

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOUHAMED EL DADIK BEN YAHIA**



Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

En Électrotechnique

Option: Commande Électrique

Thème

**Commande par retour d'état linéarisant
d'une machine à courant continu**

Présenté par :

- **Belmedrek ADEL**

Dirigé par :

- **Dr. Djaafer Lalili**

Année universitaire : 2017/ 2018

Dédicaces

Je dédie ce travail

A mes chers parents,

A mes frères et sœurs,

A tout ma famille,

*A ceux qu'ils me connaissent de près ou loin, et à qui la
science est un partage.*

ADel

Remerciement

louange tout d'abord à Dieu qui m'a donné la fore pour terminer ce modeste travail.

je tiens à remercier tout particulièrement Mr Djafer Lalili qui a assuré la lourde tâche de diriger ce mémoire.

je tiens remercier aussi les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'accepter le jugement de notre travail. Ainsi que les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Enfin j'adresse un remerciement tout particulier à ma famille qui a toujours été une source inépuisable d'encouragements.

Liste des symboles

E	force électromotrice en $[V]$;
R_a	Résistance aux bornes de l'induit en $[\Omega]$;
R_a	Résistance aux bornes de l'inducteur en $[\Omega]$;
L_a	inductance aux bornes de l'induit en $[H]$;
L_f	inductance aux bornes de l' inducteur en $[H]$;
i_a	courant dans l'induit du MCC en $[A]$;
i_f	courant dans l'inducteur du MCC en $[A]$;
J	le moment d'inertie du rotor en kgm^2 ;
f	frottement du moteur et due à la charge en kgm^2s^{-1} ;
Ω	la vitesse angulaire du moteur en $[rad/s]$
∇	Le gradient
$L_f h$	La dérivé de lie
$[f g](x)$	Crochet de lie
u	Vecteur de commande
x	Vecteur d'état
\dot{x}	La dérivé du vecteur d'état
f, g	champs de vecteurs
r	degré relatif total
φ	Difféomorphisme
U_f	La tension aux bornes de stator
U_a	La tension aux bornes de rotor
V	Vecteur de Commande du système linéariser

C_r	Couple résistant appliqué à la machine
C_e	Couple électromagnétique
$\dot{\eta}$	la dynamique interne.
\vec{B}	Le champ magnétique

Sommaire

Introduction Générale	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine à courant continu

I.1. Introduction.....	3
I.2. Conversion d'énergie.....	3
I.3. Constitution d'un moteur à courant continu.....	4
I.3.1 L'inducteur.....	4
I.3.2 L'induit.....	5
I.3.3 Collecteurs et balais.....	5
I.4. Principes de Fonctionnement.....	7
I.4.1. La loi d'Ampère et force de Lorentz.....	7
I.4.2. La loi d'induction de Faraday.....	8
I.5. Alimentation de la MCC.....	9
I.6. Différents modes d'excitation.....	10
I.6.1. Excitation séparée.....	10
I.6.2. Excitation shunt.....	10
I.6.3. Excitation série.....	10
I.6.4. Excitation composée "Compound".....	11
I.6.4. a) Phénomène d'amorçage.....	11
I.6.4. b) Mode de branchement.....	11
I.7. Équations du modèle électriques et mécanique du MCC.....	12
I.8. Modèle d'état de moteur à courant continu.....	13
I.9. Conclusion.....	14

CHAPITRE II

Théorie de la commande par retour d'état linéarisant

II. 1. Introduction.....	15
II.2. Historique de la commande.....	16
II. 3. Outils mathématiques.....	16
II.3.1. Gradient.....	16
II.3.2. Operateurs de lie (dérivée et crochet de lie).....	17
A. Dérivée de Lie.....	17
B. Crochet de Lie.....	17
II.3.3. Difféomorphisme.....	18
II.3.4. Degré relatif.....	19
II.4. principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	22
II.4.1. Système à une entrée et une sortie.....	23
II.4.2. système à plusieurs entrée et plusieurs sorties.....	24
II.4.2.1 Mise sous forme canonique.....	28
II.4.2.2 Conception du nouveau vecteur de commande v	30
II.4.2.3 Dynamique interne.....	30
II.4.2.4 Dynamique d'ordre zéro.....	31

SOMMAIRE

II.5. Conclusion.....	<u>31</u>
-----------------------	-----------

CHAPITRE III

Application de la commande non linéaire à la machine à courant continu

III.1. Introduction.....	<u>32</u>
III.2. Objective de la commande.....	<u>32</u>
III.3. Degré relatif:	<u>32</u>
III.3.1 Degré relatif du courant I_f	<u>33</u>
III.3.1 Degré relatif du vitesse Ω	<u>33</u>
III.4. Changement de coordonnées.....	<u>34</u>
III.5. Boucle de réglage linéaire.....	<u>36</u>
III.5. Essais de simulation.....	<u>37</u>
III.6. Interprétation des résultats du simulation.....	<u>45</u>
III.7. Conclusion.....	<u>46</u>
Conclusion général.....	<u>47</u>
Annexe A.....	<u>48</u>
Annexe B.....	<u>49</u>
Bibliographie.....	<u>50</u>

Introducción general

Introduction Générale

Les moteurs électriques ont une très grande importance dans l'industrie. Et souvent leur vitesse de rotation intervient dans beaucoup d'application industrielle telle que la robotique, la manutention, l'entraînement des pompes, ainsi de suite. Et ses applications exigent souvent un contrôle en continu de la vitesse, [1].

Les moteurs à courant continu sont très utilisés dans les systèmes automatiques, qui nécessitent une régulation précise de la vitesse de rotation. Ces moteurs sont caractérisés par la simplicité de leur modèle électrique ainsi que de la conception de leurs commande.

Il y a plusieurs façons de précéder pour varier la vitesse d'un moteur à courant continu. On peut la faire modifier en variant la tension d'alimentation à ses bornes mais dans ce cas une partie de l'énergie est consommée par le dispositif d'alimentation. Pour cette raison, on préfère l'alimenter de façon discontinue avec un hacheur et faire ainsi varier la tension moyenne à ses bornes. On parle alors de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI), très utilisée dans le domaine de la régulation de vitesse de rotation d'un moteur à courant continu, [2].

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues, [3].

La commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle, à été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire.

Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle est rendre ainsi la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire, [3].

La commande par linéarisation entrée-sortie a plusieurs avantages : [4]

- Elle est cohérente avec un des points de vue de la théorie du contrôle qui dit qu'il est préférable de garder le système plus simple. Chacun de ces derniers est vu comme une application d'une entrée, c'est-à-dire un operateur.

Introduction Générale

- Elle est générale, donc il est possible de faire des conclusions bien utiles sur un système à contre-réaction, même si l'on n'a pas une connaissance stricte de la structure interne de chaque bloc élémentaire qui le compose.
- Elle fournit une généralisation naturelle au cas non-linéaire en utilisant le fait que la stabilité d'un système linéaire invariante dans le temps est liée aux marges de phase et de gain. D'ailleurs, la mesure de l'amplification de gain dans la boucle ainsi que du déphasage est motivée par des propriétés physiques telles que la passivité.

Notre travail dans ce mémoire est subdivisé en 3 chapitres

- Le premier chapitre présente des généralités sur les moteurs à courants continu (principe de fonction, leurs différents types d'excitations, leurs modèle d'état...et son équations électriques et mécanique).
- Le deuxième chapitre présente un rappelle de la théorie et des concepts liés à la commande non linéaire.
- Le troisième chapitre, est consacré à l'application de la commande par retour d'état linéarisant sur le modèle de la machine à courant continu.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale.

CHAPITRE : I

CHAPITRE I: Modélisation de la Machine à courant continu

I.1. Introduction:

Un moteur électrique est une machine qui est appelée à transformé de l'énergie électrique sous forme d'une énergie mécanique de rotation.

La machine à courant continu est un convertisseur d'énergie, totalement réversible, elle peut fonctionner soit en moteur, convertissant de l'énergie électrique en énergie mécanique, sot en génératrice, convertissant de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Les moteur à courant continu sont utilisés dans les asservissement ou la facilité de réglage de la vitesse, du moment, du couple et du sens de rotation permet une mise en œuvre aisée, [5].

Dans ce chapitre nous intéressons beaucoup plus à la constitution de la machine à courant continu et sont principe de fonctionnement. Il s'agit d'établir aussi les différents modes d'excitation. Ensuite nous donnerons les équations électriques et mécanique de leur modèle équivalent. Enfin on donne le modèle d'état d'un moteur à courant continu.

I.2. Conversion d'énergie

La machine à courant continu MCC est faite pour être utilisée en:

- Moteur : pour entrainer un système en rotation (c'est à dire fournir de la puissance mécanique).
- Génératrice : pour transformer de l'énergie mécanique et alimenter en courant une installation électrique (c'est à dire fournir de la puissance électrique), [5].

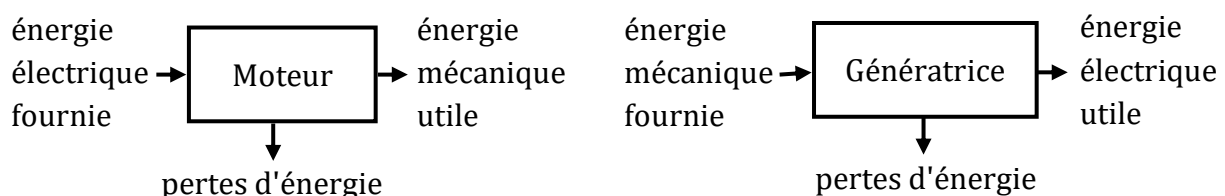


Fig. I.1 Les modes de fonctionnements de la MCC [5]

I.3. Constitution d'un moteur à courant continu

Une machine à courant continu comprend quatre parties principales :

- l'inducteur;
- l'induit;
- le collecteur;
- les balais également appelés charbons. , [6].

I.3.1 L'inducteur

Le bobinage inducteur, traversé par le courant inducteur I_e , produit le flux magnétique dans la machine. Il est constitué d'un électro-aimant qui engendre la force magnétomotrice (F.M.M.) nécessaire à la production du flux. Dans les machines bipolaires (à deux pôles), deux bobines excitatrices sont portées par deux pièces polaires montées à l'intérieur d'une culasse.

La culasse est généralement en fonte d'acier, tandis que les pièces polaires sont formées de tôles d'acier doux, (Fig. I.2 et Fig. I.3).

Les bobines excitatrices sont alimentées en courant continu, et le courant qui les traverse porte le nom de courant d'excitation (I_e). Ces bobines sont composées de plusieurs centaines de spires et sont traversées par un courant relativement faible. Dans certaines machines, les bobines et les pièces polaires sont remplacées par des aimants permanents.

Le champ magnétique créé par la F.M.M. des bobines traverse les pièces polaires, la culasse, l'induit et l'entrefer. L'entrefer est l'espace d'air séparant la surface de l'induit de celle des pièces polaires : il est de l'ordre de 1,5 à 5 mm pour les machines de faible et moyenne puissance.

Comme l'induit et l'inducteur sont construits avec des matériaux de faible réluctance, la majeure partie de la F.M.M. sert à «pousser» le flux à travers l'entrefer. Celui-ci doit donc être aussi peu long que possible.

Le nombre de pôles que porte l'inducteur d'une machine à courant continu dépend surtout de la grosseur de la machine. Plus une machine est puissante et plus sa vitesse est basse, plus grand sera le nombre de pôles.

Les bobines excitatrices d'un inducteur multipolaire sont connectés de façon à ce que les pôles adjacents soient de polarités magnétiques opposées, [6].

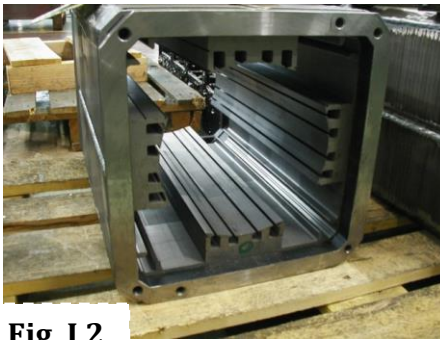


Fig. I.2



Fig. I.3

I.3.2 L'induit

L'induit est composé d'un ensemble de bobines identiques réparties uniformément autour d'un noyau cylindrique. Il est monté sur un arbre et tourne entre les pôles de l'inducteur. L'induit constitue un ensemble de conducteurs qui coupent les lignes de champ magnétique. Les bobines sont disposées de telle façon que leurs deux côtés coupent respectivement le flux provenant d'un pôle nord et d'un pôle sud de l'inducteur.

Le noyau est formé d'un assemblage de tôles en fer doux. Ces tôles sont isolées électriquement les unes des autres et portent des encoches destinées à recevoir les bobines, (Fig. I.4) .

Les conducteurs de l'induit sont parcourus par le courant absorbé ou débité par la machine. Ils sont isolés du noyau par des couches de feuilles isolantes, (Fig. I.5) . Pour résister aux forces centrifuges, ils sont maintenus solidement en place dans les encoches au moyen de cales en fibre de verre. Si le courant est inférieur à une cinquantaine d'ampères, on emploie des conducteurs ronds. Au delà de 50 A, les conducteurs sont rectangulaires, ce qui permet une meilleure utilisation du volume de l'encoche, [6].



Fig. I.4



Fig. I.5

I.3.3 Collecteurs et balais

Le collecteur est un ensemble cylindrique de lames de cuivre isolées les unes des autres par des feuilles de mica. Le collecteur est monté sur l'arbre de la machine, mais isolé de celui-ci. Les deux fils sortant de chaque bobine de l'induit sont successivement et symétriquement soudés aux lames du collecteur.

Dans une machine bipolaire, deux balais fixes et diamétralement opposés appuient sur le collecteur. Ainsi, ils assurent le contact électrique entre l'induit et le circuit extérieur.

La construction du collecteur relève de la mécanique de précision, (Fig. I.6).

Les machines multipolaires ont autant de balais que de pôles. Les balais permettent l'injection ou la collecte du courant sur le collecteur. Lors de la construction des premières machines à courant continu, les balais étaient constitués de fils de cuivre disposés comme la paille de riz ou les branches sur les balais pour nettoyer, d'où le nom de balais (Fig. I.7).

Les balais (aussi appelés «charbon») sont en carbone (on choisit souvent du graphite). D'une part, ce matériau possède une bonne conductivité d'autre part, le frottement du couple cuivre/carbone est faible et ainsi, le collecteur ne s'use pas prématurément.

La pression des balais sur le collecteur peut être réglée par des ressorts ajustables. Pour les intensités très importantes, on utilise plusieurs balais connectés en parallèle, (Fig. I.8), [3].



Fig. I.6



Fig. I.7

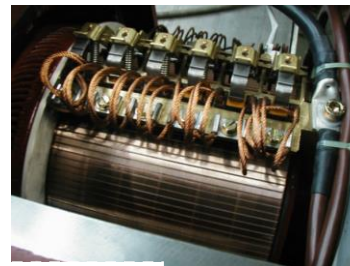


Fig. I.8

I.4. Principes de Fonctionnement

I.4.1. La loi d'Ampère et force de Lorentz

Considérons un conducteur quelconque parcouru par un courant I et situé dans un champ magnétique \vec{B} .

Chaque élément de longueur $d\vec{l}$ du fil est le siège d'un élément de force (Fig. I.9.a):

$$d\vec{F} = Id\vec{l} \cdot \vec{B} \tag{I.1}$$

En particulier, si le fil est rectiligne et le champ est uniforme ($\vec{B} = cst$) la résultante des forces agissant sur une longueur L du fil vaut:

$$\vec{F}_L = \int_L Id\vec{l} \cdot \vec{B} = I\vec{L} \cdot \vec{B} \tag{I.2}$$

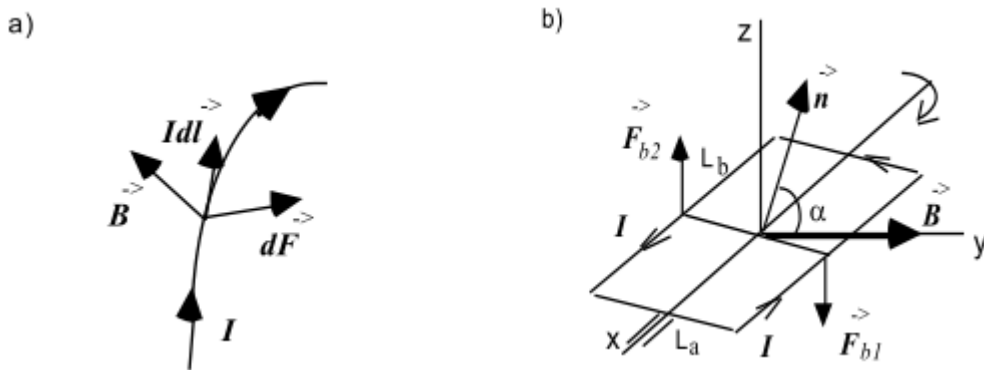


Fig. I.9: a) Conducteur électrique dans un champ magnétique.
 b) Moment de force agissant sur une boucle de courant de forme rectangulaire.

Considérons maintenant un cadre rectangulaire (de largeur L_a et longueur L_b) parcouru par un courant I et pouvant tourner autour d'un axe passant par le milieu de deux côtés opposés (Fig. I.9.b). Ce cadre est plongé dans un champ \vec{B} uniforme perpendiculaire à l'axe de rotation.

Supposons que la normal du plan du cadre fasse un certain angle α avec le champ \vec{B} . Les forces s'exerçant sur les côtés de longueur L_a s'annulent car elles sont de même intensité mais de sens opposés. Par contre, les forces \vec{F}_{b1} et \vec{F}_{b2} forment un couple.

$$|\vec{F}_{b1}| = |\vec{F}_{b2}| = IL_b B \sin \alpha \tag{I.3}$$

$$\text{Couple} = C = IBL_a L_b \sin \alpha \tag{I.4}$$

Vectoriellement on peut écrire:

$$\vec{C} = I.S.\vec{n} \times \vec{B} \tag{I.5}$$

Avec $S = L_a L_b$ surface du cadre et n le vecteur unité normal au plan du cadre (sens conventionnel du tire-bouchon par rapport au sens du courant).

On constate que si:

- $\alpha = 0$ le couple est nul
- $\alpha = \frac{\pi}{2}$ le couple est maximum dans le sens indiqué par la figure
- $\alpha = \pi$ le couple est nul
- $\alpha = \pi + \Delta\alpha$ le couple s'inverse par rapport à celui indiqué sur la figure

Pour maintenir le couple dirigé toujours dans une même direction, il sera donc nécessaire d'inverser le sens du courant chaque fois que α vaudra $0, \pi, 2\pi, 3\pi$, etc.

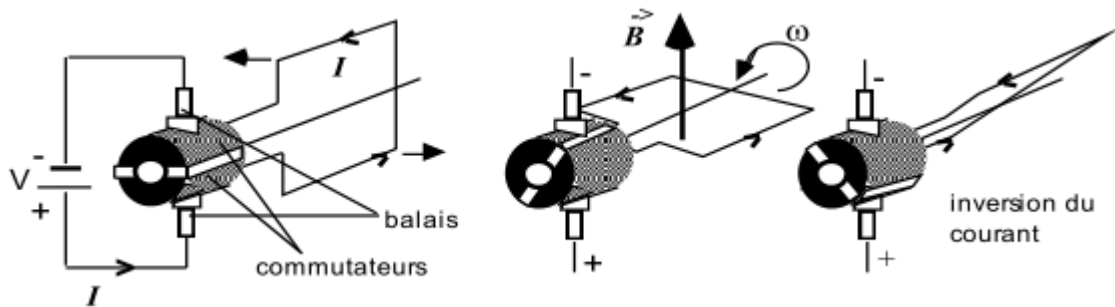


Fig. I.10: Moteur à courant continu. Les commutateurs sont fixés à l'arbre du moteur et tournent avec lui. (Le contact électrique est assuré par les balais fixes qui frottent contre les commutateurs), [7].

I.4.2. La loi d'induction de Faraday

Dans la Fig. I.10 et en absence d'une source de tension, si une force mécanique fait pivoter le cadre à une vitesse angulaire ω constante, il apparaît une force électromotrice induite

$$E_i = -\frac{d\phi_B}{dt} = -\frac{d}{dt} \int \vec{B} \cdot d\vec{S} = -\frac{d}{dt} (BS\cos\alpha) \tag{I.6}$$

où α est l'angle entre \vec{B} et le vecteur normal \vec{n} .

D'autre part : $\omega = \frac{d\alpha}{dt}$, donc on en déduit que :

$$E_i = BS\omega \sin \omega t \tag{I.7}$$

Ainsi, une telle bobine pivotant à l'intérieur d'un champ \vec{B} constant produit un courant alternatif. Elle constitue l'élément de base du fonctionnement d'un générateur électrique, [7].

I.5. Alimentation de la MCC

La machine a courant continu peut être alimenté soit par un convertisseur alternative-continu (Redresseur), soit par un convertisseur continu-continu(Hacheur).

L'alimentation par un hacheur offre la possibilité de mieux commander la machine et de permettre le fonctionnement dans les différents quadrant de fonctionnement.

La figure I.11 indique l'alimentation du MCC par un hacheur à quatre (4) quadrant.

La tension continu à l'entrée de la hacheur est obtenu par le redressement des tension triphasé du réseaux.

Les quatre interpréteur du hacheur peut commander en MLI par la comparaisons d'un signal de porteuse triangulaire avec un signal de référence fournie généralement par une boucle de commande.

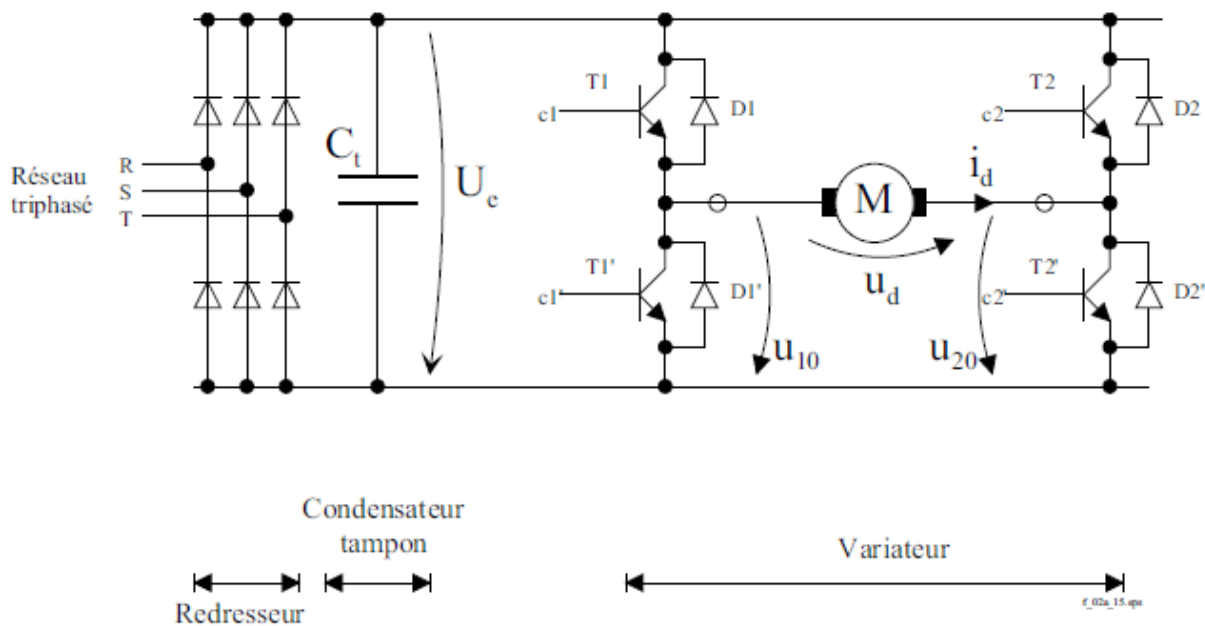


Fig. I.11 La tension du circuit intermédiaire de tension continue peut être obtenue du réseau d'alimentation triphasé à l'aide d'un redresseur,[8].

I.6. Différents modes d'excitation

I.6.1. Excitation séparée

L'excitation est indépendante comme le montre la figure suivante où l'induit et l'inducteur sont alimentés séparément par deux sources de tensions différentes.

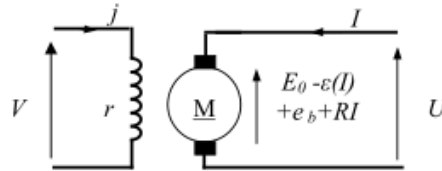


Fig. I.12. Moteur à excitation séparée

I.6.2. Excitation shunt

La Machine à courant continu a excitation shunt comme le montre la figure suivante, si l'induit et l'inducteur sont alimentés par la même source de tension.

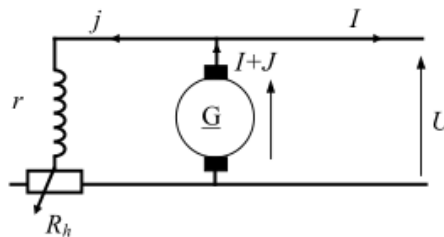


Fig. I.13. Génératrice à excitation shunt

I.6.3. Excitation série

Un Machine à courant continu a excitation série comme le montre la figure suivante où l'induit et l'inducteur sont alimentés en série par la même source de tension.

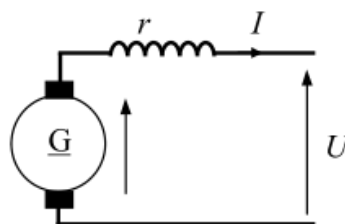


Fig. I.14. Génératrice à excitation série

I.6.4. Excitation composée "Compound"

I.6.4. a) Phénomène d'amorçage

La MCC à excitation composée porte dans son inducteur deux enroulements, le premier à excitation shunt, le second à excitation série .

I.6.4. b) Mode de branchement

On distingue deux modes de branchement :

i. Courte dérivation

L'enroulement shunt est shunté directement avec l'induit de la génératrice fig.I.15.

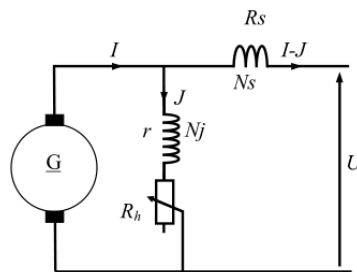


Fig. I.15. Génératrice à excitation composée de courte dérivation

ii. Longue dérivation

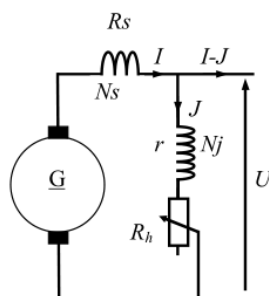


Fig. I.16. Génératrice à excitation composée de longue dérivation

Concernant les deux modes de branchement, on peut réaliser un compoundage additif ou un compoundage soustractif suivant le sens d'orientation du flux de l'enroulement série par rapport au flux de l'enroulement inducteur, [9].

I.7. Équations du modèle électriques et mécanique du MCC

➤ L'équation électrique

Le schéma électrique équivalent à la MCC est indique à la figure I.17.

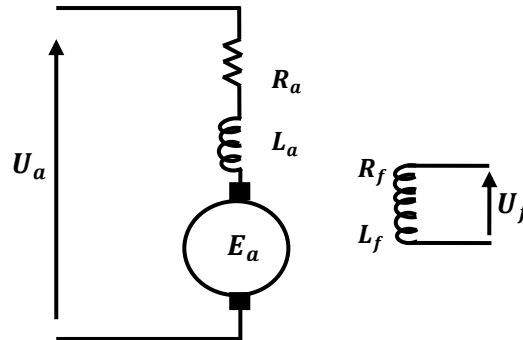


Figure I.17 Modèle électrique d'un MCC

On déduit l'équation électrique de l'induit (rotor) en appliquant la loi des mailles sur le schéma de la figure I.17

$$U_a(t) = E(t) + R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (\text{I.8})$$

$$E(t) = k\Omega(t) \quad (\text{I.9})$$

$$U_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + k\Omega(t) \quad (\text{I.10})$$

On déduit l'équation électrique de l'inducteur (stator) en appliquant la loi des mailles au niveau du circuit inducteur:

$$U_f(t) = R_f \cdot i_f + L_f \frac{di_f(t)}{dt} \quad (\text{I.11})$$

➤ L'équation mécanique

Le principe fondamental de la dynamique en rotation autour de l'arbre du moteur donne :

$$C(t) = C_r(t) + f\Omega(t) + j \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (\text{I.12})$$

Avec:

$$C = k \cdot i_f \cdot i_a \quad (\text{I.13})$$

I.8. Modèle d'état de moteur à courant continu

Afin de pouvoir commander la machine, on met les équations électrique et mécanique sous la forme d'un modèle d'état:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

$$y = h(x)$$

Avec:

x : vecteur d'état

f, g : champs des vecteurs

u : entrée du système, [13].

On rappelle les équations du modèle de la machine:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{U_a - E - R_a i_a}{L_a}$$

$$\frac{di_f(t)}{dt} = \frac{U_f - R_f i_f}{L_f}$$

$$\frac{d\Omega(t)}{dt} = \frac{C - Cr - f\Omega}{j}$$

Par identification, on trouve

$$x = \begin{pmatrix} i_a \\ i_f \\ \Omega \end{pmatrix}$$

$$f = \begin{pmatrix} \frac{-E - R_a i_a}{L_a} \\ \frac{-R_f i_f}{L_f} \\ \frac{C - Cr - f\Omega}{j} \end{pmatrix}, \quad g = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$u = \begin{pmatrix} U_a \\ U_f \end{pmatrix}$$

h : dépend du choix du sortie, qui seront indiqué dans le chapitre III.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre on a présente des généralités sur les moteurs à courants continu.

En suit nous avons établir un modèle mathématique du moteur courant continu.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de simule le moteur a courant continu dans le but de voir le comportement et les performances lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge, d'un variation de la vitesse de référence sans dépassement la vitesse nominal, inversement de sens de rotation et de fonctionnement du moteur en survitesse sans et avec défluxage.

Dans le chapitre II nous rappelons la théorie et les concepts liés à la commande non linéaire.

CHAPITRE : II

CHAPITRE II: Théorie de la commande par retour d'état linéarisant

II. 1. Introduction

Au sens de l'ingénieur, un système est dit linéaire s'il est régi par des équations différentielles linéaires à coefficients constants.

On appelle système non linéaire un système ne pouvant pas être représenté par les équations différentielles linéaires à coefficients constants.

La linéarisation classique basée sur le calcul du Jacobien donne une approximation du comportement d'un système donné autour d'un point de fonctionnement. Pour une large variation autour de ce point de fonctionnement, la commande basée sur cette linéarisation perd ses performances et le système perd sa stabilité.

La linéarisation par retour d'état est une approche qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire en modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement.

Cette linéarisation se fait en deux étapes:

- ✓ Une transformation de coordonnées;
- ✓ Un retour d'état non linéaire.

Suivant le choix des sorties du système, la linéarisation est soit exacte soit partielle. Pour la linéarisation partielle, une partie du système est rendue inobservable. La stabilité de cette partie non observable doit être mise en compte, [12].

La linéarisation par retour d'état est basée sur des concepts théoriques de la géométrie différentielle. Nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes mono-sortie (SISO), et les systèmes multi-entrées multi-sortie (MIMO).

II.2. Historique de la commande:

L'origine de cette théorie (la théorie des entrée-sortie) remonte principalement aux travaux de "lur'e" et "postnikov" sur le problème de la stabilité absolue et sur la théorie de réseaux électrique. Cette dernière a enrichi le care de la théorie des systèmes avec des concepts physiques fondamentaux [13].

Un des premiers travaux à appliquer la théorie des operateurs à la résolution de problème de contrôle revient à Popov, ce résultat, connu aujourd'hui sous le critère du cercle, Par ailleurs, les travaux de Yula, ont établi la première connexion entre la théorie des circuits et la théorie de stabilité entrée-Sortie.

Dans la littérature occidentale, motivés par des problèmes de perturbations non-linéaires dans des boucles limites en bande passante, Zames et plus tard Sandberg ont introduit les bases du théorème du petit gain. Ainsi, dans le travail fondamental de Zames, les bases principales de la théorie ES ont été établies en introduisant des concepts clés tels que gain, positivité, etc.

II. 3. Outils mathématiques

Soit le système non linéaire:

$$\sum \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

où : l'état $x(t) \in \mathfrak{R}^n$, l'entrée $u(t) \in \mathfrak{R}^m$, la sortie $y(t) \in \mathfrak{R}^p$, et les entiers de f, g et h sont des fonctions.

II.3.1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne, $\nabla h(x)$ définie par :

$$\nabla h(x)_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \quad (\text{II.2})$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$ éléments) comme suit:

$$\nabla f(x)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (\text{II.3})$$

II.3.2. Operateurs de lie (dérivée et crochet de lie):

A. Dérivée de Lie :

Définition: Soit h une fonction de classe C^1 de \mathfrak{R}^n dans \mathfrak{R} . On appelle dérivée de lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe integrale de f en $x = 0$, donc on note, [11], [14] et [7]:

$$L_f h(x) = \left. \frac{d}{dt} h(X_t(x)) \right|_{x=0} = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \tag{II.4}$$

par cette formule, un champ de vecteurs f quelconque est identifié à l'operateur différentiel linéaire du premier ordre comme suite:

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \tag{II.5}$$

B. Crochet de Lie :

Soit: f et g deux champs de vecteurs dans \mathfrak{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$[f g](x) = \nabla f g - \nabla g f \tag{II.6}$$

On utilise la notation: $[f g] = ad_f g$ Où:

$$[f g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \tag{II.7}$$

Où: $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobéennes. L'application des crochets de lie successives donne:

$$ad_f^0 g(x) = g(x)$$

$$ad_f^1 g(x) = [f g](x) \tag{II.8}$$

.....

$$ad_f^i g(x) = [f, ad_f^{i-1} g](x)$$

Les crochets de Lie ont les propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente:

$$1. \text{ Antisymétrie } [f \ g] = -[g \ f]$$

$$2. [\alpha f_1 + \beta f_2 \ g] = \alpha [f_1 \ g] + \beta [f_2 \ g]$$

3. Identité de Jacobi :

$$[f_1 [f_2 \ f_3]] + [f_2 [f_3 \ f_1]] + [f_3 [f_1 \ f_2]] = 0$$

$$\nabla h \operatorname{ad}_f g = L_f L_g h - L_g L_f h$$

II.3.3. Difféomorphisme

La fonction différentielle $\varphi : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ définie dans une région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ est appelée Difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes, [15] :

➤ φ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction φ^{-1} telle que :

$$\varphi^{-1}(\varphi(x))$$

pour tout $x \in \Omega \subset \mathfrak{R}^n$ et

➤ φ^{-1} et φ sont des fonctions lisses.

Le Difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme :

$$z = \varphi(x) \tag{II.9}$$

Où $\varphi(x)$ représentent n les variables :

$$\varphi(x) = \begin{bmatrix} \varphi_1(x) \\ \varphi_2(x) \\ \dots \\ \varphi_3(x) \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{II.10}$$

À noter que si $\varphi(z)^{-1}$ (transformation inverse) existe pour tout $z \subset \mathfrak{R}^n$, le Difféomorphisme est dite global. Dans le cas contraire, [13] le Difféomorphisme est appelé local et en doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$.

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

II.3.4. Degré relatif:

le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivées de y , [16]. d'après cette définition littéraire on peut dire que:

Le système de la forme (III. 1) est dit de degré relatif (r) dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si:

$$\triangleright L_g L_f^i h(x) \text{ tel que } 0 \leq i \leq r - 2$$

$$\triangleright L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

En effet, si on applique cette définition au système (III. 1), nous obtenons:

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt}$$

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dt} (f(x) + g(x)u)$$

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (\text{II.11})$$

Si $L_g h(x) = 0$ nous continuons la dérivation de la sortie y pour la deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (\text{II.12})$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f^1 h)u = L_f^2 h \text{ si } L_g(L_f^1 h) = 0. \text{ pour un degré relatif } r > 2.$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif égale à r , nous obtenons:

$$y = h(x) = L_f h$$

$$\dot{y} = L_f^1 h + L_g(L_f h) = L_f^1 h \text{ avec } L_g(L_f h) = 0$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f^1 h) = L_f^2 h \text{ avec } L_g(L_f^1 h) = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u \text{ avec } L_g(L_f^{(r-1)} h) \neq 0$$

Donc, r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas zéro sur l'espace ou nous voulons contrôler le système soient:

$$\alpha(x) = L_f^r(h)$$

$$\beta(x) = L_g(L_f^{(r-1)}(h))$$

Donc:

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \text{ Où } \beta(x) \neq 0$$

Où $v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$ nous le représentons par:

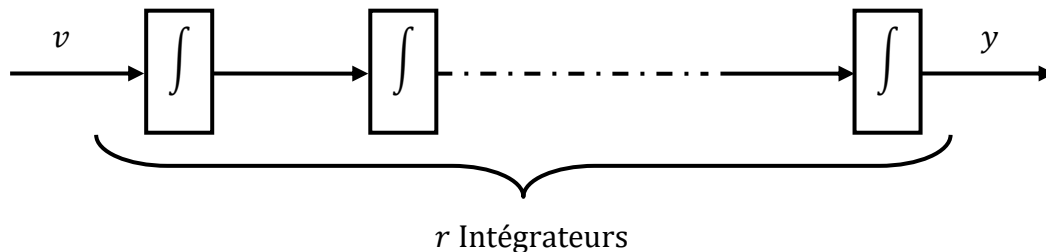


fig. II.1: Représentation d'état.

Nous avons r intégrateurs, on obtient un système linéaire de la forme:

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r} \quad (\text{II. 14})$$

Donc nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaire.

Nous avons : $v = \alpha + \beta u$.

Le contrôleur qui est implémenté est obtenu par:

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [-\alpha(x) + v] \quad (\text{II. 15})$$

par exemple, la loi de commande est définie par:

$$v = -\sum_{i=0}^{r-1} k_i L_f^i h(x) = -k_0 y - k_1 \dot{y} - k_2 \ddot{y} - \dots - k_{(r-1)} y^{(r-1)} \quad (\text{II. 16})$$

Le choix des k_i est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par:

$s^{(r)} + k_{(r-1)}s^{(r-1)} + \dots + k_0$ (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est à dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant (II.16), la forme finale de la loi de commande, par linéarisation entrée-sortie, devient:

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)}(h)} [-L_f^r h(x) - k_{(r-1)}y^{(r-1)} - \dots - k_1 \dot{y} - k_0 y] \quad (\text{II. 17})$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre un système non linéaire. généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée. si on considère y_d comme une sortie désirée, l'erreur de poursuite e_p est donnée par:

$$e_p = y - y_d \quad (\text{II.18})$$

Donc la loi de commande est donnée par:

$$v = y_d^{(r)} - k_{n-1}e_p^{(r-1)} - \dots - k_2 e_p - k_1 \dot{e}_p \quad (\text{II. 19})$$

Remarques :

1. pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$.

Si l'entrée u n'appariât pas après n dérivation, le système est non contrôlable, [17].

2. pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par l'équation d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Par analogie au (II.1), celle de système non linéaire, on a:

$$h(x) = Cx \text{ et } g(x) = B, f(x) = Ax$$

Donc, par application de la dérivée de Lie prédéfinie précédemment, on trouve:

$$L_f^k h(x) = CA^k x$$

Et donc: $L_g L_f^k h(x) = CA^k Bx$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions:

$$CA^k B = 0$$

$$CA^{k-1} B = 0 \text{ pour tous } k < r - 1$$

Est alors égal à la différence entre le degré du dénominateur et du numérateur de la fonction de transfert du système donne par: $g(s) = C(SI - A)^{-1}B$

II.4. principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

La linéarisation entrée-sortie consiste à linéaire la relation dynamique entre l'entrée de commande d'un système et sa sortie en utilisant une loi de commande non linéaire;

Cette dernière est dite linéarisante. Une autre loi de commande non linéaire est ensuite employée pour stabiliser le système linéaire ainsi obtenu, la figure ci-dessous illustre bien le principe.

Celle approche de linéarisation se distingue fortement de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement. En effet, le modèle linéaire obtenu avec cette dernière n'est valide que dans un voisinage du point de fonctionnement. c'est donc un modèle approché. par contre, le modèle linéaire que donne la linéarisation entrée-sortie est valide dans tout l'espace d'état. le compensateur linéaire qui stabilise ensuite le système est en principe plus performant?,[17].

Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité.

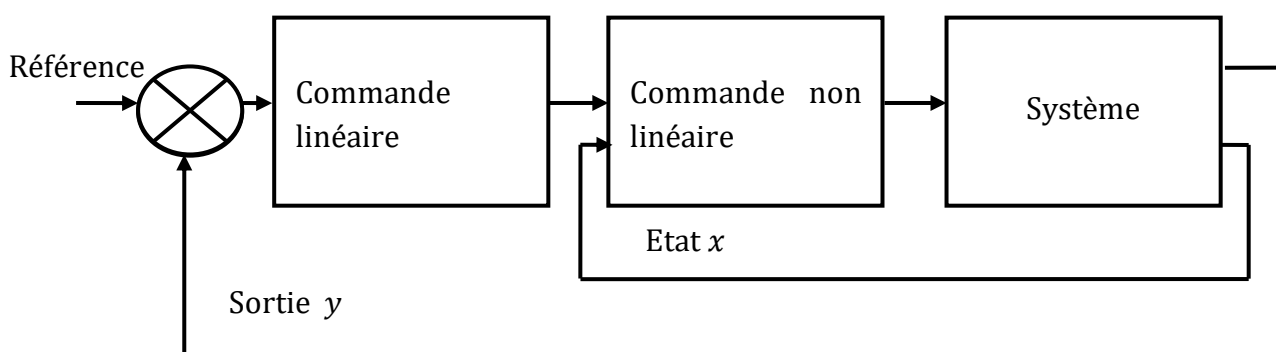


fig. II.2: schéma de principe de la linéarisation entrée-sortie

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée, en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classique. Les deux section suivantes résumant cette méthode de conception, [18].

II.4.1. Système à une entrée et une sortie:

Considérons le système dynamique représenté par l'équation d'état non linéaire d'ordre n suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{II.21}$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$, $y \in \mathbb{R}$ et $u \in \mathbb{R}$ sont respectivement le vecteur d'état, les variables de sortie et d'entrée du système. Les fonctions $f(x), g(x)$ et $h(x)$ sont considérées infiniment dérivable sur \mathbb{R}^n .

Supposons que $x = 0$ est un point d'équilibre du système et que $g(x) \neq 0$. On dit que l'équation (II. 21) est de degré relatif r Si $L_g L_f^k h(x) = 0, \forall x$ dans le voisinage de 0.

$$\forall (k < r - 1) \text{ et } L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

$$L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \text{ et } L_f^k h(x) = L_f \left(L_f^{k-1} h(x) \right) \tag{II.22}$$

Le degré relatif est donc le nombre de fois qu'il faut dérive la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression de dérivées, [19]. Notons que dans le cas des systèmes linéaires. Le degré relatif correspond à la différence entre l'ordre du dénominateur de la fonction de transfert de celui du numérateur. Supposons que l'équation (II.21) soit de degré relatif r . La technique de linéarisation entrée-sortie consiste à déterminer une transformation de coordonnées:

$(z, \eta)^T = T(x)$ Qui met le système sous la forme canonique suivante:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_r &= a(z, \eta) + b(z, \eta)u \\ \dot{\eta} &= q(z, \eta) \end{aligned} \tag{II.23}$$

$$\eta = [\eta_1 \ \eta_2 \ \dots \ \eta_{n-r}]^T$$

$$z = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_r]^T$$

$$\alpha(x) = L_f^r h(x), \quad \beta(x) = L_g L_f^{r-1} h(x) \quad (\text{II.24})$$

La transformation de coordonnées $T = [T_1 \ T_2 \ \dots \ T_r \ \dots \ T_n]^T$ a pour composantes,

$$T_1 = h(x)$$

$$T_2 = L_f h(x) \quad (\text{II.25})$$

.....

$$T_r = L_f^{r-1} h(x)$$

Les composant T_i pour $i \in (r+1, r+2, \dots, n)$ sont déterminées en résolvant les équations aux dérivées partielles.

$$L_g T_{j(x)} = 0 \quad \forall r < j < n+1 \quad (\text{II.26})$$

On peut aisément constater que le système (II.23) devient T partiellement linéaire en choisissant $u(x)$ de la forme:

$$u(x) = \frac{(v - \alpha(x))}{\beta(x)} \quad \forall x \in V = \{x \in \mathfrak{R}^n \text{ tel que } \beta(x) \neq 0\} \quad (\text{II.27})$$

La variable v est une commande auxiliaire généralement utilisée pour stabiliser le système en boucle fermée, **[13]**. L'équation dynamique sous une forme compacte devient:

$$\dot{z} = \alpha z + \beta v \quad (\text{II.28})$$

$$\dot{\eta} = q(z, \eta) \quad (\text{II.29})$$

La dynamique de z est communément appelée dynamique externe et a été rendue linéaire par la commande $u(x)$. La dynamique de la variable q est appelée dynamique interne car n'apparaissant plus dans la relation entrée-sortie du système en boucle fermée.

$$\dot{\eta} = q(0, \eta) \quad (\text{II.30})$$

L'équation (II. 30) est appelée dynamique du zéro. Elle correspond à L'équation de la dynamique interne dans laquelle la variable d'état externe z est en régime permanent. Une commande auxiliaire de la forme (II. 31) permet de stabiliser le système (II. 21) en boucle fermée, **[11]**.

Le gain k est tel que la matrice des paramètres $A_s = A - Bk$ est une matrice stable.

$$v = -[k_1 \ k_2 \ \dots \ k_r]z = -k_1 z_1 - k_2 z_2 \ \dots - k_r z_r \quad (\text{II.31})$$

II.4.2. système à plusieurs entrées et plusieurs sorties:

Avant tout, on considère que le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i \quad (\text{II.32})$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (\text{II.33})$$

Où: $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur des états $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in \mathfrak{R}^p$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in \mathfrak{R}^p$ représente le vecteur des sorties. f, g_j sont des champs de vecteurs et $h_i, i = 1, 2, \dots, p$ est une fonction.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins l'entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left(L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{II.34})$$

Où: $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}^i h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g_i .

r_j est le nombre de dérivée nécessaire pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (II. 34) et il est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total r est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (II. 34) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système:

$$r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$$

On dit que le système (II. 32) a pour degré relatif r s'il vérifie:

$$L_{g_i}^k L_f^j h_j = 0, \quad 0 < k < r_j - 1, \quad 1 \leq j \leq p, \quad 1 \leq i \leq p$$

Et Dans le cas ou le degré relatif total est égale à l'ordre du système, ou est en présence d'une linéarisation exact au sens des entrées-états, [15]. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation partielle au sens des entrées -sorties. Pour trouver l'expression (II. 24) sous forme matricielle:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = \alpha(x) + \beta(x)u \tag{II.35}$$

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II.36}$$

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II.37}$$

Où $\beta(x)$ est appelée matrice de découplage du système. Si on suppose que $\beta(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = \beta(x)^{-1}(-\alpha(x) + v) \tag{II.38}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice e découplage $\beta(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système linéarité est donné à la figure (II. 3) , [15].

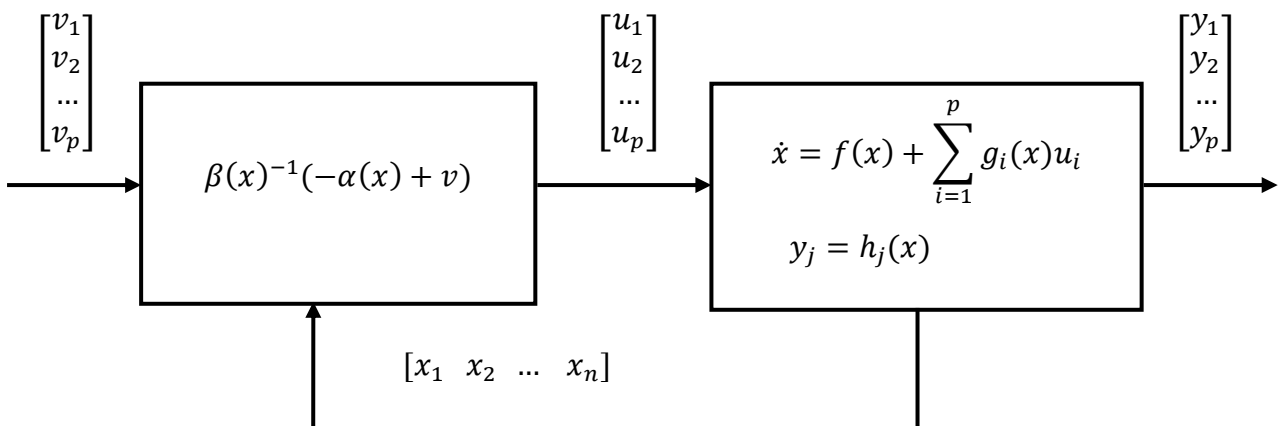


fig. II.3: schéma bloc du système linéaire.

En remplaçant (II. 28) dans (II. 22), le système équivalent devient linéaire totalement découplé de la forme:

$$y_j^{r_j} = v_i \quad (\text{II.39})$$

Où plus explicitement par:

$$[y_j^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = [v_1 \dots v_p]^T \quad (\text{II.40})$$

Ce que nous permettons de lui importe quelle dynamique conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \dots v_p]^T$

Remarquons que l'expression (II. 23) représente p intégrateur en cascade sont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable figure (II. 4).

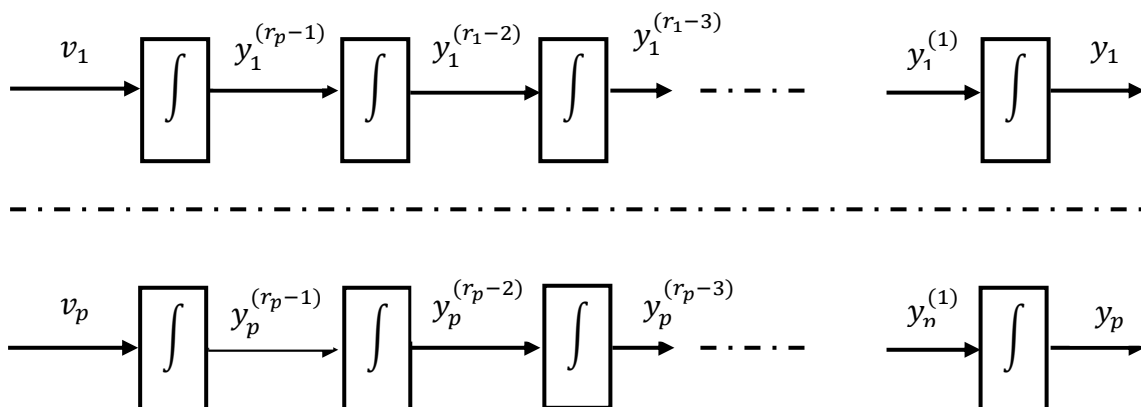


fig. II.4: Dynamique du système linéarisé

II.4.2.1 Mise sous forme canonique:

Supposons que le système (II. 32) a dans degrés relatifs r_1, r_2, \dots, r_p et que :

$$r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$$

où n est l'ordre du système. On définit r fonction $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_r)$ que permettent d'écrire:

$$z = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{r_1}, \varphi_{r_1}, \dots, \varphi_r)$$

$$z = (h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \quad (\text{II. 41})$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux possibles:

Cas 1: $r = r_1 + r_2 + \dots + r_p$ Dans ce cas, l'ensemble de fonction $\varphi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ Défissement un Difféomorphisme, tel que:

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \dots \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Cas 2: $r = r_1 + r_2 + \dots + r_p \leq n$ Dans ce cas il est possible de trouver $(n - r)$

autres fonction φ^k , ($r_1 + 1 \leq k \leq n$) pour que φ^k , ($1 \leq k \leq n$), soit de rang n , on introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que:

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r+1} \\ \varphi_{r+2} \\ \dots \\ \varphi_n \end{bmatrix}$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (II. 32) s'écrit:

$$\dot{z} = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

.....

$$\dot{z}_{\eta-1} = z_\eta \quad (\text{II.43})$$

$$\dot{z}_\eta = L_f^{r_1} h_p + \sum_{j=1}^p L_g^{r_1-1} h_1 u_j$$

$$\dot{z}_{\eta-1} = z_{\eta+2}$$

$$\dot{z}_r = L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_g^{r_p} h_p u_j$$

pour les $(n - r)$ autres fonction, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + (z, \eta)u$ en ce que concerne le sortie, le vecteur $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T$. peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par:

$$y_1 = z_1$$

$$y_2 = z_{r_1+1}$$

.....

(II.44)

$$y_p = z_{r_1+\dots+r_{n-1}+1}$$

En appliquant la loi linéarisante (II. 38) au système (II. 43) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \tag{II.45}$$

$$\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + (z, \eta)u$$

Avec:

$$A_{r_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_1 r_1}, B_{r_1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_1}, C_{r_1} = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \tag{II.46}$$

Avec:

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z \tag{II.47}$$

II.4.2.2 Conception du nouveau vecteur de commande v :

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{r_j} + k_{r_j-1} (y_{d_j}^{r_j-1} - y_j^{r_j-1}) + \dots + k_1 (y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{II.48})$$

Où les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^1, \dots, y_{d_j}^{r_j-1}, y_{d_j}^{r_j}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme:

$s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur:

$$e_j(t) = [y_{d_j}(t) - y_j(t)] \text{ satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$$

II.4.2.3 Dynamique interne:

La dynamique de la partie observable ($\dot{\eta} = q(\xi, \eta)$) est appelée la dynamique interne.

La stabilité de cette dynamique est exigée pour la conception de la commande. Pour un système linéaire, la dynamique interne est stable si les zéros de la fonction de transfert se situent dans le demi-plan gauche du domaine complexe.

Par analogie, on introduit la notion de la dynamique des zéros pour étudier la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire, [12].

II.4.2.4 Dynamique d'ordre zéro:

Le dynamique zéro définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatons que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée 'exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov.

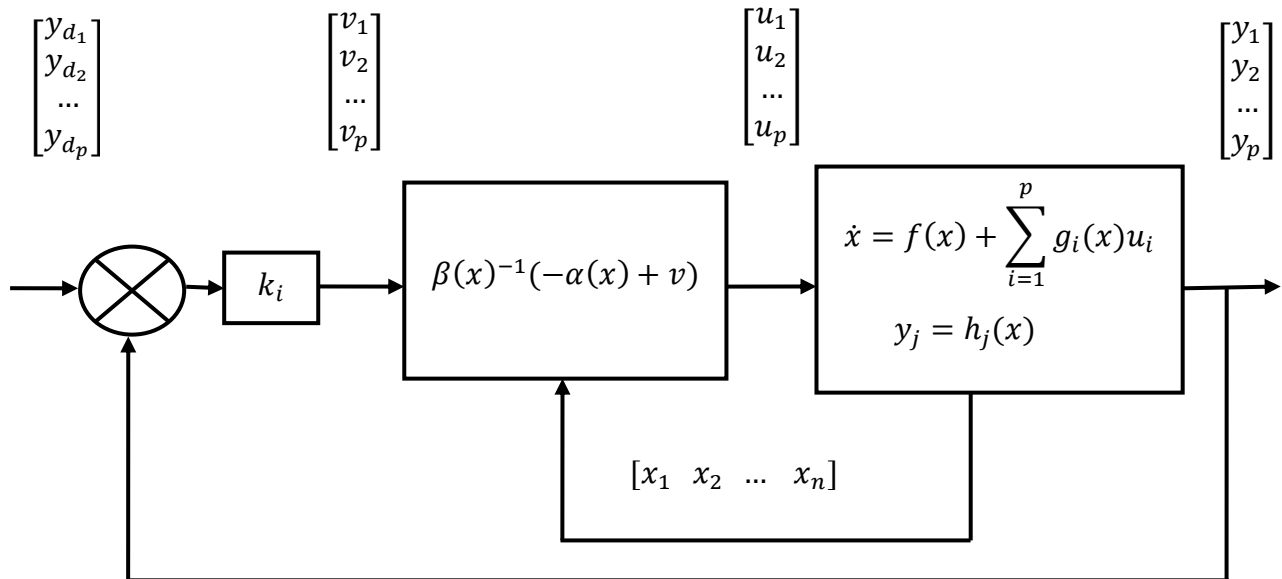


fig. II.5: schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

III.5. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts théoriques liés à la commande par linéarisation entrée-sortie et à la géométrie différentielle, nous avons montré le cas des systèmes mono-sortie mono-entrée, et le cas des systèmes multi-entrée multi sortie.

Dans le chapitre suivant, on va appliquer cette théorie sur le modèle de la machine à courant continu, qui est un système non linéaire multi-sortie.

CHAPITRE : III

CHAPITRE III: Application de la commande non linéaire à la machine à courant continu

III.1. Introduction

Nous avons présente la méthode de linéarisation entrée-sortie pour une classe de systèmes non linéaires. Elle permet de rament le comportement d'un système non linéaire au comportement d'un système linéaire et découplé.

Dans ce chapitre on va appliquer cette technique au modèle du Moteur à courant continu présente dans le chapitre I.

III.2. Objective de la commande

L'objectif principale de la commande du moteur est de contrôler sa vitesse. Le contrôle de la vitesse est fortement lié au flux inducteur du moteur. On associe alors le contrôle du courant inducteur au contrôle de la vitesse. Ainsi, on choisie la vitesse du moteur et le courant inducteur comme sortie du modèle du moteur à courant continu.

III.3. Degré relatif:

Le degré relatif d'un sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrer U .

La dériver de lie des sorties Y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante: , [11]

$$\dot{Y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^p (L_{g_j} h_i) u_j \quad (\text{III.1})$$

p: nombre de sortie

En appliquant la procédure dans le cas de moteur à courante continue on obtient les résultats suivants:

III.3.1 Degré relatif du courant I_f :

À partir de l'équation électrique de l'inducteur(stator)

$$U_f = R_f \cdot i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (\text{III. 2})$$

Donc:

$$\frac{di_f}{dt} = (U_f - R_f \cdot i_f) / L_f \quad (\text{III. 3})$$

l'apparition de l'entree U_f donc le degré relatif $r_1=1$.

III.3.1 Degré relatif du la vitesse Ω :

La dérivée de lie est donnée par:

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x)u_\alpha + L_{g2} h_2(x)u_\beta \quad (\text{III.4})$$

$$\ddot{h}_2(x) = L^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x)u_\alpha + L_{g2} L_f h_2(x)u_\beta \quad (\text{III.5})$$

À partir de l'équation mécanique

$$C = Cr + f\Omega + j \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III. 6})$$

$$C = K i_a ; E = K\Omega$$

On a:

$$j \frac{d\Omega(t)}{dt} = C - Cr - f\Omega$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (K i_a i_f - Cr - f\Omega) / j \quad (\text{III. 7})$$

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} = \left(K \frac{di_a}{dt} i_f + K \frac{di_f}{dt} i_a - f \frac{d\Omega(t)}{dt} \right) / j \quad (\text{III. 8})$$

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} = \frac{K i_f}{L_a} (U_a - K\Omega - R_a i_a) + \frac{K i_a}{L_f} (U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j} (K i_a i_f - Cr - f\Omega) \quad (\text{III. 9})$$

après la deuxième dérivation de la deuxième sortie (la vitesse Ω). On remarque l'apparition des deux entrées U_a et U_f .

Donc le degré relatif associé à la sortie Ω est égale à $r_2=2$.

On déduire que la linéarisation est exact est aucun dynamique interne associer à ce système.

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équation différentielle.

le modèle dynamique du moteur est constitue de deux équations différentielles (III.3) et (III.9):

$$\begin{cases} L^2_f h_1 = \frac{K i_f}{L_a} (U_a - K \Omega - R_a i_a) + \frac{K i_a}{L_f} (U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j} (K i_a i_f - C r - f \Omega) \\ L_f h_1 = \frac{1}{L_f} (U_f) - \frac{R_f}{L_f} (i_f) \end{cases} \quad (III. 10)$$

les système entrée-sortie linéaire donne par l'équation (III.10) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non linéaire de départ est du troisième ordre ($n = 3$).

La matrice définissant la relation entre les entrées (u) et les sorties $y(x)$ est:

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 \Omega}{dt^2} \\ \frac{di_f}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_f \end{bmatrix} \quad (III. 11)$$

Elle est sous forme:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \alpha(x) + \beta(x) \begin{bmatrix} U_a \\ U_f \end{bmatrix} \quad (III. 12)$$

III.4. Changement de coordonnées

pour linéariser le système en procède au changement de coordonnées suivant :

$$\begin{cases} z_1 = i_f \\ z_2 = \Omega \\ z_3 = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} (C - C r - f \Omega) \end{cases} \quad (III. 13)$$

Dans ce système de coordonnées, le modèle du moteur s'écrit:

$$\dot{z}_1 = \frac{d\Omega}{dt} = (C - Cr - f\Omega) \frac{1}{j} \quad (\text{III. 14})$$

$$\dot{z}_2 = \frac{d^2\Omega}{dt^2} = \frac{Ki_f}{L_a}(U_a - K\Omega - R_a i_a) + \frac{Ki_a}{L_f}(U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j}(Ki_a i_f - Cr - f\Omega) \quad (\text{III. 15})$$

$$\dot{z}_3 = \frac{di_f}{dt} = (U_f - R_f i_f) \frac{1}{L_f} \quad (\text{III. 16})$$

On effectue un retour d'état linéarisant pour rendre le système linéaire, de la manière suivante: , [19] et , [20].

$$\dot{z}_2 = \frac{Ki_f}{L_a}(U_a - K\Omega - R_a i_a) + \frac{Ki_a}{L_f}(U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j}(Ki_a i_f - Cr - f\Omega) = V_2 \quad (\text{III. 17})$$

$$\dot{z}_3 = \frac{di_f}{dt} = (U_f - R_f i_f) \frac{1}{L_f} = V_1$$

On manipule ces deux équations de la façon suivantes, en regroupant les termes dépendant des entrées U_a et U_f sous formes matricielle:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d^2\Omega}{dt^2} \\ \frac{di_f}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Ki_f}{L_a}(U_a - K\Omega - R_a i_a) + \frac{Ki_a}{L_f}(U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j}(Ki_a i_f - Cr - f\Omega) \\ -\frac{R_f}{L_f}(i_f) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Ki_f}{L_a} & \frac{Ki_a}{L_f} \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 18})$$

V_1 et V_2 : sont des nouvelles entrées de système linéarisé

On note:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{Ki_f}{L_a}(U_a - K\Omega - R_a i_a) + \frac{Ki_a}{L_f}(U_f - R_f \cdot i_f) + \frac{f}{j}(Ki_a i_f - Cr - f\Omega) \\ \alpha_2 = -\frac{R_f}{L_f}(i_f) \end{cases}$$

$$\begin{cases} d_{11} = \frac{Ki_f}{L_a} & ; d_{12} = \frac{Ki_a}{L_f} \\ d_{22} = \frac{1}{L_f} & ; d_{21} = 0 \end{cases}$$

$$D = \begin{bmatrix} \frac{Ki_f}{L_a} & \frac{Ki_a}{L_f} \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad ; \text{ est la matrice de découplage } D \quad (III. 19)$$

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_a}{Ki_f} & \frac{Ki_a}{L_f} \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \quad ; \text{ est l' inverse de la matrice de découplage } D \quad (III. 20)$$

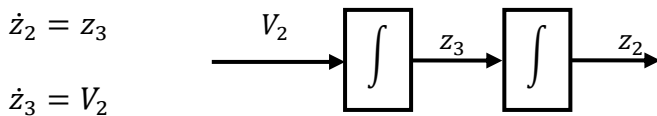
Avec ces notations le système (III.18) s'écrit:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} + (D) \begin{pmatrix} U_a \\ U_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (III. 21)$$

à partir de (III.19), on déduit

$$\begin{pmatrix} U_a \\ U_f \end{pmatrix} = D^{-1} \begin{pmatrix} V_1 - \alpha_1 \\ V_2 - \alpha_2 \end{pmatrix} \quad (III. 22)$$

pour ces valeurs de U_a et U_f , le système est transformé en deux sous système équivalent à 2 intégrateurs d'ordre 1 et 2.



III.5. Boucle de réglage linéaire

Les entrées V_1 et V_2 sont obtenues en faisant un boucle de réglage linéaire pour assurer la poursuite des référence de la tension U_a et U_f .

$$V_1 = k_{11}(z_{1ref} - z_1) + k_{12} \int ((z_{1ref} - z_1)dt + \dot{z}_{1ref}$$

$$V_2 = k_{21}(z_{2ref} - z_2) + k_{22}(\dot{z}_{2ref} - z_3) + k_{23} \int (z_{2ref} - z_2)dt + \ddot{z}_{2ref}$$

Avec:

Les coefficients $k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}$ et k_{23} , Sont choisis de sorte que les polynômes $k_{23} + k_{21}s + k_{22}s^2 + s^3$ et $k_{12} + k_{11}s + s^2$ Soit des polynômes d'HURWITZ (racines à parties réelles négatives).

III.5. Essais de simulation:

Le schéma de contrôle simulé (Le schéma bloc global) est celui présenté à la figure (III.1)

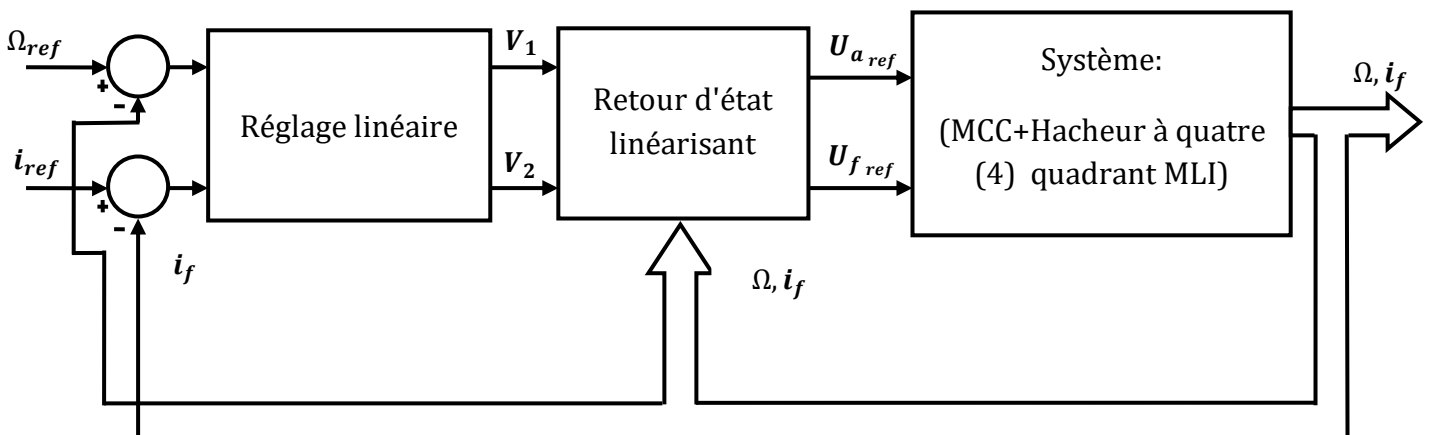


Fig. III.1 Schéma global de la commande

Nous avons simulé la commande de la MCC en effectuant les six (6) testes suivants :

1. Un teste du moteur;
2. Teste on applique une couple de charge ($Cr = 20 \text{ n. m}$);
3. Teste de variation de la vitesse de référence sans dépassement la vitesse nominal;
4. Teste d'inversion de sens de rotation de moteur;
5. Teste de fonctionnement du moteur en survitesse;
6. Teste de fonctionnement du moteur en survitesse avec défluxage.

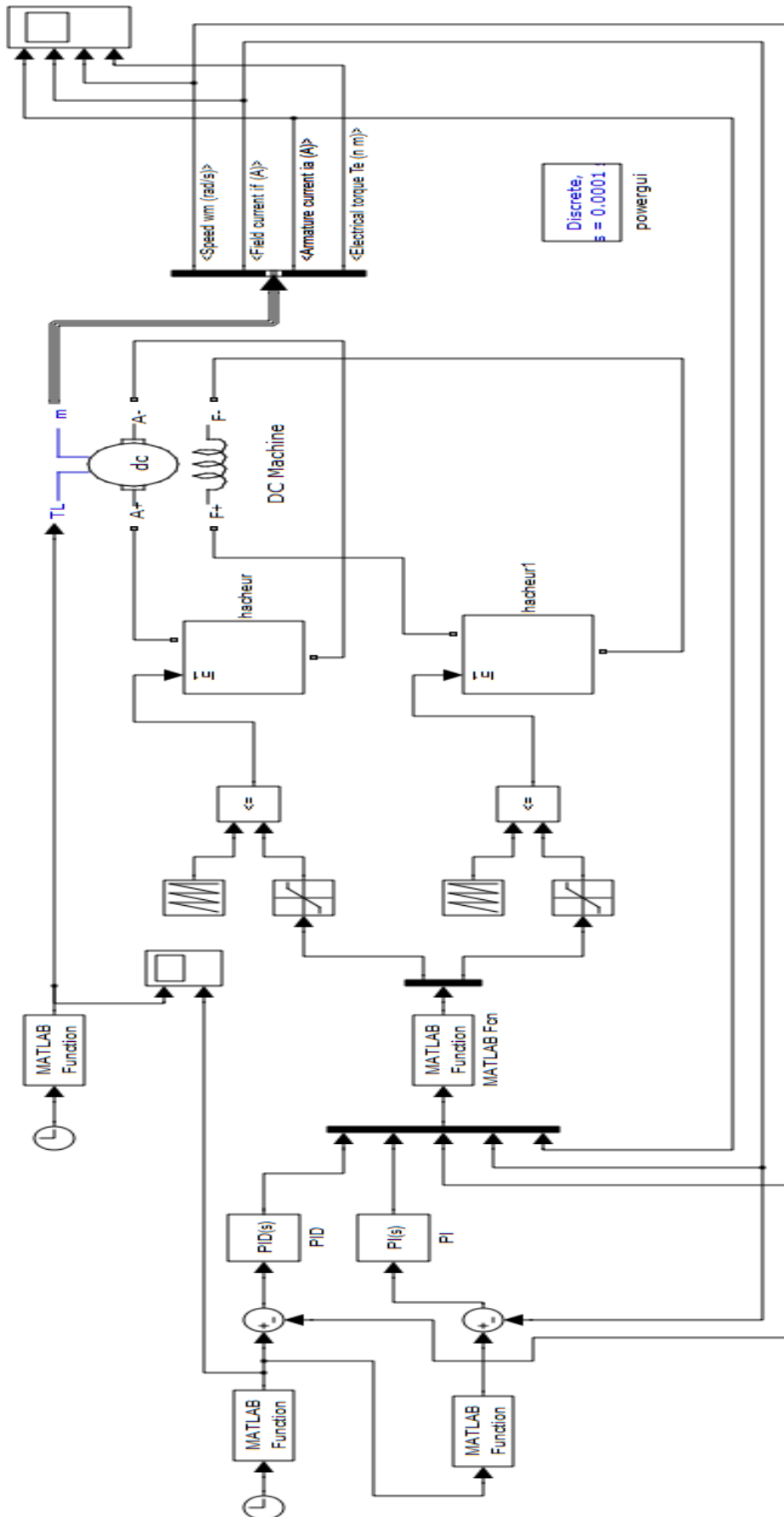


Fig. III.1 Modèle Simulink de la commande de la MCC

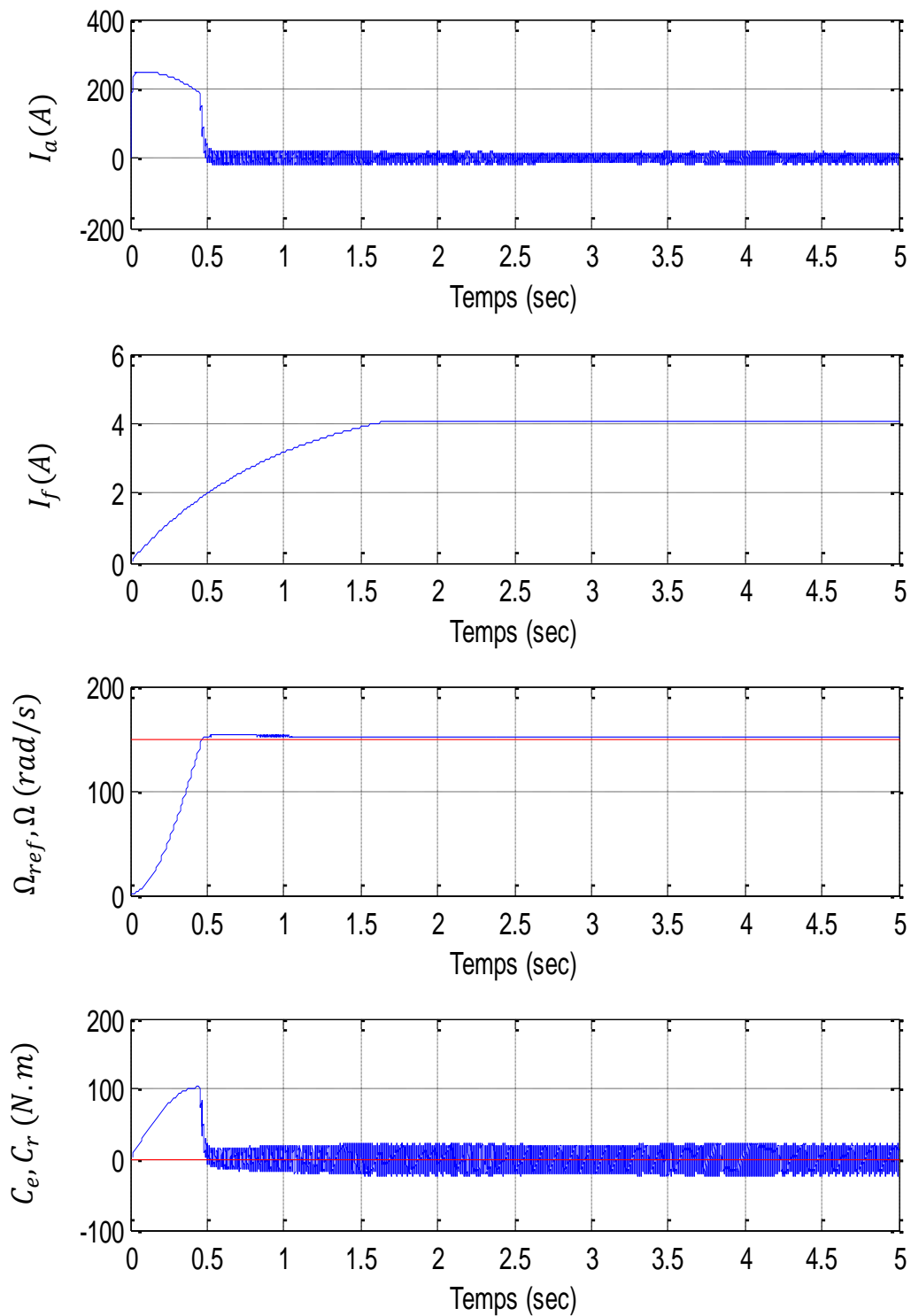


Fig. III.3 Test de démarrage de la machine

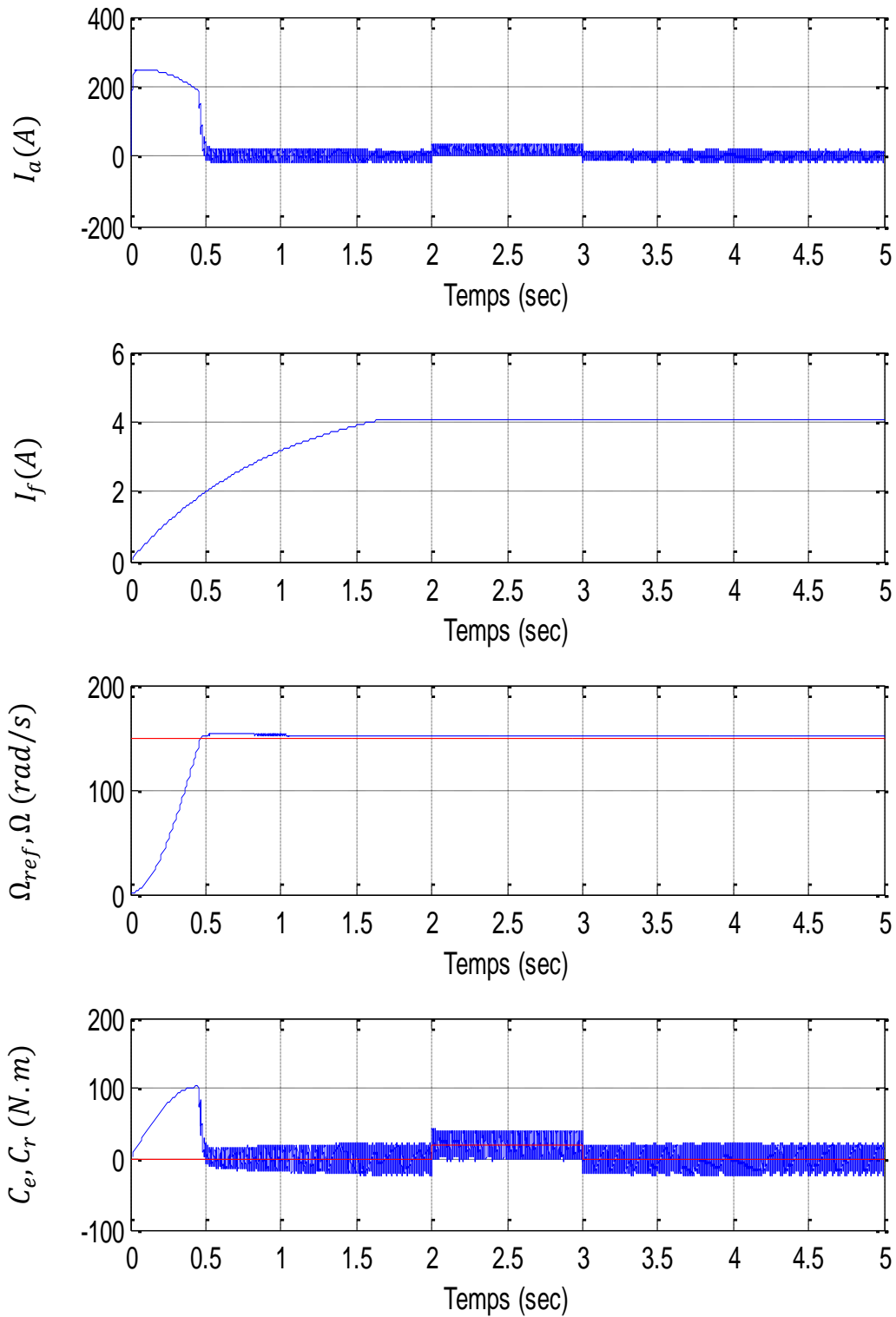


Fig. III.4 Application d'un couple de charge

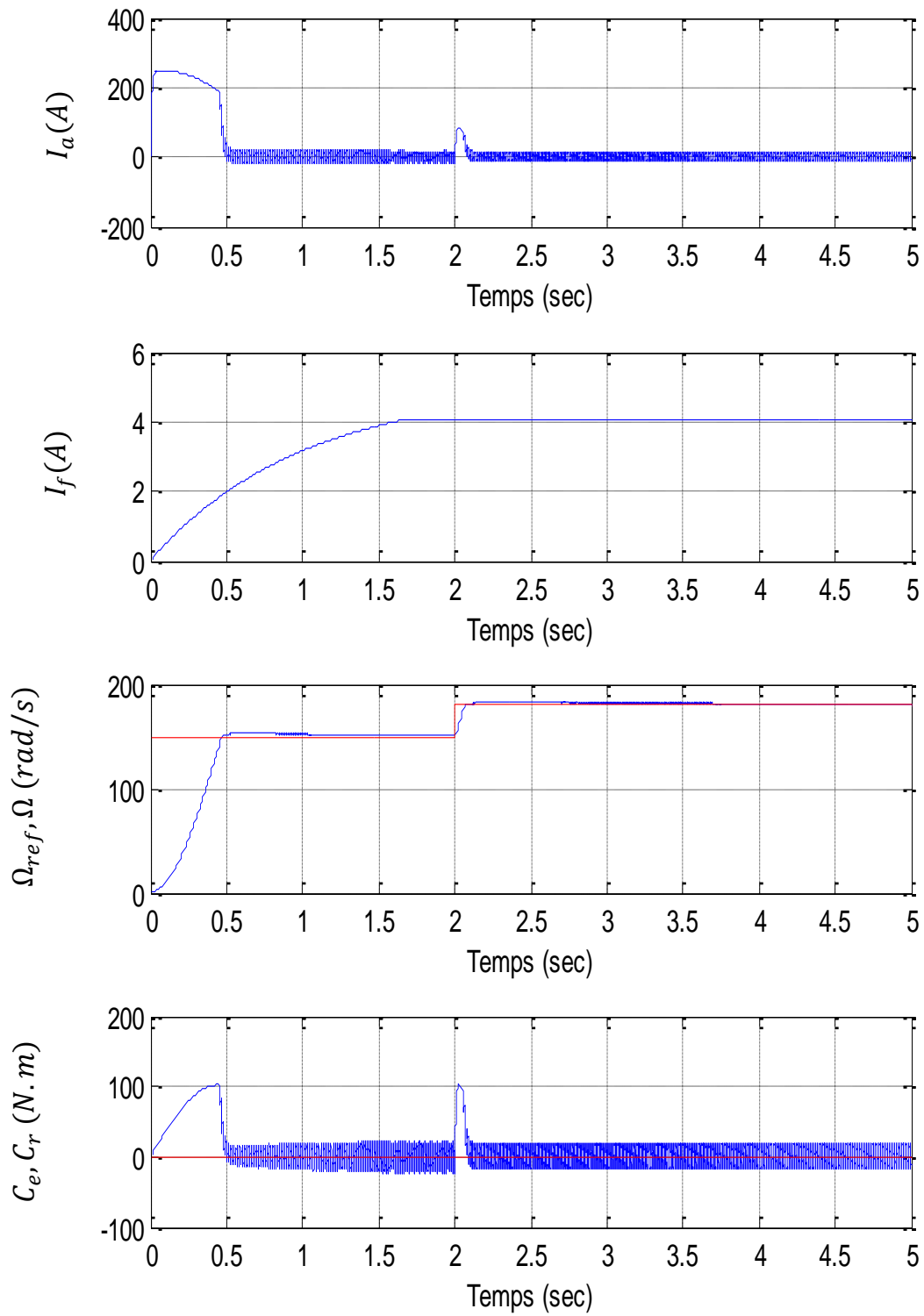


Fig. III.5 Variation de vitesse de référence

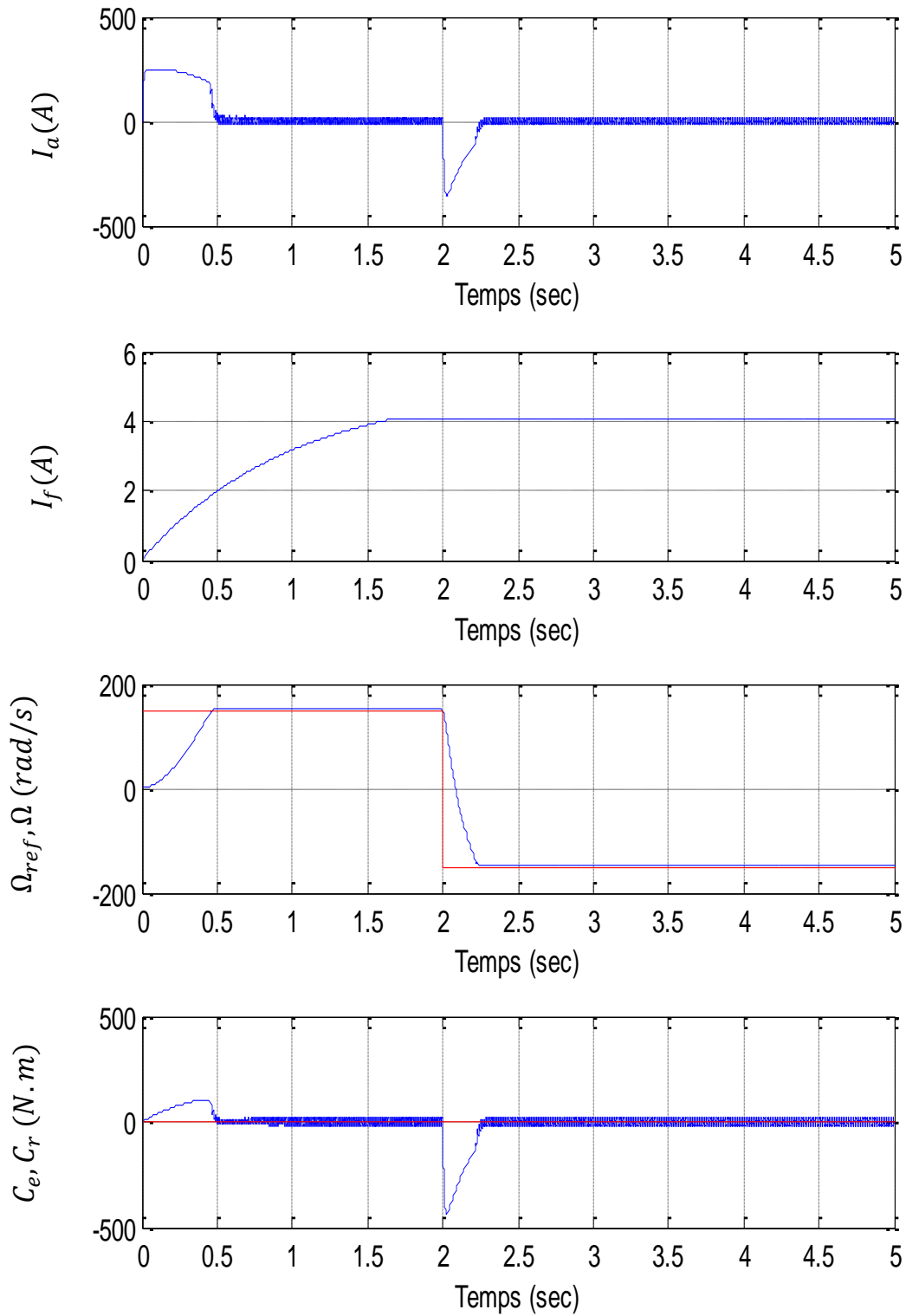


Fig. III.6 Inversion du sens du rotation

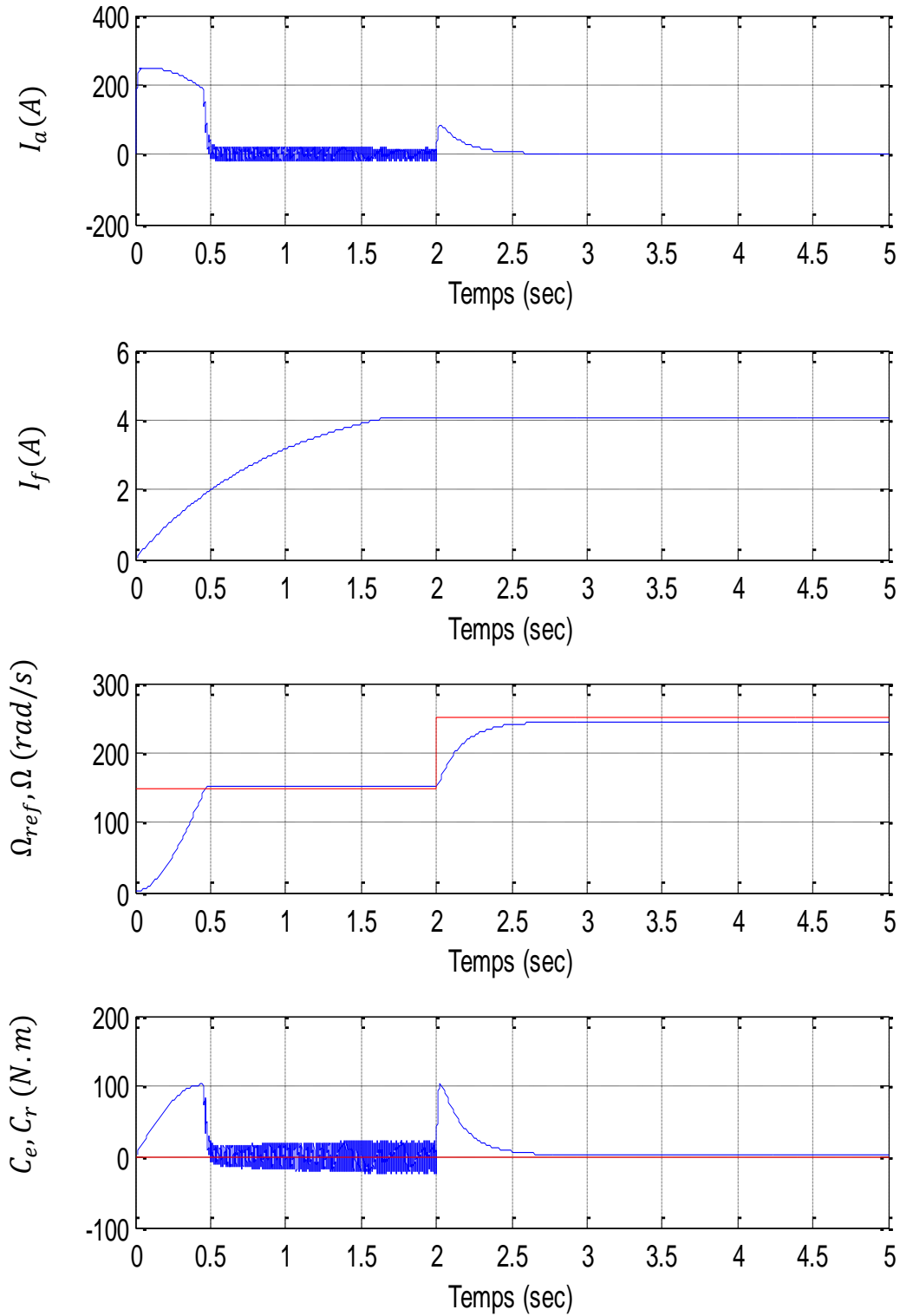


Fig. III.7 Fonctionnement en survitesse

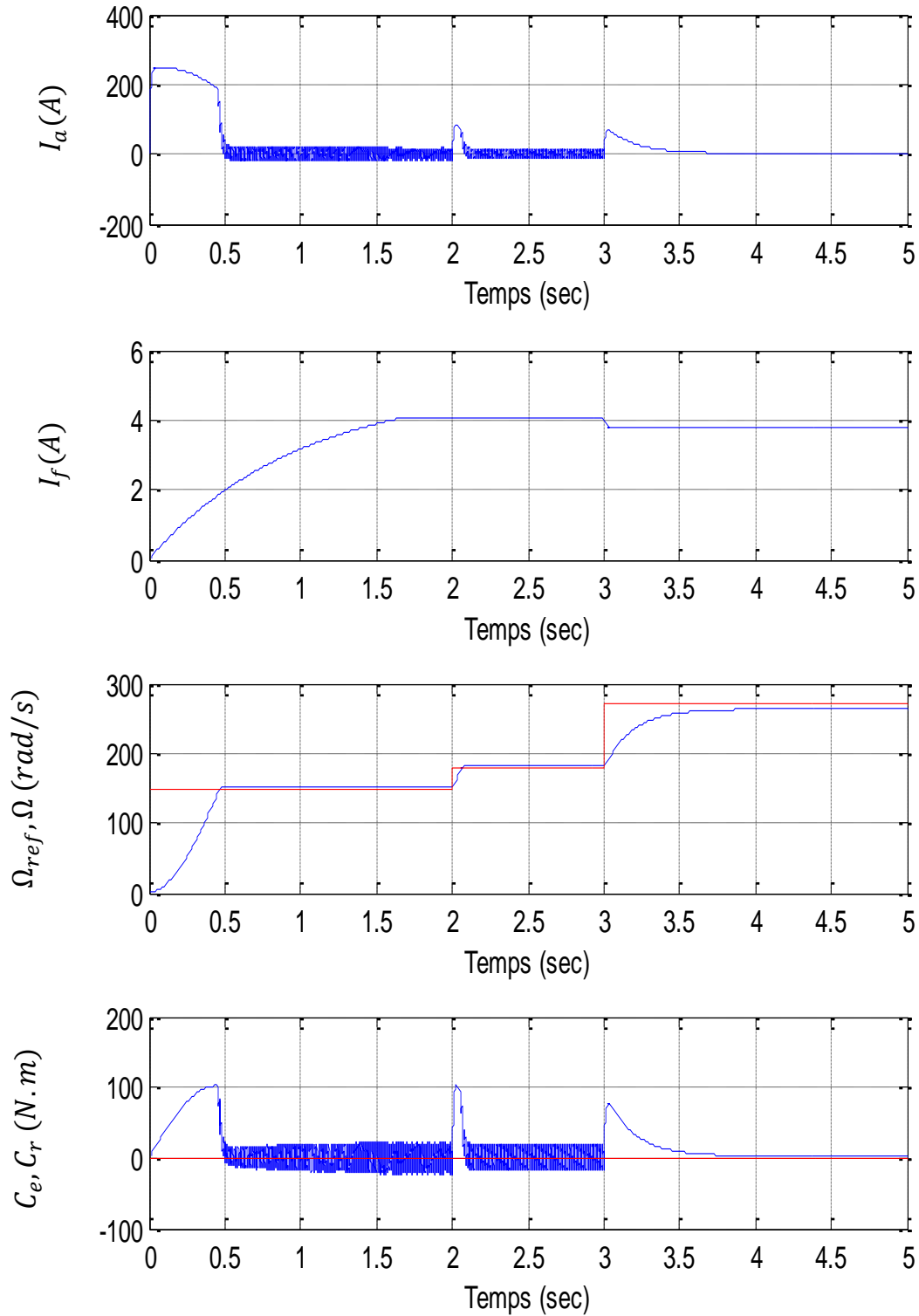


Fig. III.8 fonctionnement en survitesse par variation du flux

III.6. Interprétation des résultats du simulation:

Test 1:

La figure (III.3), montre les résultats du premier test

La vitesse augment jusqu'à sa vitesse nominale avec un temps de réponse $Tr = 0.47 (sec)$.

Le couple électromagnétique C_e à un régime transitoire de $0.55(sec)$ puis il tend à zéro couple résistant.

Le courant I_a est l'image de le couple électromagnétique C_e .

Le courant I_f suit sa référence après $1.5 (sec)$.

Test 2: figure (III.4)

L'application d'un couple de charge $Cr = 20 N.m$ à $t = 2 (sec)$ n'a aucun influence sur la vitesse, la vitesse suit sa référence, qui ce traduit que le système est parfaitement commandée.

Test 3: figure (III.5)

La variation de la vitesse de référence à provoque l'augmentation de la vitesse pour atteindre la référence.

Le couple électromagnétique C_e présent un pique au moment de la variation de la vitesse de référence.

Test 4: figure (III.6)

En inversant le sens de rotation du moteur de $150 (rad/sec)$ à $-150 (rad/sec)$, Les résultats montrent que la réponse de la vitesse suite la consigne, et le couple présente un pique.

Test 5: figure (III.7)

En imposant une référence de vitesse supérieur à a vitesse nominale ($\sim 200rd/s$), on remarque que la vitesse n'arrive pas à suivre la référence, car l'alimentation du moteur, attendre sa valeur maximale.

Test 6: figure (III.8)

On effectuant le même teste précédent avec introduction d'un bloc de référence qui consiste à générer une référence du courant I_f en facteur de la référence de la vitesse, suivant l'équation:

$$i_f = \begin{cases} i_{fref_N} & si \ \Omega_{ref} < \Omega_{ref_N} \\ \left| \frac{i_{fref_N} * \Omega_{ref_N}}{\Omega_{ref}} \right| & si \ \Omega_{ref} > \Omega_{ref_N} \end{cases}$$

On constate que la vitesse atteint sa référence même ci celle-ci est supérieur à la valeur maximale

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié l'application de la commande non linéaire par retour d'état à un moteur à courant continu.

En choisissant la vitesse de rotation et le courant d'inducteur comme sortie du système, on obtenu une linéarisation exacte du modèle du moteur, ce qui permet d'éviter l'étude de la dynamique interne associée à la linéarisation.

La linéarisation permet de Contrôler la vitesse et le courant inducteur de façon indépendante. La variation de la référence d'une de ces sorties n'affecte pas l'autre variable.

L'application d'une charge mécanique n'affecte pas la vitesse du moteur. L'introduction d'un bloc de défluxage permet de dépasser la vitesse nominale du moteur.

Conclusion général

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande par retour d'état linéarisant d'un moteur à courant continu. Notre objectif est de commander la vitesse du moteur à courant continu dans le régime à puissance constant et à flux constant.

Nous avons commencé par la modélisation de moteur à courant continu, Le modèle d'état obtenu est un modèle non linéaire.

Nous avons introduit une modélisation de l'hacheur de tension commandée par la stratégie Modulation par largeur d'impulsions (MLI), pour contrôler la vitesse de ce moteur on a commandé la tension d'alimentation de son inducteur et le courant d'excitation de son induit. ce fait par l'utilisation de deux hacheurs le premier pour commander le courant statorique I_f et le deuxième pour le courant rotorique I_a . la linéarisation permet de contrôler les deux sorte que choisies, la vitesse de référence et le courant inducteur de façon indépendante

L'application de la commande non linéaire sur ce modèle nous a permis d'obtenir deux sous systèmes linéaires, le premier qui a un degré relatif $r = 1$, donc l'ordre de ce système est 1, le deuxième un degré relatif $r = 2$, donc l'ordre de système est 2. On déduit que la linéarisation est exacte : $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$, et aucune dynamique interne n'est associée.

La dernière partie de ce mémoire a été consacrée à plusieurs tests, l'un des résultats obtenus est que l'application d'un couple n'affecte pas la vitesse de notre moteur, aussi que la vitesse ne peut pas atteindre le régime de sur vitesse désiré, après on a introduit un bloc de défluxage cela qui nous permet de dépasser la vitesse nominale et atteindre le régime de sur vitesse.

Comme perspective de ce travail nous citons:

- L'insertion d'un observateur d'état dans la boucle de commande au lieu d'un capteur pour mesurer la vitesse.
- L'application d'autres techniques de commande telles que la commande adaptative.

ANNEXE A**Paramètre du moteur à courant continu**

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Inductance rotorique	L_a	0.01	H
Résistance rotorique	R_a	1.2	Ω
Inductance statorique	L_f	60	H
Résistance statorique	R_f	60	Ω
Moment d'inertie	J	0.208	kgm^2
Inductance mutuelle	K	0.3	H
Vitesse nominale	ω_N	240	Rad/sec
Facteur d'amortissement moteur		0.01	$N.m.s$

ANNEXE B

1) Paramètre des régulateur PID et PI

Le choix des paramètre du régulateur se fait par une fonction Matlab (tune: PID tuning tool)

- **Régulateur PID**

	P	I	D	Filter coefficient (N)
PID	27300	1600	400	700

- **Régulateur PI**

	P	I
PI	400	10

2) Pour le hacheur

Période de hachage $T = 1e^{-3}$ (sec)

Fréquence de hachage $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-3}}$

La durée de fermeture de l'interrupteur sur T est t_f

Le rapport cyclique $\alpha = \frac{t_f}{T}$; (est compris entre 0 et $10 \leq \alpha \leq 1$)

Bibliographie

- [1] Gauthier NGANDU," Asservissement de vitesse d'une charge mécanique entraînée par un moteur a courant continu a excitation séparée constante ", UNILU - Premier cycle graduat, 2009.
- [2] Derghal Smail, "Commande D'un Moteur A Courant Continu Via FPGA", pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique, Université des frères mentouri Constantine, Soutenue le 17/06/2015.
- [3] Lakhdar Djaghdali, " Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone", Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique, 2012
- [4] Lévine J: "Analyse et commande des système non linéaire", Centre Automatique et systèmes, école des Mines de Paris, 2004.
- [5] Sadeg Mohammed Amine, Yahiatene Fayçal, " étude et réalisation de la commande par retour d'état adaptative d'un moteur à courant continu", Mémoire de fin d'étude de l'obtention du diplôme de Master, Université Djillali Liabes de sidi bel abbes, 2015/2016.
- [6] Claude Chevassu: " Machine à courant continu", cours et problème, Ecole Nationale Supérieur Maritime (ENSM), France, 2014.
- [7] Matthieu Schaller, "Moteurs électriques à courant continu" 16 Mars 2008
- [8] Mr RACHEDI Med Yacine,"Entraînements avec machine DC" Cours Entraînement Electrique, Mai 2014
- [9] H.Ben Amar: " Différents modes d'excitation des machine à courant continu", Plan de la leçon N°7, 2010.
- [10] S. Boularouk, S. A. Ali Lahcen," Commande non linéaire d'une machine à induction par linéarisation entre-sortie", Mémoire de fin d'étude de l'obtention du diplôme de Master , en Electrotechnique , Université Mohamed El Sadik Ben Yahia, 2015
- [11] Khali Zoubir: "Commande par retour d'état non-linéaire d'un moteur asynchrone" Mémoire de fin d'étude de l'Obtention du diplôme d'ingénieur d'état, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2006.

Bibliographie

- [12] Z. Hamerlaine, S. Kheerbouche, "Commande non linéaire d'un redresseur MLI en vue d'asservissement de la tension redressée et du facteur de puissance, Mémoire de fin d'étude de l'obtention du diplôme de Master Université Mohamed El Sadik Ben Yahia, 2009.
- [13] Ravi N Banavar, "Feedback Linearization", Cours disponible au web, March 26, 2013
- [14] Kaddouri A: "étude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", pour l'obtention de philosophie Doctor (PH.D.), Université Laval Québec, 2000.
- [15] Chemmouri Boudjemaa: "Commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimant permanents", Mémoire de fin d'étude de l'obtention du diplôme d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2006.
- [16] Aid Housseem: "Synthèse de lois de commande non-linéaire pou un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents" Mémoire de Master, Université Aboubekr Belkaid Tlemcen, 2013.
- [17] Carlos, "Commande des moteurs asynchrone, Volume1, Modélisation Contrôle vectorielle et DTC" Paris, Hermés Science Publications,2000.
- [18] A. M. Trynadlowski: "Induction to Modern Power électroniques" Ed. Johnwiley & Sons, New York, 1998.
- [19] Z. z. liu, F. l. luo, M. h. rashid, " speed nonlinear control of dc motor drive with field weakening", IEEE transactions on industry applications, vol. 39, n° 2) march/april 2003.
- [20] Z. Z. liu. F. L. Luo, "Nonlinear multi-input multi-ouput control of dc motor in field weakening region", Nanyang Technological University, Nanyang Avenue, Singapore 639798, 1999.