \varphi_f]$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

Le modèle d'état de la machine s'écrit

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{L_q}{L_s} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & \frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ \varphi_f \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$C_{em} = \frac{3p}{2} \begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

$$\text{Ainsi, } [A] = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{L_q}{L_s} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & \frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix}$$

$$[B] = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{pmatrix}$$

$$[C] = \begin{pmatrix} \psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix}$$

2.5.3 Diagramme structurel de la MSAP

La modélisation de Park ne repose que sur l'hypothèse de la sinusoïdalité des forces magnétomotrices, hypothèse basée sur la répartition de bobinage. En revanche, aucune hypothèse n'est faite quant à la forme des courants injectés et des tensions appliquées à la machine. Le modèle des flux ne requiert aucune hypothèse sur l'état de saturation magnétique de la machine. Ainsi, les équations de Park sont justes quel que soit le niveau de saturation et la forme des tensions aux bornes de la machine.

Dans le cas linéaire, le diagramme structurel de la machine est représenté par la figure 2.3 en tenant compte des équations de Park (2.25), (2.26) et en utilisant la variable de Laplace 's'. [L.Chédot]

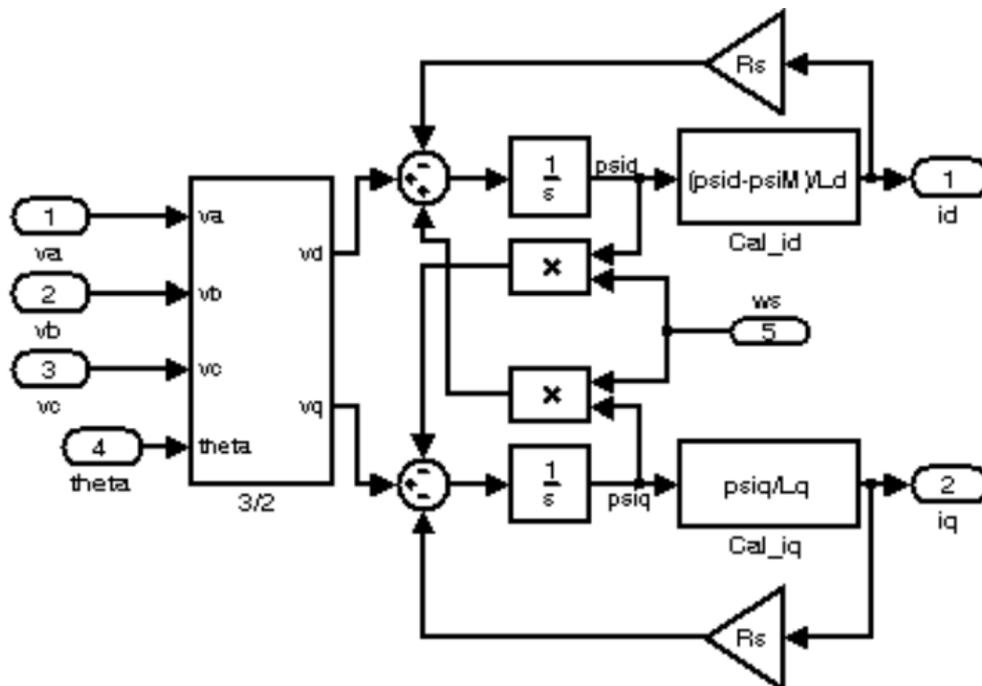


fig 2.3 diagramme structurel de la MSAP

COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE

3.1 Généralités sur la régulation d'un système

Les machines synchrones sont devenues aussi performantes que les machines à courant continu grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et de l'informatique. Mais d'autre part, leur commande s'avère délicate parce que les divers phénomènes à l'intérieur de la machine entraînent des couplages entre les variables d'entrées, de sorties et d'autres variables internes. D'où la nécessité d'une stratégie de commande.

Le contrôle d'un procédé est formé d'un enchaînement de quelques actions. Les éléments d'une régulation sont essentiellement :

Le mesurage, le traitement de la mesure

L'algorithme correspond à la partie calcul de la commande en respectant les consignes

La commande : la valeur calculée par l'algorithme peut être encore modifiée ou soumise à des contraintes ; l'action de commande intervient par l'intermédiaire des actionneurs

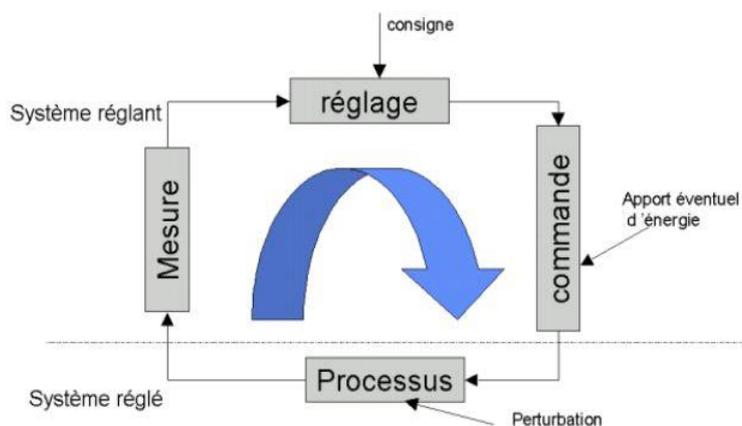


fig 3.1 Principe de régulation d'un système

3.1.1 Les différents types de régulation

a. La régulation PID

La base de cette régulation repose sur l'annulation des erreurs entre la mesure et la consigne sans faire d'hypothèses sur le comportement du procédé. La performance est définie par la vitesse de rejet de la perturbation ou la variation de la consigne.

b. La régulation à modèle

C'est une appellation commune aux régulations à poursuite c'est-à-dire la mesure est attendue à suivre une trajectoire donnée pour atteindre la consigne. Ce cas impose de disposer d'un modèle de référence du procédé. Contrairement à la régulation précédente, la méthode consiste à connaître plus d'informations sur le comportement du procédé.

c. La régulation prédictive à modèle interne

Cette régulation comporte comme dans la régulation à modèle, un modèle dans le régulateur qui s'intéresse surtout à la prédiction (comme son nom l'indique) du comportement du procédé dans le futur. Parmi les différents types de régulations prédictives, on peut citer la commande adaptative.

Les quatre principes sur lesquels repose cette régulation :

- *Existence d'un modèle qui représente le procédé* : Le processus et les spécifications de la commande dictent la structure du modèle. Ce dernier peut être représenté mathématiquement, ou à bases de règles logiques simplement, ou constitué des données expérimentales plus ou moins brute.
- *Trajectoire de référence* : le futur de la sortie du procédé est spécifié par l'intermédiaire d'une trajectoire. La dynamique de cette référence permet de régler le comportement en boucle fermé.
- *Structuration de la commande* : Il est évident que le modèle ne sera pas utilisé

directement sur le procédé. En effet, la commande à passer au procédé est estimée pour que la mesure soit égale à une certaine valeur dans un certain temps.

- *Auto-compensateur* : Il est intéressant d'observer la qualité d'observation en temps réel par l'écart objet-modèle pour pouvoir améliorer la commande. En général, l'erreur ne peut pas s'annuler mais minimisée, pour ce faire, deux traitements sont envisageables, l'estimation de l'état du processus qui nécessite la technique d'observateur, et l'identification en temps réel de la structure qui à son tour a besoin des techniques d'auto-adaptation en temps réel. L'erreur est estimée et le résultat est réinjecté dans la prochaine commande.

3.1.2 Conception d'un régulateur

Pour une bonne conception d'un régulateur, il faut :

- Bien savoir les performances attendues pour la boucle de commande-régulateur
- Identifier le modèle dynamique du procédé
- Une technique de conception du régulateur adéquate et compatible avec les performances désirées et le modèle du procédé
- Une technique de mise en œuvre du régulateur
- Une façon et une méthode de validation du régulateur et de réajustement sur site
- Une procédure de maintenance du régulateur

3.2 Les stratégies de commande de la machine synchrone

Pour pouvoir estimer les performances de la méthode choisie dans cette étude, une méthode classique basée sur les régulateurs PID sera détaillée afin d'établir une comparaison des résultats.

3.2.1 Commande vectorielle par orientation de flux

C'est une technique de commande très utilisée dans les milieux industriels et très connue des ingénieurs.

Son principe consiste à imposer l'angle de décalage entre le vecteur de la force électromotrice statorique par rapport au vecteur flux rotorique où le contrôle du flux est indépendant de celui du couple. En effet, dans le modèle de la machine synchrone représenté par les équations biphasées, on fait en sorte que l'axe d coïncide avec le flux rotorique. Cette méthode permet de résoudre les problèmes de couplage des machines.

C'est une commande très classique des machines électriques

Il existe différents modes d'opérations pour la commande vectorielle d'une MSAP.

Deux d'entre eux sont la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte

- Commande vectorielle directe

Dans cette méthode, le flux statorique est régulé par une boucle de contre réaction, sa mesure nécessite une vérification quel que soit le régime transitoire. Il faut procéder à une série de mesure. Pratiquement, cette procédure consiste à insérer un capteur dans l'entrefer ou utiliser un bobinage supplémentaire, ce qui est une opération délicate à réaliser car les capteurs sont très fragiles et sensibles à la variation de la température. [Akkari N.]

- Commande vectorielle indirecte

Cette méthode est plus facile à implanter que la dernière en utilisant un régulateur de type PI. Elle dépend surtout des variations des paramètres de la machine dues à la saturation et à la variation de la température. [Akkari N.]

Pour pouvoir exploiter ce type de commande, on utilisera cette méthode indirecte dans ce qui suit.

a. Différence entre la commande vectorielle d'une MAS et d'une MSAP

- Le flux de la machine est produit par les aimants permanents tandis que pour la MAS les flux sont créés par les courants statoriques.
- Pour éliminer le couple de réductance d'une MSAP, on annule le courant de la composante directe i_d .

b. Objectifs de la commande

L'idée de la commande vectorielle est d'avoir pour la machine un couple moteur proportionnel à un flux et un courant comme le cas d'un moteur à courant continu.

La méthode la plus courante consiste à maintenir le courant i_d à une valeur optimale nécessairement à zéro ce qui élimine le couple de réluctance et la régulation est assurée par le courant i_q . Physiquement, il s'agit de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique.

Notons aussi que si on annule i_d , le courant statorique est réduit, ainsi la machine fonctionne en zone de non saturation.

L'équation de couple mentionnée précédemment (2.32) dans le repère de Park est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(i_d i_q (L_d - L_q) + \varphi_f \cdot i_q)$$

En annulant le courant i_d , on obtient :

$$C_{em} = p\varphi_f \cdot i_q \quad (3.1)$$

On constate que le couple est proportionnel au courant i_q , le modèle de la machine se réduit à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

Et le modèle du MSAP, à partir des équations (2.25) et (2.26), devient :

$$u_d = -\omega L_q i_q \quad (3.2)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega \varphi_f \quad (3.3)$$

Par la transformation de Laplace, on retrouve la variable i_q dans (3.1) et (3.3) telle que:

$$\dot{i}_q = \frac{u_q - \omega \varphi_f}{(R_s + sL_q)} \quad (3.4)$$

$$\dot{i}_q = \frac{C_{em}}{p\varphi_f} \quad (3.5)$$

Le schéma dans la figure 3.2 suivant représente la structure de la boucle selon l'axe q

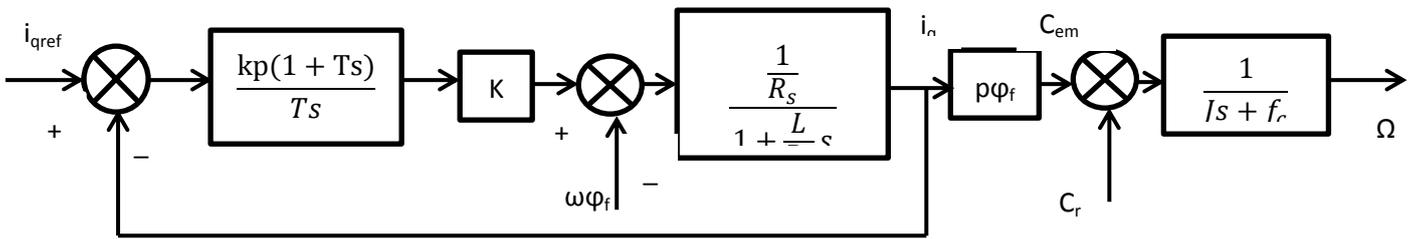


fig 3.2 Boucle de courant selon l'axe q

La dynamique de la boucle est définie par un seul pôle.

K est le gain statique du bras de l'onduleur vers le système

❖ Régulateurs des courants

On passe d'abord par un découplage par compensation dont le but est de rendre le système monovariante et de permettre une écriture des équations de la machine ainsi que la partie régulation plus facile.

On se limite aux techniques de régulation de type classique PI, suffisant pour obtenir une certaine performance (réduire l'erreur statique, réglage du temps de réponse) et constitue un standard industriel [Chelihi A.]

En effet, il s'agit ici de définir deux nouvelles variables de commande

A partir des équations du modèle de Park (2.25) et (2.26), posons:

$$\begin{cases} V'_q = u_q - (\omega L_d i_d + \omega \phi_f) & (3.6) \\ V'_d = u_d + \omega L_q i_q & (3.7) \end{cases}$$

Le bloc de découplage est donc formé par les expressions $\omega L_q i_q$ et $\omega L_d i_d + \omega \phi_f$

$$\begin{cases} V'_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q & (3.8) \\ V'_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d & (3.9) \end{cases}$$

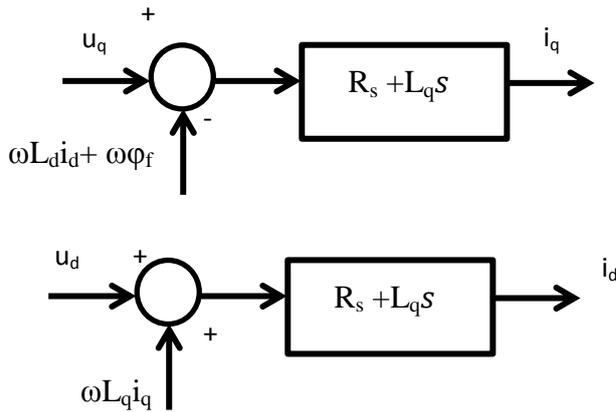


fig 3.3 Schéma de découplage des équations de la machine

La fonction de transfert selon l'axe q, de l'équation (3.8) devient:

$$\frac{i_q}{V'_q} = \frac{1}{(R_s + sL_q)} \quad (3.10)$$

Les courants statoriques sont corrigés par des régulateurs de type PI dont la fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{k_p(1+Ts)}{Ts} \quad (3.11)$$

Les constantes k_p et T sont déterminés par la compensation des zéros introduits par la dynamique du système

Dans la boucle ouverte de la fig 3.2:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{(1 + \frac{L_q}{R_s}s)} \cdot \frac{k_p(1 + \frac{L_q}{R_s}s)}{\frac{L_q}{R_s}s} \text{ est la fonction de transfert en boucle ouverte}$$

$$T(s) = k_p \cdot \frac{1}{sL_q} \quad (3.12)$$

$$H(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{1}{(1 + \frac{L_q}{k_p}s)} = \frac{1}{(1 + \tau s)} \text{ est la fonction de transfert en boucle fermé} \quad (3.13)$$

$$\text{On choisit } \tau = \frac{L_q}{R_s} = \frac{L_q}{k_p} \rightarrow k_p = R_s$$

$$\text{Le régulateur est obtenu : } PI = R_s \left(1 + \frac{1}{\frac{L_q}{k_p}s}\right) \quad (3.14)$$

❖ Synthèse du régulateur de vitesse

Le circuit de réglage de vitesse est défini par le comportement mécanique du système.

La relation qui régit le système est l'équation de mouvement (2.12) :

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

En utilisant le variable de Laplace s, on en déduit:

$$\Omega = \frac{1}{(f_c + Js)} (C_{em} - C_r) \quad (3.15)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est obtenue en utilisant un régulateur PI:

$$T(s) = \frac{1 + sT_i}{sT_n} \frac{1}{(f_c + Js)} (C_{em} - C_r) \quad (3.16)$$

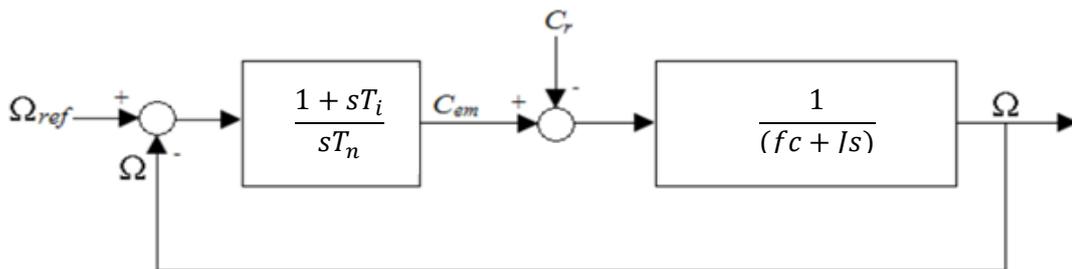


fig 3.4 Structure de réglage de vitesse

La structure de réglage de la vitesse (figure 3.4) nous permet d'écrire :

$$\Omega = \left[\frac{1 + sT_i}{sT_n} (\Omega_{ref} - \Omega) - C_r \right] \frac{1}{(f_c + Js)}$$

(3.17)

soit

$$\Omega = \frac{1 + sT_i}{1 + (f_c T_n + T_i)s + JT_n s^2} \Omega_{ref} - \frac{sT_n}{1 + (f_c T_n + T_i)s + JT_n s^2} C_r \quad (3.18)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre

En identifiant cette fonction de transfert avec la forme canonique

$$\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2} \quad (3.19)$$

on a à résoudre le système d'équations suivant :

$$T_i + f_c T_n = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (3.20)$$

$$J T_n = 1 / \omega_n^2 \quad (3.21)$$

Le coefficient d'amortissement ξ et la pulsation ω_n sont trouvés par test de simulation pour la performance souhaitée.

Toutes les simulations se trouvent dans les chapitres ultérieurs.

3.2.2 Commande adaptative

La régulation dans la commande vectorielle par les correcteurs classiques PI a apporté une stabilité considérable de réglage, mais les paramètres de ces régulateurs ont été imposés à l'avance pour donner une réponse de deuxième ordre en boucle fermée, ce qui ne réagit pas assez au rejet des perturbations [Akkari N]. C'est pourquoi les chercheurs ont proposé une version adaptative de la loi de commande qui apporte de meilleures performances lors de la variation de vitesse, de la charge ainsi que d'autres paramètres du système.

La définition d'un système de commande adaptative adaptée par nombreux auteurs est la suivante : un système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. C'est l'ajustement des coefficients qui donne le mécanisme d'adaptation pour obtenir le comportement désiré du système en boucle fermée [Akkari N].

3.2.2.1 Principe de la commande adaptative

La figure 3.5 ci-après montre le principe de la commande adaptative

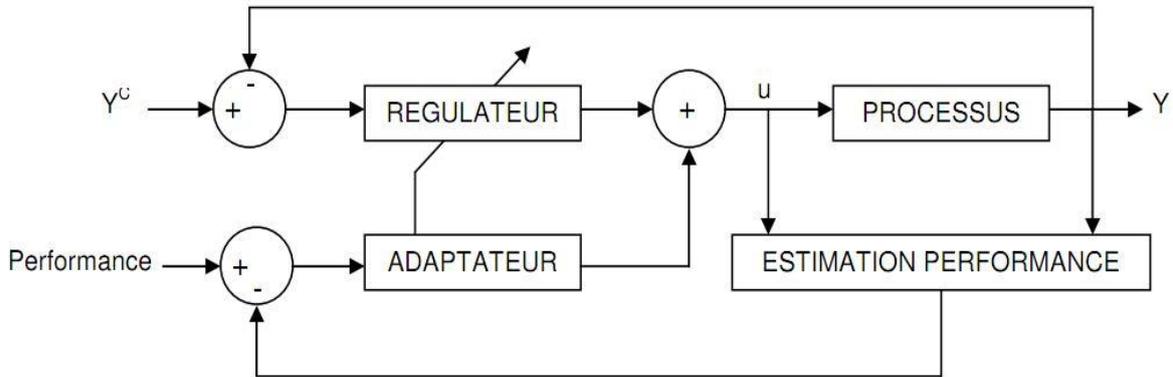


fig 3.5 Schéma de principe de la commande adaptative

Processus : sa structure est connue mais les paramètres sont à variations inconnues

Régulateur : paramétré et conçu pour permettre une poursuite

Adaptateur : utilisé pour ajuster les paramètres dans la loi de commande

Les paramètres du processus sont inconnus ou à la fois variables dans le temps. Ainsi, le dispositif de régulation est conçu pour permettre la commande de l'ensemble. Comme indiqué sur le schéma (figure 3.5), la performance attendue est estimée ou mesurée. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de la loi d'adaptation en vue d'ajuster en temps réel les régulateurs des boucles de commande pour atteindre ou maintenir un certain niveau de performance.

3.2.2.2 Commande adaptative directe

Pour ce type de commande, les paramètres du régulateur sont estimés directement en temps réel à partir d'une comparaison entre les performances réelles et les performances désirées. La phase de détermination des paramètres du régulateur à partir de ceux du modèle de commande est ainsi contournée. (cas particulier de la commande adaptative à modèle de référence) [Nacer K]. Dans ce cas, on utilise un prédicteur ajustable pour la modélisation du

Le système ensuite on calcule la commande à l'aide des paramètres du modèle du système, les performances désirées et la loi adaptée pour la commande du système. Le traitement des données et la supervision sont utilisés pour les mêmes considérations que la commande adaptative indirecte (paragraphe suivant).

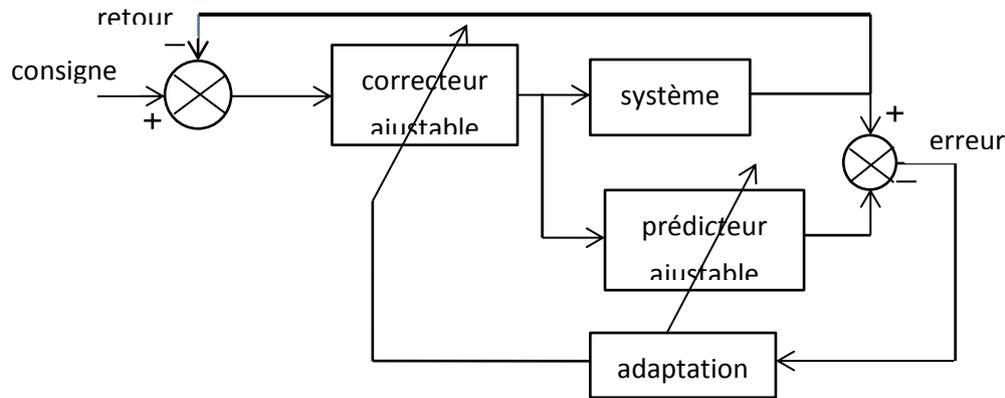


fig 3.6 Schéma de principe de la commande adaptative directe

3.2.2.3 Commande adaptative indirecte

Les étapes de la commande indirecte peuvent se résumer en trois grands points. En premier lieu, l'estimation des paramètres du modèle du système en vue d'une prédiction adaptative. Ensuite, à partir de ces grandeurs estimées et les performances désirées, synthétiser la loi de commande et après calcul, application de la commande au système.

Ce type de commande qui tient compte de l'évolution du processus est plus utilisé que la commande adaptative directe. Comme avantage, la commande est basée sur de nombreux régulateurs auto-réglables, très reconnue dans les industries et est facile à mettre en œuvre.

3.2.2.4 Les principales fonctions de la commande adaptative

La première motivation du concept de la commande adaptative est de pouvoir maintenir une certaine performance quand les variations des paramètres d'un système sont devenues aléatoires. D'où les fonctions attendues d'une commande adaptative :

-
- Identifier automatiquement des variations anormales des caractéristiques du système à commander et maintenir les performances si ces variations ont lieu
 - Déterminer automatiquement les paramètres optimaux des régulateurs dans divers points de fonctionnement
 - La possibilité de commander de nouveaux procédés technologiques dont les modèles sont connus avec peu de précision

3.3 Commande adaptative à modèle de référence (MRAC)

3.3.1 Principe de la MRAC

Pour pallier à certains inconvénients de la commande à gains programmés, Whitaker MF (en 1958) a proposé un système de commande à modèle de référence qui est devenu très développé par plusieurs spécialistes. Au début, la base était la minimisation d'indice de performances connue sous la règle de la conception du MIT. L'idée c'est de trouver un compromis entre la stabilité et la rapidité du système dans les simulations.

Le domaine de la MRAC s'est concentré surtout sur les systèmes où les incertitudes sont encore paramétriques ou les systèmes qui présentent des variations structurales et des variations de l'environnement [Bag L.]. La stratégie utilisée spécifie la forme désirée de la réponse du processus à une commande donnée par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini paramétriquement.

La MRAC présente des avantages par rapport aux systèmes de réglage classiques :

- La qualité et la stabilité de la commande est assurée pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander par rapport aux régulations classiques
- La boucle interne se simplifie grâce aux dispositifs de correction devenus simples
- Elle est facile à réaliser

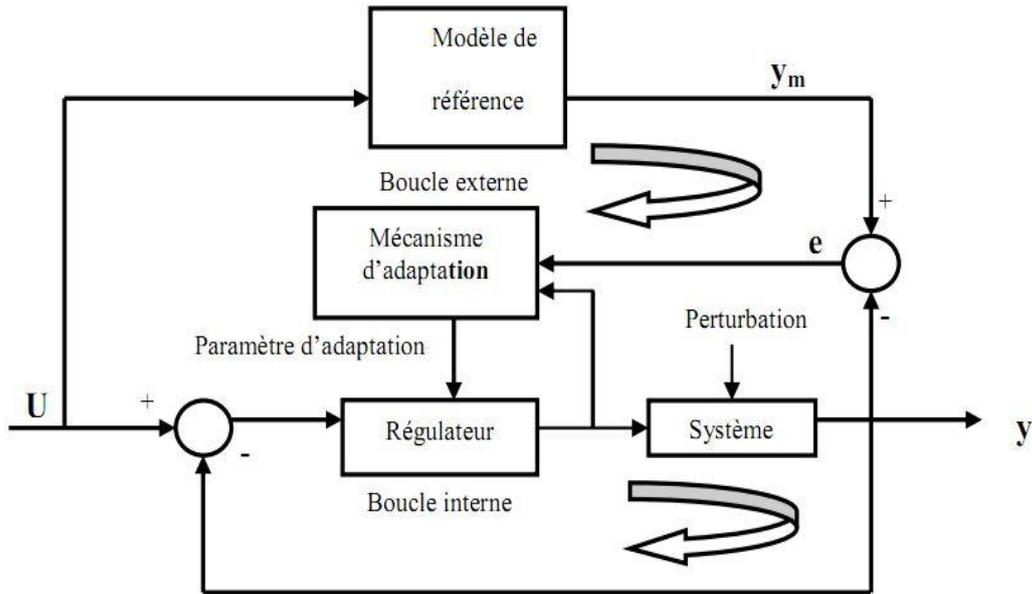


fig 3.7. Schéma de la commande adaptative à modèle de référence

U représente la consigne d'entrée

Le système est composé de deux boucles fermées : une boucle interne principale et l'autre externe (fig 3.7).

La boucle interne comprend le système à commander et le régulateur dont les paramètres sont ajustés selon un algorithme établi au niveau de la boucle externe de façon à ce que la différence entre la sortie du modèle de référence et celle du processus soit minimale.

Le modèle de référence génère une réponse instantanée $y_m(t)$ du système à commander. Les signaux de sortie de la boucle interne et du modèle de référence sont comparés et leur différence e est utilisée pour concevoir la loi d'ajustement des paramètres du régulateur. Cet ajustement est nécessaire pour compenser les changements externes et internes qui provoquent des déviations de la caractéristique de la boucle interne par rapport à celle du modèle de référence

3.3.2 Principe d'adaptation des paramètres

Pour concevoir une commande adaptative à modèle de référence, il faut remplir certaines hypothèses [Akkari N] en considérant deux cas : idéal et général

Dans le cas idéal, les hypothèses suivantes sont émises, à savoir :

- le modèle de référence doit être un modèle de système linéaire invariante dans le temps
- le modèle de référence et le système à commander doivent être de même ordre

En cas d'adaptation paramétrique, tous les paramètres de système à commander doivent être accessibles pour l'adaptation

- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation (condition de non stationnaire)
- Aucun signal que celui du vecteur d'entrée n'agit sur le système
- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue
- Le vecteur d'état d'entrée et de sortie est mesurable

Cependant dans les systèmes réels, les conditions énumérées ci-dessus ne sont pas toujours respectées. En effet, dans le cas général on a:

- Le modèle de référence, un système non linéaire variable dans le temps ;
- Le système ajustable, un système non linéaire variable dans le temps ;
- Le modèle de référence et le système ajustable n'ont pas la même dimension ;
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation mais ils sont aussi soumis à d'autres perturbations paramétriques ;
 - Par rapport à tous les paramètres, le système peut être en boucle ouverte ;
 - Les perturbations sont appliquées à différentes parties du système ;
 - La mesure du vecteur d'erreur est toujours affectée par un bruit additif.

3.3.3 Méthodes de génération de la loi de commande

Le problème de stabilité a conduit beaucoup de chercheurs dans les années 60 à travailler la synthèse des régulateurs adaptatifs sur la base de la théorie de stabilité.

En effet, la méthode de Lyapunov, en particulier la seconde méthode consiste à estimer la stabilité sur le fait que si l'erreur du processus e est bornée, cela donne intuition à la stabilité du système à modèle de référence. D'où la raison pour laquelle la structure de la boucle

d'ajustement c'est-à-dire le mécanisme d'adaptation (fig 3.7) est choisie à partir de la condition de stabilité de Lyapunov.

3.3.3.1 Méthode de stabilité de Lyapunov[Eug.L]

➤ Principe de base de la méthode de Lyapunov

Un système dynamique non linéaire peut être représenté par n équations différentielles de la forme :

$$\dot{x} = f(x, t) \text{ avec } x \in \mathbb{R}^n, t \in \mathbb{R} \quad \text{où } x \text{ représente l'état du système}$$

t le temps

➤ Propriétés

Si f ne dépend pas explicitement du temps, le système est appelé autonome $\dot{x} = f(x)$

Un état x_e est dit état d'équilibre si à partir d'un certain moment $x(t) = x_e$, ce qui implique $f(x) = 0$

➤ Définition de la stabilité de Lyapunov

Un état d'équilibre $x=0$ d'un système dynamique non linéaire autonome est dit stable si :

$$\forall R > 0, \exists r > 0 \{ \|x(0)\| < r \} \text{ alors } \{ \forall t \geq 0, \|x(t)\| < R \} \quad (3.22)$$

En d'autres termes, la stabilité de Lyapunov se traduit par le fait que la trajectoire du système peut être gardée près de l'origine et suffisamment aux alentours.

Stabilité asymptotique

Un point d'équilibre 0 est asymptotiquement stable s'il est à la fois stable et

$$\exists r > 0 \{ \|x(0)\| < r \} \text{ alors } \{ \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t)\| = 0 \}, \quad (3.23)$$

Cela veut dire que le point d'équilibre est stable et de plus, les états proches de 0 convergent vers 0 quand t tend vers l'infini

Globalement et asymptotiquement stable, s'il est asymptotiquement stable pour tous les états initiaux

La figure ci-après montre un schéma du concept de stabilité

1 : asymptotiquement stable

2 : globalement stable

3 : instable

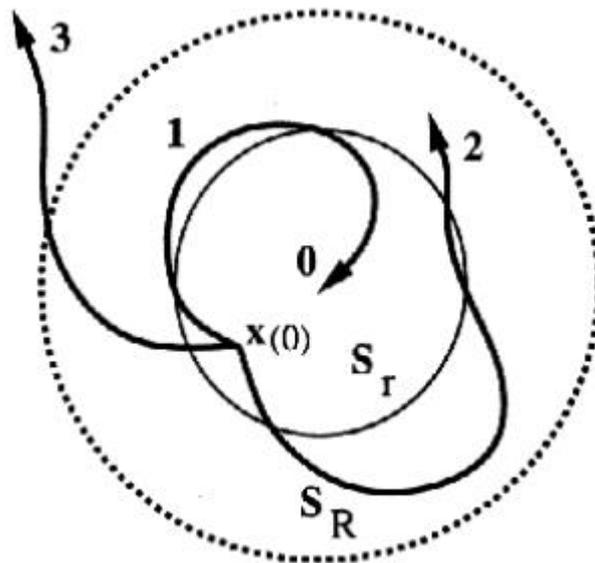


fig 3.8 Concept de stabilité

➤ **Méthode directe de Lyapunov (seconde méthode de Lyapunov)**

Observation physique fondamentale

Si l'énergie totale d'un système mécanique ou électrique, linéaire ou non linéaire, est dissipée d'une façon continue alors le système doit converger éventuellement vers un point d'équilibre

La principale idée consiste à analyser un système dynamique à n dimensions par l'étude de la variation d'une seule fonction scalaire.

Définition d'une fonction de Lyapunov

Si dans une boule B_R la fonction $V(x)$ est définie positive à dérivées partielles continues

$$V(x) > 0 \quad (3.24)$$

et si sa dérivée par rapport au temps le long de la trajectoire du système est définie semi-négative

$$\dot{V}(x) \leq 0 \quad (3.25)$$

alors $V(x)$ est appelée fonction de Lyapunov pour le système.

Théorème de la fonction de Lyapunov

Si dans une boule B_R il existe une fonction scalaire $V(x)$ à dérivées partielles continues telle

que :

$$\forall x \in B_R \quad V(x) > 0 \quad \dot{V}(x) \leq 0 \quad (3.26)$$

Alors le point d'équilibre 0 est stable

Si la dérivée par rapport au temps est localement définie négative $\dot{V}(x) < 0$ alors la stabilité est asymptotique

V(x) est appelée la fonction de Lyapunov du système

Exemple :

Soit un système défini par l'équation différentielle suivante qu'on veut connaître la stabilité :

$$\ddot{x} - \varepsilon x^2 \dot{x} + x = 0 \quad (3.27)$$

Passage en équation d'état avec:

$$x_1 = x, \quad x_2 = \dot{x} \quad (3.28)$$

Ainsi,
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 + \varepsilon x_1^2 x_2 \end{cases} \quad (3.29)$$

Ce système possède un point d'équilibre au point $(x_1, x_2) = (0, 0)$

Choisissons une fonction de Lyapunov par laquelle on va analyser la stabilité du système :

$$V(x_1, x_2) = \frac{x_1^2 + x_2^2}{2} \quad (3.30)$$

En dérivant, on trouve

$$\dot{V}(x_1, x_2) = \frac{\partial V}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial V}{\partial x_2} \dot{x}_2 = x_1 \dot{x}_1 + x_2 \dot{x}_2 \quad (3.31)$$

Il vient ensuite

$$\dot{V}(x_1, x_2) = \varepsilon x_1^2 x_2^2 \quad (3.32)$$

Ainsi, $V(x)$ est une fonction définie positive qui est strictement décroissante le long de toutes les trajectoires possibles si $\varepsilon < 0$.

En vertu de la théorie de Lyapunov, le système est globalement stable si $\varepsilon = 0$.

Il est globalement et asymptotiquement stable si $\varepsilon < 0$.

Sinon, il est globalement instable

Dans sa pratique, la seconde méthode de Lyapunov offre une stabilité globale du système sans aucune restriction, soit sur les conditions initiales des erreurs, soit sur la nature des entrées de référence utilisées. Une fonction doit être trouvée qui doit être définie

pour toutes les lois adaptatives connues. Donc, une généralisation de la méthode est obligatoire.

3.3.3.2 Critère d'hyperstabilité

L'inconvénient de la méthode de Lyapunov a motivé des chercheurs comme Landau à élaborer la stabilité par l'hyperstabilité pour la synthèse de la commande adaptative à modèle de référence. L'objectif est de trouver une approche de mécanisme qui peut à la fois annuler l'erreur et garantir la stabilité du système

a. Définition

La notion d'hyperstabilité a été développée par Popov pour l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires. Elle généralise l'étude de la stabilité absolue. C'est une condition suffisante et non nécessaire de la stabilité.

Un système est dit absolument stable s'il est stable quelle que soit la caractéristique non linéaire située dans une région

$$-k_1 < \frac{u(t)}{y(t)} < k_2 \quad (3.33)$$

où k_1 et k_2 sont des gains constants

En d'autres termes, il est stable pour tout gain de retour compris entre k_1 et k_2

Soit le système décrit par la représentation d'état :

$$\dot{x}(t) = f[x(t), u(t), t] \quad (3.34)$$

$$y(t) = g[x(t), u(t), t] \quad (3.35)$$

avec x : variable d'état

y : vecteur de sortie

u : vecteur d'entrée

Ce système peut être hyperstable s'il existe deux constantes $\beta_1 > 0$ et $\beta_0 \geq 0$ vérifiant l'inégalité :

$$\int_0^t u^t(\tau) y(\tau) d\tau + \beta_0 \|x(t)\|^2 \geq \beta_1 \|x(t)\|^2 \text{ pour } t \geq 0 \quad (3.36)$$

Cette inégalité est dite relation générale d'énergie, elle inclut une définition générale équivalente à celle de Popov [Annexe].

Ce système peut être asymptotiquement hyperstable s'il est hyperstable, et globalement asymptotique pour $u=0$,

b. Propriétés

L'hyperstabilité inclue la stabilité globale de Lyapunov pour $u=0$

Un système hyperstable est un système BIBO (bounded input bounded output).

Un système provenant d'une connexion parallèle de deux systèmes hyperstable est aussi hyperstable.

Si un système hyperstable est connecté en contre réaction avec un deuxième système hyperstable, le système en boucle fermée est aussi hyperstable

Le cas avec une contre-réaction non linéaire variable dans le temps $F(e,t)$ doit être mentionné car les systèmes de commande adaptative se ramènent à une telle structure

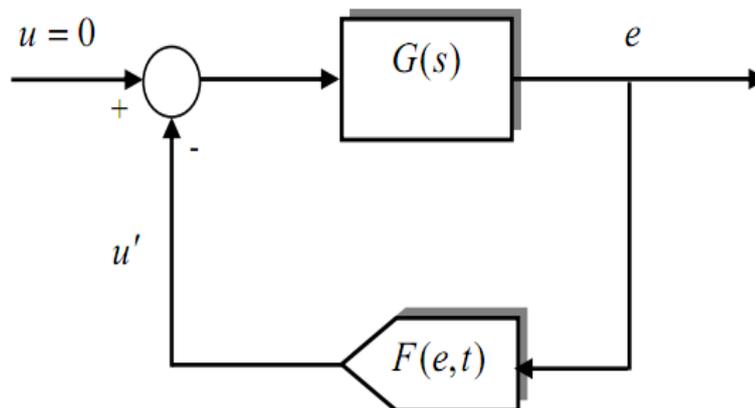


fig 3.9 Schéma fonctionnel d'un système avec contre réaction non linéaire variable dans le temps

c. Hyperstabilité des systèmes linéaires

La stabilité des systèmes linéaires est étudiée à travers la représentation par fonction de transfert pour les systèmes monovariables et par matrice de transfert pour les systèmes multivariables.

Un système linéaire invariable dans le temps est hyperstable, si et seulement si, il est décrit par une fonction (matrice) de transfert strictement positive réelle (SPR) ; il est faiblement hyperstable s'il est décrit par une fonction (matrice) de transfert seulement positive réelle (PR) [Chelihi A].

❖ Définition 1:

Une fonction (matrice) de transfert rationnelle $G(s)$ est dite positive réelle (PR) si elle vérifie les propriétés suivantes :

- G est réelle lorsque s est réel,
- les éléments de G n'ont pas de pôles instables,
- $G(s) + G^T(-s)$ est hermitienne semi-définie positive pour $\text{Re}(s) > 0$. [Annexe]

Une définition équivalente à celle que définit la notion sur l'axe imaginaire ; donnons la dans le cas de la positivité stricte :

❖ Définition 2:

La fonction (matrice) de transfert $G(s)$ est strictement positive réelle (SPR) si et seulement si:

- les éléments de $G(s)$ sont réels pour s réel.
- elle n'a pas de pôles pour $\text{Re}(s) > 0$.
- $G(s) + G^T(-s)$ est hermitienne défini-positif pour tout réel ω . [Annexe]

Théorème :

Dans le cas multivariable, soit $G(s)$, une matrice de transfert rationnelle telle que $G(\infty)=0$ et G n'a de pôles que dans le plan $\text{Re}(s)<0$, les pôles sur l'axe imaginaire étant simples. Alors, G est positive réelle si et seulement s'il existe une matrice symétrique définie positive P et une matrice L telle que :

$$PA + A^T P = -LL^T \quad (3.37)$$

$$C^T = PB \quad (3.38)$$

A, B, C sont des matrices qui permettent de réaliser G

G est strictement positive réelle si (3.37) et (3.38) sont vérifiées avec L non singulière et P strictement positive réelle [Chelihi A.].

Les propriétés et les définitions de l'hyperstabilité vont nous permettre de poursuivre les démarches dans la synthèse des systèmes de commande à modèle de référence

3.3.4 Etude de la commande adaptative à modèle de référence

Soit le système dynamique non linéaire suivant :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + f_{NL}(x,t) \quad (3.39)$$

$$Y(t) = CX(t) \quad (3.40)$$

avec A est matrice de taille $n \times n$, B une matrice d'entrée de taille $m \times n$, $X(t)$ vecteur d'état de dimension n , U vecteur de commande de dimension m et $f_{NL}(x,t)$ représentant le terme non linéaire variable dans le temps, le vecteur Y et la matrice C représentent respectivement la variable et la matrice de sortie, de dimension appropriée.

Avec les mêmes dimensions du processus à commander nous écrivons les équations du modèle de référence sous la forme :

$$\dot{X}_m(t) = A_m X_m(t) + B_m r(t) \quad (3.41)$$

$$Y_m(t) = C_m X_m(t) \quad (3.42)$$

Avec A_m et B_m des matrices de dimension $n \times n$ et $m \times n$ respectivement, $X_m(t)$ variables d'état du modèle de référence, $r(t)$ signal de référence et $Y_m(t)$ la sortie du modèle de référence.

Le vecteur d'erreur est défini par :

$$e(t) = X_m(t) - X(t) \quad (3.43)$$

$e(t)$ représente l'erreur sur l'état

Le but est d'obtenir l'erreur statique nulle :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (3.44)$$

Le calcul de la loi de commande est fonction des états du processus à commander $X(t)$, du modèle de référence $r(t)$ et de l'erreur de régulation $e(t)$. Ainsi, la loi de commande à générer par le régulateur est calculée à partir des grandeurs mesurées via des gains appelés gains d'adaptations linéaires.

Cette loi de commande peut s'écrire sous la forme :

$$U(t) = K_p X(t) + K_u r(t) + K_e e(t) \quad (3.45)$$

K_e a pour rôle de stabiliser le boucle

K_u et K_p définissent une précommande pour le suivi de la référence

La dérivation de l'erreur sur l'état permet d'obtenir, en utilisant les équations d'état du modèle de référence (3.41 et 3.42) et celles du processus à commander (3.39 et 3.40), l'équation dynamique d'erreur suivante :

$$\frac{de}{dt} = e\dot{(t)} = A_m X_m(t) + (A_m - A + BK_p) X(t) + (B_m - BK_u)r(t) - BK_e e(t) - f_{NL}(x,t) \quad (3.46)$$

Avec l'addition et la soustraction du terme $A_m X(t)$, l'équation de l'erreur (3.43) devient :

$$e\dot{(t)} = (A_m - BK_e) e(t) + (A_m - A + BK_p) X(t) + (B_m - BK_u) r(t) - f_{NL}(x,t) \quad (3.47)$$

Le système est linéaire et invariable dans le temps

$$\text{si } f_{NL}(x,t) = 0 \quad (3.48)$$

$$(B_m - BK_u) = 0 \quad (3.49)$$

$$(A_m - A + BK_p) = 0, \quad (3.50)$$

La variation de l'erreur devient :

$$e\dot{(t)} = (A_m - BK_e) e(t) \quad (3.51)$$

Et si $(A_m - BK_e)$ est une matrice de Hurwitz (ses valeurs propres sont à partie réelle négative) [Annexe A] en assurant que $e \rightarrow 0$ pour $t \rightarrow \infty$ (système linéaire invariable dans le temps)

$$K_e = (B^T B)^{-1} B^T (A_m - A_e) \quad (3.52)$$

$$K_p = (B^T B)^{-1} B^T (A - A_m) \quad (3.53)$$

$$K_u = (B^T B)^{-1} B^T B_m \quad (3.54)$$

A_e est la matrice dynamique de l'erreur choisie

- **Conditions d'ErZberger**

Les expressions de K_p et K_u peuvent avoir lieu si la matrice d'entrée B est de rang maximal [Annexe A]. De plus, les valeurs de K_p et K_u ne garantissent pas les équations (3.53) et (3.54) sauf si les conditions d'ErZberger soient vérifiées [Chelihi A.] :

$$(I_n - B((B^T B)^{-1} B^T))(A - A_m) = 0 \quad (3.55)$$

$$(I_n - B((B^T B)^{-1} B^T))B_m = 0 \quad (3.56)$$

avec I_n est la matrice unitaire de taille $n \times n$

Ces conditions ont été tirées des équations qui calculent les gains du régulateur.

Système non linéaire variable dans le temps $f_{NL}(x,t) \neq 0$

Le système corrigé s'écarte du modèle de référence et la correction du système de commande nécessite l'addition d'un signal de synthèse pour compenser le terme non linéaire et les variations paramétriques du système, l'erreur devient :

$$e'(t) = (A_m - BK_e) e(t) - f_{NL}(x,t) \quad (3.57)$$

La loi de commande est la somme d'une composante linéaire et d'une composante non linéaire compensant l'influence des variations des paramètres

$$U(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.58)$$

$$\text{Avec } u_1(t) = K_p X(t) + K_u r(t) + K_e e(t) \quad (3.59)$$

$$u_2(t) = \delta K_p X(t) + \delta K_u r(t) + \delta K_e e(t) \quad (3.60)$$

Les gains d'ajustement non linéaires dépendants du temps sont δK_u , δK_p , δK_e

L'équation de l'erreur dans le cas non linéaire à temps variable se met sous la forme d'un système de commande à transmittance directe linéaire avec une contre-réaction qui peut être linéaire ou non linéaire.

$$e'(t) = (A_m - BK_e) e(t) + (A_m - A + BK_p) X(t) + (B_m - BK_u) r(t) - B(\delta K_p X(t) + \delta K_u r(t) + \delta K_e e(t) - f_{NL}(x,t)) \quad (3.61)$$

On peut encore réduire l'équation de l'erreur de la même manière que dans les calculs des gains d'adaptation précédents:

$$e'(t) = (A_m - BK_e) e(t) - Bw_c - f_{NL}(x,t) \quad (3.62)$$

$$\text{Avec } w_c = \delta K_p X(t) + \delta K_u r(t) + \delta K_e e(t)$$

Le schéma fonctionnel de cette équation est représenté par :

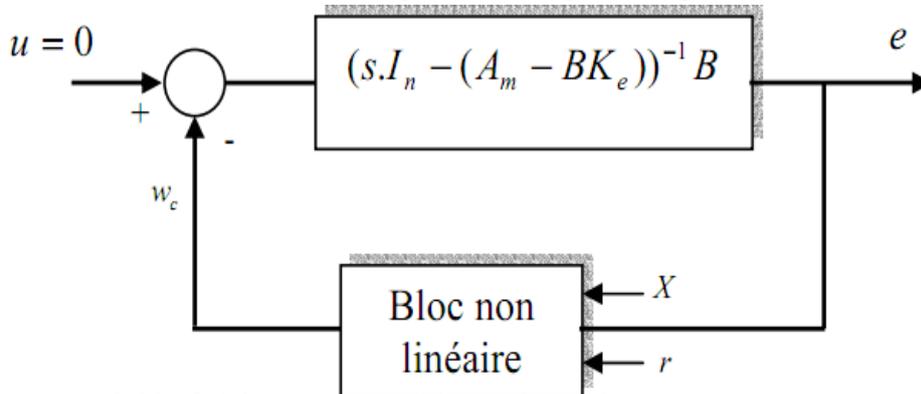


fig 3.10 Schéma structurel du système adaptatif avec une contre réaction non linéaire

D'après les définitions et les propriétés de l'hyperstabilité, le système est hyperstable si et seulement si :

- la partie linéaire est strictement positive réelle

$$\operatorname{Re}[(sI_n - (A_m - BK_e))^{-1}B] > 0 \text{ pour toute } \omega \quad (3.63)$$

- la partie non linéaire vérifie l'inégalité de Popov de la forme

$$\int_0^t V^t U_1 dT \geq -c_0^2 \text{ pour tout } T \geq 0 \quad (3.64)$$

Avec c_0 est une constante indépendante de T

Si la condition d'hyperstabilité de la partie linéaire ne peut pas être toujours vérifiée, on introduit dans la chaîne directe un compensateur linéaire C_e destiné à amplifier et filtrer l'erreur $e(t)$ avant d'attaquer le mécanisme d'adaptation de telle sorte que le bloc linéaire soit hyperstable

Le vecteur de sortie du bloc linéaire est donné par :

$$Y_e(t) = C_e e(t) \quad (3.65)$$

Le bloc linéaire est strictement positif réel si

$$\operatorname{Re}[C_e(sI_n - (A_m - BK_e))^{-1}B] > 0 \text{ pour toute } \omega \quad (3.66)$$

Et le bloc non linéaire vérifie l'inégalité de Popov

$$\int_{t_1}^{t_2} Y e^t w_c dT \geq -c_0^2 \text{ pour tout } t_1 \geq t \quad (3.67)$$

L'erreur converge asymptotiquement vers zéro

Pour s'assurer de l'hyperstabilité de la partie linéaire, Landau a proposé une méthode de choix de la matrice C_e telle que :

$$C_e = B^T P \quad (3.68)$$

P est une matrice solution de l'équation de Lyapunov :

$$P A_m + A_m P = -Q \quad (3.69)$$

Les coefficients des matrices P et Q sont définis positifs

La satisfaction sur l'inégalité de Popov est très compliquée, pour le choix de $\delta K_p, \delta K_u, \delta K_e$ on va adopter la proposition de Landau

Proposition de Landau

Il s'agit d'une loi d'adaptation proportionnelle (gains) et intégrale pour pouvoir résoudre l'inéquation de Popov

$$\delta K_p(t) = \int_0^t F \cdot Y_e(t) \cdot X^T G \cdot dt + F' \cdot Y_e(t) \cdot X^T(t) \cdot G \quad (3.70)$$

$$\delta K_u(t) = \int_0^t M \cdot Y_e(t) \cdot r^T N \cdot dt + M' \cdot Y_e(t) \cdot r^T(t) \cdot N \quad (3.71)$$

$$\delta K_e(t) = \int_0^t L \cdot Y_e(t) \cdot e^T T \cdot dt + L' \cdot Y_e(t) \cdot e^T(t) \cdot T \quad (3.72)$$

Les matrices F, G, L, T, M, N sont définies positives et les matrices F', L', M' sont définies semi positives.

Dans le but de trouver des solutions à l'équation de Lyapunov (3.67), ces équations ont été simplifiées :

$$\delta K_p(t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot Y_e(t) \cdot X^T dt + \lambda_2 \cdot Y_e(t) \cdot X^T(t) \quad (3.73)$$

$$\delta K_u(t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot Y_e(t) \cdot r^T dt + \lambda_2 \cdot Y_e(t) \cdot r^T(t) \quad (3.74)$$

$$\delta K_e(t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot Y_e(t) \cdot e^T dt + \lambda_2 \cdot Y_e(t) \cdot e^T(t) \quad (3.75)$$

Avec $\lambda_1 > 0$ et $\lambda_2 \geq 0$

Les valeurs de λ_1 et λ_2 doivent vérifier ces conditions

$$G=T=N=1 \quad (3.76a)$$

$$F=L=M=\lambda_1 I_n \quad (3.76b)$$

$$F'=L'=M'=\lambda_2 I_n \quad (3.76c)$$

3.3.5.2 Choix de la matrice Q

Le choix de Q est relativement arbitraire pour le calcul de la matrice P de l'équation de Lyapunov et ensuite calculer C_e . L'application de la proposition de Landau, permet de rendre Q une matrice diagonale. Le choix est très vaste qui donne au mécanisme d'adaptation plusieurs configurations possibles. HORNER a trouvé qu'augmenter les valeurs dans Q a augmenté la vitesse d'adaptation du mécanisme ; mais peut conduire aussi à une instabilité du système de commande si le taux de la mise à jour n'était pas suffisamment grand. Cela suggère que le choix des éléments de la matrice Q et le taux de la mise à jour ne devrait pas être choisi séparément. HORNER a aussi trouvé que les valeurs le long de la diagonale de la matrice Q sont associées avec les états du système. [Chelih A.]

3.3.6 Algorithme de la synthèse d'adaptation

Afin de faciliter l'application de la synthèse d'adaptation à un quelconque système, les étapes suivantes sont nécessaires :

Etape 1 : Etablir des équations qui régissent le fonctionnement du système.

Etape 2 : Transformer le système MRAC en un système standard équivalent à contre-réaction composée de deux blocs.

Etape 3 : Trouver les solutions des lois adaptatives qui apparaissent dans la chaîne de contre-réaction du système équivalent tel que l'inégalité de Popov soit satisfaite.

Etape 4 : Trouver les solutions de ce qui reste de la loi adaptative qui apparaît dans la chaîne d'action telle que la chaîne d'action soit représentée par une matrice de transfert réelle positive (ou strictement positive), ce qui garantit la stabilité globale du système (ou stabilité globale asymptotique)

APPLICATION À LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

Pour la commande d'une machine synchrone, considérons la vitesse comme grandeur à commander et le courant statorique comme variable de commande.

Le type d'alimentation peut être en tension ou en courant, dans ce cas on adopte l'alimentation en tension pour diminuer la complexité des calculs.

Les équations du modèle de référence, du premier ordre, se mettent sous forme classique :

$$\frac{d}{dt}X_m = A_m X_m + B_m \Omega_r^m \quad (4.1)$$

$$Y_m = C_m X_m \quad (4.2)$$

L'équation mécanique du modèle de référence de la machine est décrite par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_m + f_c \Omega_m = C_{em} - C_r \quad (4.3)$$

On va travailler sur l'équation suivante déduite du modèle (4.3):

$$\frac{J}{K} \frac{d}{dt} \Omega_m + \Omega_m = \Omega_r^m \quad (4.4)$$

$$e = \Omega_m - \Omega \quad (4.5)$$

On peut formuler une commande adaptative de la MSAP basée sur le contrôle vectoriel commandé par les variables (I_{dref} , I_{qref})

$$I_{dref} = 0 \quad (4.6)$$

$$I_{qref} = \frac{C_{em}}{p\phi} \quad (4.7)$$

Cette équation (4.7) permet le passage du modèle de référence à la commande découplée

La loi de commande, d'après l'équation (3.57), est donnée par :

$$U = u_1 + u_2 \quad (4.8)$$

Avec u_1 le régulateur à gain constant

$$u_1 = K_u \Omega_r^m + K_p \Omega + K_e e \quad (4.9)$$

Le mécanisme d'adaptation correspondant au terme non linéaire s'écrit :

$$u_2 = \delta K_u(t) \Omega_r^m + \delta K_p(t) \Omega + \delta K_e(t) (\Omega_m - \Omega) \quad (4.10)$$

4.1 Calcul des gains et le mécanisme d'adaptation

D'après les équations qui régissent les gains d'adaptation développées dans le chapitre précédent, déduite de l'équation dynamique de l'erreur (3.59) :

$$\begin{aligned} \dot{e} = & \left(-\frac{K}{J} + \frac{1}{J}K_e\right) e(t) + \left(-\frac{K}{J} + \frac{f_c}{J} + \frac{1}{J}K_p\right) \Omega(t) + \frac{1}{J}(K - K_u)\Omega_r^m(t) \\ & - \frac{1}{J}(\delta K_u(t)\Omega_r^m(t) + \delta K_p(t) \Omega(t) + \delta K_e(t)e(t) - C_r) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Les conditions d'ErZberger (3.55) et (3.56) donnent les gains d'adaptation linéaires:

$$K_p = K - f_c \quad (4.12)$$

$$K_u = K \quad (4.13)$$

Si on choisit une matrice dynamique $A_e = -1$

$$K_e = -K + J \quad (4.14)$$

$A_m - BK_e = -1$ qui vérifie bien la condition de la matrice de Hurwitz

L'équation de l'erreur (4.11) devient :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} (-K + K_e)e(t) + \frac{1}{J}(\delta K_u(t)\Omega_r^m + \delta K_p(t) \Omega + \delta K_e(t)e - C_r) \quad (4.15)$$

Les valeurs de δK_u , δK_p et δK_e qui permettent de réaliser la synthèse du mécanisme d'adaptation sont données par :

$$\delta K_u(e,t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot y \cdot \Omega_r^{mT} dt + \lambda_2 \cdot y \cdot \Omega_r^{mT} \quad (4.16)$$

$$\delta K_p(e,t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot y \cdot \Omega^T dt + \lambda_2 \cdot y \cdot \Omega^T \quad (4.17)$$

$$\delta K_e(e,t) = \int_0^t \lambda_1 \cdot y \cdot (\Omega_m - \Omega)^T dt + \lambda_2 \cdot y \cdot (\Omega_m - \Omega)^T \quad (4.18)$$

λ_1 et λ_2 sont des constantes positives dont le choix est défini dans le chapitre III.

Les gains K_u et K_p utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent

uniquement des paramètres de la machine étudiée. Dans le mécanisme d'adaptation, on les règle de telle sorte qu'ils ne dépendent plus des paramètres du système étudié mais auront une forme plus générale.

D'après l'équation (3.65), l'expression de y est donnée par

$$y = A(\Omega_m - \Omega) \quad (4.19)$$

A est réduite à une constante positive calculée à partir de l'équation de Lyapunov (3.67)

En traduisant les équations du mécanisme d'adaptation en fonction de la variable de Laplace s , on a :

$$\delta K_u(e,t) = \frac{1}{s} \cdot \lambda_1 \cdot y \cdot (\Omega_r^m)^T + \lambda_2 \cdot y \cdot (\Omega_r^m)^T \quad (4.20)$$

$$\delta K_p(e,t) = \frac{1}{s} \cdot \lambda_1 \cdot y \cdot \Omega^T + \lambda_2 \cdot y \cdot \Omega^T \quad (4.21)$$

$$\delta K_e(e,t) = \frac{1}{s} \cdot \lambda_1 \cdot y \cdot (\Omega_m - \Omega)^T + \lambda_2 \cdot y \cdot (\Omega_m - \Omega)^T \quad (4.22)$$

K est choisi positif et satisfait à la condition de Hurwitz

Le schéma de commande est donné par la figure ci-dessous

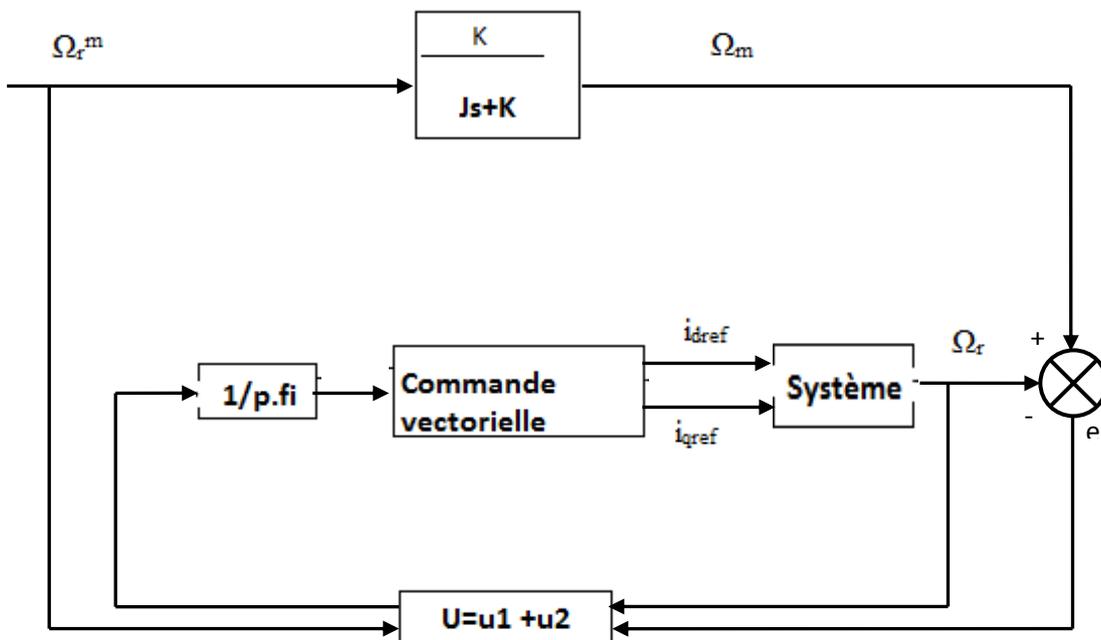


fig 4.1 Commande adaptative à modèle de référence simplifié

4.2 Résultats et interprétations des simulations

4.2.1 Calculs des coefficients des régulateurs PI de la commande vectorielle

Les paramètres de la machine utilisée sont détaillés dans l'annexe.

- Régulateur de courant i_q

Soit la boucle de courant selon l'axe i_q

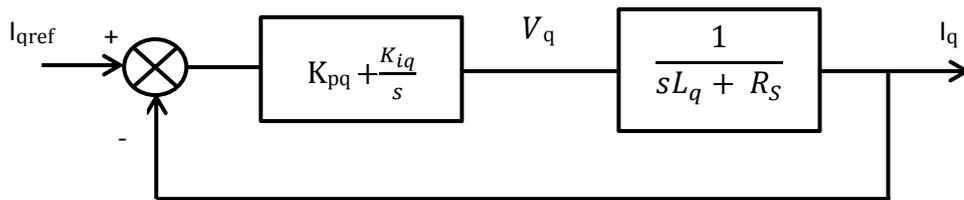


fig 4.2 Schéma de la boucle de courant i_q

En identifiant le régulateur de la fig. 4.3 avec l'équation (3.14), on trouve :

$$K_{pq} = R_s \quad (4.23)$$

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\frac{L_q}{K_p}} \quad (4.24)$$

On a choisi la constante de temps $\tau = \frac{L_q}{K_p} = \frac{L_q}{K_{pq}}$ qui donne

$$K_{pq} = \frac{L_q}{\tau} \quad K_{iq} = \frac{R_s}{\tau} \quad (4.25)$$

En posant le temps de réponse $t_r = 3 * \tau$, on retrouve les constantes

$$K_{pq} = \frac{3 * L_q}{t_r} \quad K_{iq} = \frac{3 * R_s}{t_r} \quad (4.26)$$

- Régulateur de courant i_d

La même méthode de calcul est appliquée à la régulation du courant i_d

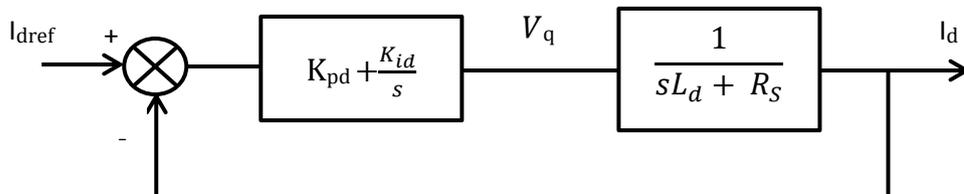


fig 4.3 Schéma de la boucle de courant i_d

$$K_{pq} = \frac{3 * L_d}{t_r} \quad K_{iq} = \frac{3 * R_s}{t_r} \quad (4.27)$$

- Régulateur de vitesse

Les coefficients de régulation sont calculés à partir des équations (3.20) et (3.21)

On a simulé différentes valeurs de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_n

L'observation de la réponse indicielle a montré que pour $\xi = 0.8$ et $\omega_n = 5\pi$, les résultats sont les plus satisfaisants avec le fait que les valeurs exactes par calcul sont un peu à ajuster dans les simulations.

4.2.2 Résultats de simulation de la régulation par PI de la MSAP

Pour tester les performances de la commande vectorielle, nous avons simulé l'ensemble régulateur+ modèle de la machine après découplage ; commande alimentée en tension.

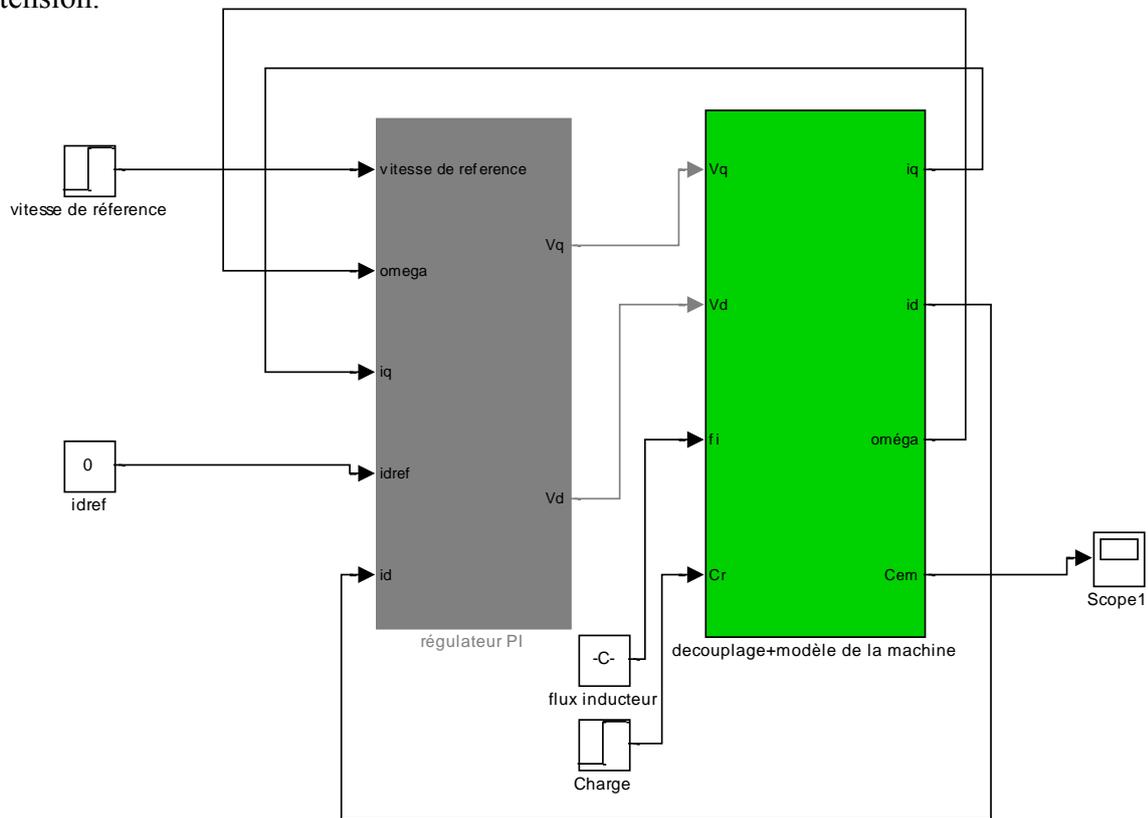
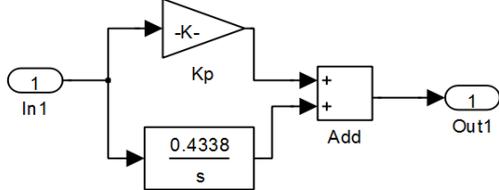
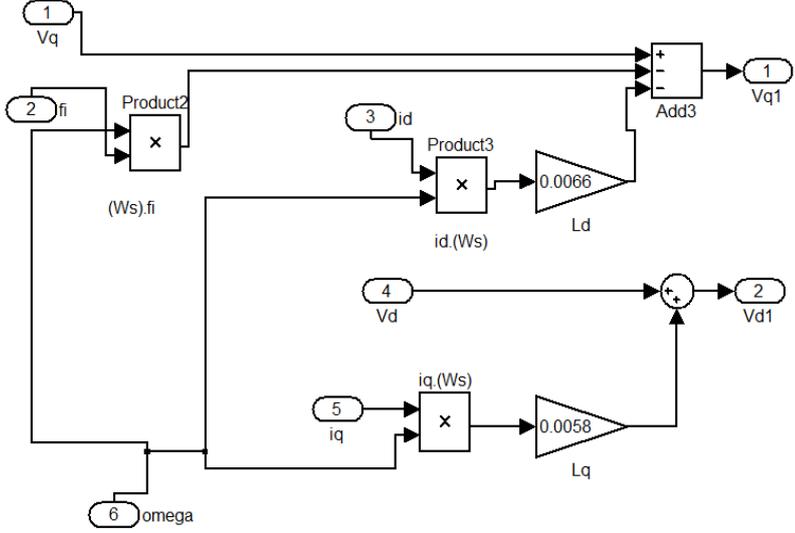
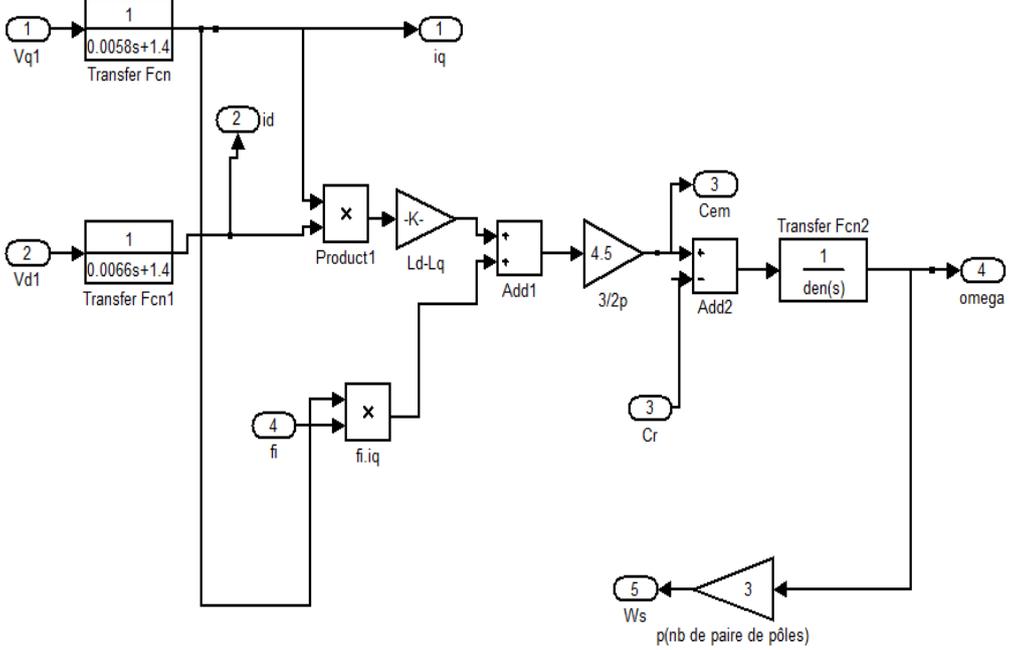


fig 4.4 Schéma de simulation de la régulation par PI

Tableau 4.1 : Détails de tous les éléments de simulation

<p>Régulateur PI</p>	
<p>Découplage</p>	
<p>Modèle de la machine</p>	

Les relevés de vitesse (rad/s), du couple électromagnétique (N.m), des courants i_{ds} et i_{qs} (A) vont être interprétés ci-après.

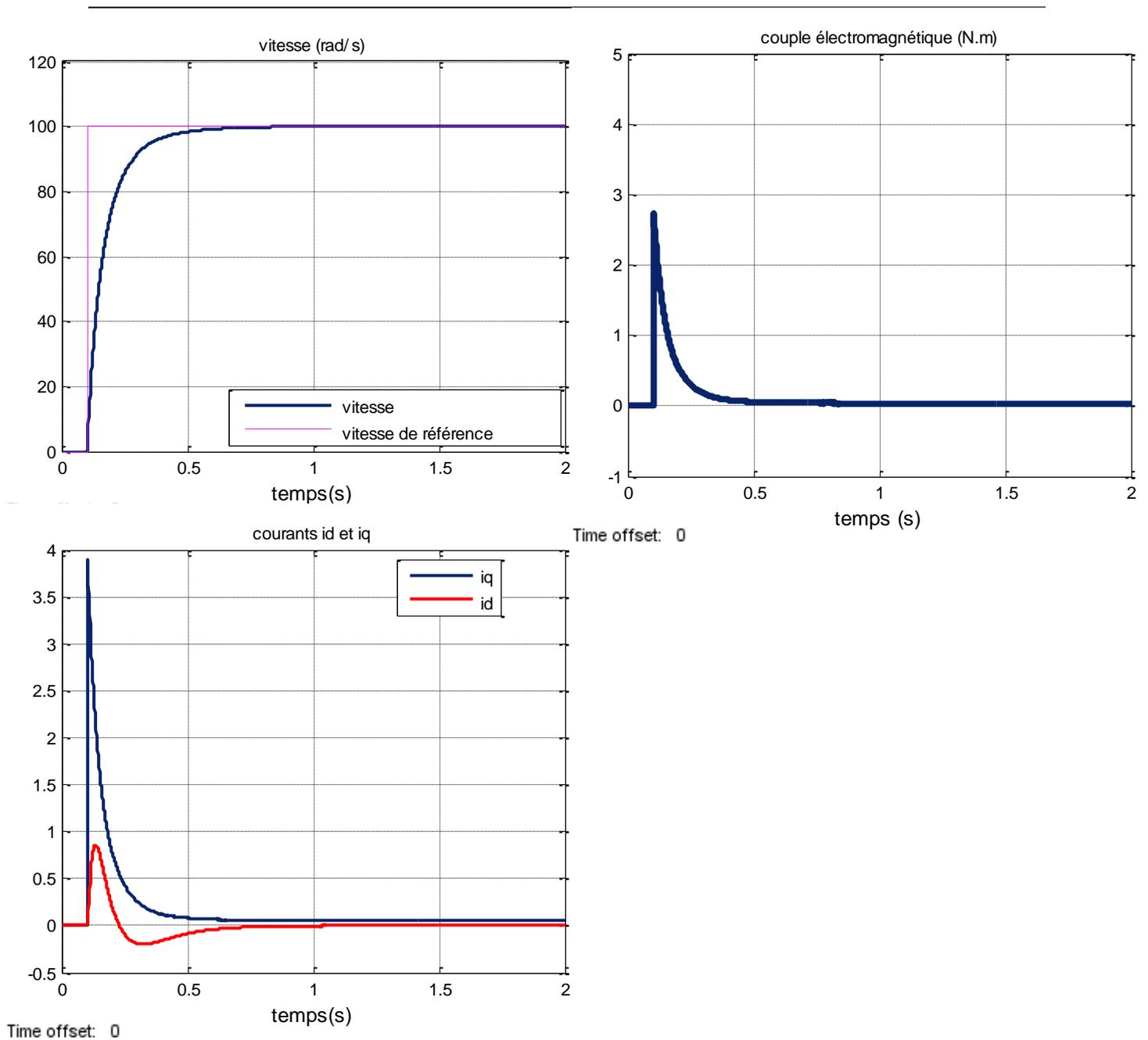


fig 4.6 Résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 100 (rad/s)

La fig 4.5 montre que la vitesse suit le modèle de référence sans dépassement avec un temps de réponse égal à 0.26 s et atteint le régime permanent à $t=0.7$ s. Le couple au démarrage est autour de 2.8 (N.m) qui tend vers zéro lorsque le système est stable.

L'allure des courants statoriques i_d et i_q montre bien l'effet de découplage, le courant i_q suit le comportement du couple électromagnétique et tend vers zéro en même temps que ce dernier.

Le courant i_d doit être pratiquement nul et dans notre figure il tourne autour de zéro.

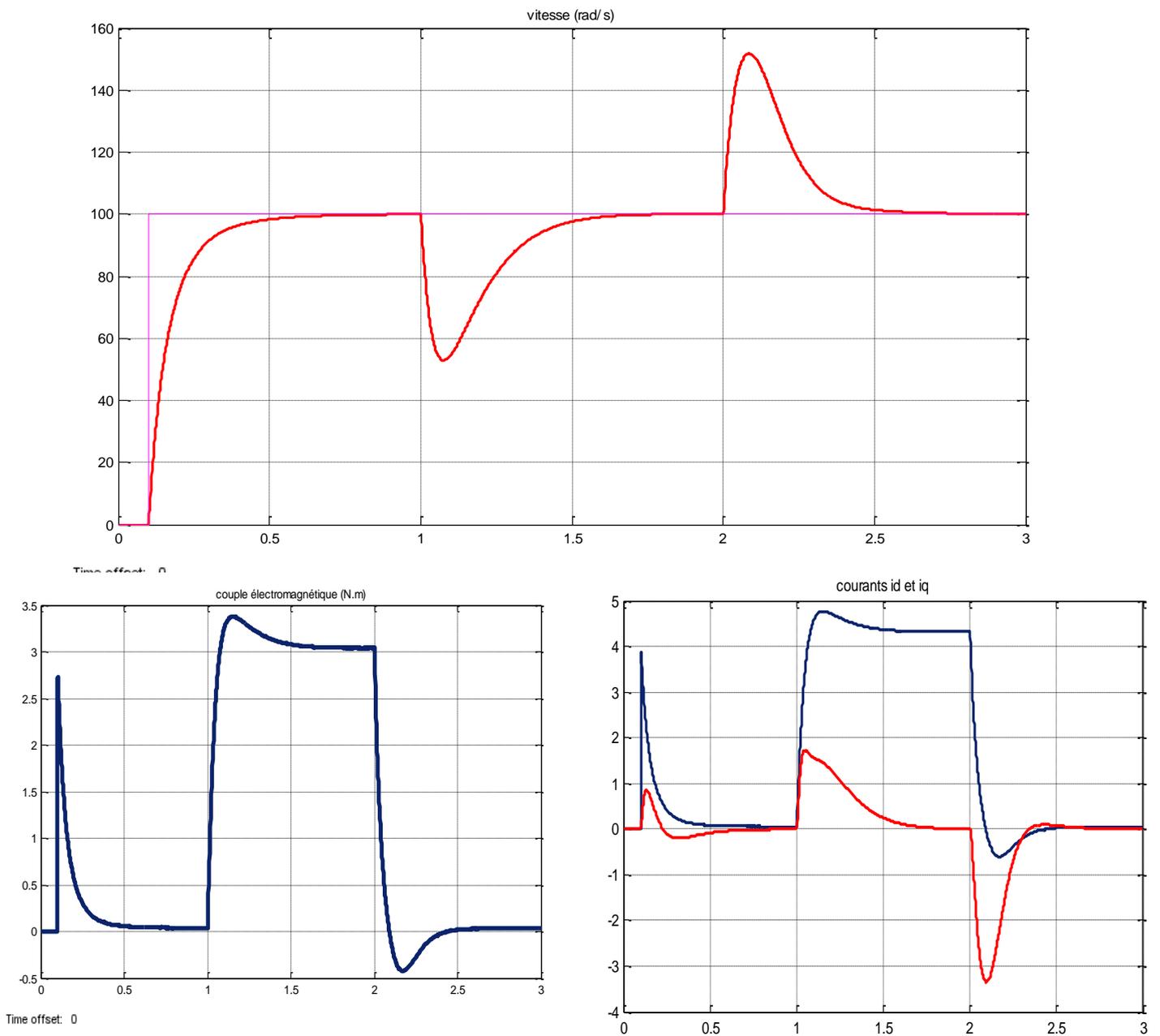


fig 4.6 Résultats de simulation d'un démarrage à vide ensuite injection de charge à $t=1s$ de $3N.m$ et annulation de la charge à $t=2s$

Cette figure 4.7 nous montre l'application d'une charge de $3N.m$ à $t=1s$, la chute de vitesse est de l'ordre de 50%, et pour atteindre sa vitesse de référence la montée de la courbe de vitesse est très lente avec un temps de rétablissement de 1s. Le couple électromagnétique part de zéro à son pic de l'ordre 3.5 avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant. L'allure du courant i_q est à l'image de celle du couple ce qui confirme que le couple électromagnétique est commandé par le courant en quadrature.

4.2.3 Résultats de simulation de la commande adaptative

Pour les tests de performances, l'ensemble modèle découplé de la machine et la loi d'adaptation avec le mécanisme associé a été simulé

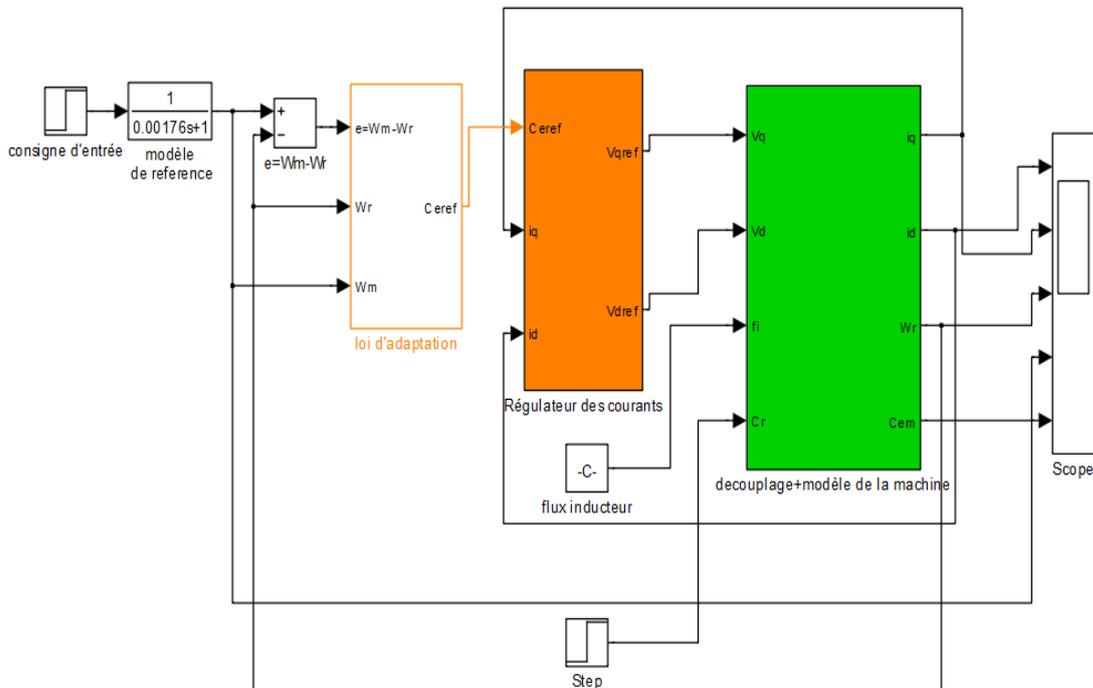


fig 4.7 Schéma de simulation de la commande adaptative à modèle de référence

Les régulateurs de courant sont de type PI et nous avons déjà mentionné les éléments de découplage et le modèle de la machine (tableau 4.1). Le contenu de la loi d'adaptation est détaillé ci-après

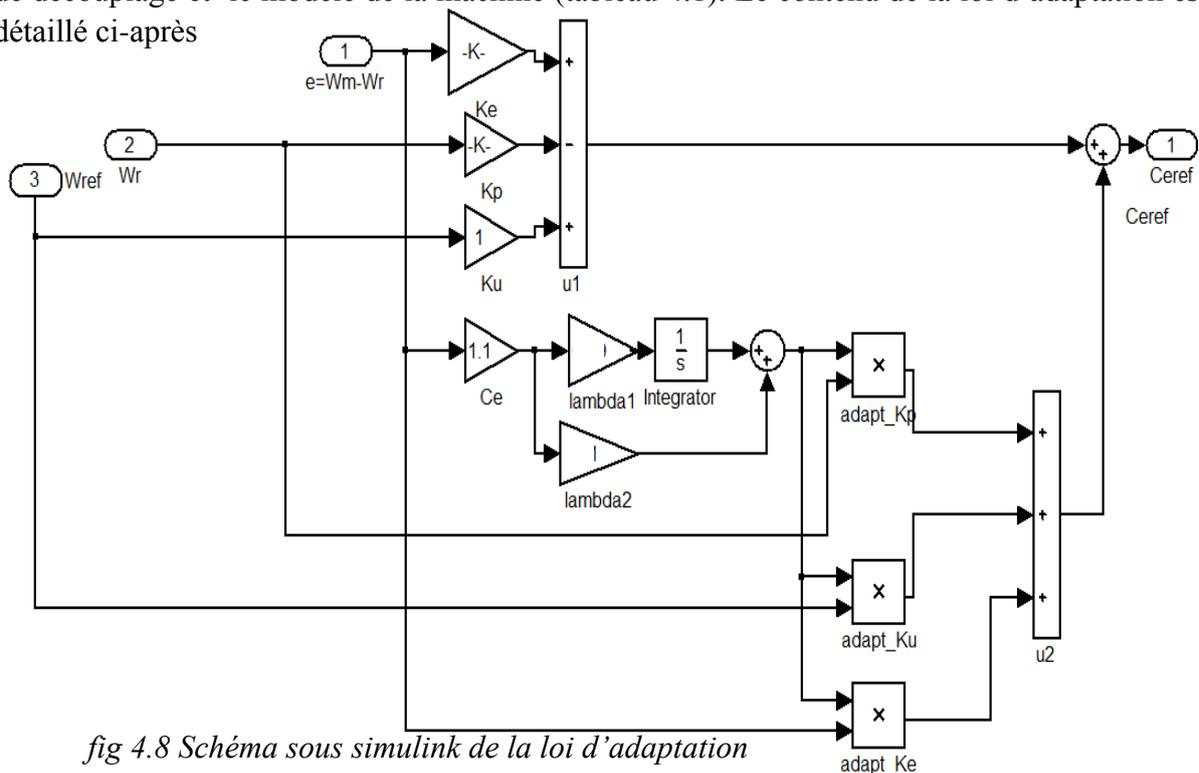
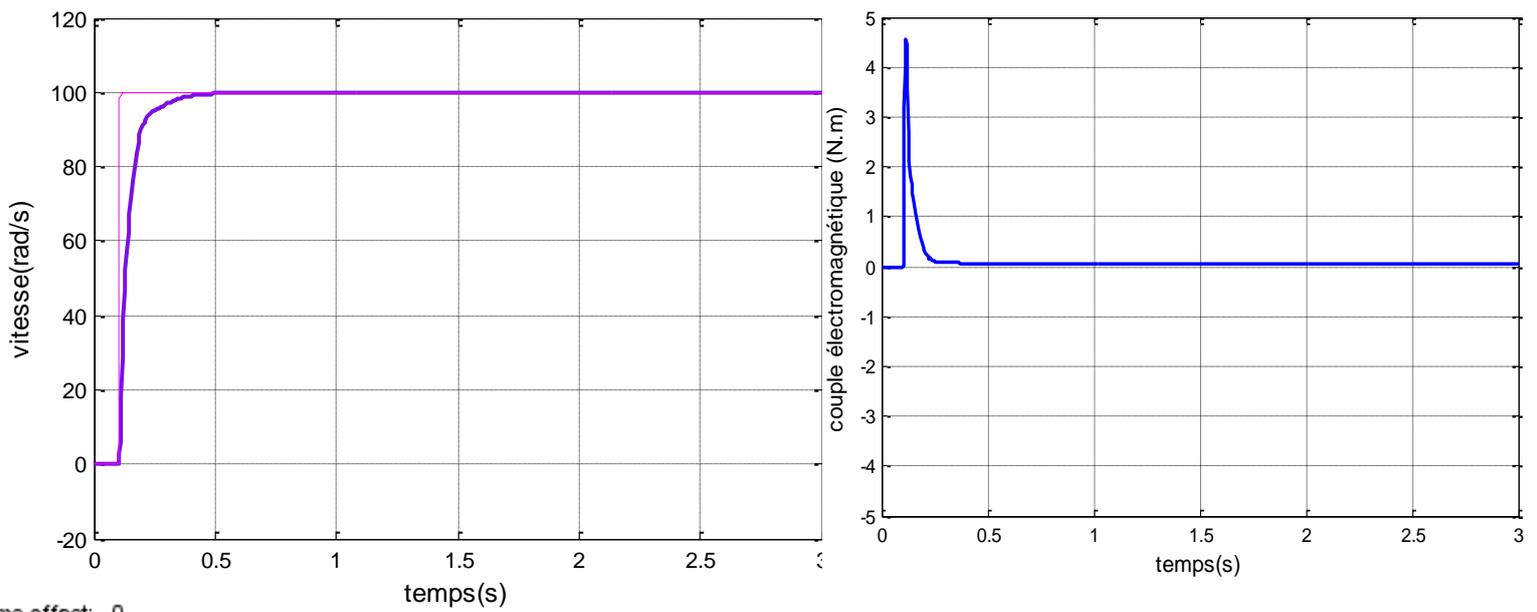


fig 4.8 Schéma sous simulink de la loi d'adaptation



Time offset: 0

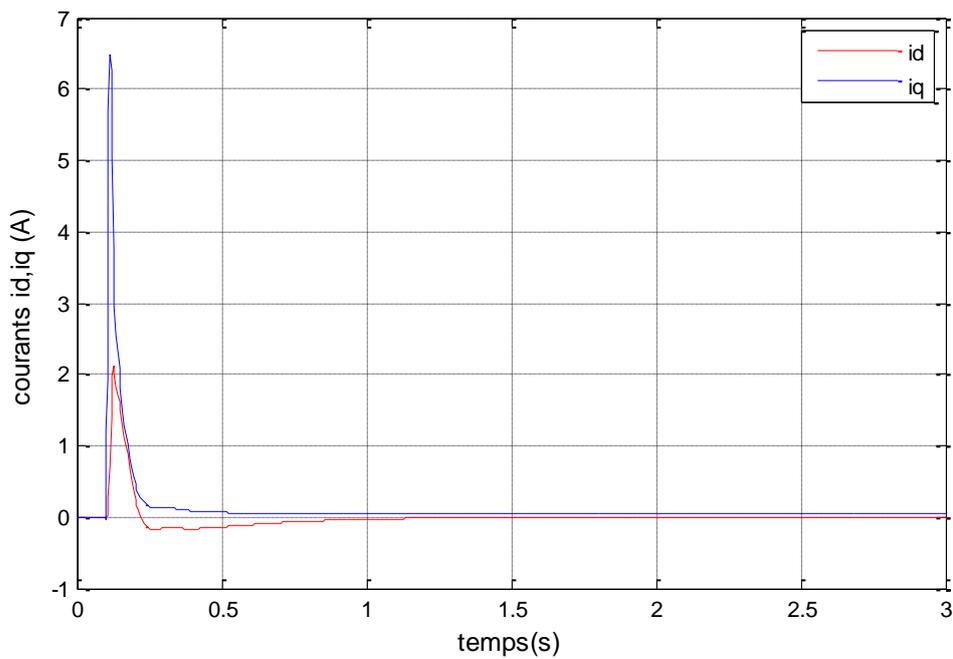


fig 4.9 Résultats de simulation de démarrage à vide de la commande adaptative à modèle de référence

La figure 4.10 montre le comportement de la vitesse à vide qui suit le modèle de référence sans dépassement avec un temps de réponse de 0.15s, l'erreur statique est nulle à $t=0.4s$, le couple développé par le moteur au démarrage est 4.058 (N.m) qui se stabilise en moins de 0.2s avant que la vitesse atteigne son régime permanent. Les courants statoriques i_d et i_q répondent au découplage, i_d autour de zéro et i_q suit l'allure du couple.

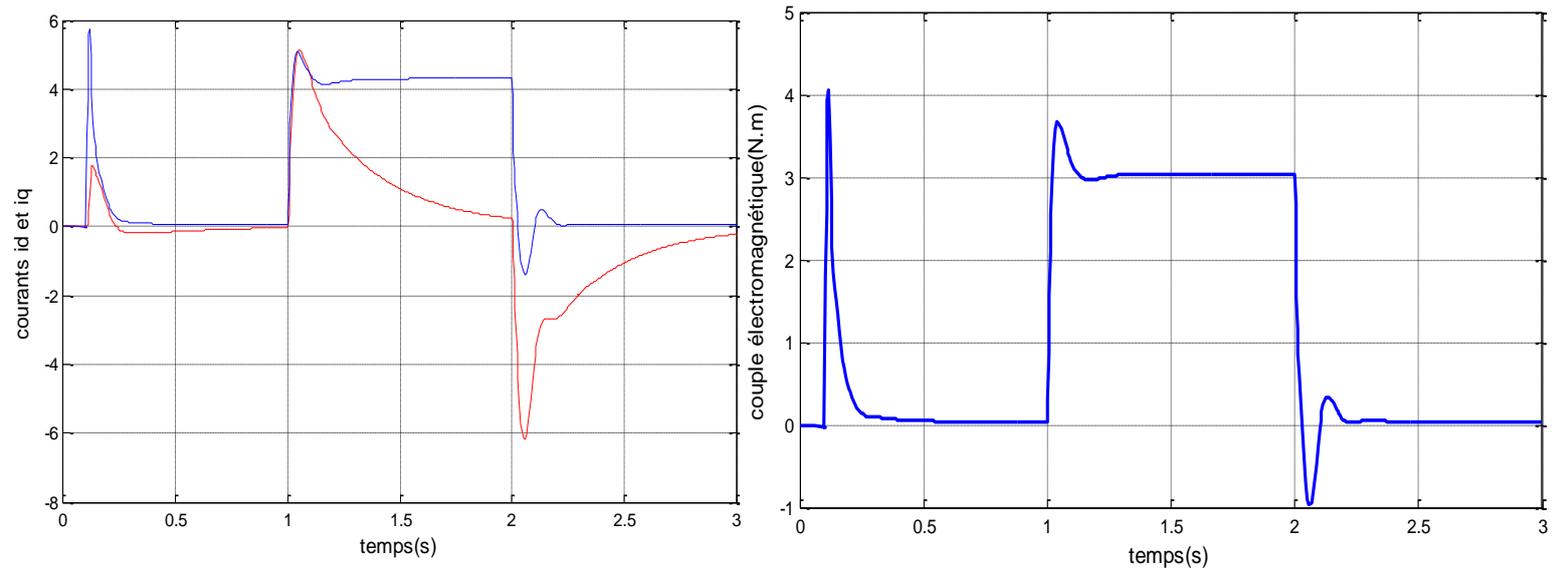
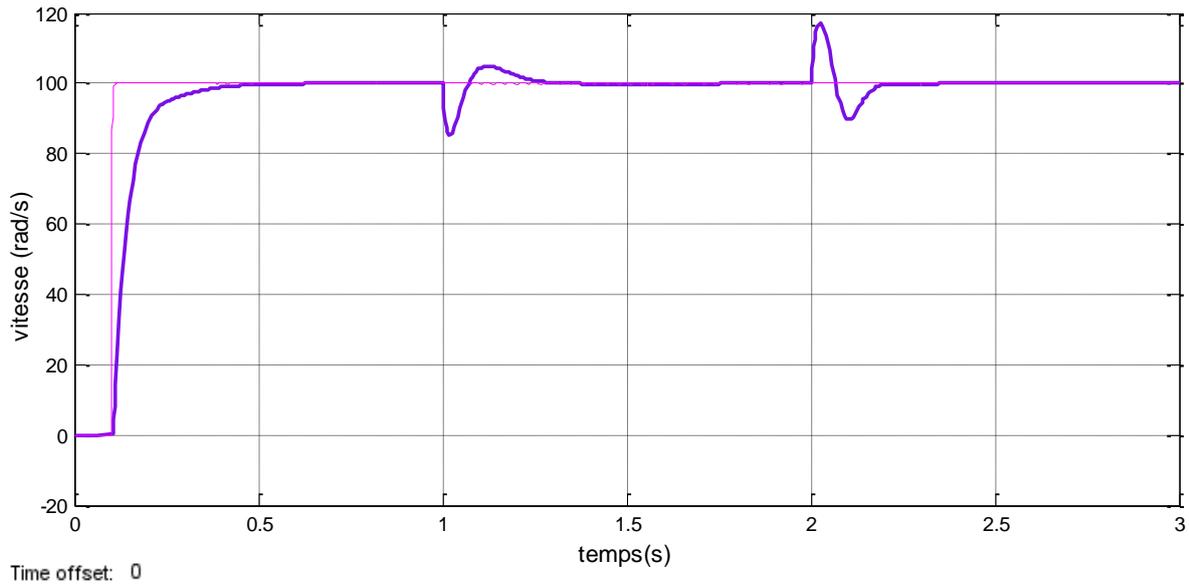


fig 4.10 Résultats de simulation d'un démarrage à vide ensuite injection de charge constante à $t=1s$ de $3N.m$ et annulation de la charge à $t=2s$ de la MRAC

Interprétation :

Dans figure 4.11, on constate la même chose que précédemment que la vitesse rotorique atteint son modèle de référence et le couple se stabilise après un régime transitoire au démarrage et à l'injection de charge sauf que la durée de cette phase de transition est très courte comme le temps de rétablissement de la vitesse qui est de 0.3s et qui a laissé un dépassement de 4%. De plus, la réaction de la vitesse à la variation de charge est de l'ordre de 15%.

4.2.4 Comparaison des performances des deux commandes

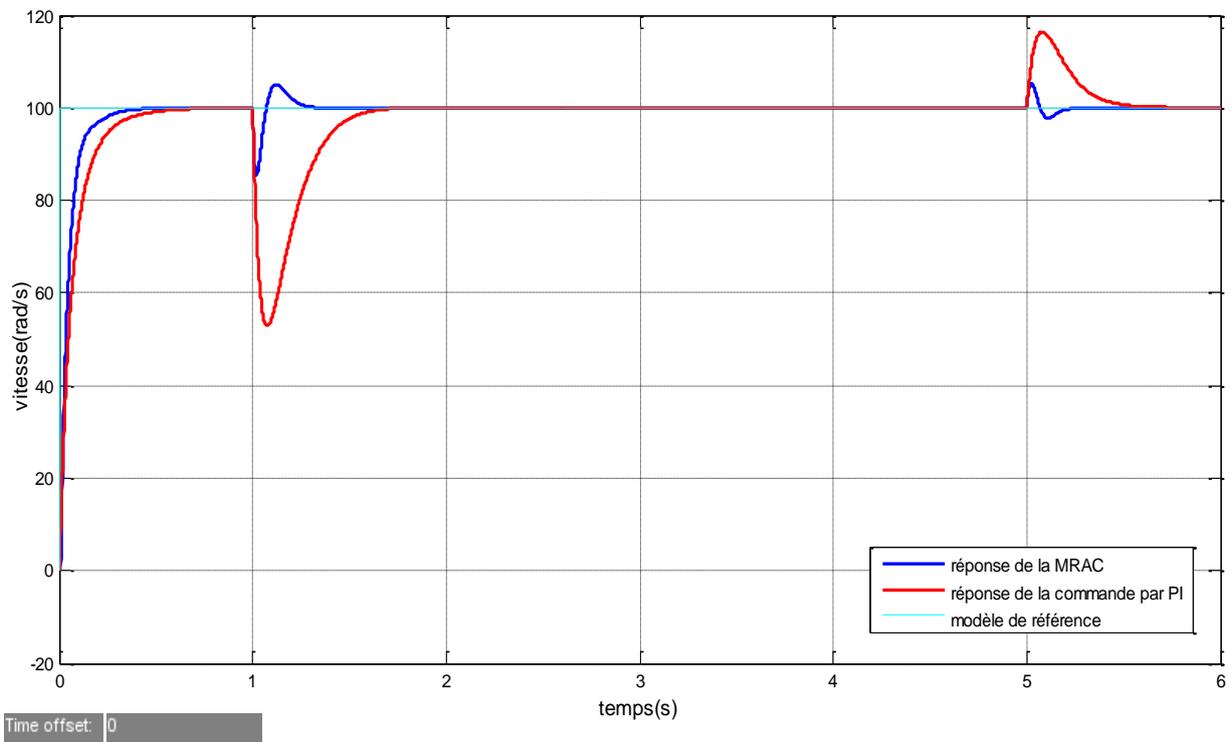


fig 4.11 Comparaison des résultats obtenus avec la commande par PI et par le mécanisme adaptatif

Tableau 4.2 : Tableau comparatif des résultats de simulations

	Régulation par PI	Commande adaptative à modèle de référence
Temps de démarrage	0.26s	0.15s
Premier dépassement	0%	0%
Couple maximal au démarrage	2.735Nm	4.058N.m
Chute de vitesse en charge	47%	15%
Dépassement en charge de la vitesse	0%	4%
Dépassement en charge du couple	22%	12%
Temps de rétablissement	0.85s	0.3s

D'après ce tableau 4.2, on peut dire que la commande adaptative à modèle de référence a permis d'avoir de meilleures performances :

- temps de démarrage amélioré par rapport à celui imposé par le régulateur PI
- la chute de vitesse est très réduite par rapport à la commande par PI lorsqu'on applique de la charge
- le temps de rétablissement après une application de charge est très amélioré, le système est très rapide
- le dépassement en charge du couple très réduit

Ces résultats nous montrent que le mécanisme d'adaptation composé d'adaptation linéaire, permet de ramener la dynamique du modèle de référence à celle des grandeurs commandées, et d'adaptation non linéaire qui assure la réaction aux perturbations et la stabilité globale du processus, donne des résultats prometteurs dans l'exploitation de la commande adaptative.

4.2.6 Effet de la variation du coefficient de frottement

On va procéder à une variation du coefficient de frottement visqueux de 10% c'est-à-dire que pour les paramètres de la machine étudiée, on a $f_c' = 0.000427 \text{ Nms /rad}$

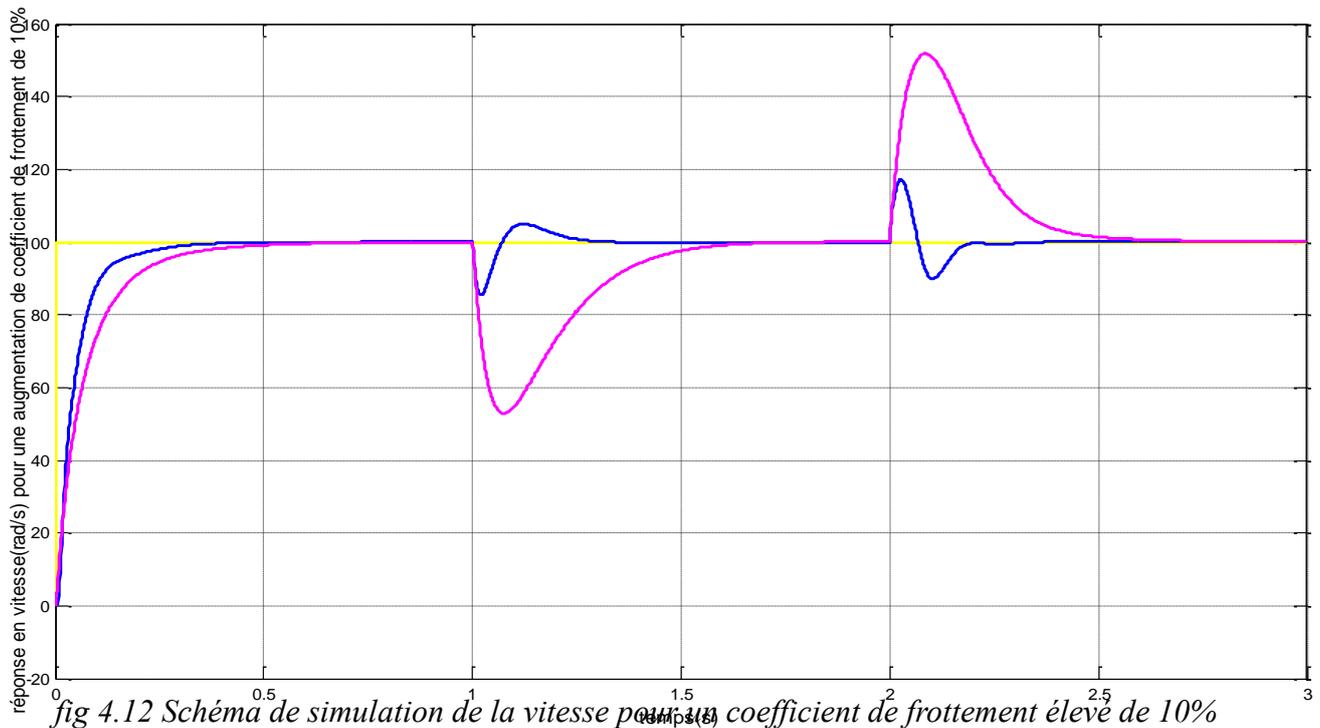


fig 4.12 Schéma de simulation de la vitesse pour un coefficient de frottement élevé de 10%

La figure 4.13 montre que l'effet du coefficient de frottement augmenté de 10% , par les résultats de simulation, est de l'ordre de 0.1%, ce qui veut dire que le processus garde ses performances même si ce paramètre présente une variation. La commande adaptative n'est donc pas nécessaire si le système à étudier a le coefficient de frottement variable dans le temps.

Conclusion

Dans cette étude, notre objectif est de concevoir une loi de commande adaptative pour une commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. Notre approche a été la commande adaptative à modèle de référence basée sur le critère d'hyperstabilité qui est utilisée pour les systèmes non-linéaires et qui présentent des incertitudes paramétriques.

Nous avons parlé premièrement de la MSAP et de sa modélisation. Après, nous avons étalé deux méthodes de commande de la machine :

- ✓ la commande par orientation de flux pour laquelle les régulateurs classiques de type PI ont été utilisés
- ✓ la commande adaptative à modèle de référence dont les régulateurs PI sont remplacés par des régulateurs adaptatifs linéaire et non linéaire, méthode basée sur le critère d'hyperstabilité et simplifié selon la proposition de Landau

D'après les résultats de simulations du dernier chapitre, la loi de commande choisie a permis de répondre aux objets de la commande adaptative. En effet, la machine synchrone à aimants permanents ne réagit presque pas aux variations des charges, par rapport à la régulation par PI. Toutefois, les résultats peuvent être encore améliorés dans des études plus poussées dans le choix des éléments d'adaptation ou la dynamique du système.

Ou encore, élever l'ordre du système va permettre d'évaluer les performances de la méthode. Ainsi s'ajoute une autre perspective intéressante, d'intégrer la notion de régulation par des structures intelligentes comme les réseaux de neurones ou la logique floue pour éviter de longs algorithmes surtout lorsque le système est d'ordre élevé.

Il est aussi intéressant de tester sur un banc d'essai la méthode choisie pour valider les éléments choisis.

Annexe

Annexe A : Propriétés sur les matrices

Une matrice est composée de $n \times m$ éléments dont n désigne le nombre de lignes et m le nombre de colonnes et $n \times m$ est la dimension

$$A_j^i = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1m} \\ \dots & a_{ij} & \dots \\ a_{n1} & \dots & a_{nm} \end{bmatrix}$$

- Si $m=1$ on dit que la matrice est unicolonne
- Si $n=1$ on dit que la matrice est uniligne
- **Matrice carrée** : Si $n=m$ on dit que la matrice est carrée, les éléments (a_i^i) $1 \leq i \leq m$ sont les éléments diagonaux de la matrice A , le nombre m est appelé ordre de A .
- **Matrice diagonale** : Une matrice est diagonale si et seulement si elle est carrée et les seuls éléments non nuls de cette matrice sont diagonaux
- **Matrice unité** : C'est un cas particulier de la matrice diagonale où tous les éléments de la diagonale ont une valeur égale à l'unité
- **Matrice hermitienne** : Si A est une matrice à coefficients complexes, \bar{A} est sa matrice conjuguée, $A^* = {}^t(\bar{A})$ est dite matrice adjointe de A , si $A=A^*$ on dit que A est matrice hermitienne. En remarquant que si A est hermitienne, A est carrée et ses éléments diagonaux sont réels
- **Rang d'une matrice** : Le rang de la matrice A est le rang de ses m vecteurs colonnes càd $\text{rang } A \leq \min(n,m)$
- **Calcul du déterminant d'une matrice** :
 A est une matrice carrée de dimension (n,n) , le déterminant est calculé par :
$$\det A = a_{11}.A_{11} + a_{12}.A_{12} + \dots + (-1)^{1+n} a_{1n}.A_{1n} = \sum (-1)^{1+k} a_{1k}.A_{1k}$$
- **Vecteurs propres, Matrice caractéristique, Valeurs propres d'une matrice** :
Vecteurs propres v associés à une matrice A telle que $A.v = \lambda.v$ où λ est un scalaire réel

d'équation matricielle. A partir de cette équation, la matrice $E(\lambda) = \lambda I - A$ est appelée matrice caractéristique.

En admettant que la matrice caractéristique a un déterminant nul,

$\det(E(\lambda)) = \det(\lambda I - A) = 0$ nous donne l'équation caractéristique sous forme d'un polynôme en λ : $\lambda^n + e_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + e_2 \lambda^2 + e_1 \lambda + e_0$

où les coefficients e_i $i=0, n$ sont obtenus par le développement du déterminant

Les solutions λ_i de l'équation caractéristique sont les valeurs propres de la matrice A .

- **Matrice de Hurwitz** : une matrice carrée A est appelée matrice de Hurwitz si toutes les valeurs propres de A ont une partie réelle strictement négative
c'est-à-dire $\text{Re}[\lambda_i] < 0$

Pour toute valeur propre λ_i , A est aussi appelée une matrice de stabilité

Ainsi, un système défini par une équation différentielle $\dot{x} = Ax$ est stable c'est-à-dire $x(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$

- **Matrice définie semi positive, positive** : la matrice définie positive ou semi-positive est analogue à celle des nombres strictement positifs, positifs ou nuls : une matrice définie positive est une matrice positive inversible

Annexe B : Notion d'observabilité et de commandabilité

Avoir des connaissances sur ces propriétés pour un système est très important car on peut avoir idée de l'existence des solutions à certains problèmes dans la commande automatique.

Observabilité :

Ici, il s'agit de reconstruire l'état initial en connaissant la structure, les vecteurs d'entrées et de sortie, pendant un intervalle de temps fini

Soit un système continu invariant:

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (B.1)$$

$$y(t) = C x(t) + D u(t) \quad (B.2)$$

A, B, C, D étant des matrices connues

L'état x_0 est observable à l'instant t_0 , si pour $u(t)$ donné, il existe un instant $t_f \geq t_0$ ($t_f < \infty$) tel que la connaissance de $u(t_0, t_f)$ et de $y(t_0, t_f)$ soit suffisante pour déterminer x_0

Si cela est vrai pour tout x_0 le système est dit observable à l'instant t_0

Si tout état x_0 est observable pour tout t_0 le système est dit observable

Notons que la propriété d'observabilité est liée à la structure des matrices A et C

Théorème :

Le système (B.1) est observable si la matrice $[C^T \ A^T C^T \dots [A^T]^{n-1} C^T]$ est de rang n

Commandabilité :

On se limite au transfert d'un système d'un état à l'autre, spécifié à l'avance

Considérons le système (B.1 et B.2),

Si on peut amener ce système de l'état x_0 où il se trouve à l'instant t_0 , à l'état x_f à l'instant t_f $t_f \geq t_0$ ($t_f < \infty$) en agissant uniquement sur la commande u , supposée sans contrainte, l'état x_0 est dit commandable à l'instant t_0

Si cela est vrai pour tout x_0 le système est dit commandable à t_0

Si cela est vrai pour tout x_0 et pour tout t_0 le système est dit complètement commandable ou tout simplement commandable

La propriété de commandabilité de l'état est liée à la structure des matrices A et B

Théorème :

Le système (B.1) est commandable si la matrice $[B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B]$ est de rang n

Annexe C : Théorie de Popov sur l'hyperstabilité

Par similitude au concept de la stabilité absolue, l'hyperstabilité assure la stabilité de plusieurs classes de système. La théorie d'hyperstabilité peut être interprétée en fonction de la théorie générale des systèmes passifs à une seule entrée. On suppose qu'un tel système est décrit par un signal d'entrée $u(t)$, un signal de sortie $y(t)$ et un vecteur d'état $x(t)$, alors l'énergie principale à retenir est la suivante:

$$\int_{t_0}^t u^t(\tau)y(\tau)d\tau + \frac{1}{2}x^T(t_0)x(t_0) \geq \frac{1}{2}x^T(t)x(t) \quad (C.1)$$

Le premier terme de la partie gauche désigne l'énergie fournie au système pendant l'intervalle $t_0 \leq \tau \leq t$, le deuxième terme est l'énergie à l'état initial et la partie droite de l'inégalité est l'énergie stockée instantanément par les états du système. La différence entre les deux termes représente l'énergie dissipée ; alors que l'énergie d'un système passif ne peut jamais être supérieure à la somme de l'énergie fournie de l'extérieur et l'énergie initiale, ce type de système est toujours stable.

Lorsque le système a une sortie fonction de l'entrée $u(t)$ (en général non linéaire et variable dans le temps) c'est-à-dire $y(t) = F[u(t), t]$

Ainsi, l'équation (C.1) peut encore être écrite :

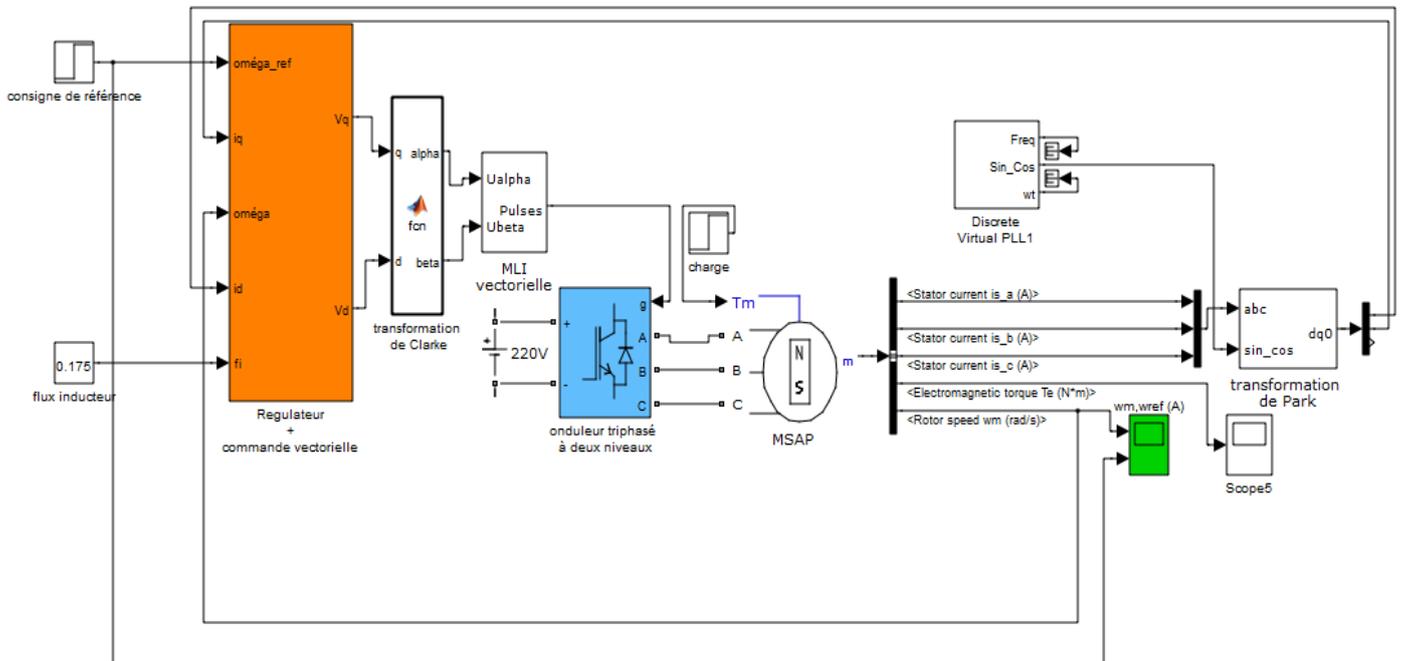
$$\int_{t_0}^t u(\tau)F[u(t), t]d\tau \geq -\alpha_0^2 + \beta_1 \|x(t)\|^2, \beta_1 > 0 \quad (C.2)$$

où $\alpha_0 = \sqrt{\frac{1}{2}x^T(t_0)x(t_0)}$ qui est une constante dépendante de la condition initiale

L'équation de l'énergie donnée par (C.1) est retenue non seulement pour les systèmes "passives linéaires", mais aussi pour les systèmes "passives réels", c'est-à-dire aussi les systèmes non linéaires et /ou variables dans le temps, et on peut établir inversement que tous les systèmes dynamiques qui satisfont les inégalités (C.1) et (C.2) admettent les mêmes propriétés de stabilité pour les systèmes passives discutés précédemment.

Annexe D : Schéma technologique des simulations

Le schéma suivant est le plus proche de la réalisation pratique des simulations établies dans l'étude.



Annexe E : Paramètres de la machine utilisée

$f = 50\text{Hz}$	fréquence du réseau
$P_n = 1.5\text{ kW}$	puissance nominale
$R_s = 1.4\ \Omega$	résistance statorique
$L_d = 0.0066\text{H}$	inductance sur l'axe direct
$L_q = 0.0058\text{H}$	inductance sur l'axe en quadrature
$J = 0.00176\text{ kgm}^2$	moment d'inertie
$f = 0.0003881\text{ Nms/rad}$	coefficient de frottement visqueux
$\phi_f = 0.1564\text{Wb}$	flux inducteur
$p = 3$	nombre de paire de pôles
$N_n = 1000\text{tr/min}$	vitesse nominale

BIBLIOGRAPHIE

[Abdel G.]Abdel Ghani Aissaoui, Mohamed Abid1, Hamza Abid, Ahmed Tahour, « La commande adaptative par modèle de référence de la machine synchrone », Université Sidi Bel Abbes Faculté d'ingénieur, Algérie

[Abdelghani C.]Abdelghani CHELIHI, « Synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence par la théorie d'hyperstabilité. (Application à la machine asynchrone) », Mémoire de Magister, UNIVERSITÉ DE BOUMERDÈS, Algérie

[Abdenour D.]Abdenour DISSA , Wail R2KI, Pr Farid NACRI, « Commande adaptative de la machine synchrone à aimant permanent » Département de Génie électrique, Université de Batna, Algérie

[Akkari N.]Akkari Nadia, « Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna

[Boukais B.]Boukais Boussad, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs, application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM), thèse de doctorat, Université de Mouloud MAMMARI, Tizi Ouzou

[C. Ogab]C. OGAB, M.BELARBI, K. HADDOUCHE « Commande adaptative d'une machine synchrone à aimant permanent autopilotée », 3^{ème} conférence sur le Génie électrique Algérie 15-16 février 2004

[Ghedjati K.]GHEDJATI K., ABDELAZIZM., HEMSAS K.E « Commande adaptative à Modèle de référence pour les systèmes linéaires Variants et les systèmes non linéaires », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing 2007

[Handy F.B.]Handy Fortin Blanchette, Systèmes électromécaniques IGEE405, Machine synchrone à aimant permanent (MSAP) : modélisation et commande, Département de génie électrique École de technologie supérieure

[J.M Retif]J.M Retif, Cours 5^{ème} année GE, Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

[L.Chédot]L. Chédot, « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement, Application à l'alternateur », Thèse de Doctorat

[Laurent P.]Laurent PRALY, « Théorie de la commande adaptative des systèmes linéaires à temps discret illustrée par un exemple », MINES Paris Tech Centre Automatique et Systèmes

Olivier Tremblay, « Modélisation, simulation et commande de la machine synchrone à aimants à force contre-électromotrice trapézoïdale », Maîtrise en Génie électrique, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal

[Nacer K] Nacer K M'Sirdi, « Commande Avancée ; Approche polynômiale pour la commande numérique », Professeur à l'EPUM, Domaine Univesitaire Saint Jérôme

[Pierre M.] Pierre Mayé, Aide-mémoire électrotechnique, Edition Dunod

[Ratovoharisoa] , cours Machine Synchrone, Département Génie Industriel, Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

[Bag L] L.Baghli « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, de Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de doctorat, Université Hanri Poincaré, Nancy- I 1999

[Eug. L] Eugene Lavretsky, Ph.D., Cours "Adaptive Control: Introduction, Overview, and Applications"

Auteur : RAHARISOA Anita Carola

Titre : « Application de la commande adaptative à modèle de référence sur une machine synchrone à aimants permanents »

Directeur de mémoire : Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon

Nombre de pages : 70

Nombre de figures : 30

Nombre de tableaux: 4

Résumé

La régulation de système par les techniques de l'automatique moderne est très développée par nombreux chercheurs à l'heure actuelle en vue d'une poursuite en temps réel du comportement d'un processus. Une de ces méthodes est la commande adaptative conçue lorsque les systèmes sont non-linéaires ou présentent des variations dans le temps. Dans ce rapport, une loi de commande adaptative a été trouvée par le critère d'hyperstabilité. Cette loi de commande simplifiée, est simulée sur une machine synchrone à aimants permanents avec sa commande vectorielle et comparée à la technique à régulateurs classiques pour évaluer les performances de la commande adaptative à modèle de référence.

Mots clés : Commande adaptative à modèle de référence, machine synchrone à aimants permanents, commande vectorielle

Abstract

System regulation by the automatic modern techniques is very developed by many researchers nowadays for tracking in real time a process behavior. One of these methods is the adaptive control especially when the systems are non-linear or variables in time. In this report, an adaptive control law was found by the hyperstability criterion. The simplified control law, is simulated on a permanent magnets synchronous machine with its vectorial control and compared to the technique with classic regulators to evaluate the performances of the model reference adaptive control

Keywords: model reference adaptive control, permanent magnets synchronous machine, vectorial control