

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université Amar Telidji –Laghouat–



Faculté de Technologie
Département D'Électrotechnique
Option: Commande électrique
Mémoire de Master



THEME

Commande Non-Linéaire appliquée au Moteur Synchrone à Aimant Permanent

Présenté par :

- **Zitouni Abdeladhim**
- **Boularouah Maroua**

Devant le jury composé de :

Proposé et dirigé par :

- **Dr. Biram M'hamed**

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciements

En premier lieu, nous remercions ALLAH le tout puissante de nos avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et reconnaissances à notre encadreur Dr : BIRAM. M qui a proposé le thème de ce mémoire, pour ses conseils et ses dirigés du début jusqu'à la fin de ce travail.

Nos profonds remerciements vont également à messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance

Nous vous remercions pour l'intérêt que vous avez porté à ce travail et pour vos précieux conseils et remarques.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles pour leur soutien et leurs précieux conseils et qui ont mis à notre disposition tous les moyens possible pour terminer nos études dans de très bonne conditions.

Finalement, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Zitouni Abdeladhim

Boularouah Maroua

Dédicace

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance, c'est tout simplement que : Je dédie cette thèse de master à :

A mon très cher Père : Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail et le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation le long de ces années.

A ma tendre Mère : Tu représente pour moi la source de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager. Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études.

A vous mes frères (Yassine, Mohamed Es-Sadik, Abdelkader, Ahmed Djamel Eddine, et Mohamed Az El-islam) et mes sœurs (Souad, Imane et Aouatef) qui m'avez toujours soutenu et encouragé durant mes années d'étude.

A mes petits et mes petites (Ayoub, Oussama, Tarek, Riyadh, Ilyes, Zohra et Rym) je vous aime énormément.

A ma chère binôme Boularouah Maroua pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet.

A mes chers amis pour leurs aides et supports dans les moments difficiles.

A tous mes enseignants depuis mes premières années d'études.

A tous les membres de ma promotion.

A toute ma famille.

A tous ceux qui me sens chers et que j'ai omis de citer.

Zitouni Abdeladhim

Dédicace

Je tien en premier lieu, à remercier mon dieu pour ses bienfaits, de m'a voir

Donné le courage, la patience et la volonté pour finir ce modeste travail.

La liste des gens qui m'encouragement et m'aide semble infinie mais ils méritent tous

D'être mentionnés.

Je dédie le fruit de ce travail aux personnes les plus chères à mon cœur

A ma très chère maman et mon chère père qui mon guidés depuis mon enfance vers le

Chemin du savoir, ce n'est que grâce à leur amour, encouragement et leur prière

Que je réalisé mes rêves.

A mes frères: Mohamed, Heitham

A mes sœurs: Siham, Imane, Kaouthar, Mayar et sans oublier notre petit chocho Iskandar

Mes tantes MIMI, CHOUCYOU, oncles pour m'avoir donner l'encouragement,

Le soutien

A mon binôme qui m'a aidé dans l'accomplissement de notre projet

Zitouni Abdeladhim

A tous mes collègues de la promotion 2020

A tous ceux qui m'ont enseigné durant mes étude, je tiens à remercier tous, ceux et celles

Qui ont contribué de près et de loin à l'élaboration de ce travail

A tous personne qui méritent mes respects et gratitudes

A toute les personnes qui nous ont aidées et soutenues

A tous ceux que je connais

Boularouah Maroua

Sommaire

Notation et symboles.....	I
Liste des figures.....	III
Introduction générale.....	2

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension.

I.1 Introduction.....	5
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimant permanents.....	5
I.2.1 Structure.....	6
I.2.2 Type des rotors d'une MSAP.....	7
I.3 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	8
I.3.1 Les avantages des MSAP.....	8
I.3.2 Les inconvénients des MSAP.....	9
I.4 Domaines d'applications.....	9
I.5 Modélisation de la machine synchrone a aimant permanent.....	10
I.5.1 Mise en équation de la MSAP.....	10
I.5.1.1 Expression des tensions statoriques.....	11
I.5.1.2 Expression des flux statoriques.....	11
I.5.1.3 Equation mécanique.....	11
I.5.1.4 Equation électromagnétique.....	12
I.5.2 Application de transformation de Park.....	12
I.5.2.1 Représentation d'état.....	14
I.6 Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.6.1 Onduleur de tension.....	15
I.7 Commande des onduleurs.....	17
I.7.1 Commande par modulation sinus-triangle (MLI).....	17
I.8 Conclusion.....	17

Chapitre II : Commande non linéaire appliquée au MSAP

II.1 Introduction.....	19
II.2 Avantages de la théorie des entrées-sorties.....	19
II.3 Application de la commande non-linéaire au modèle de la MSAP.....	19
II.4 Outils mathématiques.....	20
II.4.1 Gradient.....	20
II.4.2 Dérivée de Lie.....	20
II.4.3 Crochets de Lie.....	20
II.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	21
II.6 Conception du nouveau vecteur de commande v	24
II.7 Modélisation de la MSAP commandé en tension.....	24
II.8 Choix des grandeurs de sortie.....	25
II.9 Calcul du degré relatif.....	25
II.9.1 Degré relatif du courant I_d	26
II.9.2 Degré relatif de la vitesse mécanique Ω	26
II.10 Linéarisation du système.....	27
II.11 Commande du courant et de la vitesse.....	27
II.11.1 Loi de commande interne.....	27
II.11.2 Loi de commande physique.....	28
II.12 Schéma global de simulation de la Commande non linéaire de la MSAP.....	29
II.13 Conclusion.....	30

Chapitre III : Résultats de simulation de la CNL appliquée au MSAP

III.1 Introduction.....	32
III.2 Démarrage à vide.....	32
III.3 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.....	33
III.4 Démarrage à vide avec inversion du sens de rotation.....	35
III.5 Démarrage à vide avec variation de la résistance statorique R_s , l'inertie J et les inductances L_d , L_q	36
III.6 Conclusion.....	38

Conclusion générale.....	40
Annexe.....	42
Bibliographie.....	43

Notations et Symboles

$MSAP$	Moteur synchrone à aimants permanents
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
CNL	Commande non-linéaire
t	Temps [s]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
V_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
i_a, i_b, i_c	Courant des phases statoriques [A]
V_a, V_b, V_c	Tension des phases statoriques [V]
R_s	Résistance statorique [Ω]
L_s	Inductance statorique [H]
φ_s	Flux statoriques [Wb]
L_a, L_b, L_c	Inductances des propres des phases (a, b, c) respectivement, [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c), respectivement [H]
p	Nombre de paire de pôles
F	Coefficient de frottement visqueux [N.m/rad/s]
J	Moment d'inertie de la machine
Ω	Vitesse angulaire mécanique [rad/s]
Ω_{ref}	La vitesse de référence [rad/s]
ω	Pulsation électrique du rotor $\omega = p \cdot \Omega$ [rad/s]
P	Matrice de Park normalise
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m]
C_r	Couple résistant [N.m]
θ	La position réelle [rad]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de Park [A]
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de Park [V]

L_d, L_q	Inductance du stator les axes d, q [H]
φ_d, φ_q	Flux du stator selon les axes d, q [Wb]
φ_{sf}	Flux des aimants [Wb]
T_i, T_i'	Les transistors
x	Vecteur d'état
u	Vecteur de commande
X	Vecteur qui représente les grandeurs électriques
$\nabla h(x)$	Gradient
$L_f h$	Dérivée de Lie
$g(x)$	Vecteur de commande du système non-linéaire.
y	Vecteur de sortie.
v	Vecteur des nouvelles commandes.
r	Degré relatif total.
$A(x)$	Matrice colonne (2x1) contrôleur NL.
$E(x)$	Matrice de découplage du système

Liste des figures

Figure I.1	Moteur synchrone à aimant permanent.....	6
Figure I.2	Stator de MSAP.....	7
Figure I.3	Rotor de MSAP.....	7
Figure I.4	Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	7
Figure I.5	Principe de fonctionnement du MSAP.....	8
Figure I.6	Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel (a, b, c) et référentiel (d, q)	10
Figure I.7	Schéma équivalente de la MSAP de repère (d, q)	12
Figure I.8	Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	15
Figure I.9	Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	16
Figure I.10	Schéma de principe MLI sinus-triangle.....	17
Figure II.1	Schéma bloc de linéarisation au sens des entrées-sorties en boucle fermée.....	21
Figure II.2	Schéma bloc du système linéaire.....	23
Figure II.3	Dynamique du système linéaire.....	23
Figure II.4	Schéma bloc du système linéaire en boucle fermée.....	24
Figure II.5	Principe de la commande par linéarisation entrée-sortie.....	29
Figure II.6	Schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI.....	29
Figure III.1	Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide.....	32
Figure III.2	Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.02$ s.....	34
Figure III.3	Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide avec inversion du sens de rotation.....	35
Figure III.4	Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de la résistance R_s	36
Figure III.5	Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inertie J	37
Figure III.6	Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inductance L_d	37
Figure III.7	Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inductance L_q	38

Introduction Générale

Introduction générale

De nos jours, les machines électrique sont plus important dans les domaines et les secteurs (les équipements médicaux, les applications robotique, les applications de l'énergie renouvelables, entraînements industriels et les automobile ...etc.) Parmi les différents types de moteurs en trouve la machine synchrone a aimant permanent "MSAP" est devenu un choix très populaire dans la technologie d'entraînement au cours des dernière années en raison de certaines de ses propres caractéristiques avantageuses [1].

Le moteur synchrone a aiment permanent "MSAP" sont recommandés dans le monde industriels et occupent une place important dans la commande des mécanismes industriels, les systèmes automatisés et dans les domaines des énergies renouvelables (énergie solaire, énergie éolienne ...) Actuellement dans les entraînements à vitesse variable, l'emploi de MSAP surtout pour les faibles puissances et dans certaines applications industrielles spéciale, remplace le moteur à courant continu MCC et le moteur synchrone, car il a un rendement, facteur de puissance et couple massique élevés[2].

La commande du MSAP est très difficile à cause de son comportement non linéaire. La commande non linéaire ont été développées parmi celles issues de la théorie de la commande d'état basé sur la géométrie différentielle [3].

L'objectif de ce présent travail est d'étudier par simulation numérique le comportement dynamique de la MSAP contrôlée par la commande non linéaire.

A la fin notre mémoire est articulée sur une introduction générale, trois chapitres et une conclusion générale :

Dans la première partie du premier chapitre, nous présenterons le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park conduisant à une réduction de l'ordre du système. Quant à la deuxième partie, nous présenterons la modélisation de l'onduleur de tension utilisé ainsi qu'une attention particulière sera porté sur sa technique de modulation sinus-triangle (MLI).

Dans le deuxième chapitre, l'étude portera sur la commande non-linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des entrées - sorties. L'application de cette approche en vue du réglage de la vitesse de la MSAP fera l'objet de ce chapitre.

Dans le dernier chapitre on fait l'étude des résultats de simulation avec interprétation.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

Chapitre I

Modélisation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension

I.1 Introduction

Les entraînements à vitesse variable utilisant des MSAP grâce à ses performances supérieure aux autres types de moteur. Il présente de nombreux avantage comme leur grande efficacité et leur haute vitesse, leur faible inertie, leur couple massique élevée et une grande durée de vie.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu [1].

Dans ce chapitre, on d'écrivons d'abord le principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent puis nous étudierons la modélisation de moteur associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui permet donc une conversion électromécanique de l'énergie.

Une MSAP triphasée est composée de deux parties principales. Une partie fixe qui s'appelle stator et qui est compose de trois enroulements (bobines) et une partie tournante ou mobile qui s'appelle rotor et qui est compose d'un aimant permanent. Le stator et le rotor ont une forme cylindrique ou le rotor est recouvert par le stator. Ils sont séparés par un petit entrefer [3].

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [4].



Figure I.1 Moteur synchrone à aimant permanent.

I.2.1 Structure

La machine synchrone à aimant permanent présente un stator (partie fixe de la machine) semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées et un rotor (partie mobile de la machine) son rôle est de produire le champ magnétique rotorique.

- Le stator se compose de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques et qui permettent le passage du courant et la création du champ magnétique statorique.

(Figure I.2)

- Le rotor se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.

(Figure I.3)



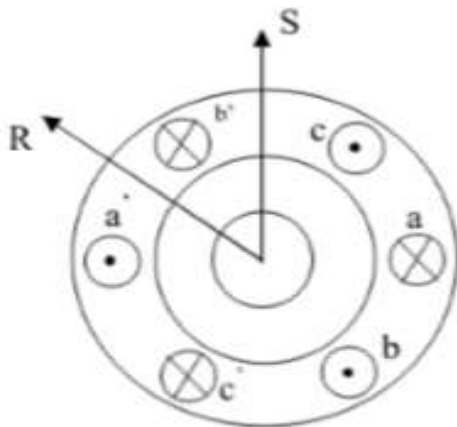
Figure I.2 Stator de MSAP



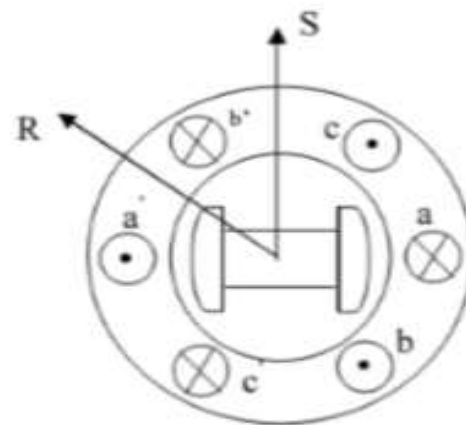
Figure I.3 Rotor de MSAP

I.2.2 Types des rotors d'une MSAP

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (**Figure I.4.a**), ou à pôles saillants (**Figure I.4.b**). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .



a. Machine à pôles lisses



b. Machine à pôles saillants

Figure I.4 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné

I.3 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre: l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques crée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension [3,11].

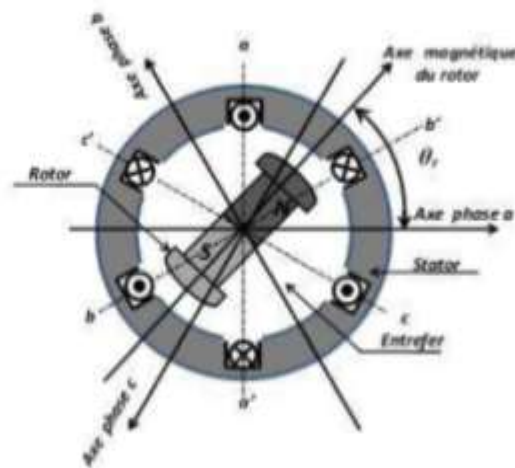


Figure I.5 Principe de fonctionnement du MSAP

I.3.1 Les Avantages des MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé.
- ✓ Une meilleure performance dynamique.
- ✓ Construction et maintenance plus simple.
- ✓ Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées
- ✓ Fonctionnement en survitesse.
- ✓ Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- ✓ Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules

I.3.2 Les inconvénients des MSAP

- ✓ Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure
- ✓ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par des contrainte comme la température max, courant max...etc.

I.4 Domaines d'applications

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [4] :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotique.
- La production d'électricité.
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne

I.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [4, 5, 7, 8, 10, 11] :

- Résistance des enroulements invariables avec la température.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Pas de phénomène d'effet de peau.

I.5.1 Mise en équation de la MSAP

La **Figure I.6** donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

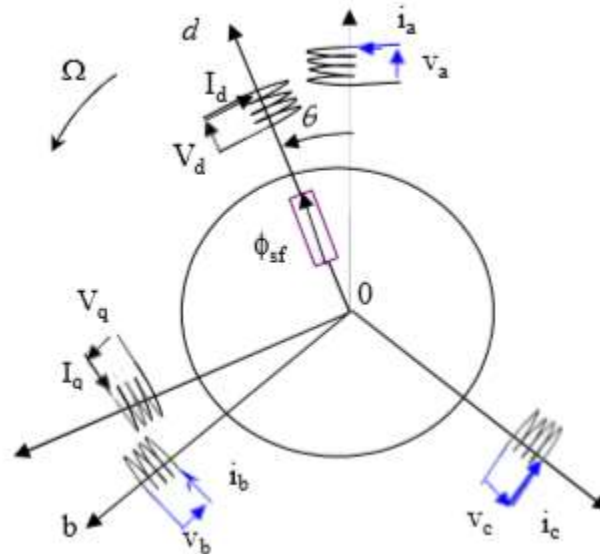


Figure I.6 Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel (a, b, c) et référentiel (d, q)

I.5.1.1 Expression des tensions statoriques

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad \mathbf{I.1}$$

Ou:

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator.}$$

I.5.1.2 Expression des flux statoriques

$$(\varphi_s) = [L_s] \cdot [i_s] + [\varphi_{sf}] \quad \mathbf{I.2}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & L_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice inductance du stator.}$$

$$[\varphi_{sf}] = [\varphi_{af} \quad \varphi_{bf} \quad \varphi_{cf}]^T \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

I.5.1.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega) \quad \mathbf{I.3}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

Avec :

J : Moment d'inertie [kg.m²]

C_{em} : Couple électromagnétique [N.m]

C_r : Couple résistant [N.m]

f : Coefficient de frottement visqueux [N.m.s/rad]

Ω : Vitesse angulaire mécanique [rad/s]

ω : Pulsation électrique du rotor [rad/s]

p : Nombre de paires de pôle.

I.5.1.4 Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante

$$C_{em} = [i_s]T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\phi f]}{d\theta} \right] \quad \mathbf{I.4}$$

I.5.2 Application de la transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (d, q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe.

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes: l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park.

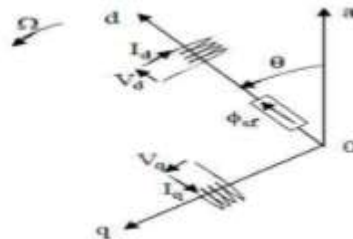


Figure I.7 Schéma équivalente de la MSAP de repère (d,q)

La transformation de Park est définie par :

$$\left. \begin{aligned} [X_{dqo}] &= [P][X_{abc}] \\ [X_{abc}] &= [P]^{-1}[X_{dqo}] \end{aligned} \right\} \quad \mathbf{I.5}$$

X : représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

[P] et [P]⁻¹ Sont les matrices de passage directe et inverse qui sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & \cos \left[\theta + \frac{2\pi}{3} \right] \\ -\sin \theta & -\sin \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & -\sin \left[\theta + \frac{2\pi}{3} \right] \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.6}$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & -\sin \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left[\theta + \frac{2\pi}{3} \right] & -\sin \left[\theta + \frac{2\pi}{3} \right] & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.7}$$

En reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient :

❖ Expressions des tensions :

$$\left. \begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \cdot \varphi_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \cdot \varphi_d \end{aligned} \right\} \quad \mathbf{I.8}$$

❖ Expressions des flux :

$$\left. \begin{aligned} \varphi_d &= L_d \cdot I_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q &= L_q \cdot I_q \end{aligned} \right\} \quad \mathbf{I.9}$$

φ_{sf} : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Où (V_d, V_q) sont les grandeurs tension dans le repère rotorique, (I_d, I_q) sont les grandeurs courant dans le repère rotorique, (L_d) est l'inductance synchrone longitudinale, (L_q) est l'inductance synchrone transversale et (φ_{sf}) est le flux dans l'entrefer créé par les aimants du rotor.

D'après, (I.8) et (I.9), nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\left. \begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \varphi_{sf} \end{aligned} \right\} \quad \text{I.10}$$

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante:

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_d \cdot I_q + \varphi_{sf} \cdot I_q] \quad \text{I.11}$$

Le terme $[p(L_d - L_q)I_d \cdot I_q]$ représente le couple réluctant à cause de l'anisotropie du moteur.

Le terme $[p \cdot \varphi_{sf} \cdot I_q]$ représente le couple synchrone dû au flux crée par les aimants permanents.

I.5.2.1 Représentation d'état

En combinant les expressions I.8 et I.9, on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \varphi_{sf}}{L_q} \end{pmatrix} \quad \text{I.12}$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la **Figure I.8**

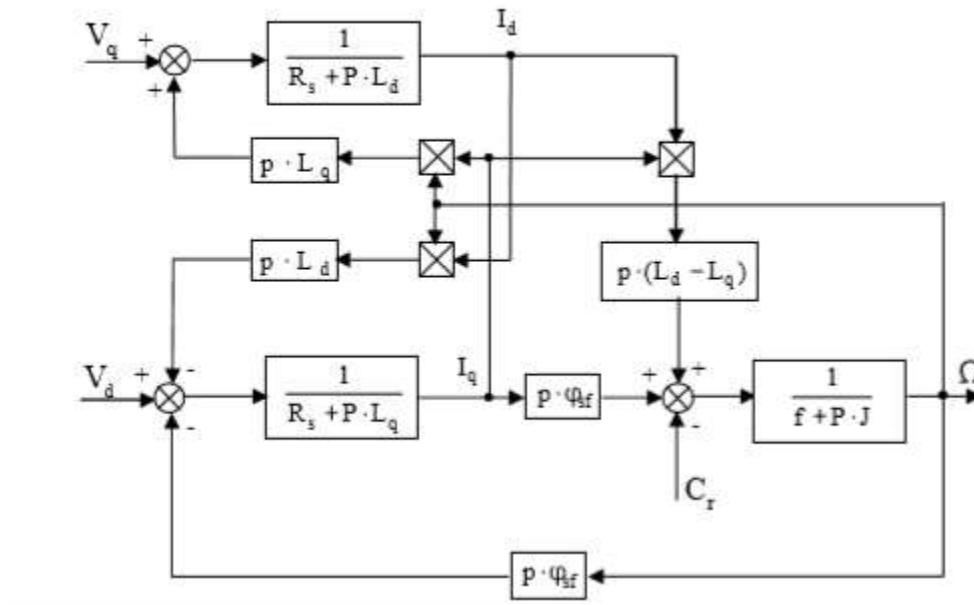


Figure I.8 Schéma fonctionnel du modèle de Park.

I.6 Modélisation de l'onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à un convertisseur statique (onduleur).

I.6.1 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [1].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [2].

La **Figure I.9** représente un onduleur triphasé de tension, alimentant un moteur synchrone à aimants permanents

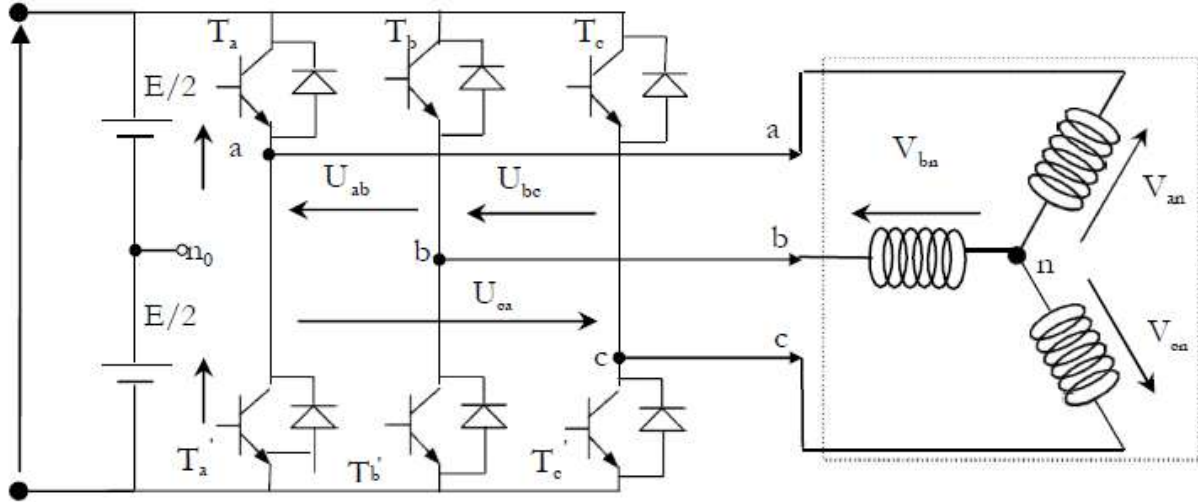


Figure I.9 Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i , on appelle T_i et T_i' . Les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) on a :

- ✓ si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert.
- ✓ si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée les tensions phase neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

I.7 Commande des onduleurs

I.7.1 Commande par modulation sinus-triangle (MLI)

La technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à comparer entre deux signaux le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) de forme sinusoïdale à faible fréquence et le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) de fréquence élevée ($f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$).

On utilise cette technique pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

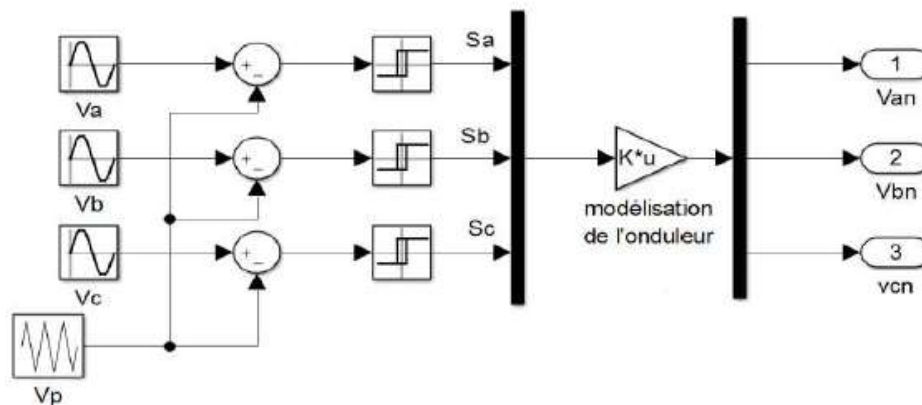


Figure I.10 Schéma de principe MLI sinus-triangle

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait une description des machines synchrones et en particulier les moteurs synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'applications, le principe fonctionnement. Ensuite on fait la modélisation de MSAP par la transformation de Park, qui permet de définir le passage du système triphasé à celui biphasé.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus-triangle.

Chapitre II
Commande non linéaire
appliquée au MSAP

II.1 Introduction

L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Mais, si un modèle rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non-linéaire, et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes [12].

Dans ce chapitre, le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties sera présenté. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents.

La linéarisation entrée –sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge [13].

II.2 Avantages de la théorie des entrées-sorties

La théorie des entrées-sorties comporte au moins trois avantages [14] :

- 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 à une sortie, c'est-à-dire un opérateur ;
- 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.

II.3 Application de la commande non-linéaire au modèle de la MSAP

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MSAP, permet de pouvoir commander séparément le courant I et la vitesse ω . Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous-systèmes

linéaires mono variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, courant,...). La dynamique des systèmes linéaires est choisie par un placement de pôles.

II.4 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties [15].

II.4.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. 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:

$$(\nabla f)_i = \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \quad \text{II.1}$$

II.4.2 Dérivée de Lie

Soient $f: R^n \rightarrow R^n$ un champ de vecteurs et $h: R^n \rightarrow R$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que:

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix} \quad \text{II.2}$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f (L_f^{i-1} h) = \nabla (L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots$$

$$\text{Et: } L_f^0 h = h$$

De plus, si g est un autre champ de vecteur alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par:

$$L_g L_f h(x) = \nabla (L_f h) g \quad \text{II.3}$$

II.4.3 Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs dans R^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par:

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad \text{II.4}$$

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

$$ad^0 f g(x) = g(x)$$

$$ad^1 f g(x) = [f, g](x)$$

.

.

.

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

II.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

La linéarisation entrée-sortie consiste à rendre 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 linéarisant. Une autre loi de commande linéaire est ensuite employée pour stabiliser le système linéaire ainsi obtenu. La **Figure II.1** illustre bien ce principe. Cette 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 [14]. Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité.

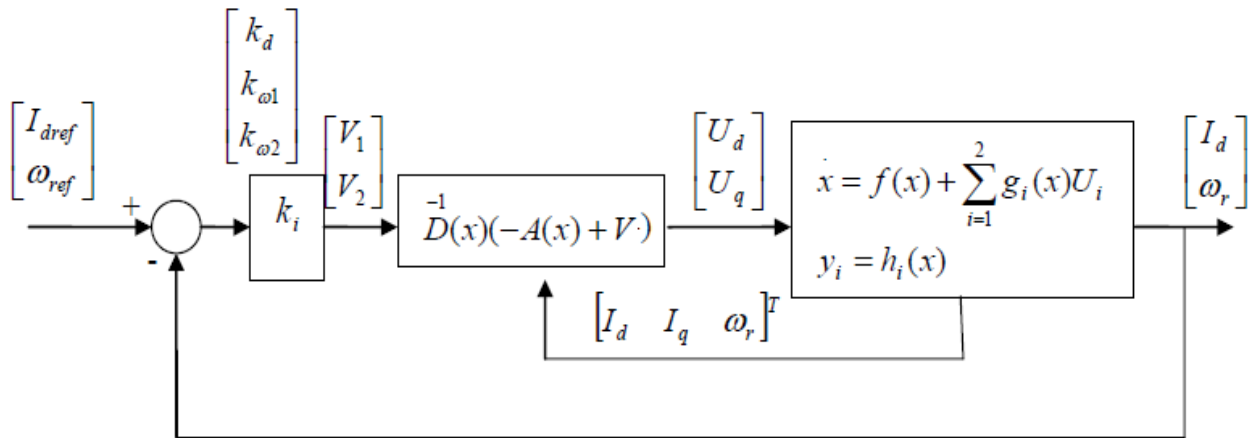


Figure II.1 Schéma bloc de linéarisation au sens des entrées-sorties en boucle fermée

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée, en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation le modèle équivalent étant linéaire, on

peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes classiques, on considère le cas suivant:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad \text{II.5}$$

Où $x = [x_1 x_2 \dots \dots x_p]$ est le vecteur des états, $u = [u_1 u_2 \dots \dots u_p]$ est le vecteur des commandes et $y = [x_1 x_2 \dots \dots x_p]$ représente le vecteur des sorties. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en décrivant la sortie jusqu'à ce qui au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_i^{(r)} = L_f^r h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left(L_f^{r-1} h_j(x) \right) u_i \quad \text{II.6}$$

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus et doit être inférieur ou égale à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$

Qui peut être exprimé sous forme matricielle:

$$[y_1^{r_1} \dots \dots y_p^{r_p}] = A(x) + E(x)u \quad \text{II.7}$$

Où

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \dots \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Et

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

Où $E(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage est inversible.

La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme:

$$u = E^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad \text{II.10}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $E(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système est donné à la **Figure II.2**

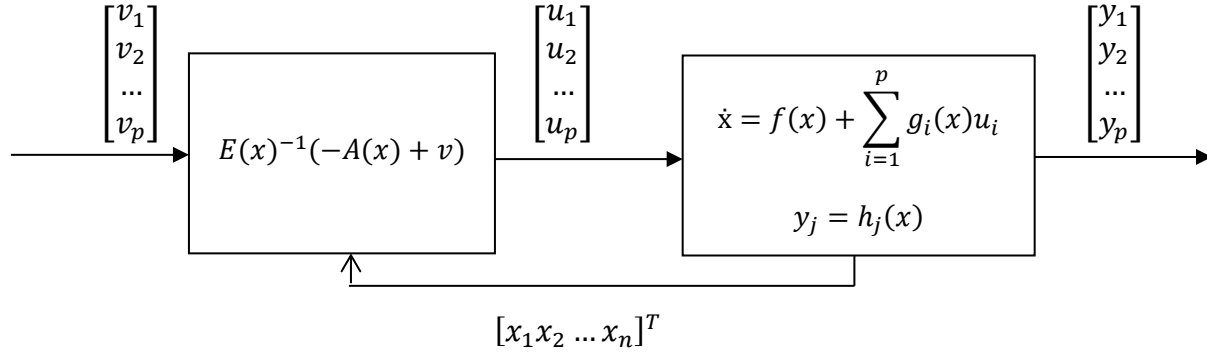


Figure II.2 Schéma bloc du système linéaire.

En remplaçant **II.10** dans **II.7**, le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(rp)} = v_i \tag{II.11}$$

Ou plus explicitement par:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = [v_1 \quad v_p]^T \tag{II.12}$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \quad v_p]^T$

On remarque que l'expression **II.11** représente p intégrateur en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable **Figure II.3**.

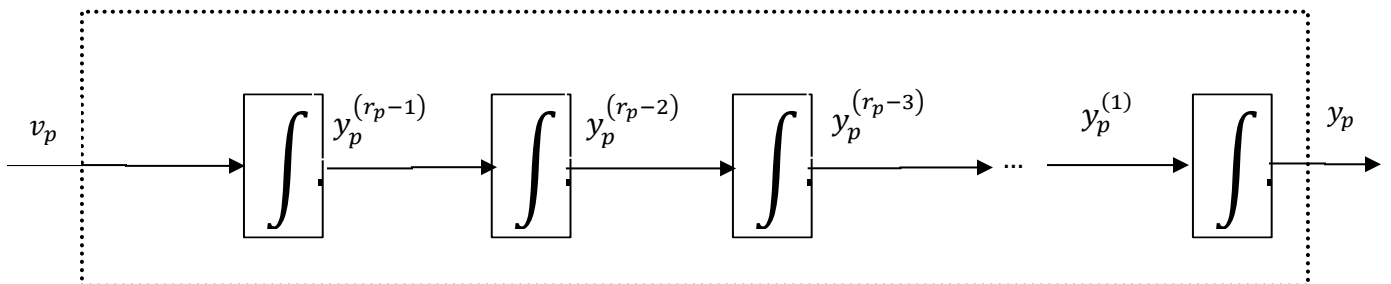


Figure II.3 Dynamique du système linéaire.

II.6 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 :

$$v_j = y_{dj}^{(r_j)} + K_{r_j-1} (y_{dj}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1 (y_{dj} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad \text{II.13}$$

Où les vecteurs $\{y_{dj}, y_{dj}^{(1)}, \dots, y_{dj}^{(r_j-1)}, y_{dj}^{(r_j)}\}$ 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

$$e_j(t) = y_{dj}(t) - y_j(t) \text{ satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0.$$

Le système linéarisé en boucle fermée par la **Figure II.4** suivante :

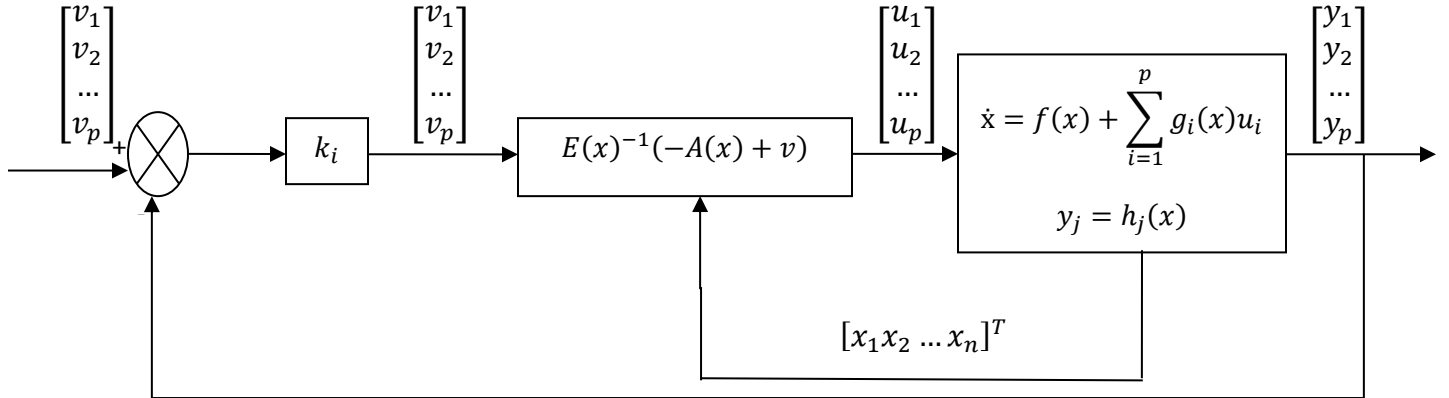


Figure II.4. Schéma bloc du système linéaire en boucle fermée.

II.7 Modélisation de la MSAP commandée en tension

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle complet correspond dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état :

$$X = [X_1 X_2 X_3]^T = [I_d I_q \Omega]^T$$

$$u = [u_1 u_2]^T = [u_d u_q]^T$$

Ce modèle est régi par : $\dot{X} = f(X) + g u$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad \text{II.14}$$

Avec :

- $f(X)$ est champ de vecteur d'ordre $n = 3$ et g est une matrice [3,2]
- f, g et h sont des fonctions non linéaires.

Les champs vectoriels f et g sont :

$$f(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} X_1 + p \frac{L_q}{L_d} X_2 X_3 \\ -p \frac{L_q}{L_d} X_2 X_3 - \frac{R}{L_d} X_2 - p \frac{\varphi_f}{L_q} X_3 \\ -p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_1 X_2 + p \frac{\varphi_f}{J} X_2 - \frac{f}{J} X_2 - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T$$

II.8 Choix des grandeurs de sortie

L'objectif consiste à contrôler la vitesse du moteur forcer la composante longitudinale du courant statorique (I_d) à être nulle, en tout temps assurant ainsi un fonctionnement à couple maximale [16]. Le vecteur des sorties est donc :

$$y = h(X) = [X_1 X_3]^T = [I_d \Omega]^T \quad \text{II.15}$$

II.9 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré du système. On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie [17], le quel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée u .

II.9.1 Degré relatif du courant I_d

$$\dot{y}_1(X) = \dot{h}_1(X) = L_f h_1(X) + L_g h_1(X)u \quad \text{II.16}$$

Avec :

$$L_f h_1(X) = f_1(X)$$

$$L_g h_1(X) = [g_1 \ 0]$$

$$\dot{y}_1 = -\frac{R}{L_d} I_d + p \frac{L_q}{L_d} \Omega I_q + \frac{1}{L_q} u$$

Ainsi l'entrée u apparaît. On arrête ici et on note, pour cette sortie, le degré relatif est $r_1 = 1$

II.9.2 Degré relatif de la vitesse mécanique Ω

$$\begin{aligned} \dot{y}_2(X) &= \dot{h}_2(X) = L_f h_2(X) \\ &= f_3(X) \end{aligned}$$

On remarque qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2(X) &= \ddot{h}_2(X) = L_f^2 h_2(X) + L_g L_f h_2(X)u \\ &= f_1(X)p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_2 + f_2(X) \left(p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_1 + p \frac{\varphi_f}{J} \right) \\ &\quad - f_3(X) \frac{f}{J} + g_1 p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_2 u_2 + g_2 p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_1 + p \frac{\varphi_f}{J} u_q \end{aligned} \quad \text{II.17}$$

Les deux entrées (u_d, u_q) apparaissent et le degré relatif de y_2 est $r_2 = 2$

Donc le degré globale du système est égale $r_1 + r_2 = 3$, le système est exactement linéarisable

$$r = n = 3$$

n : étant l'ordre du système à contrôler.

II.10 Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée –sortie de la machine, on considère seulement les dérivées des sorties, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(X) \\ \dot{h}_2(X) \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

$$A(X) = \left[f_1(X) p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_2 + f_2(X) \left(p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_1 + p \frac{\varphi_f}{J} \right) - f_3(X) \frac{f}{J} \right]$$

$$E(X) = \left[g_1 p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_2 u_2 + g_2 p \frac{(L_d - L_q)}{J} X_1 + p \frac{\varphi_f}{J} \right]$$

$E(X)$: est la matrice de découplage.

Le déterminant de la matrice $E(X)$ est différent de zéro (machine à aimant permanent), donc $E(X)$ est matrice inversible.

Ainsi, la loi de commande par linéarisation par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(X) \left(-A(X) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad \text{II.19}$$

Avec $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouveau vecteur des variables d'entrées.

L'application de la loi de commande **II.19** sur le système **II.18** conduit à deux sous système mono-variables linéaires et découplés :

$$\begin{aligned} \dot{h}_1(X) &= v_1 \\ \dot{h}_2(X) &= v_2 \end{aligned} \quad \text{II.20}$$

II.11 Commande du courant et de la vitesse

II.11.1 Loi de commande interne

Pour assurer une parfaite régulation du courant et de vitesse vers leurs références $I_{d\ ref}$ et Ω_{ref} Les entrées internes v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivant.

$$v_1 = K_{I_d} (I_{d\ ref} - I_d) + \frac{d}{dt} I_{d\ ref} \quad \text{II.21}$$

$$v_2 = K_{\Omega 1} \left(\frac{d}{dt} \Omega_{ref} - \frac{d}{dt} \Omega \right) + K_{\Omega 1} (\Omega_{ref} - \Omega) + \frac{d^2}{dt} \Omega_{ref}$$

Conduit à la dynamique :

$$\frac{d}{dt} e_1 + K_{Id} e_1 = 0 \quad \text{II.22}$$

$$K_{\Omega 2} e_2 + K_{\Omega 1} \frac{d}{dt} e_2 + \frac{d^2}{dt} e_2 = 0$$

Où les erreurs de poursuite e_1 et e_2 sont définies par:

$$e_1 = I_{d ref} - I_d$$

$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega$$

Les coefficients K_{Id} , $K_{\Omega 1}$ et $K_{\Omega 2}$ sont choisis tel que $K_{Id} + s$ et $K_{\Omega 2} + K_{\Omega 1}s + s^2$ soient des polynômes d'Hurwitz (racines des polynômes à parties réelles négatives) Ces coefficients sont calculés pour un placement de pôles.

II.11.2 Loi de commande physique

La loi de commande non linéaire fait à partir de **II.19**, on obtient:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(X) \left[-A(X) + \begin{pmatrix} K_{Id}(I_{d ref} - I_d) \\ -K_{\Omega 1} f_3(X) + K_{\Omega 2} (\Omega_{ref} - \Omega) \end{pmatrix} \right] \quad \text{II.23}$$

$$\left(\frac{d}{dt} I_{d ref} = \frac{d}{dt} \Omega_{ref} = \frac{d^2}{dt} \Omega_{ref} = 0 \right) \quad \text{II.24}$$

On résume les opérations de linéarisation et de mise en forme de la dynamique (calcul de contrôleur) dans la **Figure II.5**.

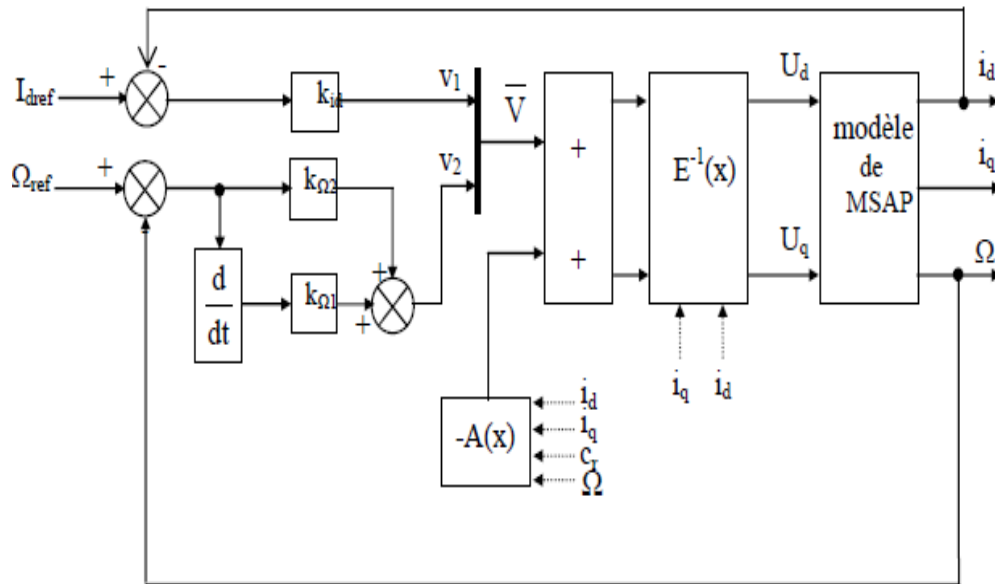


Figure II.5 Principe de la commande par linéarisation entrée-sortie

II.12 Schéma global de simulation de la Commande non linéaire de la MSAP

La Figure II.6 représente le schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI.

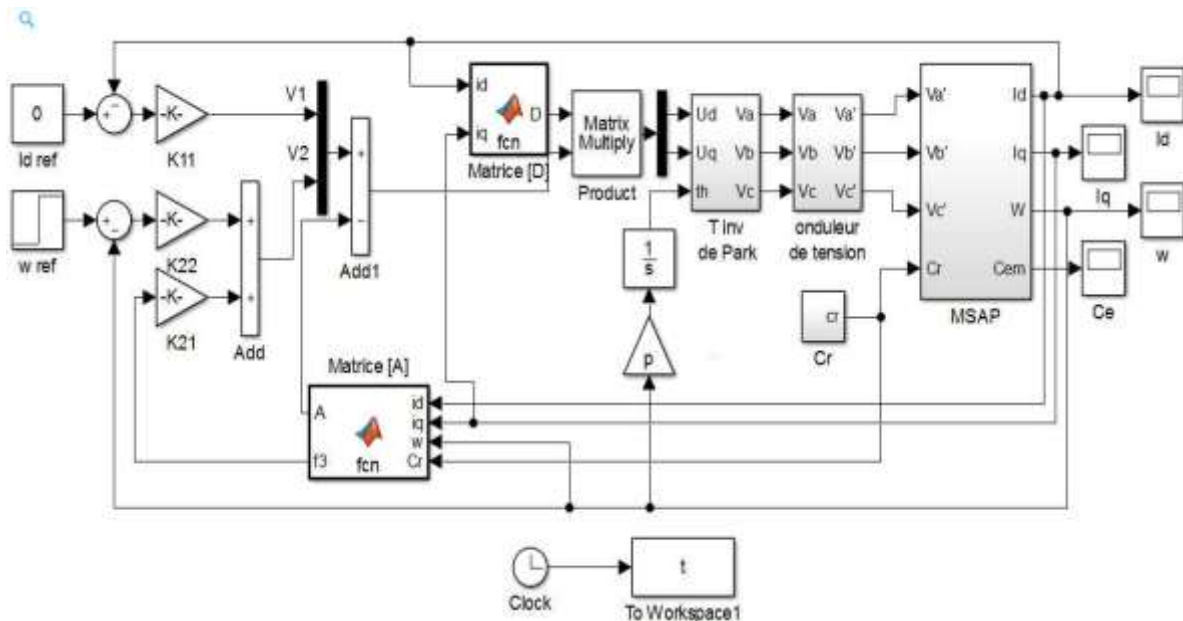


Figure II.6 Schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire et appliquée au modèle de la MSAP, cette technique de commande a le but de transformer la machine qui forme un système non linéaire en un système linéaire. Chaque sortie est commandée uniquement par une seule entrée.

L'application de la commande non linéaire basée sur un retour d'état à la MSAP a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la commande linéarisante.

Chapitre III
Résultats de simulation
de la CNL appliquée au
MSAP

III.1 Introduction

Pour étudier la stratégie de commande non linéaire, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande appliquée à la MSAP. Ensuite, des résultats de simulations du MSAP commandé par la commande non linéaire et alimenté par un onduleur de tension seront présentés et discuté. Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande non linéaire à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé le système en quatre cas; la première est le démarrage à vide, la deuxième démarrage a vide avec introduction d'un couple de charge, la troisième est l'inversion du sens de rotation et la quatrième c'est le démarrage à vide avec variation de la résistance statorique R_s , l'inertie J et les inductances L_d , L_q .

III.2 Démarrage à vide

La **Figure III.1** représente les résultats de simulation de l'essai à vide du MSAP commandée par la CNL.

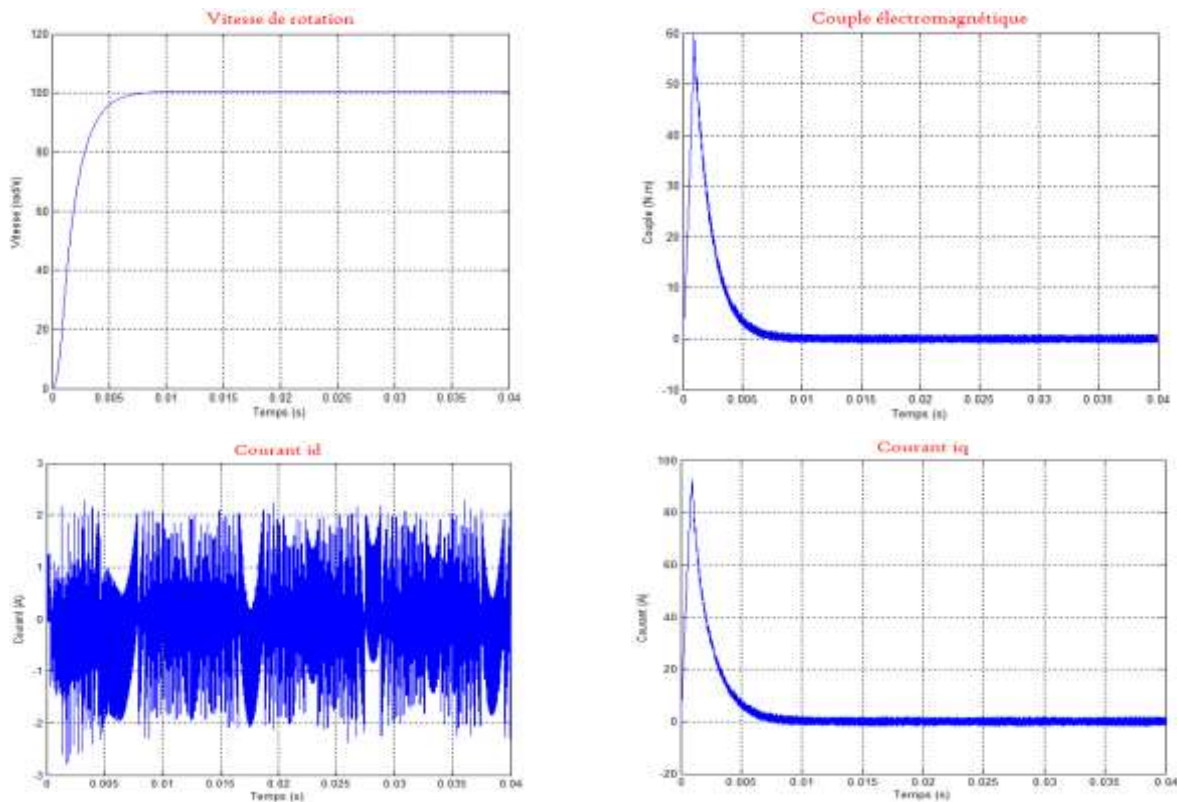


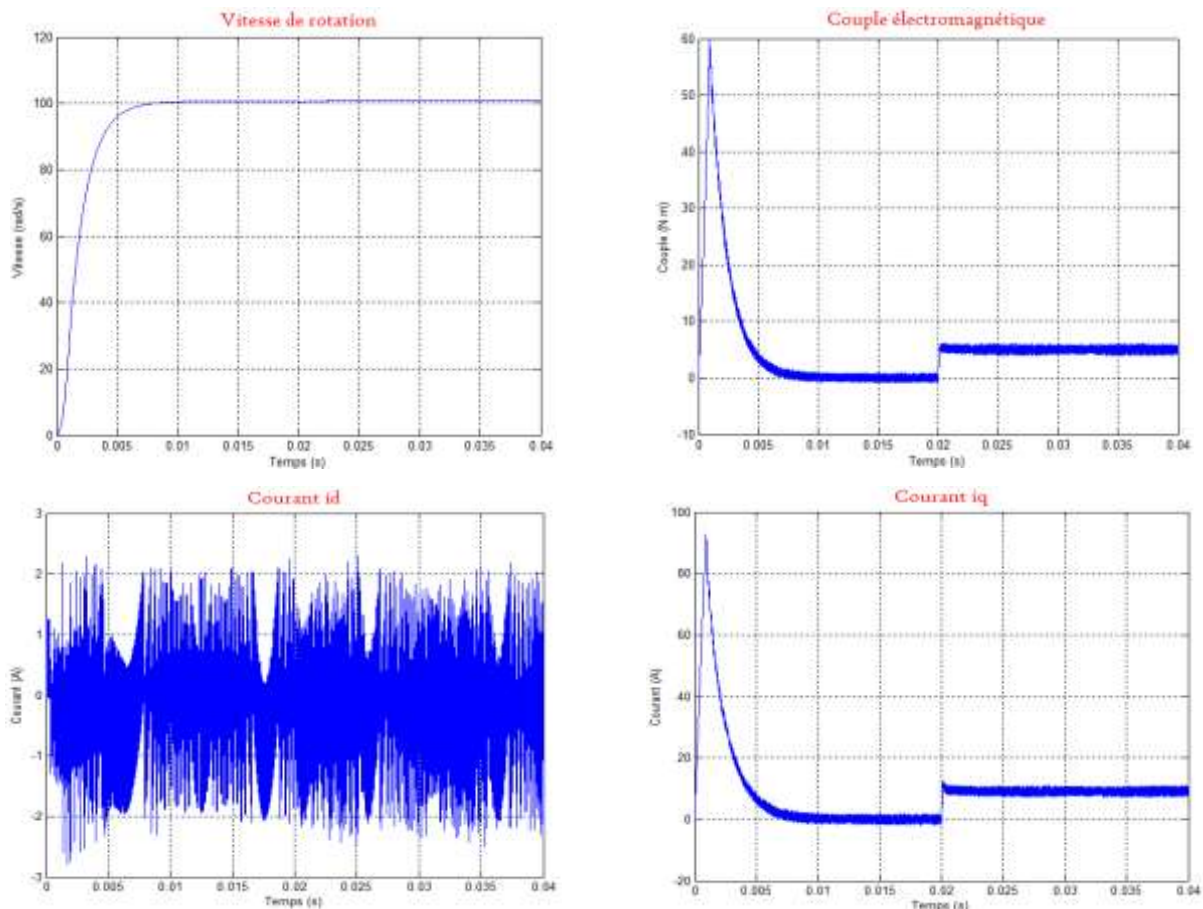
Figure III.1 Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide

Les résultats de simulation **Figure III.1** montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur max et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux courants statorique montre bien le découplage introduit par la commande non linéaire de la machine ($i_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante i_q . Par conséquent, la commande non linéaire adoptée, permet de réguler d'une façon indépendante les deux grandeurs naturelles : le flux électromagnétique et le couple développé par la machine.

III.3.Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Les résultats de simulation de la conduite de la MSAP par la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire sont illustrés par La **Figure III.2**.



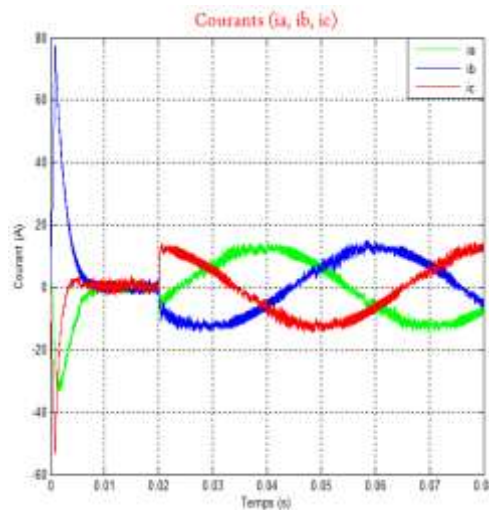


Figure III.2 Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.02$ s

La **Figure III.2** (Vitesse de rotation) illustre bien la réponse en vitesse de la MSAP à vide, semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, avec un temps de réponse. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée 0.02 seconde plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rad/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du contrôleur non linéaire de vitesse.

La **Figure III.2** (Couple électromagnétique) montre un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique puis une application d'un couple de charge de 5 N.m à 0.02 seconde plus tard. La commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, avec un très faible dépassement et sans oscillations.

La **Figure III.2** (Courant i_d , Courant i_q) permet de voir les courants statorique dans le repère de Park, on constate un très bon découplage entre ces deux courants (i_d , i_q) :

- A vide, la composante i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant, la composante i_q présente un pic très important au démarrage, puis s'annule rapidement (pas de couple de charge).
- En charge, la composante i_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant, ce qui confirme le bon choix du coefficient de réglage du régulateur de courant, par

contre, la composante i_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge.

La **Figure III.2** (Courants i_a, i_b, i_c) montre que les courants des phases (i_a, i_b, i_c) prennent une valeur d'amplitude petite à vide et en charge prennent une forme quasi-sinusoidale.

D'après les résultats de la **Figure III.2**, on observe que les réponses obtenues surtout les courbes de courant et de couple présentent des ondulations, ces harmoniques apparaissent à cause de l'utilisation de l'onduleur. Nous remarquons toujours que La vitesse tient sa référence sans dépassement. On peut noter que l'influence de la charge est presque négligeable.

III.4 Démarrage à vide avec inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation et de tester le comportement de la commande. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rd/s pendant une durée de temps $t=0.02$ s, puis on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rd/s. Les résultats de simulation sont donnés sur la **Figure III.3**.

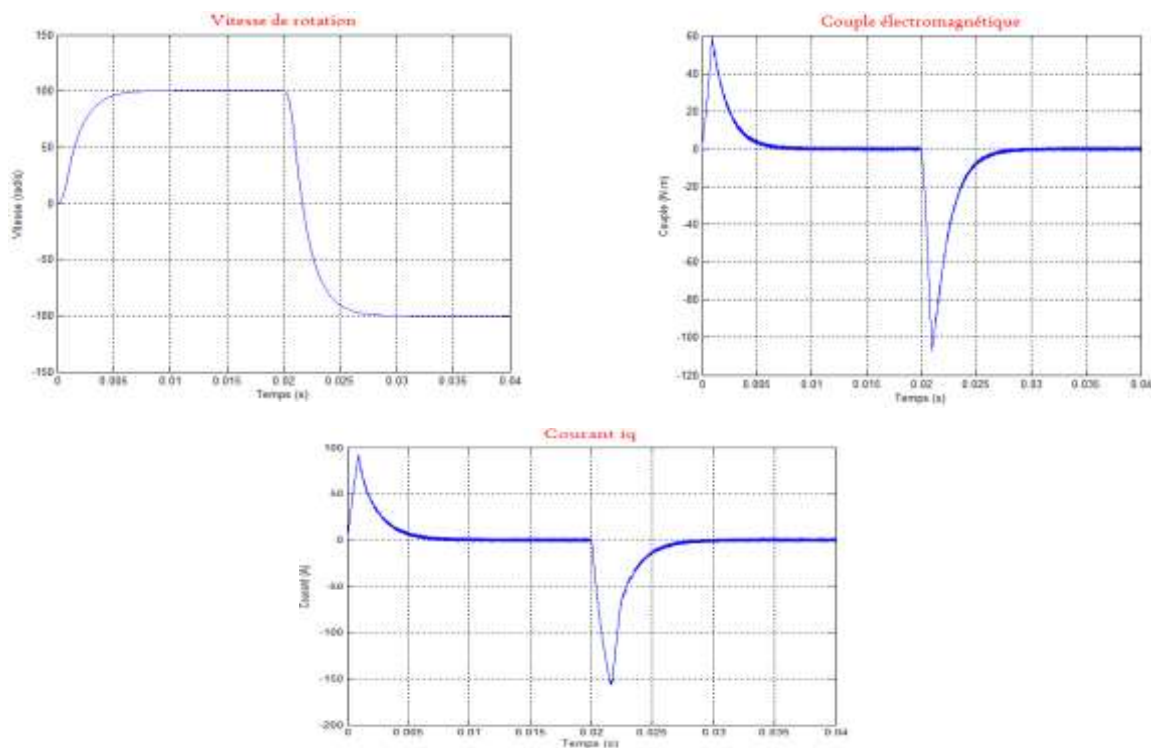


Figure III.3 Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide avec inversion du sens de rotation

Les réponses obtenues avec ce type de commande clairement que le système est plus rapide (temps de réponse très petit). Cela montre que la CNL est beaucoup plus robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse.

Dans ce test la vitesse suit sa référence avec exactitude au régime permanent que au transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement et avec un temps de réponse petit. Le courant i_q et le couple électromagnétique ont la même allure ce qui montre que le découplage est resté parfaitement réalisé. Le couple obtenu par la CNL est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

III.5 Démarrage à vide avec variation de la résistance statorique R_s , l'inertie J et les inductances L_d , L_q

Dans cette partie nous allons étudier le comportement du système avec la CNL lors d'une variation de la résistance statorique R_s , l'inertie J et les inductances L_d , L_q du moteur.

La **Figure III.4** représente la réponse de la vitesse et le couple électromagnétique pour la commande non linéaire dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s, pour une variation de la résistance statorique R_s ($R_s = 0.5 * R_{sn}$, $R_s = R_{sn}$ et $R_s = 1.5 * R_{sn}$).

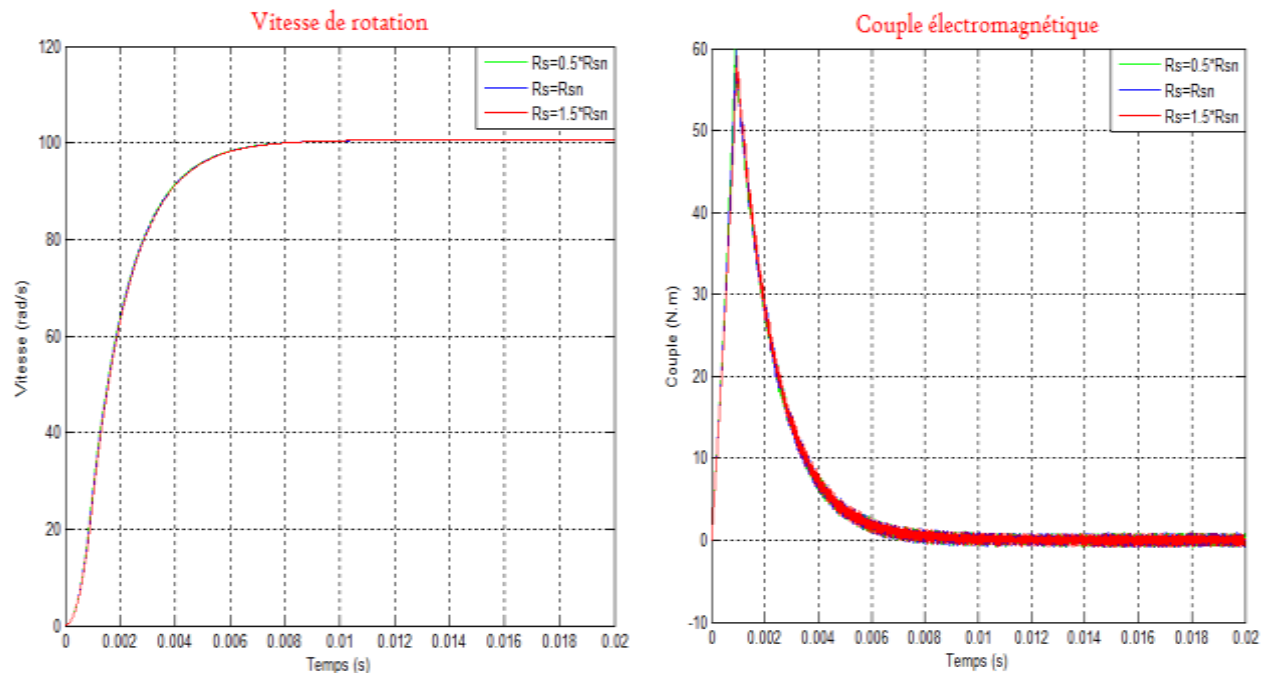


Figure III.4 Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de la résistance R_s

La **Figure III.5** représente la réponse de la vitesse et le couple électromagnétique pour la commande non linéaire dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s, pour une variation de l'inertie J ($J=0.5 * J_n$, $J=J_n$ et $J=1.5 * J_n$).

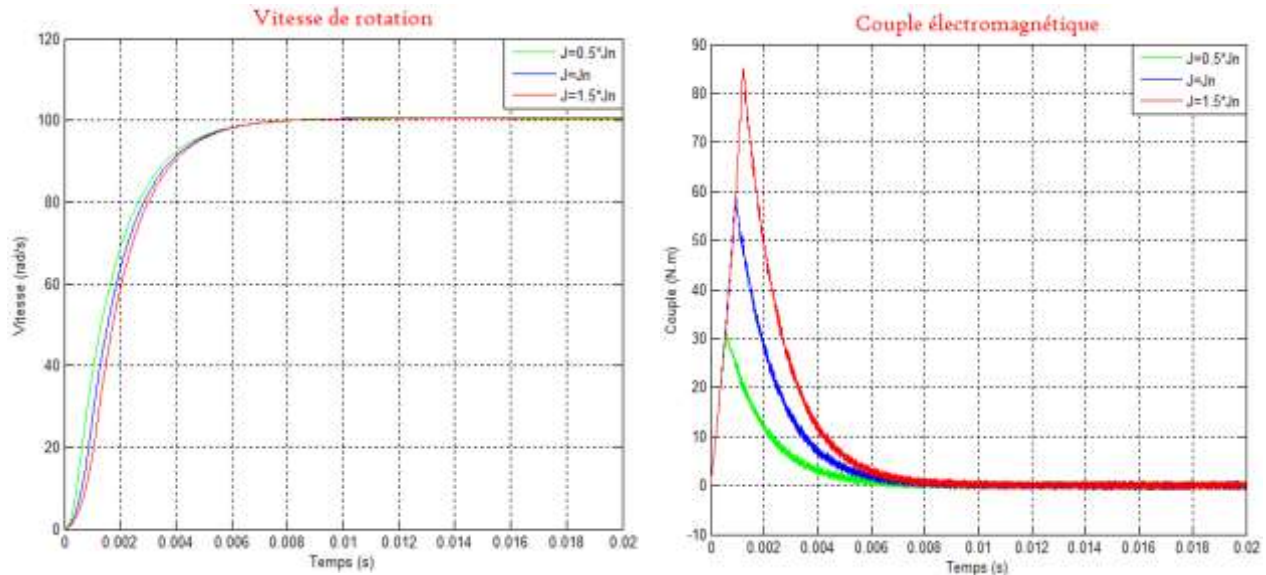


Figure III.5 Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inertie J

La **Figure III.6** représente la réponse de la vitesse et le couple électromagnétique pour la commande non linéaire dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s, pour une variation de l'inductance L_d ($L_d=0.5 * L_{dn}$, $L_d=L_{dn}$ et $L_d=1.5 * L_{dn}$).

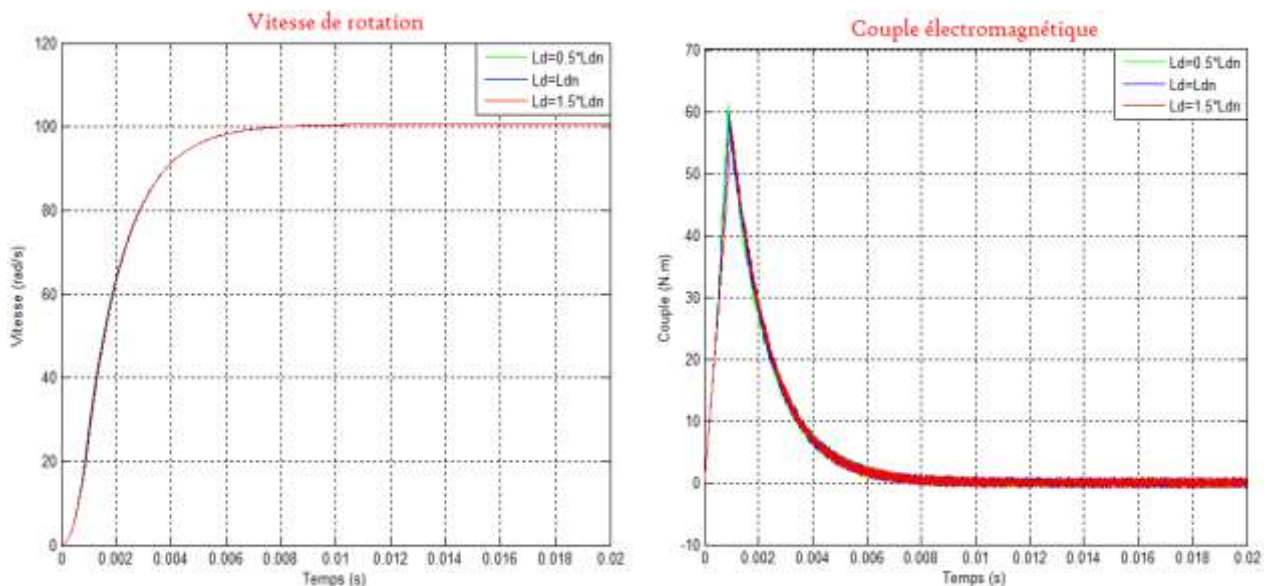


Figure III.6 Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inductance L_d

La **Figure III.7** représente la réponse de la vitesse et le couple électromagnétique pour la commande non linéaire dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s, pour une variation de l'inductance L_q ($L_q = 0.5 * L_{qn}$, $L_q = L_{qn}$ et $L_q = 1.5 * L_{qn}$).

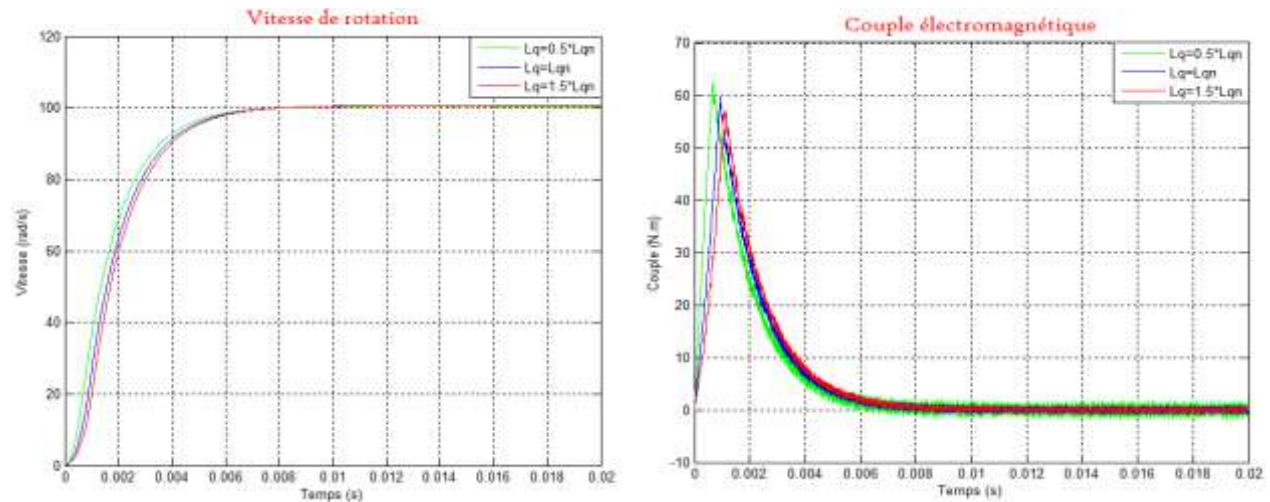


Figure III.7 Résultats de simulation du test de robustesse par une variation de l'inductance L_q

D'après les résultats obtenus dans les figures précédentes une variation paramétrique infecte les caractéristiques de la machine telle que la vitesse et le couple, on constate que la vitesse est insensible. A l'instant de variation des paramètres ; le couple diminue légèrement puis il stabilise à sa valeur rapidement.

On conclue que cette commande est plus robuste et insensible vis-à-vis de la variation des paramètres.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre présentées les résultats de simulation de là on a abordé un structure de la commande non linéaire appliquée au MSAP alimentée par un onduleur de tension, et on simule le comportement du MSAP .on a constaté que la technique non-linéaire par la linéarisation au sens entrée-sortie est basée sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire. L'un des succès incontestables de cette stratégie réside dans son formalisme mathématique pour la linéarisation des modèles non linéaires.

La CNL est plus rapide et plus robuste dans les différents modes de fonctionnement (à vide, en charge, inversion de sens de rotation et variations des paramètres).

Finalement, la technique non linéaire d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bonnes performances dynamiques du système.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire on a étudié une technique de la commande non linéaire par linéarisation entrée/sortie, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Puisque les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaire.

L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique dans le but d'assurer la commande de la vitesse et du courant.

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basant sur les équations électrique et mécanique de la MSAP. Nous avons étudié l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension triphasé.

Dans la deuxième partie, on a présenté les notions de la stratégie de la commande non linéaire par linéarisation entrée/sortie. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique, dont le but d'assurer la commande de la vitesse et du courant.

Dans la troisième partie, on a présenté les résultats de simulation. La commande non linéaire a fait preuve d'efficacité du fait qu'elle peut faire fonctionner la machine avec bonnes performances dynamiques et statiques. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbation est efficace.

- La commande non linéaire a une meilleure réponse dynamique et statique.
- Réduction de l'oscillation du couple grâce à un meilleur contrôle des transitoires la commande non linéaire.
- La commande non linéaire est plus robuste vis à vis des variations rapides des consignes.
- La commande non linéaire est plus insensible vis à vis des variations des paramètres du moteur.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.
- Estimer le couple de charge, afin que l'algorithme de contrôle rejette bien cette perturbation.

Annexe

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 3 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Nombre de paires de pôles	$p = 4$
Vitesse de rotation nominale	$\Omega = 230 \text{ rad /s}$
Résistance statorique	$R_s = 0.6 \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 0.0014 \text{ H}$
Inductance transversale	$L_q = 0.0028 \text{ H}$
Flux des aimants	$\varphi = 0.12 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.0011 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.000011 \text{ N.m.s / rad}$

Bibliographie

- [1] BOUMAZZA.F « *Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de machine synchrone à aimant permanent* » mémoire de master. Université Larbi ben M'hidi - Oum El Bouighi, 2014
- [2] BOUCHAHED.A « *Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents* » Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar – Annaba, 2017.
- [3] KAROUI. A, BRAHIMI.A « *Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents* » mémoire de master. Université Kasdi Merbah – Ouargla, 2014.
- [4] HEMMAMI.M.I « *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant* » mémoire de magister. Université Khider Mohamed – Biskra, 2013
- [5] SENHADJI.N, CHALABI.A « *Commande du moteur synchrone à aimant permanent par backstepping* » mémoire de master. Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2015.
- [6] AID H, AINA.W « *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanent* » mémoire de master. Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2013.
- [7] DEFFAF.A « *Commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanent* » mémoire de master. Université de M'sila, 2011.
- [8] MAAROUK.A « *Commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanent alimentée en tension* » mémoire de master. Université M'Hamad Bougara – Boumerdas, 2016.
- [9] EZZAT.M « *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanent* » Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2011. Français.

- [10] BECHICHI.A, REZZIKI .H « *Commande Non--linéaire Adaptative d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanents* » mémoire de master. Université Kasdi Merbah – Ouargla, 2017.
- [11] KOUBBLIA, DIKKECHE.M « *Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire* » mémoire de master. Université Kasdi Merbah - Ouargla, 2017.
- [12] FRANÇOISE LAMNABHI-LAGARRIGUE et PIERRE ROUCHON, « *Systèmes non linéaires* », Hermes Sciences Publication, Paris, Juin 2002.
- [13] F. ABDELMALEK, « *Commande non-linéaire de la MSAP sans capteur de vitesse. Apport des méthodes de l'intelligence artificielle* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011.
- [14] LAHOUEL DALILA, « *Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2009.
- [15] K. AZEDDINE, « *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de doctorat, Université de Laval, Québec, 2000.
- [16] S. BLAIS, M. GHRIBI, « *Développement d'un Outil de conception automatisée des contrôleurs non-linéaires Basées sur la théorie de la géométrie* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.
- [17] B. BELABBES, A. MEROUFEL, MK. FELLEH, « *Etude Comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.

ملخص

هذه المذكرة تتناول دراسة النمذجة و التحكم للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم المغذى بواسطة محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب الذي يمتاز بتقنية تغير مجال النبضة. تقنية التحكم الغير الخطي التي تتجاهل اتجاه الحقل تتيح حلا لهذه المشكلة، كما تسمح ، من خلال رد فعل مضاد للحالة الغير خطية بفصل النظام تماما إلى نظامين فرعيين: نظام أحادي المتغير ونظام خطي. وبالتالي ، من الممكن التحكم بشكل مستقل في السرعة والتيار المباشر.

الكلمات المفتاحية :

محرك متزامن ذو مغناطيس دائم، تحكم غير خطي ، محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب العامل بتقنية تغير مجال النبضة ، معدل مجال النبضة.

Résumé

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI sinus-triangle.

La technique de la commande non linéaire (CNL) qui fait abstraction à l'orientation du flux permet de résoudre ce problème. Elle permet aussi, par une contre réaction d'état non linéaire, de découpler complètement le système en deux sous-systèmes mono variables et linéaires. Ainsi, il est possible de contrôler indépendamment la vitesse et le courant direct.

Mots clés :

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande non linéaire (CNL), Onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle, Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Abstract

This memory presents modeling and control study of the permanent magnet synchronous machine (PMSM), powered by voltage inverter and controlled by the sinus-triangle PWM technique.

The technique of non-linear control (CNL) which disregards the direction of the flow solves this problem. It also allows, by a nonlinear state feedback, to completely decouple the system into two mono-variable and linear subsystems. Thus, it is possible to independently control the speed and forward current.

Key words :

Permanent magnet synchronous machine (PMSM), Nonlinear control (NLC), Voltage inverter controlled by sine-triangle PWM, Pulse-width modulation (PWM)