

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUE

THEME

Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu

Proposé et dirigé par :

- M. Samir ZEGHLACHE
- M. Bachir BENDJAIMA

Présenté par :

- BOURAS Mohammed

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 080

REMERCIEMENT

Ce mémoire a été préparé au sein du département de génie électrique de l'Université de Msila.

Avant toute chose, je remercie mon **Dieu** le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Bachir, BENDJAIMA** le chef département de génie électrique, pour m'avoir donné la possibilité de réaliser cette thèse. Sa confiance et son dynamisme ont été des moteurs dans la bonne conduite de mes travaux.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **Samir ZEGHLACHE** pour avoir co-encadré cette thèse, pour sa disponibilité et son soutien qu'il a toujours porté à mes travaux.

Ainsi, je remercie tout particulièrement mes parents, surtout **MA MERE** (rahimaha allah) pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis.

Ainsi, je remercie tout les membres de ma famille

Je remercie les membres de jury, qui m'ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Enfin, je remercie tous mes amis.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE1

Chapitre I :

**Généralité et modélisation de la machine synchrone
à aimants permanents**

I.1 INTRODUCTION3

**I.2. GENERALITES SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
PERMANENTS 4**

I.2.1. Aimants permanents.....4

I.2.2. Grandes Classes Des Matériaux Pour Aimants Permanent.....5

I.2.3. Les ferrites dures.....5

I.2.4. Les alliages à base d'éléments de terre rares5

I.2.5. Les alliages à base de fer - nickel - aluminium (ALNICO)5

I.2.6. Les alliages ductiles.....5

I.2.7. Les aimants manganèses-aluminium-carbone.....5

I.2.8. Les aimants à base de micro poudres5

**I.3. TYPES D'AIMANTS PERMANENTS UTILISES AU NIVEAU DES
MSAP5**

I.4. MATERIAUX A AIMANTS PEMAENENT MODERNES6

I.4.1. Les ferrites6

I.4.2. Samarium- Cobalt (SmCo).....7

I I.4.4. Choix de l'aimant8

**I.5. PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS
PERMANENTS8**

I.5.1. Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) 9

I.6. STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES

| | |
|--|----|
| À AIMANTS | 9 |
| I.6.1. Structures à pôles lisses | 9 |
| I.6.2. Structures à pôles saillants..... | 11 |
| I.6.3. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux..... | 11 |
| I.6.4. Structures avec pièces polaires et concentration de flux | 12 |
| I.6.5. Structures à aimants internes | 13 |
| I.6.6. Structure à aimantations insérées dans l'armature rotorique | 14 |
| I.7. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MSAP | 14 |
| I.8. AVANTAGES DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES | 15 |
| I.8.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu..... | 15 |
| I.8.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique | 15 |
| I.8.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones | 15 |
| I.9. LES INCONVENIENTS | 16 |
| I.10. DOMAINES D'APPLICATIONS DES MSAP | 17 |
| I. 10.1. Applications aux petites puissances..... | 17 |
| I.10.2 .Applications aux moyennes puissances..... | 17 |
| I.10.3. Applications aux fortes puissances | 18 |
| I.11. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS | 20 |
| I. 11.1. Structure générale d'une MSAP..... | 20 |
| I.11.2. Hypothèses simplificatrices | 21 |
| I.11.3 Mise en équations de la machine | 21 |
| I.11.4. Transformation de PARK..... | 22 |
| I.11.4.1. Equations électriques dans le référentiel de PARK..... | 24 |
| I. 11.4.2. Equations électromagnétiques | 24 |

| | |
|---|-----------|
| I. 11.4.3. Equation mécanique | 25 |
| I.11.5. Equations d'état de la MSAP | 26 |
| I.11.6. Résultats de simulation | 27 |
| I.11.7. Interprétations des résultats de simulation | 28 |
| I.12.CONCLUSION | 29 |
| Chapitre II : commande non linéaire | |
| II.1. INTRODUCTION | 30 |
| II.2. SYSTEMES MONO-ENTREE MONO-SORTIE (SISO) | 30 |
| II.2.1. Degré relatif | 31 |
| II.2.2 Conditions de linéarisation exacte | 33 |
| II.2.3. Linéarisation exacte par retour d'état | 33 |
| II.2.3.1. Forme normale | 34 |
| II.2.4. Linéarisation partielle par retour d'état..... | 36 |
| II.2.4.1. Forme normale | 36 |
| II.2.4.2. Retour d'état linéarisant..... | 37 |
| II.2.4.3. Dynamique interne..... | 38 |
| II.2.4.4. Dynamique des zéros..... | 38 |
| II.3. SYSTEME MULTI-ENTREE MULTI-SORTIE (MIMO) | 39 |
| II.3.1. Degré relatif vectoriel | 39 |
| II.3.2. Conditions de linéarisation exacte | 40 |
| II.3.3. Linéarisation exacte par retour d'état..... | 41 |
| II.3.3.1. Forme normale | 41 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|-----------|
| II.3.3.2. Retour d'état linéarisant | 41 |
| II.3.4. Linéarisation partielle par retour d'état..... | 43 |
| II.3.4.1 Forme normale | 43 |
| II.3.4.2. Retour d'état linéarisant..... | 43 |
| II.3.4.3. Dynamique interne et dynamique des zéro | 44 |
| II.4. APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS | 45 |
| II.4.1. Objectif de la commande..... | 45 |
| II.4.2. Modélisation de la MSAP commandée en tension | 45 |
| II.4.3 Linéarisation entrée-sortie de MSAP..... | 46 |
| II.5 CALCULE (v_1, v_2) PAR PLACEMENT DE POLE | 47 |
| II.5 .1 Difféomorphisme | 47 |
| II.5 .2 le système en Z | 48 |
| II.5 .3 Calcule les gains K_1, K_2, K_3 | 48 |
| II.6. RESULTATS DE SIMULATION | 49 |
| II.6.1. Interprétations des résultats de simulation | 49 |
| II.6.1.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge | 49 |
| II.6.1.2. Inversion du sens de rotation | 51 |
| II.6.2. Robustesse aux variations paramétriques | 52 |
| II.6.2.1. Variation du moment d'inertie +100% J | 52 |
| II.6.2.2. Variation de la résistance statorique +100% de R_s | 53 |
| II.7. CONCLUSION | 55 |

CHAPITRE III : CNL D'UNE MSAP SANS CAPTEUR MECANIQUE DE VITESSE

| | |
|--|----|
| III.1.INTRODUCTION | 56 |
| III.2.OBSERVATEURS | 57 |
| III.2.1.Principe des observateurs | 57 |
| III.2.2.Classification des observateurs | 58 |
| III.2.2.1.Observateurs pour les systèmes linéaires | 58 |
| III.2.2.2.Observateurs pour les systèmes non linéaires | 59 |
| III.2.3.Observateurs MRAS | 60 |
| III.3.BRUIT | 61 |
| III.3.1.Bruit d'état | 61 |
| III.3.2. Bruit de mesure | 62 |
| III.4.PRESENTATION DU FKE | 62 |
| III.4.1Filtre de Kalman étendu | 63 |
| III.4.1.1.Principe..... | 63 |
| III.4.1.2.Algorithme..... | 63 |
| III.4.2. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP | 65 |
| III.4.2.1.Détermination des matrices F et H | 66 |
| III.4.2.2.Choix des matrices de covariance Q et R..... | 66 |
| III.4.2.3.Commande NL sans capteur de vitesse d'un MSAP utilisant le FKE | 67 |
| III.5.RESULTATS DE SIMULATION | 67 |
| III.5.1.Interprétations des résultats de simulation | 68 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|--|-----------|
| III.5.1.1.Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge | 68 |
| III.5.1.2. Inversion du sens de rotation | 69 |
| III.5.2. Robustesse aux variations paramétriques..... | 71 |
| II.5.2.1. Variation du moment d'inertie +100% J | 71 |
| II.5.2.2.Variation de la résistance statorique +100% de R_s | 73 |
| CONCLUSION GENERALE | 76 |
| ANNEXE A | 78 |
| ANNEXE B | 81 |
| BIBOGRAPHE | 82 |

TABLE DES FIGURES

Fig. (I 1) Courbe de désaimantation des différents aimants..... 6

Fig. (I 2) Structures à pôles lisses 11

Fig. (I 3) Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux 12

Fig. (I 4) Structure avec pièces polaires et concentration de flux..... 13

Fig. (I 5) Structure à aimantations interne13

Fig. (I 6) Structure à aimantations insérées..... 6

Fig. (I 7) Exemples d'applications de moteurs brushless de petite puissance 17

Fig. (I 8) Exemples d'applications de moteurs brushless de moyenne puissance 18

Fig. (I 9) Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance..... 19

Fig. (I 10) Schéma de la MSAP 20

Fig. (I 11) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q. 26

Fig. (II 1) Linéarisation exacte par retour d'état. Forme canonique de Brunovsky. 35

Fig. (II 2) Boucles de réglage et de linéarisation. 36

Fig. (II 3) Linéarisation partielle et dynamique interne. 38

Fig. (II 4) Evolution de l'état du système dans l'espace de la dynamique des zéros pour le cas $n=3, r=1$ 39

Fig. (II 5) Linéarisation exacte (systèmes MIMO) : Boucles de Linéarisation et de réglage. Forme canonique de Brynowsky 42

Fig. (II 6) Systèmes MIMO. Linéarisation partielle et dynamique interne..... 44

Fig. (II 7) schéma de la commande N.L en vitesse..... 49

Fig. (III 1) Schéma fonctionnel d'un observateur. 58

Fig. (III 2) Structure de l'estimateur MRAS 61

Fig. (III 3) La Structure globale du FKE 63

Fig. (III 4) Principe d'un filtre de Kalman 65

Fig. (III 5) Principe d'un filtre de Kalman..... 67

TABLE DES TABLEAUX

| | |
|---|---|
| Tableau(I.1) Caractéristiques des différents types d'aimants | 8 |
|---|---|

NOTATIONS ET SYMBOLES

| | |
|-----------------------------------|---|
| MSAP | Moteur synchrone à aimants permanents |
| CNL | Commande non- linéaire |
| SISO | mono entrée /mono sortie |
| MIMO | multi entrée /multi sortie |
| i_a, i_b, i_c | Courants des phases de la machine. |
| $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ | Flux des phases de la machine. |
| φ_f | Flux des aimants. |
| V_a, V_b, V_c | Tension des phases statoriques. |
| i_{ds}, i_{qs} | Courants statoriques d'axe direct et en quadrature. |
| V_{ds}, V_{qs} | Tension statoriques d'axe direct et en quadrature. |
| C_{em} | Couple électromagnétique. |
| C_r | Couple résistant. |
| f_c | Coefficient de frottement. |
| $[A]$ | Matrice de transformation de PARK. |
| P | nombre de paire de pôles. |
| J | Moment d'inertie. |
| L_d, L_q | Inductances cycliques directe et en quadrature. |
| R_s | Résistance d'une phase statorique. |
| s | l'opérateur de Laplace. |
| ω | Pulsation des tensions statoriques. |

NOTATIONS ET SYMBOLES

| | |
|------------------|--|
| Ω | Vitesse angulaire du rotor. |
| θ | L'angle électrique. |
| Z | Opérateur de la transformation de z |
| $\hat{\omega}_r$ | Vitesse estimée |
| ω_r | Vitesse réelle |
| T_s | Période d'échantonnage |
| n | Ordre du système |
| r | Degré relatif |
| U | Grandeur d'entrée |
| X | Variable d'état |
| Y | Grandeur de sortie |
| $\nabla h(x)$ | Gradient |
| $L_f h$ | Dérivée de Lie |
| $g(x)$ | Vecteur de commande du système non-linéaire. |
| v | Vecteur des nouvelles commandes. |
| $D(x)$ | Matrice de découplage du système |
| $A(x)$ | Matrice colonne (2x1) contrôleur NL. |
| w | Bruit d'état |
| v | Bruit de mesure |
| y | Vecteur d'observation |
| Q | Matrice de covariance de bruit d'état |

NOTATIONS ET SYMBOLES

R Matrice de covariance de bruit de mesure

p Matrice de covariance de l'erreur

\hat{x} Vecteur d'état estimé

\hat{y} Vecteur de sortie estimé

$k(k)$ Gain du filtre de Kalman

INTRODUCTION GENERALE

Le développement récent des semi-conducteurs de puissance d'une part et des techniques numériques d'autre part, ont donné un essor considérable à l'automatisation des processus industriels, dont la conduite est généralement assurée à l'aide des machines électriques.

Les machines à courant continu étaient les plus utilisées du fait de la simplicité de leur commande. En effet, les forces magnétomotrices de l'enroulement inducteur et celle de l'induit sont découplées; le couple dépend du courant d'induit et le flux du courant d'excitation.

Cependant, cette machine présente un grand problème de fiabilité (surtout au système balais collecteur) et ne peut être utilisée dans les environnements explosifs, ajouter à cela son coût relativement cher. Récemment, on pense à la remplacer dans beaucoup d'application par la machine synchrone, qui présente l'avantage d'être plus robuste, peu coûteuse et de construction simple, notamment les machines synchrones à aimants permanents.

Toutefois, la machine synchrone présente un sérieux problème à la commande; cette difficulté réside dans son modèle dynamique qui est fortement non linéaire, qui présente un couplage entrée-sortie.

Dans ces dernières années des nouvelles techniques pour la commande des systèmes non linéaires ont été développées, parmi elles celles issues de la théorie de la commande par retour d'état basé sur la théorie de la géométrie différentielle. On peut citer tout particulièrement la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée sortie permettant de transformer le système multi entrées non linéaires en un système linéaire aisément contrôlable[30].

La linéarisation par retour d'état est aujourd'hui confirmée par un grand nombre d'application dans divers domaines comme celui de la robotique, et présente une efficacité pour l'analyse et la commande des systèmes fortement non linéaires.

Dans ce contexte, notre projet est consacré à l'application de la commande non linéaire à la machine synchrone à aimants permanents. Ainsi le présent mémoire est structuré en trois chapitres comme suit :

Le premier est destiné la généralité théorique, et la présentation de la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents, basée sur l'utilisation des phaseurs spatiaux. Cette modélisation possède une interprétation physique entièrement indépendante des systèmes de coordonnées.

Le deuxième chapitre, qui se divise en deux parties, présente les concepts théoriques ; le degré relatif, la forme normale, la linéarisation exacte par retour d'état statique et la dynamique des zéros sont mis en évidence, pour le cas mono-entrée mono-sortie (SISO). Dans la deuxième partie, une extension de ces concepts aux systèmes multi-entrée multi-sortie (MIMO) est présentée, et la commande non linéaire appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Les résultats de simulation sont présentés et interprétés.

Le dernier chapitre concerne l'élaboration d'une commande non linéaire sans capteur mécanique de vitesse.

Cette commande sans capteur est obtenue grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman qui limite fortement leurs implantations en temps réel. Des tests de simulation sont établis pour examiner la robustesse du filtre dans les différents modes de fonctionnement (à vide, en charge, inversion de sens de rotation et variation paramétrique).

Enfin, une conclusion générale finalise ce mémoire, récapitulant ainsi, en gros, le travail abordé.

I.1 INTRODUCTION

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoidales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [1]

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant ;
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

La MSAP présente les avantages importants suivantes:

- Fortes caractéristiques dynamiques (accélération, couple de démarrage) ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Une bonne durée de vie ;

- Intégration facile dans les applications d'entraînement et d'asservissement ; vue l'encombrement réduit de la machine.
- Absence du collecteur et de balais, ce qui simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. De plus, le fait que seul son stator soit bobiné, localise les échauffements par effet joules dans sa partie fixe.[3]

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien, la représentation de processus par les modèles mathématiques constitue une étape très importante dans l'asservissement des systèmes.

Afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse de la synthèse des structures de commande [10].

Dans ce chapitre, on commence d'abord par un rappel théorique sur les éléments essentiels des matériaux magnétiques utilisés dans l'excitation de certaines structures de machines synchrones, la deuxième partie de ce chapitre donne de manière très explicite le modèle mathématique (équations électriques et mécaniques) de la MSAP, dans son référentiel triphasé, puis nous réduisons l'ordre du système par une transformation dite de Park, cette transformation modélise la MSAP dans un nouveau référentiel biphasé.

L'ensemble étudié dans ce chapitre est constitué d'une MSAP à rotor lisse, alimentée par une source de tension triphasée.

Nous avons mise au point par simulation numérique en utilisant une programmation MATLAB et à laide du logiciel MATLAB-SIMULINK.

I.2. GENERALITES SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

I.2.1. Aimants permanents

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante :

«Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique» [2].

I.2.2. Grandes Classes Des Materiaux Pour Aimants Permanent

Les matériaux que l'on utilise au niveau des machines électriques, du point de vue de leurs propriétés magnétiques peuvent se classer en deux grandes familles:

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents ;
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure [3].
- Il existe maintenant une grande variété de matériaux pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont très diverses. Ce sont, soit des matériaux céramiques, soit des matériaux métalliques, dont on peut citer.

I.2.3. Les ferrites dures

Matériaux céramiques très stables, mais peut puissants et fragiles, sont les aimants les plus compétitifs et les plus utilisés.

I.2.4. Les alliages à base d'éléments de terre rares

Très stables, très puissants, mais chers, sont difficiles à usiner et sensibles à la corrosion.

I.2.5. Les alliages à base de fer - nickel - aluminium (ALNICO)

Puissants mais peu stables et relativement chers, deviennent de moins en moins compétitifs.

I.2.6. Les alliages ductiles

Ne sont pas encore industrialisés à grande échelle malgré leurs excellentes propriétés mécaniques.

I.2.7. Les aimants manganèses-aluminium-carbone

N'ont pas à ce jour répondu aux grands espoirs qu'ils avaient suscités.

I.2.8. Les aimants à base de micro poudres

Généralement chers, sont réservés à des applications spéciales [3].

I.3. TYPE D'AIMANTS PERMANENTS UTILISES AU NIVEAU DES MSAP

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut citer les deux types suivants :

- Les aimants permanents "terres rares" (SmCO_5 et Sm_2C_{17}), NdFeB ,... [4].

- Les aimants à alliages métalliques, ferrites (aimants robustes et peu coûteuses) Alnicos.

On note que les aimants permanents du type terres rares (SmCo, NdFeB) sont les plus utilisés, car ils présentent une induction rémanente (B_r) et un champ coercitif H_c (kA/m) plus élevés.

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants.

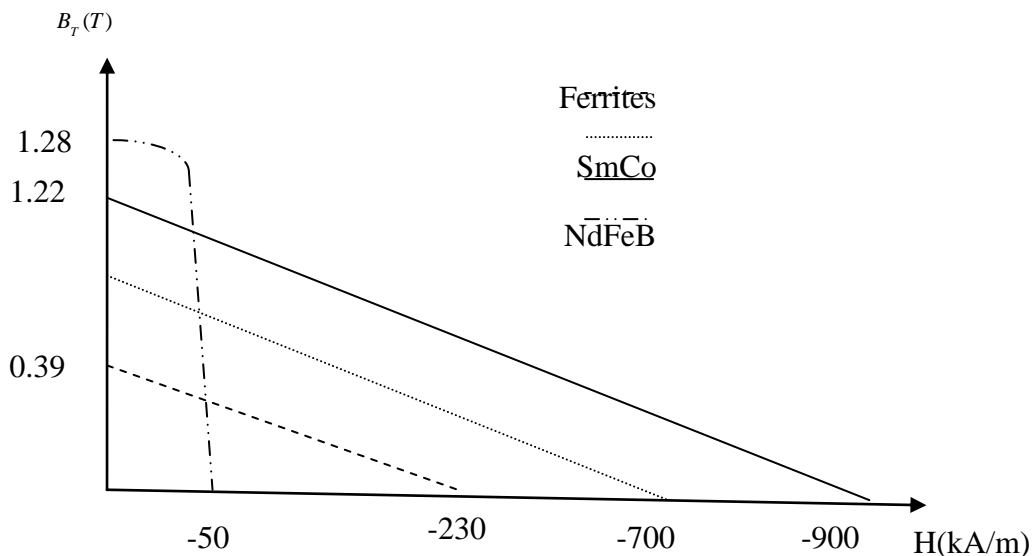


Fig. (I 1) Courbe de désaimantation des différents aimants [2]

I.4. MATERIAUX A AIMANTS PERMANENT MODERNES

Les principaux matériaux utilisés actuellement au niveau des aimants permanents sont essentiellement des alliages du type ALNICO, les ferrites et les terres rares qui constituent de nos jours les plus répondus. On se contente ici de décrire brièvement certains matériaux à aimants, largement utilisés dans les machines électriques.

I.4.1. Les ferrites

Ces matériaux possédant une induction rémanente relativement faible (comprise entre 0.36 et 0.4T) avec un champ coercitif assez élevé qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation.

Leurs prix de revient relativement bas, offre la possibilité d'envisager leur utilisation comme inducteur des machines électriques de faible puissance destinées à la fabrication en série.

I.4.2. Samarium- Cobalt (SmCo)

Ces matériaux appartiennent à la famille des aimants à base de terres rares présentant des caractéristiques d'aimantation meilleurs et un champ coercitif beaucoup plus important que les ferrites (figure I.1), leurs propriétés magnétiques sont peu sensibles à la variation de la température néanmoins leurs prix de revient assez élevé, limite leur emploi des certaines applications précises.

I.4.3. Neodyme-Fer-Bore (NdFeB):

Ces matériaux sont le type d'aimants le plus récent (1983), l'induction qu'ils permettent dans l'entrefer est importante. Leur champ coercitif est élevé (tableau I.1). Ce type d'aimants présente par rapport aux **SmCo** un produit d'énergie $(-BH)_{ma}$ plus important et un prix de revient plus bas.

Une autre propriété caractérise le **NdFeB**. En effet, ce type d'aimant permet d'obtenir un couple massif élevé sans besoin de concentration de flux. Leurs températures d'utilisation limitées à 150°C et la sensibilité à l'oxydation de ce type d'aimant posent certains problèmes quant à leur utilisation [5].

| | ALNICO 600 | ALNICO 2200 | FERRITE | SmCO₃ | Sm₂CO₁₇ | NdFeB |
|---|-----------------------|------------------------|----------------|-------------------------|--------------------------------------|--------------|
| Rémanence Br. (T) | 1.35 | 0.74 | 0.39 | 0.90 | 1.07 | 1.22 |
| Champ coercitif d'induction - H _{CD} (kA/m) | | | 265 | 700 | 720 | 900 |
| Champ intrinsèque. - H _{CI} (kA/m) | 59 | 175 | 275 | 2000 | 1200 | 1000 |
| Champ démagnétisant critique. - H _{DC} (kA/m) | | | 250 | 1000 | 640 | 1000 |
| Energie volumique. - BH _{max} (kJ/m) | 59 | 43 | 28.5 | 160 | 225 | 279 |
| Coefficient de température de B _r - $\alpha = \Delta B_r / B_r \Delta T$ 100(%K). | -0.02 | -0.02 | -0.02 | -0.04 | -0.03 | -0.13 |
| Coefficient de température B. | +0.03 | +0.03 | +0.34 | -0.2 | -0.2 | -0.16 |

Tableau(I.1) Caractéristiques des différents types d'aimants [5]

I.4.4. Choix de l'aimant

Les aimants généralement utilisés sont les ferrites et le samarium-cobalt (Smco₅–Sm₂CO₁₇) Les aimants Neodyme-Fer-bore ne présentent pas un intérêt économique suffisant pour compenser leur sensibilité aux températures usuelles de fonctionnement des moteurs.

La faiblesse du champ coercitif des aimants **ALNICO** les rend d'un emploi très difficile [6].

I.5. PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevé, faible désaimantation, densité de

puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines.

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [7].

I.5.1. Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ.

Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et élimine les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit l'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée [8].

I.6. STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES À AIMANTS

Comme pour le cas des machines synchrones classiques, nous pouvons distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses", et ceux dits "à pôles saillants". La nuance, le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leurs dispositions. Au niveau du rotor. D'autres structures peuvent être envisagées suivant la présence ou l'absence de pièces polaires [9].

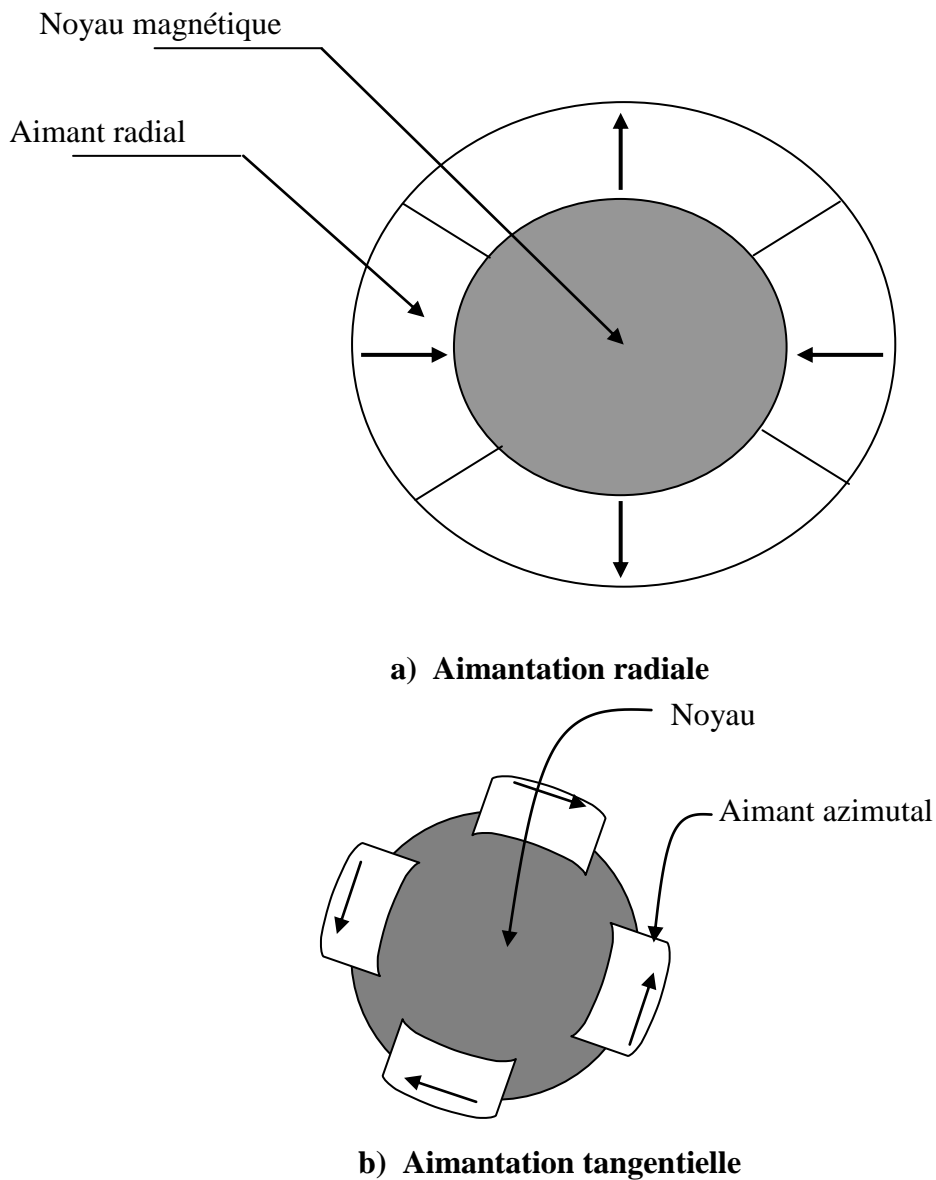
I.6.1. Structures à pôles lisses

Les aimants généralement en forme de "Tuiles", sont fixés à la surface du rotor grâce à des ferrites amagnétiques au niveau de l'entrefer et plaquées sur un noyau magnétique pour tirer le meilleur parti des aimants, on a intérêt de les doter d'une aimantation radiale

Figure(I 2-a), tangentielle entre pôles Figure(I 2-b), les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte Figure(I 2-c) ou aimantation tournante.

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent pour celle de la ferrite amagnétique de maintien.

Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple [9].



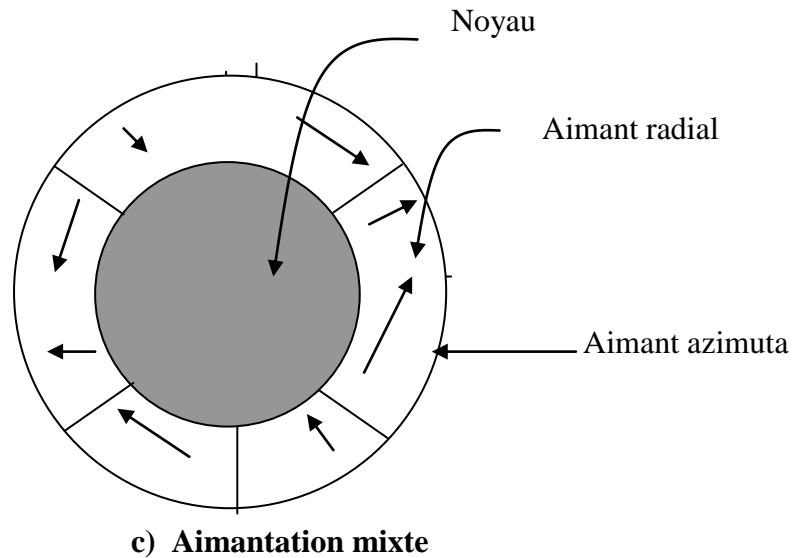


Fig. (I 2) Structures à pôles lisses [9]

I.6.2. Structures à pôles saillants

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné où la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants.

I.6.3. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (Figure I 3) qui permettent de les fixer sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [9].

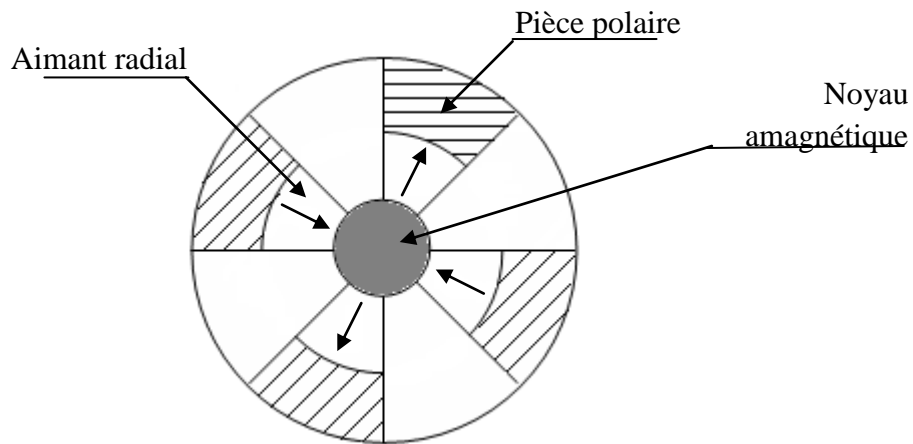
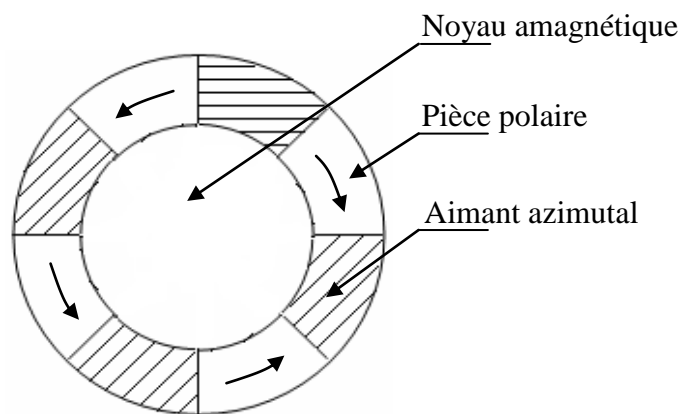


Fig. (I 3) Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux

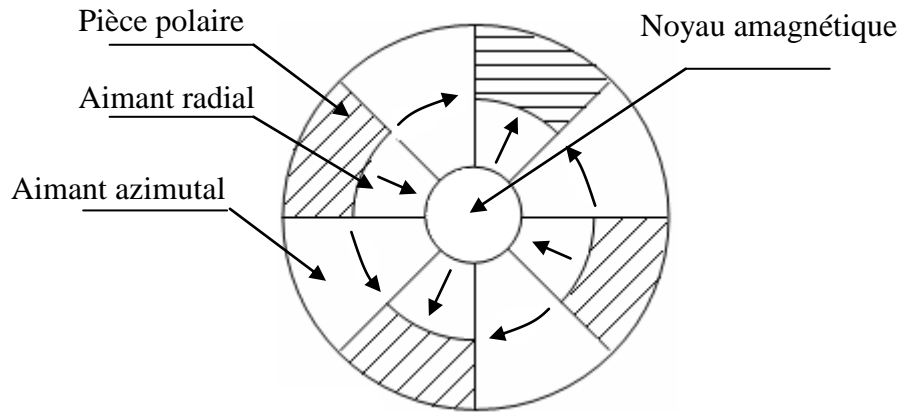
I.6.4. Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer, et par conséquent, le couple on peut concevoir des structures rotoriques dites "à concentration de flux". Les aimants les plus performants, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevé de produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversée ($L_q > L_d$).

Selon le sens de l'aimantation et la disposition des pièces polaire, on peut envisager deux types de structure Figure (I 4-a et b).



a) Structure à aimantation Azimutal



b) Structure à aimantation mixte

Fig. (I 4) Structure avec pièces polaires et concentration de flux

I.6.5. Structures à aimants internes

L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" appelées structures d'inducteurs à aimants internes (Figure I.5). Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toute fois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique.

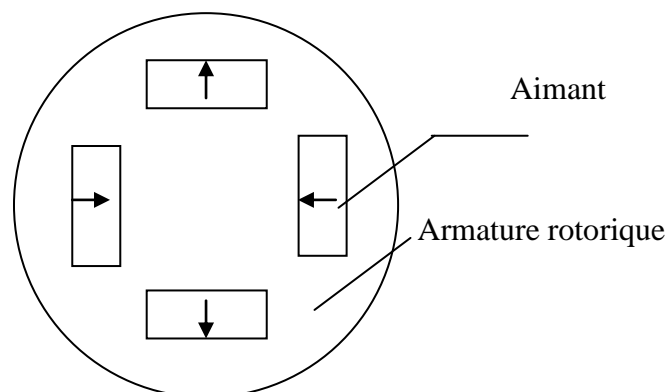


Fig. (I 5) Structure à aimantations interne

I.6.6. Structure à aimantations insérées dans l'armature rotorique:

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérées dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (Figure I.6) une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.

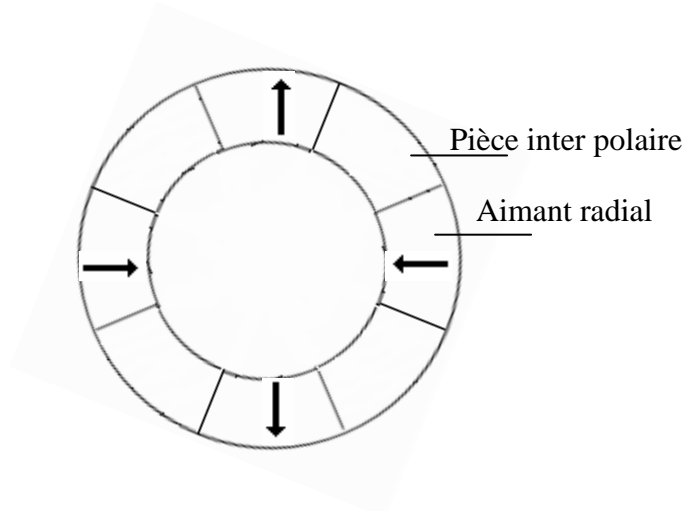


Fig. (I 6) Structure à aimantations insérées

I.7. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante.

Le champ d'induction a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance [11].

Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator, le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

I.8. AVANTAGES DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur, on peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

I.8.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

I.8.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air.

Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'autopilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

I.8.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones:

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné ;

- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement ;
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toutefois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrones à aimants [5].

I.9.LES INCONVENIENTS

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux), la commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple: capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare, ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) Par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. Cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants [13].

I.10. DOMAINES D'APPLICATIONS DES MSAP [14]

I. 10.1. Applications aux petites puissances

Dans la gamme des puissances faibles (<600W en se basant sur la norme de construction électrique NF C 51-200), les moteurs brushless sont pour la plupart utilisés en mode courant continu et appelés moteurs BLDC (Brushless DC).

Ces moteurs sont utilisés pour des systèmes qui nécessitent des contrôles de position Précis (disques durs, graveurs de DVD ...),ils sont aussi utilisés pour des systèmes Qui ont besoin de fonctionner à une vitesse fixe précise comme les programmeurs mécaniques des appareils électroménagers ou autres. D'autres exemples d'utilisation de petits moteurs brushless sont les ventilateurs des micro-ordinateurs ou l'instrumentation médicale comme les fraises de dentiste qui fonctionnent à des vitesses élevées. Tous ces exemples sont présentés sur la figure (I 7).

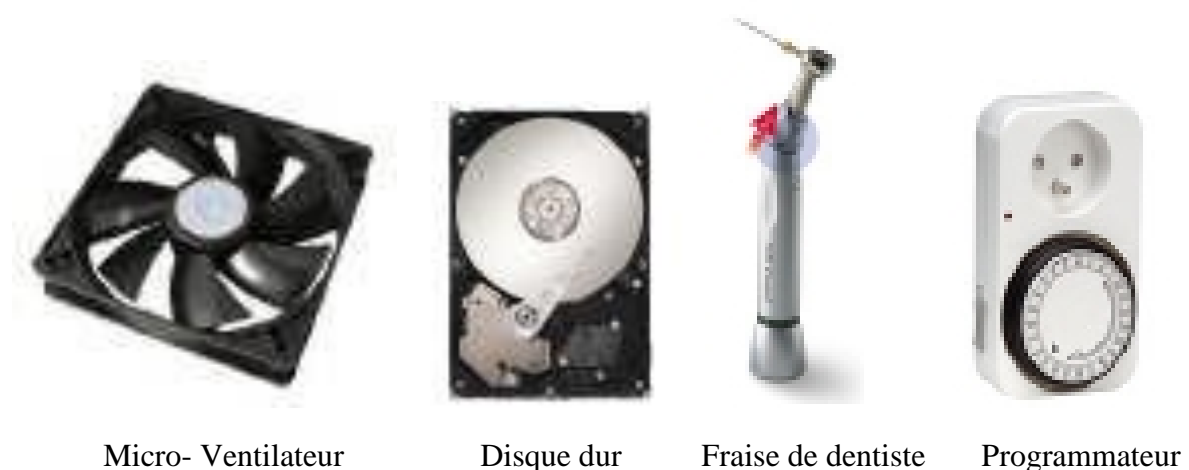


Fig. (I 7) Exemples d'applications de moteurs brushless de petite puissance

I .10.2 .Applications aux moyennes puissances

Dans cette partie, les systèmes étudiés sont ceux nécessitant des puissances comprises entre 500W et 100kW et utilisant ou susceptibles d'utiliser des MSAP, ces machines sont pour la plupart polyphasées (généralement triphasées) et associées à un onduleur de tension commandé en courant afin d'assurer l'autopilotage.

Une première application dans cette gamme de puissance repose sur la motorisation des véhicules électriques divers. En effet, les tendances actuelles conduisent au développement des accumulateurs électriques (batteries Lithium/ion ...) et au développement des moteurs électriques au détriment des moteurs thermiques dont le rendement est plus faible et le combustible fossile en voie d'épuisement. Comme cela a été vu précédemment, le moteur

brushless possède des caractéristiques intéressantes pour les systèmes embarqués. Certains véhicules électriques ou hybrides comme la Toyota-Prius ou la Citroën-C0 sont donc équipés de MSAP. Dans le même ordre d'idée, des études sur les véhicules 2-roues sont aussi entreprises (scooter, vélos à assistance électrique...). Certaines machines à outils et robots industriels utilisent aussi des moteurs brushless car ils apportent de bonnes performances (bon) couple à faible vitesse, forte capacité de surcharge, fiabilité de vitesse ...) et nécessitent peu de maintenance.

Tous les exemples décrits précédemment sont illustrés sur la figure (I.8)

De par ses avantages, la MSAP peut aussi être utilisée dans beaucoup d'entraînements de divers mécanismes et ce particulièrement pour les systèmes où le poids et le volume jouent un rôle important. Si c'est déjà le cas pour certains systèmes dans les voitures (ventilation, climatisation ...), il est aussi envisageable d'augmenter leur pénétration dans d'autres domaines tel que l'aéronautique où il est de plus en plus question de "l'avion plus électrique" ou de "l'avion tout électrique".



Fig. (I 8) Exemples d'applications de moteurs brushless de moyenne puissance

I.10.3. Applications aux fortes puissances

Malgré le coût élevé des aimants, les MSAP sont de plus en plus utilisées ou envisagées pour des équipements de plus forte puissance où les contraintes d'encombrement sont importantes comme la traction électrique ou la propulsion navale.

L'AGV (Automotrice à grande vitesse) d'Alstom utilise ainsi des MSAP pour la traction et le freinage électrodynamique du train. Ce successeur du TGV concilie

la structure des rames articulées (comme le TGV) avec une motorisation répartie sur toute la rame, cette répartition conduit à une réduction de consommation de 15% et à une modulation du train en terme de nombre de voitures et donc de puissance. Le rapport puissance/poids de la rame est de 22kW/tonne et la vitesse de croisière du train est de 360 km/h (contre 320 km/h pour le TGV).

Les moteurs utilisés ont une puissance nominale de 720 kW et un rapport puissance/poids de 1 kW/kg (contre maximum 0.7kW/kg pour le moteur asynchrone du TGV-POS).

De même, les MSAP peuvent être employées pour la propulsion navale. Dans ce cadre, les moteurs utilisés doivent en effet être compacts, légers, fiables, résistants à l'environnement marin (vibrations, humidité, salinité, températures ...) et le plus discret possible s'ils sont utilisés dans un cadre militaire, bien que les MSAP qui génèrent une forte puissance soient assez chères à fabriquer, on en trouve sur les sous-marins et certains bateaux militaires ainsi que sur certains navires de croisière comme le "Legend of the seas" (la figure I.9). Cette partie a proposé un aperçu des différents systèmes propices à l'utilisation des MSAP.

Ces systèmes utilisent pour la plupart plusieurs machines électriques autopilotées, reliées chacune à son propre convertisseur électrique. Les systèmes développés sont donc de type SMM et il est intéressant de voir s'il ne serait pas possible d'en optimiser la taille et le poids, le cas des SMM appliqués au domaine.



Traction ferroviaire [AGV-Alstom ®]



Propulsion navale [Navire Legend of the seas]

Fig. (I 9) Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance

I.11. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS :

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant Permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre rare (SmCo, NdFeBr).

I. 11.1. Structure générale d'une MSAP :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante [4]:

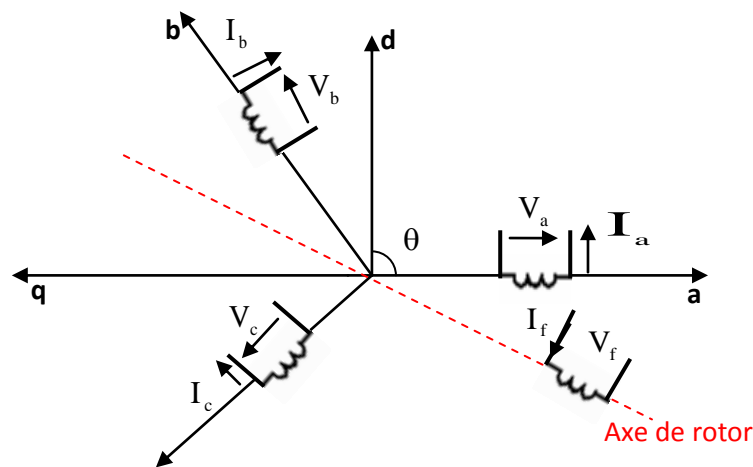


Fig. (I 10) Schéma de la MSAP

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de $(\frac{2\pi}{3})$, par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe en quadrature (q), déphase de $(\frac{\pi}{2})$ par rapport à l'axe (d) ;

- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t$$

θ_0 : L'angle électrique initial ;

ω : La pulsation des grandeurs électriques.

I.11.2. Hypothèses simplificatrices

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

- 1-L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- 2-La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator.
- 3-L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- 4-L'effet d'encoche est négligeable
- 5-La résistance des enroulements ne varie pas avec la température [12]

I.11.3 Mise en équations de la machine

La figure (I .1) représente schématiquement la MSAP considérée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases} \quad (I.1)$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^t$: vecteur tension statorique ;

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^t$: vecteur courant statorique ;

$[R_s] = R_s [I]$; $[I]$: matrice identité ;

R_s : Résistance de phase statorique ;

$[L_s]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

Donc le système [I.1] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\varphi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\varphi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\varphi_c]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (\text{I.3})$$

$$C_f = f_c \Omega$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} : \text{vitesse de rotation de la machine ;}$$

C_r : Couple résistant ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_f : Couple de frottement ;

J : moment d'inertie de la machine tournante ;

P : nombre de paires de pôles ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

f_c : Coefficient de frottement.

I.11.4. Transformation de PARK

on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse ω_r .

L'équation qui traduit le passage du système triphase au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[\mathbf{F}_{dq0}] = [\mathbf{A}][\mathbf{F}_{abc}] \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\mathbf{A} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur $\frac{2}{3}$ est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors \mathbf{A}^{-1} devient comme suit :

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle θ est définit comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt \quad (\text{I.5})$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de ω , on distingue :

- **Référentiel lié au stator**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_0 = \omega_s = 0$$

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire ω_r :

$$\omega_0 = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_0 = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation

I.11.4.1. Equations électriques dans le référentiel de PARK :

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphase au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de park.

$$[V_{dqo}] = [A][V_{abc}] \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

I. 11.4.2. Equations électromagnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

L_{sc} : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dq0} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \varphi_{abc} \end{bmatrix}$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (I.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

φ_f : Flux dû aux aimants ;

R_s : Résistance d'une phase statorique ;

L_d : Inductance suivant l'axe d ;

L_q : Inductance suivant l'axe q ;

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

I. 11.4.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \tag{I.11}$$

Ou:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_{qs} - \varphi_q i_{ds})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \tag{I.12}$$

Avec:

$\frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs}$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

L'énergie totale du moteur dans le système (a, b, c) :

$$W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$$

Dans le système dqo :

$$W = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$$

Schéma équivalent

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I.11)

Selon l'axe d :

Selon l'axe q :

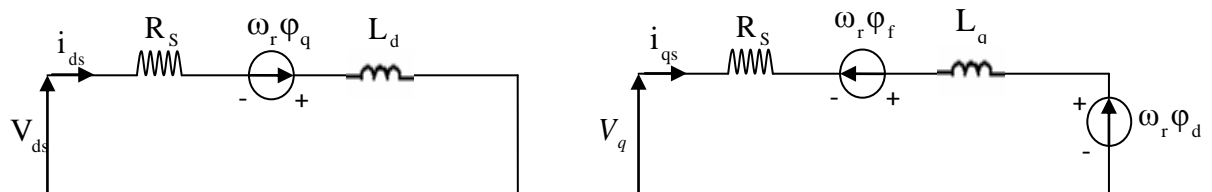


Fig. (I 11) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

I.11.5. Equations d'état de la MSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs}] \end{cases} \quad (I.13)$$

I.11.6. Résultats de simulation

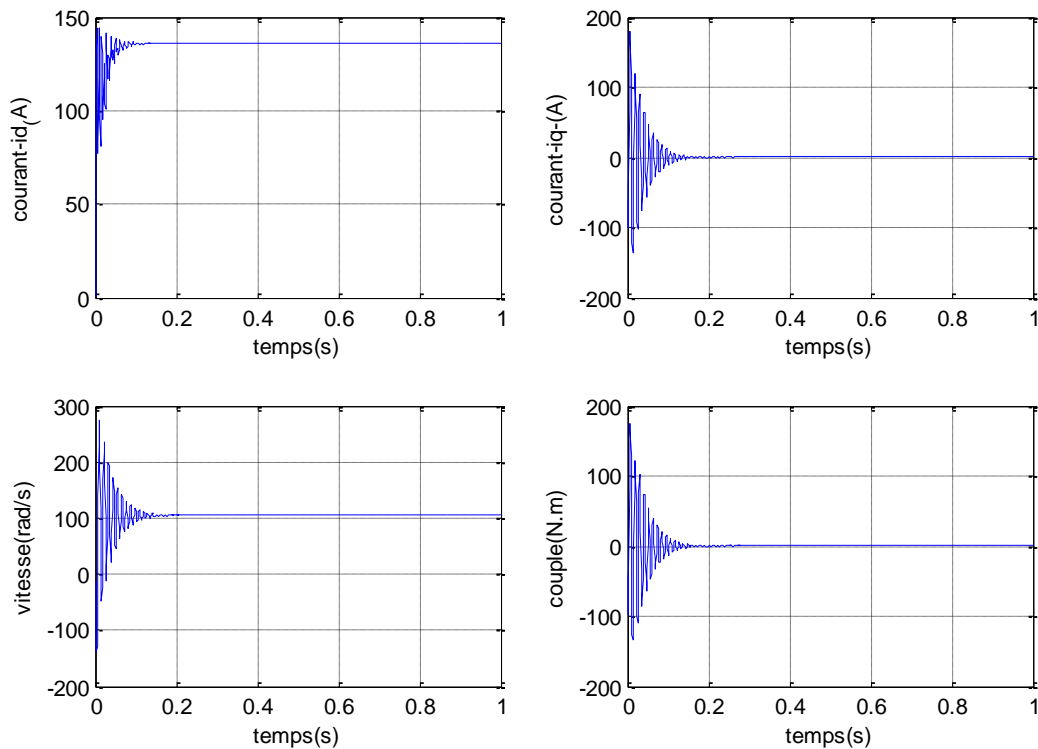


Fig. (I.12) caractéristique dynamique de la MSAP a vide

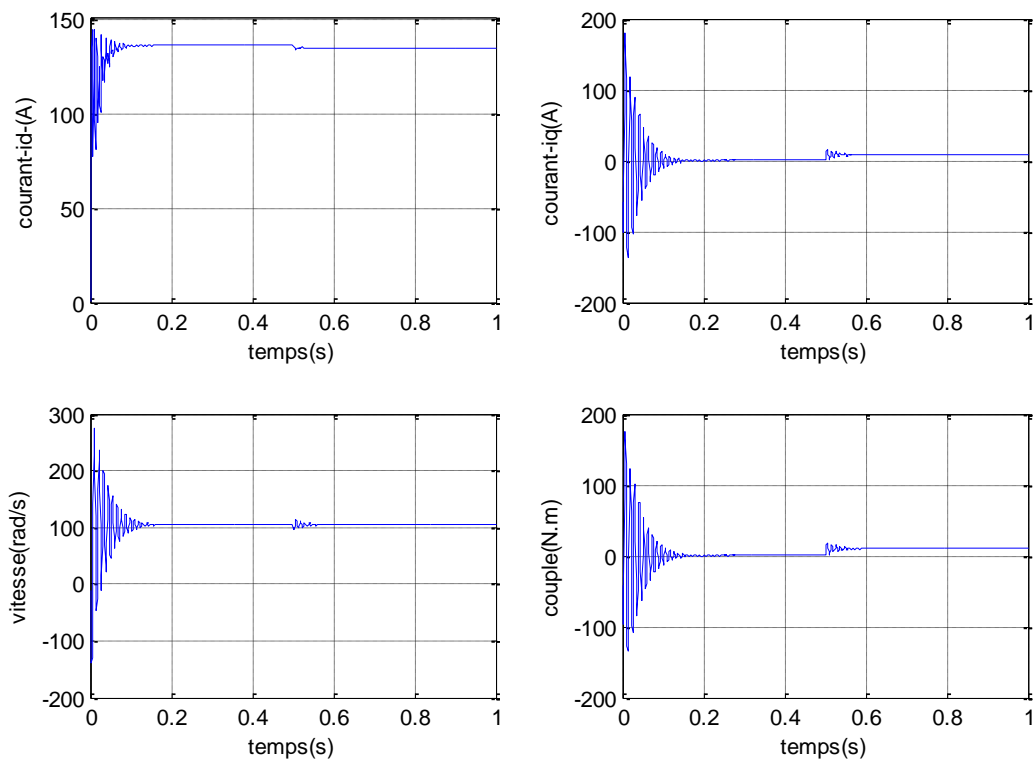


Fig. (I 13) Caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge ($C_r=10\text{N.m}$) à l'instant $t=0.5\text{s}$

I.11.7. Interprétations des résultats de simulation

Nous avons présenté sur les figures (I 11), (I 12) la vitesse ω (rad/s), le couple électromagnétique, les deux composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP. La machine alimentée par une source de tension triphasée avec une augmentation lente de la fréquence.

La figure (I 11) présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement à vide. Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de $(104,71)$ rad/sec après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire, le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, sa valeur de crête est de (174N.m) et se stabilise à une valeur de (0.04N.m) , qui compense les pertes par frottement (couple à vide).

Le courant i_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur (135A) après un temps assez court.

La figure (I 12) montre l'évolution des grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r=10\text{N.m}$) à l'instant ($t =0.5\text{s}$), on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I.12.CONCLUSION

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages, elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

Dans ce chapitre nous avons étudié le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation, Malgré les hypothèses simplificatrices considérées et la transformation orthogonale de park d, q qu'on a introduit, le system reste complexe à cause de la non linéarité.

D'autre part, nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. Pour résoudre ce problème, on fait appel à une stratégie de commande non linéaire, qui sera présentée au prochain chapitre.

II.1. INTRODUCTION

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 [15].

La linéarisation par retour d'état est une autre approche qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire en un modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement. Cette linéarisation se fait en deux étapes : [16]

- 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.

La linéarisation par retour d'état est basée des concepts théoriques de la géométrie différentielle, nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO), et les systèmes multi-entrées multi sorties (MIMO), puis nous allons faire l'application sur la machine synchrone à aimants permanents.

II.2. SYSTEMES MONO-ENTREE MONO-SORTIE (SISO)

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{II.1}$$

avec:

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état;

u : entrée du système;

y : sortie du système;

$h(x)$: fonction analytique de x ;

f, g : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Le but de l'application de la méthode de linéarisation est de trouver une commande de type retour d'état non linéaire plus précompensateur non linéaire

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \tag{II.2}$$

qui en boucle fermée ramène le système (II.1) à un système linéaire.

Par rapport à une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, ceci permet d'obtenir un comportement linéaire du système non linéaire sur toute " la plage de fonctionnement ".

Nous pouvons trouver des conditions permettant de vérifier si un système non linéaire permet une linéarisation. Deux cas peuvent se présenter :

- le degré relatif (*i.e.* le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y pour faire apparaître l'entrée u) est égal à l'ordre n du système, le système peut donc être linéarisé exactement.
- le degré relatif est strictement inférieur à l'ordre du système, on ne peut que partiellement linéariser le système. De point de vue entrée-sortie le comportement est linéaire mais une partie de l'état ("dynamique interne") est rendu inobservable par le retour d'état linéarisant. Il faut donc prouver la stabilité de cette dynamique interne.

On utilise souvent des notions de la géométrie différentielle et de topologie telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involutivité. Toutes ces notions sont présentées dans l'annexe A.

II.2.1. Degré relatif

Le système (II.1) est dit de degré relatif r si:

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 \quad 0 \leq i \leq r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

avec $L_f h$: dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteurs f (annexe A):

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{II.4})$$

Afin de déterminer la loi de commande non linéaire nous calculons le degré relatif de la sortie *i.e.* le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entée u .

La dérivation temporelle de la sortie y donne :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{dh(x)}{dx} \frac{dx}{\partial t} \\ &= \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

$$= L_f h(x) + L_g h(x)u$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathfrak{R}^n$, on montre aisément que la commande :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) \quad (\text{II.6})$$

conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur :

$$\dot{y} = v \quad (\text{II.7})$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad i = 1, 2, \dots \quad (\text{II.8})$$

avec $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$. La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation r à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande $u (L_g L_f^{i-1} h(x))$ n'est pas nul. r est le degré relatif de h . On montre que pour

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (\text{II.9})$$

La commande

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} (-L_f^r h(x) + v) \quad (\text{II.10})$$

conduit au système linéaire équivalent à une chaîne de r intégrateurs :

$$y^{(r)} = v \quad (\text{II.11})$$

Si le degré relatif est supérieur à 1, on a : $L_g h(x) = 0$. Donc : $\dot{y} = L_f h(x)$

Et on montre que :

$$\begin{aligned} y^{(i)} &= L_f^i h(x) \quad 0 \leq i \leq r \\ y^{(r)} &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Remarque 1 [17]

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$. Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non commandable.

Pour $r = n$, le système admet une linéarisation exacte.

Pour $r < n$, le système admet une linéarisation partielle. L'ordre du sous système linéarisé est égal à r .

Remarque 2 [17]

Le degré relatif r d'un système linéaire :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu \\ y &= cx \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

est caractérisé par:

$$\begin{aligned} cA^i b &= 0 \quad 0 \leq i \leq r-1 \\ cA^{r-1} b &\neq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

L'entier r qui satisfait ces conditions est égale à la différence entre le degré du dénominateur et celui de numérateur de la fonction de transfert du système:

$$H(s) = c(sI - A)^{-1} b \quad (\text{II.15})$$

Remarque 3

Les fonctions $h, L_f h, L_f^2 h, \dots, L_f^{r-1} h$ (dérivées successives de la sortie y) ont une importance particulière ; Elles peuvent être choisies comme base d'un nouveau système de coordonnées. Ce choix apporte une simplification importante au modèle.

II.2.2 Conditions de linéarisation exacte

Le système (II.1) admet une linéarisation exacte par retour d'état si et seulement si [17] :

1- Les vecteurs $\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g\}$ sont linéairement indépendants et la matrice $[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g]$ est de rang n .

2- La distribution $D = \text{span}\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g\}$ est involutive (annexe A) et de rang constant.

On désigne par $ad_f g$ le crochet de Lie des vecteurs f et g (annexe A):

$$Ad_f g = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g \quad (\text{II.16})$$

La première condition reflète la condition de commandabilité ; pour le système linéaire (II.13), la matrice $(g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g)$ devient : $(b, Ab, A^2, \dots, A^{n-1} b)$ qui est la matrice de commandabilité. La deuxième condition correspond à la construction de changement de coordonnées dans les quelles le système à un comportement linéaire.

Pour l'application des notions de distribution et d'involativité voir l'Annexe A.

L'involativité 'une distribution $\bar{H} = [h_1, \dots, h_n]$ peut être testée en vérifiant si :

$$\text{rang}\{h_1, \dots, h_n\} = \text{rang}\{h_1, \dots, h_n, [h_i, h_j]\} \quad \text{pour } i, j = 1..n \quad (\text{II.17})$$

II.2.3. Linéarisation exacte par retour d'état

Si les conditions de linéarisation exacte sont vérifiées, il existe au moins une sortie $y=h(x)$, n'ayant pas forcément un sens physique, pour la quelle le degré relatif r est égale à n , et le système admet une linéarisation exacte. Cette linéarisation se fait en deux étapes ; la mise du système sous la forme normale, et le retour d'état linéarisant.

II.2.3.1. Forme normale

Pour mettre le système sous sa forme normale, on applique la transformation des coordonnées (difféomorphisme) ϕ suivante :

$$\begin{aligned} z_1 &= \phi_1(x) = h(x) \\ z_2 &= \phi_2(x) = L_f h(x) \\ &\dots\dots\dots \\ z_n &= \phi_n(x) = L_f^{n-1} h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Dans les nouvelles coordonnées (z_1, z_2, \dots, z_n) , le système (II.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_n &= b(z) + a(z)u \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

avec :

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \\ b(z) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

II.2.3.2. Retour d'état linéarisant

La loi de commande :

$$u = \frac{1}{a(z)} (v - b(z)) \quad (\text{II.21})$$

transforme le système dont une partie est sous la forme canonique de Brunovski et dont l'autre est rendue non-observable si $r < n$.

avec v : nouvelle entrée pour laquelle le système est linéaire.

par identification avec (II.2), on trouve :

$$\begin{aligned} \alpha(z) &= \frac{1}{a(z)} \\ \beta(z) &= \frac{-b(z)}{a(z)} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

On choisit α et β pour que la dernière équation de (II.19) devienne : $\dot{z}_n = v$.

Le système (II.19) s'écrit alors :

$$\dot{z} = Az + bv \quad (\text{II.23})$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}; \quad b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \tag{II.24}$$

L'équation (II.24) représente un intégrateur d'ordre n figure (II 1)

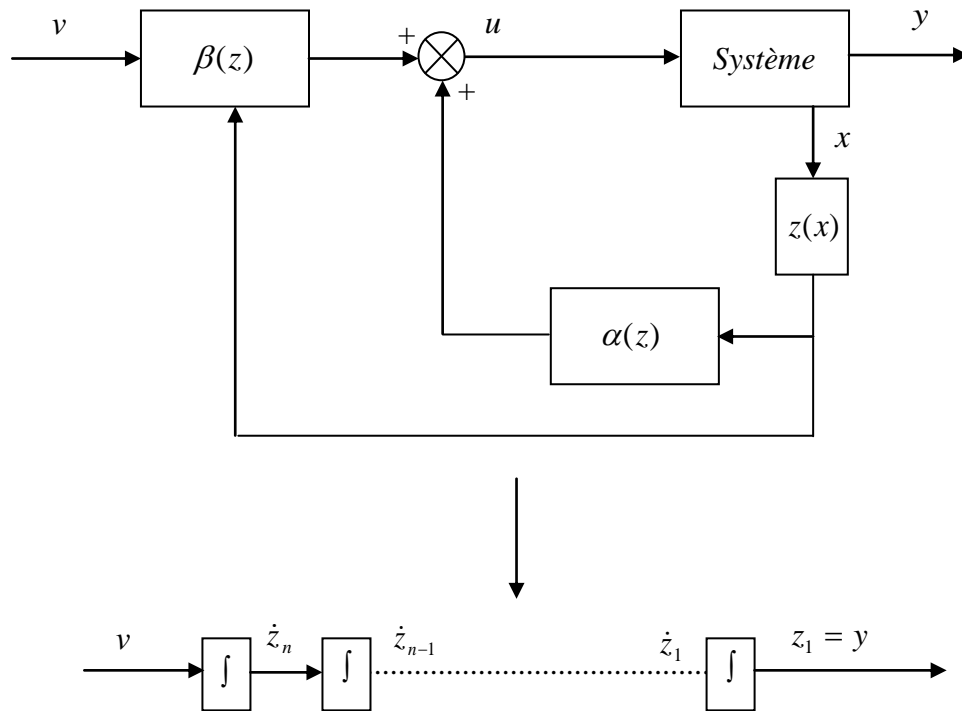


Fig. (II 1) Linéarisation exacte par retour d'état. Forme canonique de Brunovsky.

L'entrée v est obtenue en appliquant un réglage linéaire (retour d'état, régulateur classique...etc.) figure (II 2).

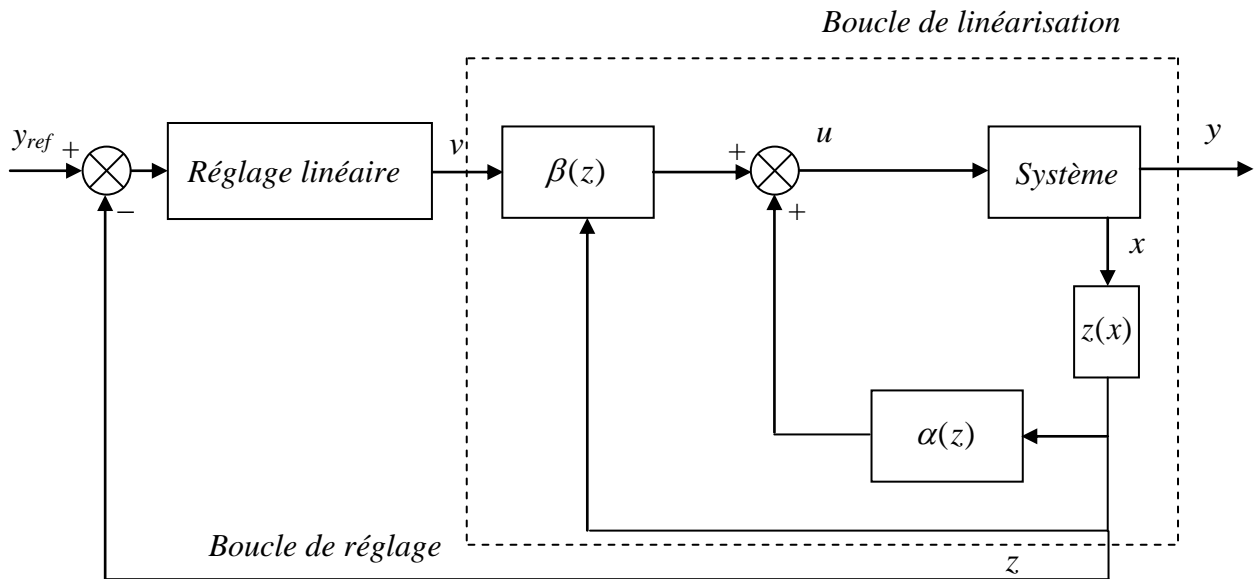


Fig. (II 2) Boucles de réglage et de linéarisation.

II.2.4. Linéarisation partielle par retour d'état

Si le degré relatif r de la sortie $h(x)$ est strictement inférieur au degré n du système, certaines dynamiques sont rendues inobservables par la retour d'état linéarisant, ce qui correspond à une linéarisation partielle du système : $r < n$.

II.2.4.1. Forme normale

Les fonctions $h, L_f h, L_f^2 h, \dots, L_f^{r-1} h$ donnent les r premiers composants du difféomorphisme ϕ .

Les $(n - r)$ composantes restantes sont choisies de sorte que:

$$L_g \phi_i(x) = 0 \quad r + 1 \leq i \leq n \tag{II.25}$$

pour que leurs dérivées soient indépendantes de l'entrée u [17].

Dans le nouveau système de coordonnées, le système (II.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_n &= q_n(z) \end{aligned} \tag{II.26}$$

avec

$$\begin{aligned}
 a(z) &= L_g L_f^{r-1} h(\phi^{-1}(z)) \\
 b(z) &= L_f^r h(\phi^{-1}(z)) \\
 q_i(z) &= L_f \phi_i \quad r+1 \leq i \leq n
 \end{aligned}
 \tag{II.27}$$

II.2.4.2. Retour d'état linéarisant

Le retour d'état :

$$u = \frac{1}{a(z)}(v - b(z))
 \tag{II.28}$$

transforme le système (II.26) en une partie linéaire sous forme canonique de Brunowsky (équation (II.29)) et une partie non observable (équation (II.30)) :

$$\dot{\zeta} = A\zeta + bv
 \tag{II.29}$$

$$\dot{\eta} = q(\zeta, \eta)
 \tag{II.30}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 \zeta &= (\zeta_1 \dots \dots \zeta_r)^T = (z_1 \dots \dots z_r)^T \\
 \eta &= (\eta_1 \dots \dots \eta_{n-r})^T = (z_{r+1} \dots \dots z_n)^T
 \end{aligned}
 \tag{II.31}$$

$$A(r, r) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & . & . & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & . & 0 \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & 1 & . \\ 0 & 0 & . & . & . & 0 \end{pmatrix}; \quad b(r) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ . \\ . \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}
 \tag{II.32}$$

L'entrée v est obtenue par un réglage linéaire figure (II 3) :

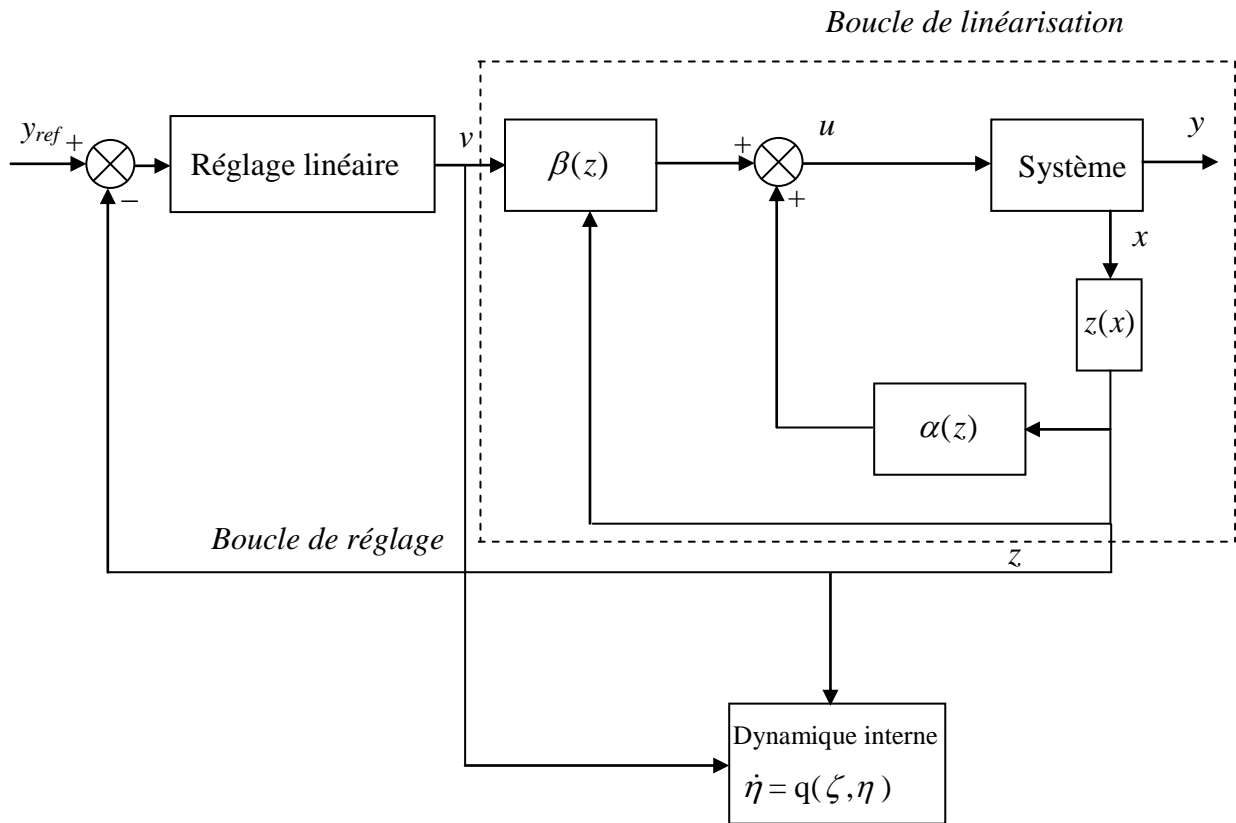


Fig. (II.3) Linéarisation partielle et dynamique interne.

II.2.4.3. Dynamique interne

La dynamique de la partie non observable (II.30) 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 (système à phase minimale), par analogie, on introduit la notion de la dynamique des zéros pour étudier la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire.

II.2.4.4. Dynamique des zéros

La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque l'entrée du système est choisie de manière à porter la sortie à zéro à l'instant $t=t_0$, et l'y maintient [17], si la sortie y est maintenue nulle, ces dérivées doivent être nulles aussi, en imposant cette condition au système (II.29) (II.30), on obtient:

$$\begin{aligned}
 \dot{\zeta} &= 0 \\
 \dot{\eta} &= q(0, \eta) \\
 \eta(0) &= \eta_0
 \end{aligned}
 \tag{II.33}$$

Et l'entrée u est égale à

$$u(x) = \frac{L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} \tag{II.34}$$

La dynamique des zéros décrit l'évolution de l'état du système dans la surface de dimension $(n-r)$ défini par la condition $\zeta = 0$. La figure (II.4) donne l'illustration de la dynamique des zéros pour un système d'ordre $n=3$ et de degré relatif $r=1$.

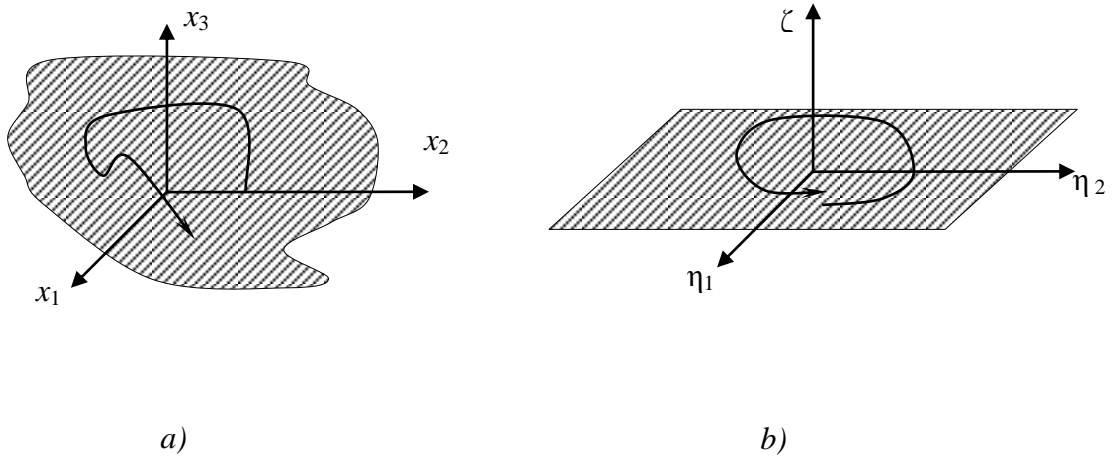


Fig. (II 4) Evolution de l'état du système dans l'espace de la dynamique des zéros pour le cas $n=3, r=1$.

- a- dans les coordonnées originales.
- b- dans les coordonnées normales.

II.3. SYSTEME MULTI-ENTREE MULTI-SORTIE (MIMO)

On considère le système carré (nombre d'entrées st de sorties égales) :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_j &= h_j(x) \quad 0 \leq j \leq m \end{aligned} \tag{II.35}$$

avec

$x = (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n)^T$: vecteur d'état.

f, g_1, g_2, \dots, g_m : champs de vecteurs.

h_1, h_2, \dots, h_m : des fonctions analytiques au voisinage Ω d'un point x_1 de \mathbb{R}^n (voir Annexe A) .

II.3.1. Degré relatif vectoriel

Le système (II.35) a le degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_m) si :

$$1. L_{g_i} L_f^k h_j(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m, k < r_i - 1 \tag{II.36}$$

2. La matrice de découplage:

$$D(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1 & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2 & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2 & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & L_{g_2} L_f^{r_m-1} h_m & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{pmatrix} \quad (II.37)$$

est non singulière.

Le système devient ensuite :

$$\begin{pmatrix} y_1^{r_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{r_m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{r_m} h_m \end{pmatrix} + D(x) \begin{pmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{pmatrix} \quad (II.38)$$

Si $D(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(x) \left(\begin{pmatrix} -L_f h_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ -L_f h_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_m \end{pmatrix} \right) \quad (II.39)$$

Remarque 1

Le degré relatif r_i lié la sortie y_i représente le nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement au moins une des entrées u_i ($1 \leq i \leq m$).

Remarque 2

Le fait que chaque sortie y_i ayant le degré relatif r_i ne signifie pas toujours la non- singularité de la matrice $D(x)$; Une colonne de celle-ci peut être nulle.

II.3.2. Conditions de linéarisation exacte

On construit les distributions (sous espaces) suivantes :

$$\begin{aligned} G_0 &= span\{g_i, \quad 1 \leq i \leq m\} \\ G_1 &= span\{g_i, ad_f g_i, \quad 1 \leq i \leq m\} \\ &\dots\dots\dots \\ G_{n-2} &= span\{g_i, ad_f^j g_i, \quad 1 \leq i \leq m, \quad 1 \leq j \leq n-2\} \\ G_{n-1} &= span\{g_i, ad_f^j g_i, \quad 1 \leq i \leq m, \quad 1 \leq j \leq n-1\} \end{aligned} \quad (II.40)$$

Le système (II.35) admet une linéarisation exacte si et seulement si :

1- La distribution G_{n-1} est de rang n

2- Les distributions $G_k (0 \leq k \leq n - 2)$ sont involutives et de rangs constants.

II.3.3. Linéarisation exacte par retour d'état

On considère que les conditions de linéarisation exacte sont vérifiées. Le degré relatif vectoriel satisfait la condition :

$$\sum_{i=1}^m r_i = n \tag{II.41}$$

II.3.3.1. Forme normale

Le difféomorphisme suivant met le système sous la forme normale :

$$\begin{aligned} z_i^1 &= \phi_i^1(x) = h_i(x) \\ z_i^2 &= \phi_i^2(x) = L_f h_i(x) \\ &\dots\dots\dots \\ z_i^{r_i} &= \phi_i^{r_i}(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x) \quad 1 \leq i \leq m \end{aligned} \tag{II.42}$$

Dans ces coordonnées, le système (II.35) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{i,j}(z) u_j \quad 1 \leq i \leq m \end{aligned} \tag{II.43}$$

avec

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{i,j}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \quad 1 \leq i, j \leq m \end{aligned} \tag{II.44}$$

Les éléments $d_{i,j}$ de l'équation (II.44) sont identiques aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$ donnée par (II.37).

II.3.3.2. Retour d'état linéarisant

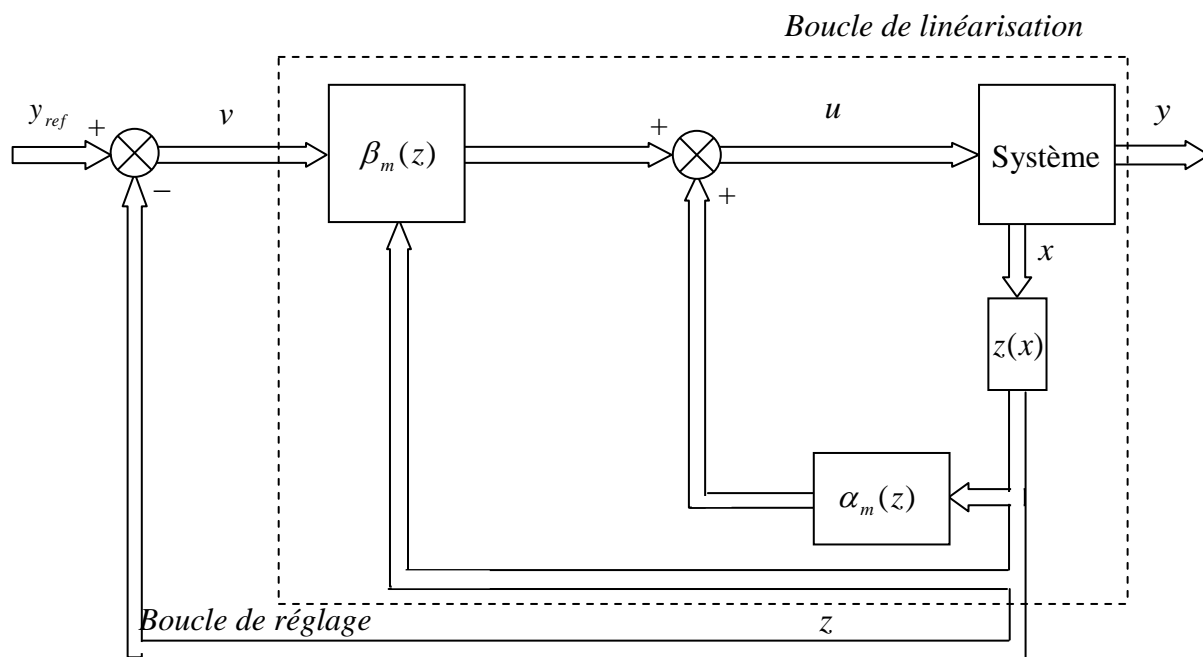
On applique le retour d'état suivant sur le système (II.43)

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(z) \begin{pmatrix} v_1 - b_1 \\ v_2 - b_2 \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ v_m - b_m \end{pmatrix} \tag{II.45}$$

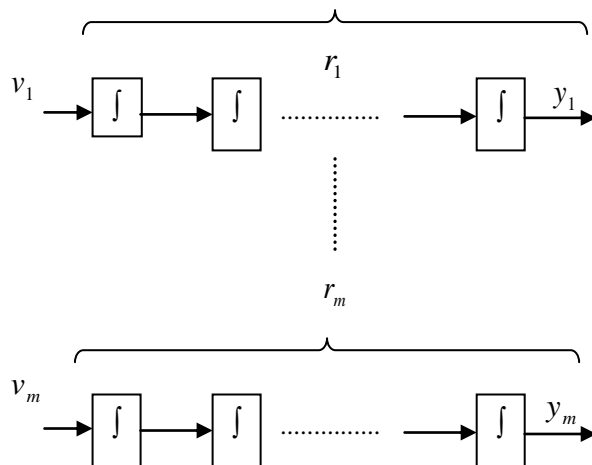
On obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\
 \dot{z}_i^{r_i} &= v_i \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.46}$$

Le système (II.46) représente n intégrateurs indépendants en parallèle figure (II.5).
 Les entrées v_i ($1 \leq i \leq m$) sont obtenues par un réglage linéaire.



(a)



(b)

Fig. (II 5) Linéarisation exacte (systèmes MIMO) :

a. Boucles de Linéarisation et de réglage. Forme canonique de Brynowsky.

II.3.4. Linéarisation partielle par retour d'état

La linéarisation partielle correspond à la condition :

$$\sum_{i=1}^m r_i < n \tag{II.47}$$

II.3.4.1 Forme normale

On doit ajouter $(n - r)$ fonctions $\phi_j(x)$ aux fonctions (II.42) pour compléter le difféomorphisme. Le système (II.35) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \tag{II.48}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j \quad 1 \leq i \leq m \\ \dot{z}_k &= q_k(\eta, \zeta) + p_k(\eta, \zeta)u \quad r+1 \leq k \leq n \end{aligned} \tag{II.49}$$

avec

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \quad 1 \leq i, j \leq m \\ q_k(\eta, \zeta) &= L_f \phi_k(x) \\ p_k(\eta, \zeta) &= L_g \phi_k(x) \end{aligned} \tag{II.50}$$

Les éléments d_{ij} correspondent aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$ (équation (II.37)).

II.3.4.2. Retour d'état linéarisant

L'application du retour d'état :

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(z) \begin{pmatrix} v_1 - b_1 \\ v_2 - b_2 \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ v_m - b_m \end{pmatrix} \tag{II.51}$$

met le système (II.48) sous la forme canonique de Brunowsky (II.52) avec la dynamique interne (II.53) (figure(II.6)) :

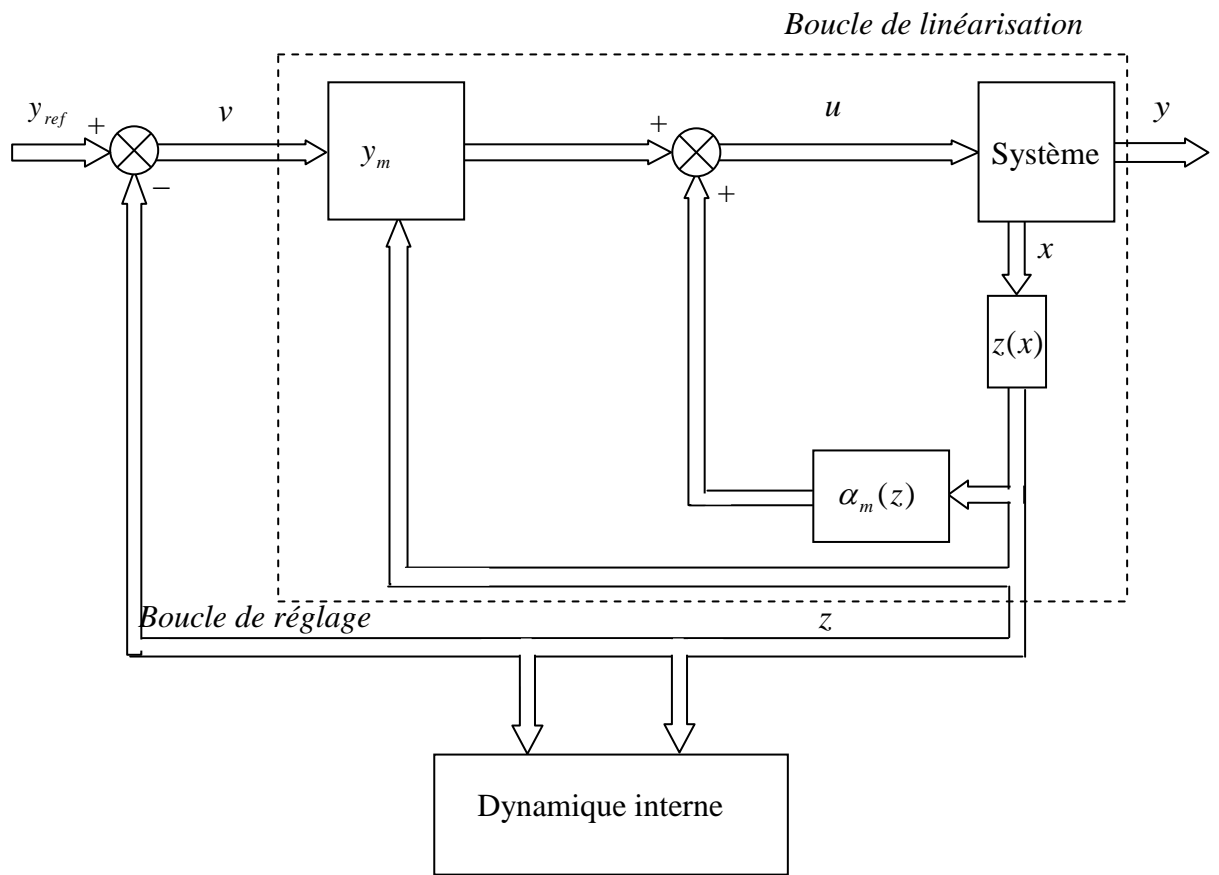


Fig. (II 6) Systèmes MIMO. Linéarisation partielle et dynamique interne.

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i}
 \end{aligned}
 \tag{II.52}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^{r_i} &= v \quad 1 \leq i \leq m \\
 \dot{z}_k(k) &= q_k(\phi^{-1}(z)) + p_k(\phi^{-1}(z)) \left[D^{-1}(\phi^{-1}(z))(v - b) \right] \quad r+1 \leq k \leq n
 \end{aligned}
 \tag{II.53}$$

II.3.4.3. Dynamique interne et dynamique des zéro

La dynamique interne est représentée par l'équation (II.53). La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque les entrées sont choisies de façon à maintenir les sorties à zéro.

$$y_i(t) = h_i(t) = 0 \quad \forall t \leq t_0 \quad 1 \leq i \leq m
 \tag{II.54}$$

L'application de (II.54) sur (II.52) donne :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_i^1 = \dot{z}_i^2 = \dots = \dot{z}_i^{r_i} = 0 \quad 1 \leq i \leq m \\
\dot{z}_k = p_k(z) + q_k(z)D^{-1}(-b) \quad r+1 \leq k \leq m, \quad r+1 \leq j \leq n \\
z_k(0) = z_0 \quad (\text{conditions initiales})
\end{aligned} \tag{II.55}$$

II.4. APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

II.4.1. Objectif de la commande

Notre objectif, dans une première étape est de linéariser et découpler le système via la technique de linéarisation entrée-sortie. Puis dans une deuxième étape est de commander les sorties du système (la vitesse rotorique et le courant statorique id) qui permettent une linéarisation exacte du système.

II.4.2. Modélisation de la MSAP commandée en tension:

Le modèle de la machine synchrone, exprimé dans le référentiel lié au rotor sous forme d'équations d'état avec les hypothèses simplificatrices [18], s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + GU \\ Y = H(X) \end{cases} \tag{II.56}$$

$$Y(X) = \begin{bmatrix} y_1(X) \\ y_2(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(X) \\ h_2(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ \Omega \end{bmatrix} \tag{II.57}$$

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 \cdot x_3 \\ b_1 \cdot x_2 + b_2 \cdot x_1 \cdot x_3 + b_3 \cdot x_3 \\ c_1 \cdot x_3 + c_2 \cdot x_1 \cdot x_2 + c_3 \cdot x_2 - \frac{c_r}{j} \end{bmatrix}$$

Et

$$\begin{aligned}
a_1 = \frac{-R_s}{L_d}, \quad a_2 = p \cdot \frac{L_q}{L_d}, \quad b_1 = \frac{-R_s}{L_q}, \quad b_2 = -p \cdot \frac{L_d}{L_q}, \quad b_3 = -p \cdot \frac{\Phi_f}{L_q}, \quad c_1 = -\frac{f}{j} \\
c_2 = 3p \cdot \frac{(L_d - L_q)}{2j}, \quad c_3 = \frac{3p \cdot \Phi_f}{2j}
\end{aligned}$$

II.4.3 Linéarisation entrée-sortie de MSAP

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du degré du système [18].

Le degré relatif par rapport à la sortie $y_1(X)$

$$\dot{y}_1(X) = \dot{h}_1(X) = L_f h_1(X) + L_g h_1(X) \cdot U = f_1 + g_1 V_d \quad (\text{II.58})$$

Le degré relatif étant $r_1 = 1$

Le degré relatif par rapport à la sortie $y_2(X)$

$$\begin{aligned} \dot{y}_2(X) = \dot{h}_2(X) &= L_f h_2(X) + L_g h_2(X) \cdot U = f_3 \\ L_g h_2(X) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

Ou

La dérivée de lie de $h_2(X)$ relative à g est nulle.

$$\dot{y}_2(X) = L_f h_2(X) = f_3$$

Nous voyons que la dérivée de la seconde sortie ne fait pas intervenir l'entrée U , il faut dériver une seconde fois cette sortie.

$$\ddot{y}_2(X) = \ddot{h}_2(X) = L_f^2 h_2(X) + L_g L_f h_2(X) \cdot U$$

avec :

$$L_f^2 h_2(X) = f_1 \cdot 3p \frac{(L_d - L_q) \cdot x_2}{2j} + 3p \cdot f_2 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_1 + \Phi_f}{2j} - f_3 \cdot \frac{f}{j}$$

$$L_f^2 h_2(X) = f_1 \cdot 3p \frac{(L_d - L_q) \cdot x_2}{2j} + 3p \cdot f_2 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_1 + \Phi_f}{2j} - f_3 \cdot \frac{f}{j}$$

$$L_g L_f h_2(X) = \left[3P \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_2}{2j \cdot L_d} \quad 3P \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_1 + \Phi_f}{2j \cdot L_q} \right]$$

le degré relatif par rapport à y_2 est $r_2 = 2$

Le degré relatif du système est $r = r_1 + r_2 = 3$

Le système est exactement linéarisable $r = n = 3$ est l'ordre du système (II.56).

Finalement, la relation entrée- sortie du modèle est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1(X) \\ \ddot{y}_2(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d^2}{dt^2} \Omega \end{bmatrix} = A(X) + D(X) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Et :

$$A(X) = \begin{bmatrix} f_1 \\ 3P \cdot f_1 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_2}{2j} + 3P \cdot f_2 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_1 + \Phi_f}{2j} - f_3 \cdot \frac{f}{j} \end{bmatrix}$$

$$D(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 3P \cdot g_1 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_2}{2j} & 3P \cdot g_2 \cdot \frac{(L_d - L_q) \cdot x_1 + \Phi_f}{2j} \end{bmatrix}$$

Si le déterminant de la matrice de découplage est non nul, la loi de commande (NL) est définie par une relation qui relie les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) au entrés Physiques (V_d, V_q) est calculé par :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = D^{-1}(X) \left[-A(X) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \tag{II.61}$$

D : étant la matrice de découplage. En remplaçant l'expression (II.61) dans (II.60) on obtient un système linéarisé et découplé :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1(X) \\ \ddot{y}_2(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d^2}{dt^2} \Omega \end{bmatrix} \tag{II.62}$$

II.5 CALCULE (v_1, v_2) PAR PLACEMENT DE POLE

II.5.1 Difféomorphisme

$$z_1^1 = \Phi_1^1(X) = h_1(X) = x_1 \tag{II.63}$$

.....

$$z_1^2 = \Phi_1^2(X) = h_2(X) = x_3 \tag{II.64}$$

$$z_2^2 = \Phi_2^2(X) = L_f h_2(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = f_3 \tag{II.65}$$

II.5 .2 le système en Z

$$\begin{aligned} \dot{z}_1^1 &= v_1(z) \end{aligned} \tag{II.66}$$

.....

$$\begin{aligned} \dot{z}_1^2 &= z_2^2 \\ \dot{z}_2^2 &= v_2(z) \end{aligned} \quad \begin{bmatrix} \dot{z}_1^2 \\ z_1^2 \\ \dot{z}_2^2 \\ z_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1^2 \\ z_2^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_2 \tag{II.67}$$

II.5 .3 Calcule les gains K_1, K_2, K_3

On prenant les pôles désirés $P_1 = -1000, P_2 = -400 + i\sqrt{99600}, P_3 = -400 - i\sqrt{99600}$

On calcule les gains K_1, K_2, K_3

$$v_1(z) = -K_1 z_1^1 \tag{II.68}$$

$$s + K_1 = s + 1000 \Rightarrow K_1 = 1000$$

$$v_1 = -1000 \cdot e_1 \quad \text{Telle que } e_1 = I_d - I_{dref}$$

.....

$$[A - BK] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [K_2 \quad K_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_2 & -K_3 \end{bmatrix}$$

$$[sI - (A - BK)] = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_2 & -K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & -1 \\ K_2 & s + K_3 \end{bmatrix}$$

$$\det[sI - (A - BK)] = s^2 + K_3 s + K_2 = (s + 400 - i\sqrt{99600})(s + 400 + i\sqrt{99600})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_2 = 100000 \\ K_3 = 800 \end{cases}$$

$$v_2(z) = -K_2 z_1^2 - K_3 z_2^2 \tag{II.69}$$

$$v_2(X) = -100000e_2 - 800\dot{e}_2 \quad \text{Telle que } e_2 = \Omega - \Omega_{dref}$$

On régime permanent on peut obtenir $\dot{e}_2 = f_3$ donc nous avons

$$\begin{cases} v_1 = -K_1(I_d - I_{dref}) \\ v_2 = -K_2(\Omega - \Omega_{dref}) - K_3 f_3 \end{cases} \tag{II.70}$$

Telle que $K_1 = 1000, K_2 = 100000, K_3 = 800$

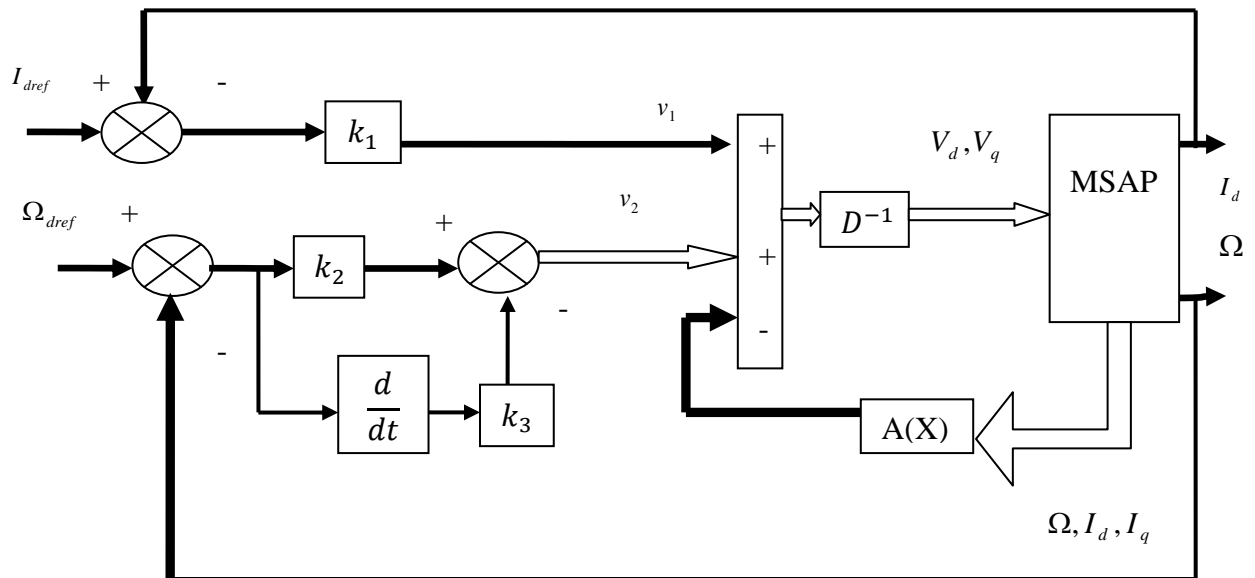


Fig. (II 7) schéma de la commande N.L en vitesse.

II.6. RESULTATS DE SIMULATION

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 deux cas; la première est le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge et la deuxième c'est l'inversion du sens de rotation.

II.6.1. Interprétations des résultats de simulation

II.6.1.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

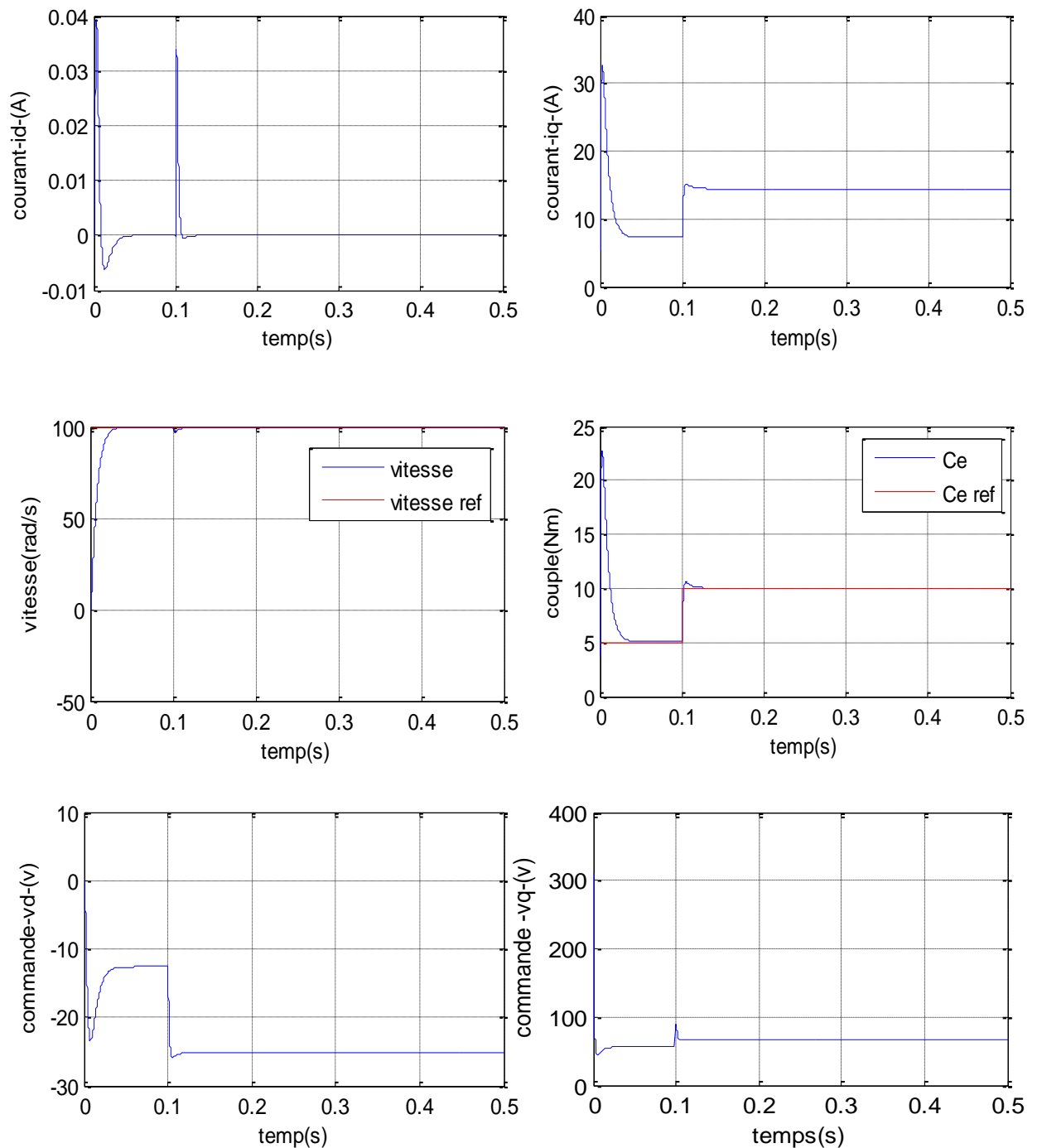
La figure (II.8) illustre les performances de la commande appliquée au MSAP, le moteur démarre à vide pour une consigne de 100 rad/s avec application d'un couple de charge de 10 Nm à $t=0.1s$.

Les résultats de simulation obtenus confirment le découplage du système en boucle fermée et les réponses obtenues sont satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne, les résultats de simulation montrent que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court.

Le couple électromagnétique à vide, se stabilise au bout d'un temps de 0.1s à une valeur de 5 Nm à la valeur nominal, puis à la valeur de 10 Nm après l'application de la charge.

La réponse des deux composantes du courant statorique i_d et i_q montre bien le découplage introduit par la commande non linéaire du MSAP, ($i_d=0$), et le courant i_q suit parfaitement la variation de la charge.

ons cette calcule c'est un relation iverse entre deux composante de la commande.



Fig(II.8) Résultats de simulation de la commande appliquée au MSAP pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 10 Nm à $t=0.1$ s

II.6.1.2. Inversion du sens de rotation

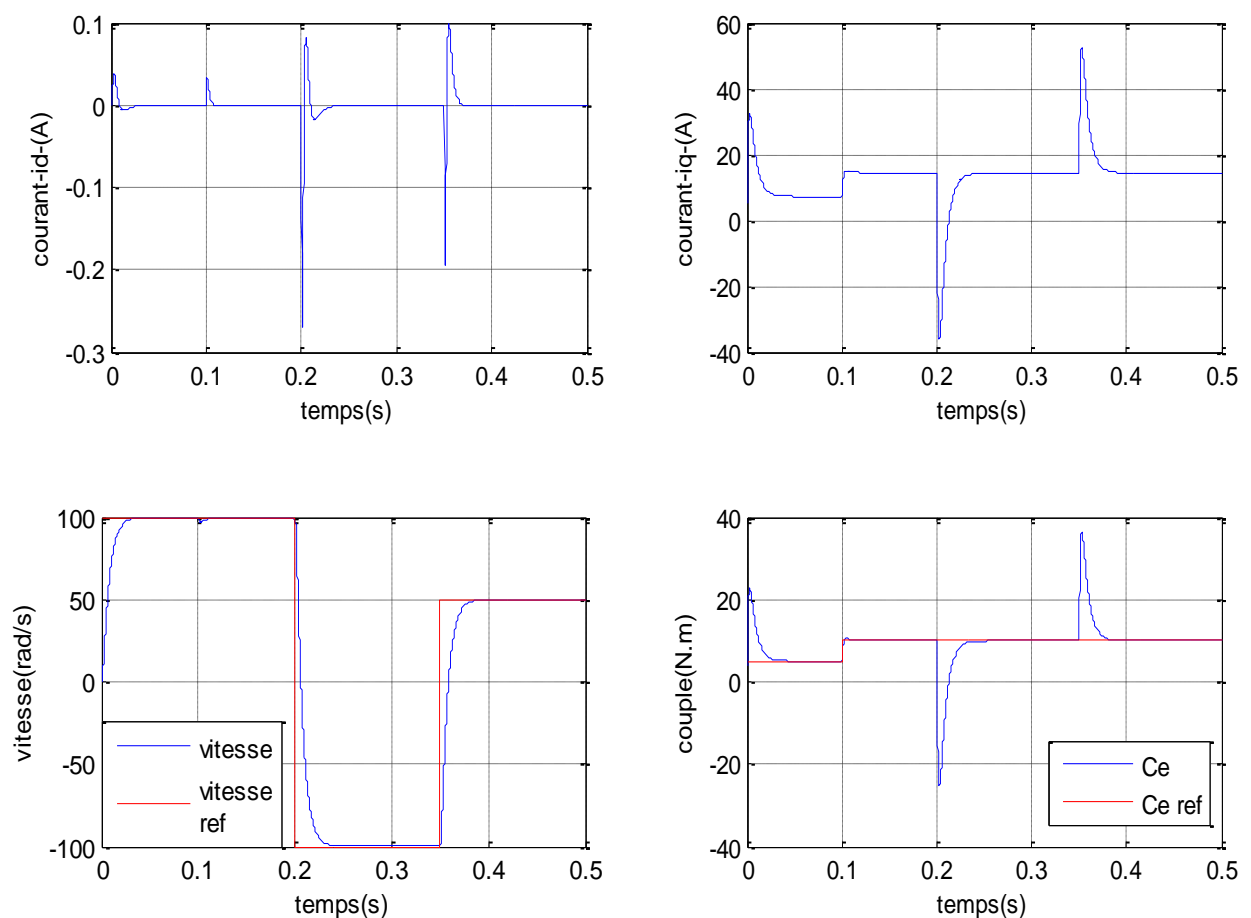
Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation.

Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rad/s pendant une durée de temps $t=0.2s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rad/s pendant une durée de temps $t=0.35$, puis on inverse de rotation de moteur à 50 rad/s.

On observe d'après ces résultats que la commande est 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 faible. Le courant i_q et le couple électromagnétique ont la même allure ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (II.9).



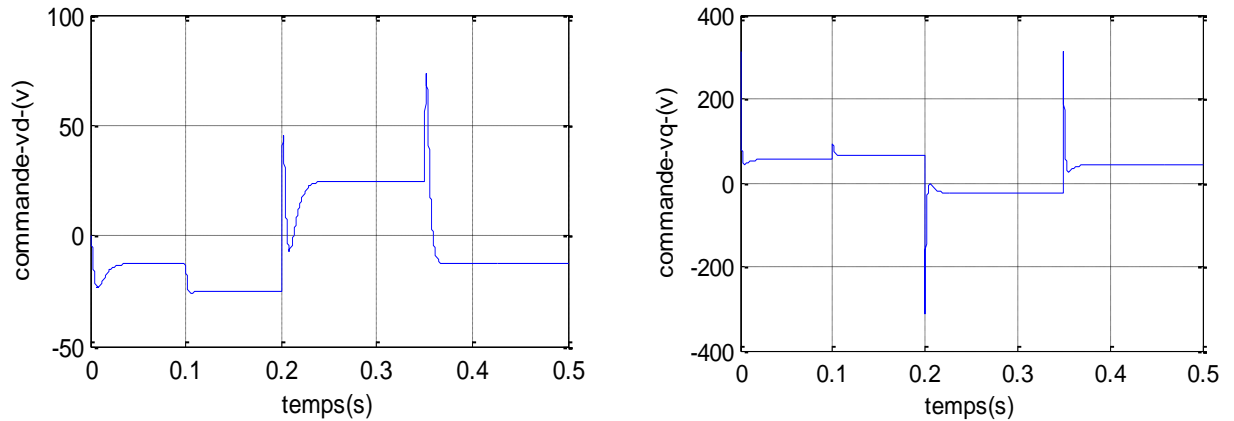


Fig. (II.9) Résultats de simulation de la commande appliquée au MSAP en charge de 10 Nm à $t=0.1$ avec inversion de sens de rotation

II.6.2. Robustesse aux variations paramétriques

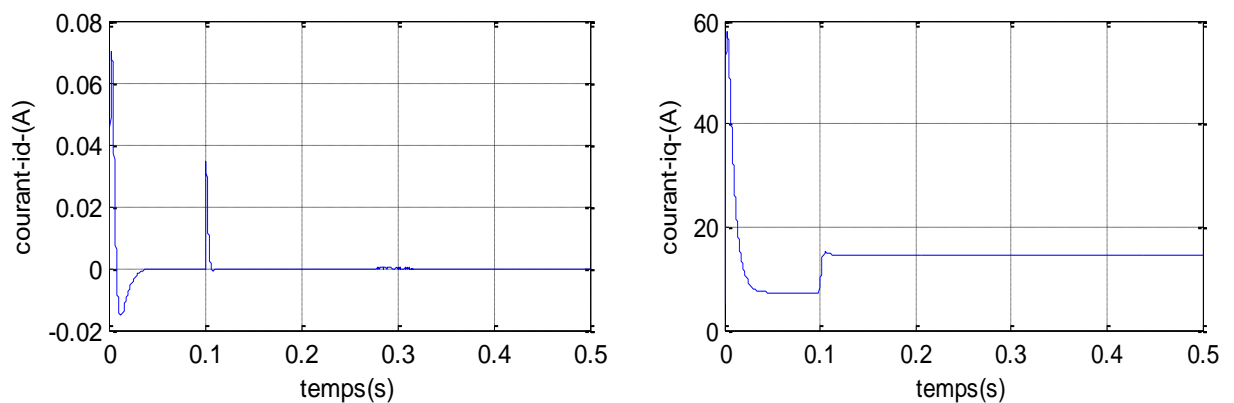
Pour mettre en évidence la sensibilité du CNL, on teste les performances du contrôleur non-linéaire, en réalisant les tests de robustesse suivants :

- Une variation de la résistance statorique +100% de R_s ;
- Une variation du moment d'inertie +100% de J ;

II.6.2.1. Variation du moment d'inertie +100% J

Pour mettre en évidence la sensibilité du contrôleur non-linéaire conçu, on a testé ses performances lorsque deux des paramètres du moteur changent (cas du moment d'inertie et la résistance).

La figure (II.9), représente le comportement du moteur lorsque le moment d'inertie est égal à sa valeur nominale puis augmenté de 100% par rapport à celle – ci.



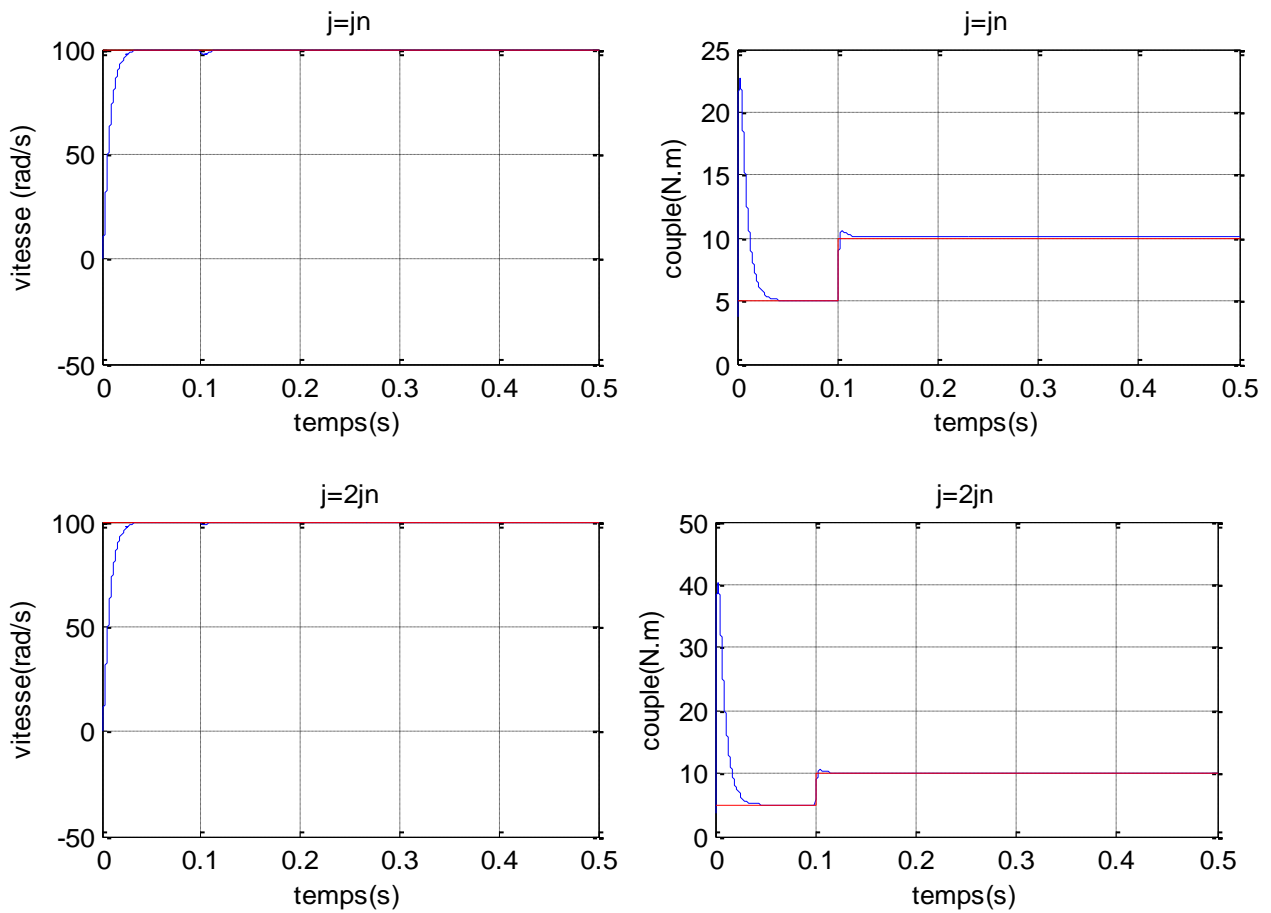


Fig. (II 9) Test de robustesse pour une variation de 100% de J

On remarque que cette augmentation n'affecte guère le contrôleur lorsque le moteur fonctionne à vide, mais elle provoque une petite erreur de vitesse après l'application d'un échelon de couple de charge égal à 10 Nm.

II.6.2.2. Variation de la résistance statorique +100% de R_s

Le comportement du moteur pour deux valeurs différentes de la résistance statorique (la première pour R_s égale sa valeur nominale et la seconde pour une valeur de R_s augmentée de 100% par rapport à sa valeur nominale) est représenté par la figure (II 10).

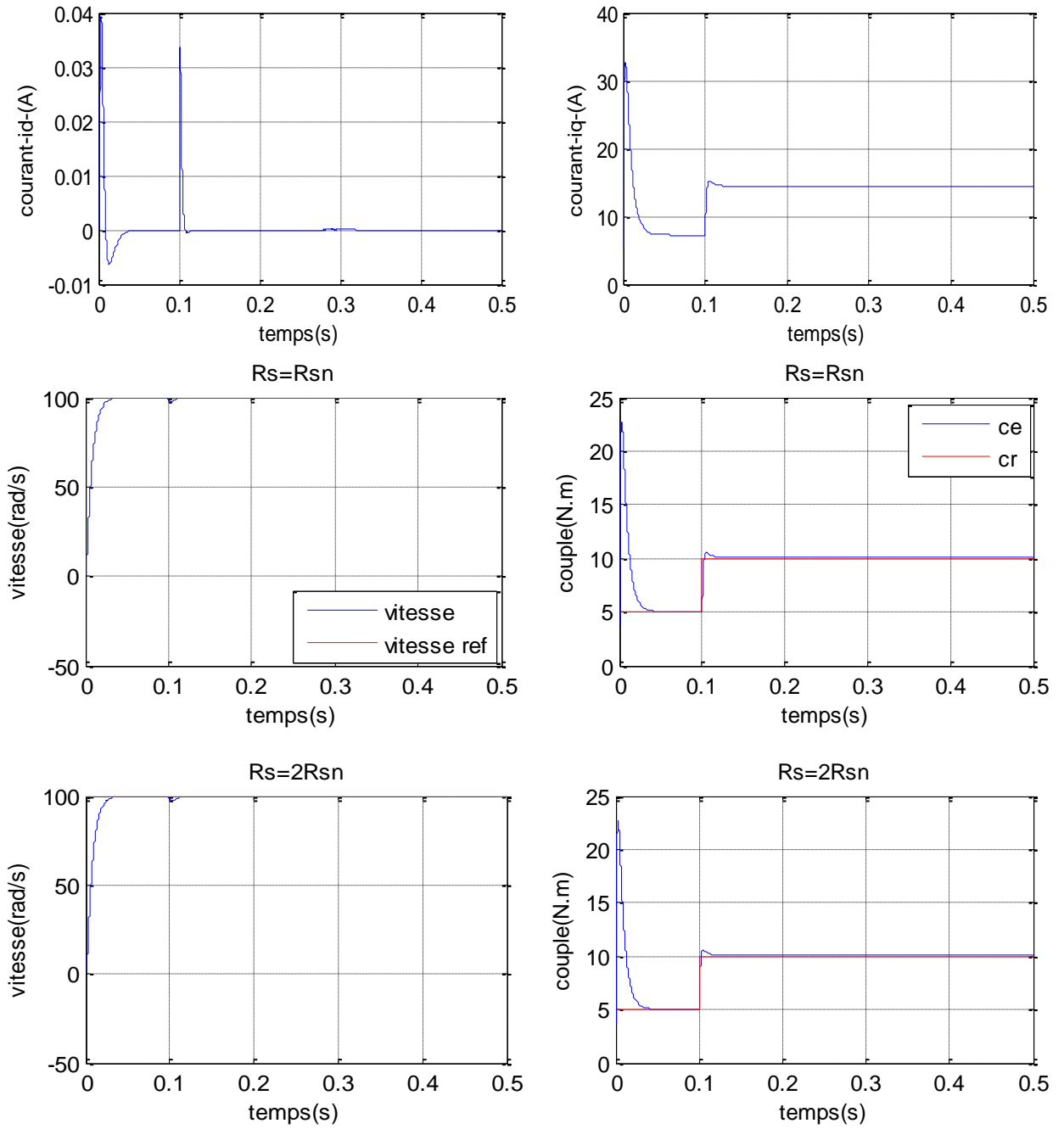


Fig. (II 9) Test de robustesse pour une variation de 100% de R_s

On remarque dans ce test que la variation de la résistance n'affecte plus le contrôleur non linéaire lorsque le moteur fonctionne à vide, mais elle provoque une diminution de vitesse lorsque on applique un couple de charge.

Les résultats obtenus de ce teste de simulation montre la robustesse de la commande non linéaire vis à vis des variations paramétriques de la machine.

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire. L'idée principale de cette commande est de linéariser, partiellement ou totalement, le système non linéaire, à travers deux étapes fondamentales.

- Une transformation des coordonnées qui profite des dérivées successives des sorties du système.
- Un retour d'état qui annule la non-linéarité entre l'entrée et la sortie.

La commande non linéaire a été appliquée au modèle de la MSAP, cette technique de commande au 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 de la MSAP a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la commande linéarisante.

Les différents résultats obtenus en simulation montrent la robustesse du réglage par la CNL vis-à-vis des variations de la charge et l'inversion de sens de rotation et de variation des paramètres.

On peut conclure que la commande non linéaire apporte une amélioration appréciable au niveau des performances du système.

III.1.INTRODUCTION

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des MSAP sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre coté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [20].

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Ce chapitre présente une description générale d'un contrôle non linéaire sans capteurs de vitesse et de position d'un MSAP alimenté par un réseau triphasé grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman.

La commande de la MSAP, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement.

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

La première idée, pour accéder au flux, est d'utiliser des capteurs places convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère la stabilité de la machine et les avantages du moteur asynchrone sont, alors, perdus. De plus, le surcoût et les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans des applications industrielles.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés, le flux est évalué, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- des estimateurs placés en boucle ouverte ou bien pas,
- des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Pour toutes ces raisons, on a recours à la théorie des observateurs. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la MSAP.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse sans capteur mécanique d'un MSAP associé à un FKE.

III.2.OBSERVATEURS

III.2.1.Principe des observateurs

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la Fig. (III 1) Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicateur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur.

Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation. e_y Celle-ci est multipliée par une matrice de gains L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

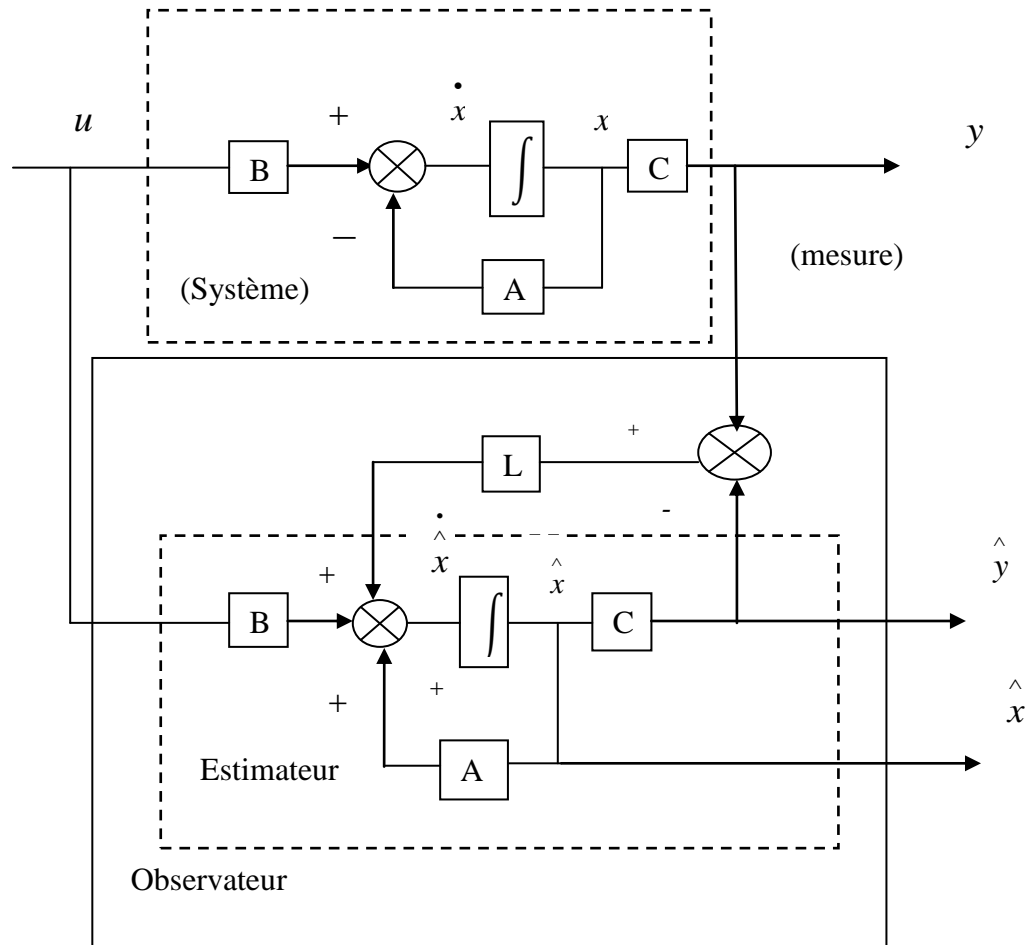


Fig. (III 1) Schéma fonctionnel d'un observateur.

III.2.2. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou Stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [21], [22] :

III.2.2.1. Observateurs pour les systèmes linéaires :

C'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

III.2.2.2. Observateurs pour les systèmes non linéaires :

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov.
- des observateurs à structure variables (modes glissants).
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [23] :

➤ **Observateurs de type déterministes :**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe, parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

➤ **Observateurs de type stochastiques :**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [23]:

- **Observateurs d'ordre complet :** ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique.

Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

- **Observateurs d'ordre réduit :** ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C.

Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux

parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K figure est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [23].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [23].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

III.2.3.Observateurs MRAS

La technique MRAS (système adaptatif à modèle de référence) est développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée. Elle est basée sur la comparaison des sorties de deux structures :

La première qui n'introduit pas la grandeur à estimer est appelée modèle de référence.

La deuxième structure est le modèle ajustable dépendant de la grandeur estimée.

L'erreur entre les deux modèles, pilote un mécanisme (algorithme) d'adaptation qui génère la vitesse estimée, cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable .

Pour la MAS, dont la première étude de la technique MRAS revient à Schauder (1992), les deux modèles de base sont le modèle de stator (modèle de tension) et le modèle de rotor (modèle de courant), figure (III 2) [24].

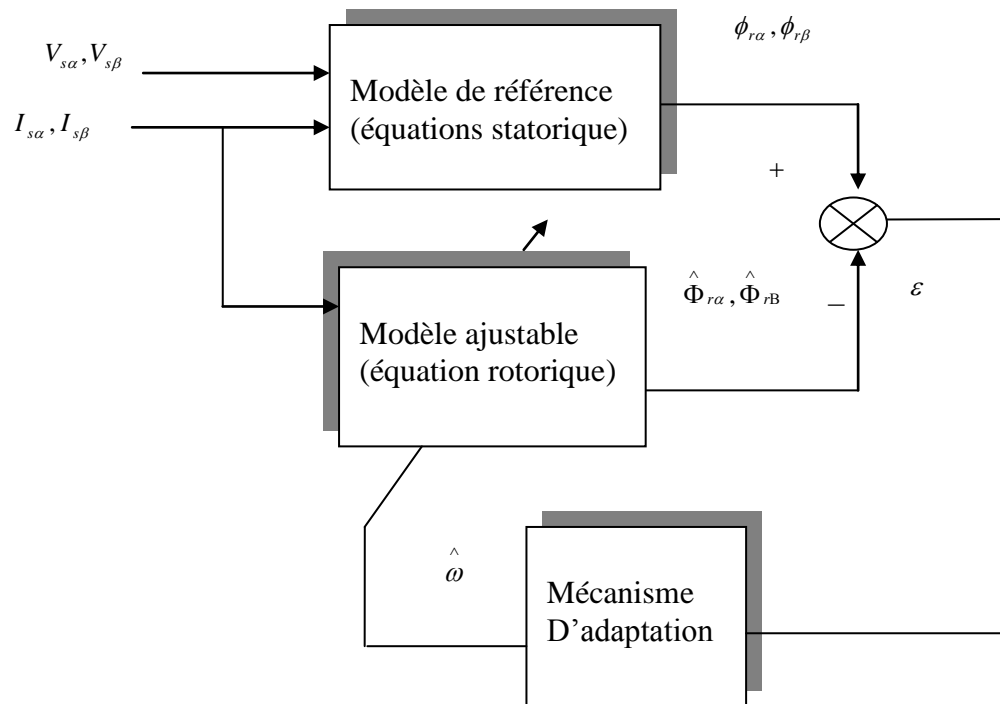


Fig. (III 2) Structure de l'estimateur MRAS

III.3.BRUIT

III.3.1.Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices).

Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [25]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine.

Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [25], [26].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A " dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [25].

III.3.2. Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits.

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

III.4.PRESENTATION DU FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction – correction illustrée par la figure (III 3).

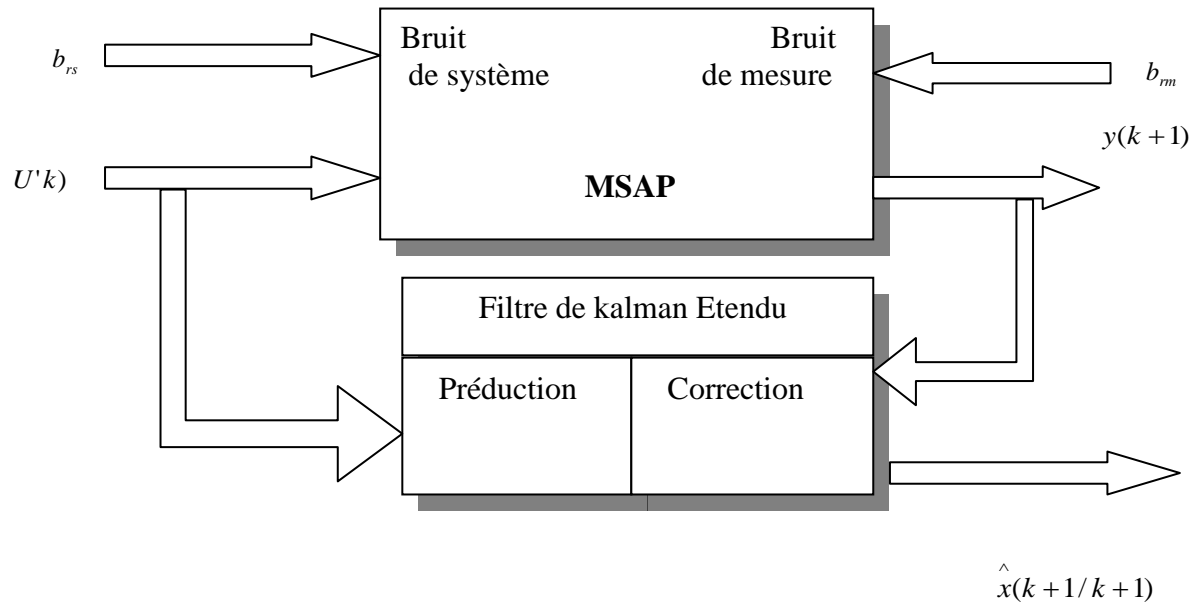


Fig. (III 3) La Structure globale du FKE

III.4.1 Filtre de Kalman étendu

III.4.1.1. Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [27].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure.

III.4.1.2. Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [46]:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes [27][28] :

- Une étape de prédiction :

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (\text{III.2})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)}$$

- Une étape de correction :

En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot H(k)^T \cdot (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)}$$

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (\text{III.5})$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)y(k+1) - H \hat{x}(k+1/k) \quad (\text{III.6})$$

La figure (III 4) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

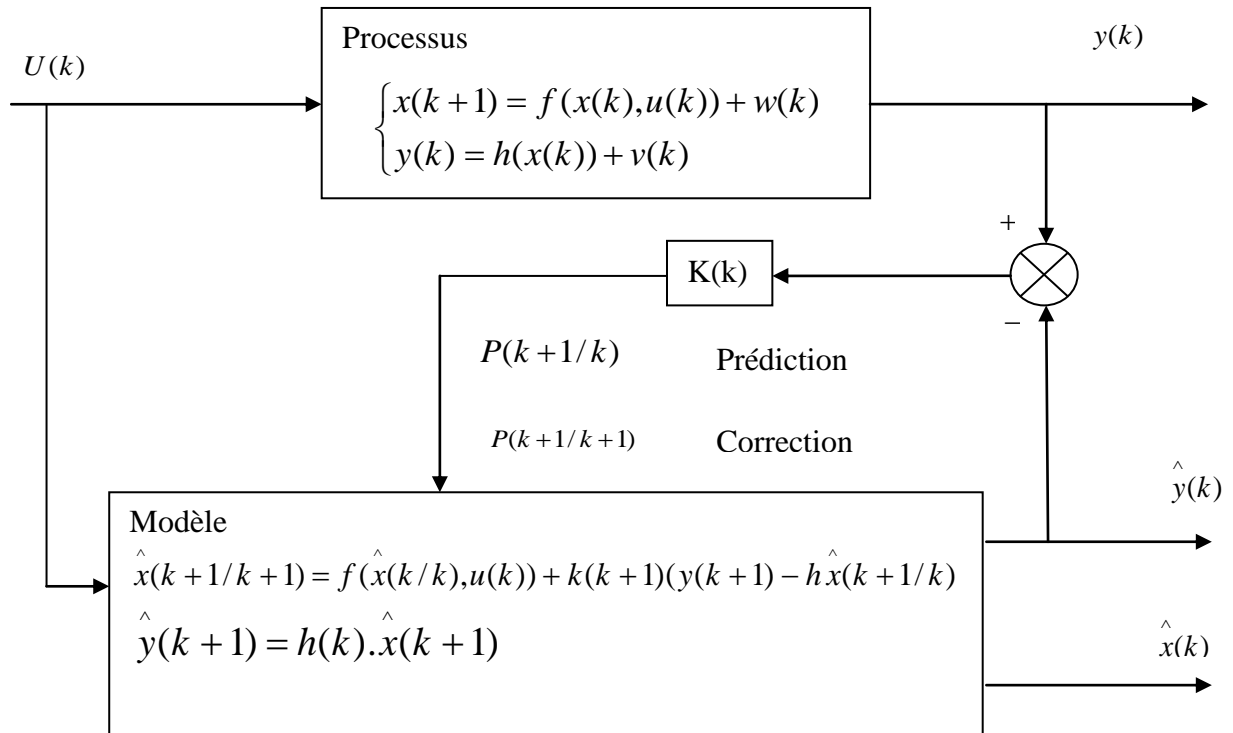


Fig. (III 4) Principe d'un filtre de Kalman

III.4.2. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman étendu est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel lié au rotor.

Dans notre cas, on a choisit un modèle avec ce référentiel (lié au rotor) et le filtre de Kalman étendu est utilise pour l'estimation du vecteur d'état x_k composé des courants I_d et I_q , la vitesse de rotation, la position du rotor et le couple de charge. Dans ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre.

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \tag{III.7}$$

Avec :

$$f(x(k), u(k)) = [I_d \quad I_q \quad \Omega \quad \theta \quad C_r]^T =$$

$$\begin{bmatrix} (1-T_s \frac{R_s}{L_d})I_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} I_q + T_s \frac{1}{L_d} V_d \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q})I_d + (1-T_s \frac{R_s}{L_q})I_q - T_s \frac{\Phi_{sf}}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} V_q \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{j} I_q I_d + pT_s \frac{\Phi_{sf}}{j} I_q + (1-T_s \frac{f}{j})\Omega - T_s \frac{1}{j} C_r \\ \Omega \\ 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$y = \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix}^T$$

III.4.2.1. Détermination des matrices F et H

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement.

Elles sont données comme suit:

$$F(k) = \begin{bmatrix} (1-T_s \frac{R_s}{L_d}) & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{pL_q}{L_d} I_q & 0 & 0 \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) & 1-T_s \frac{R_s}{L_q} & -T_s \frac{p\Phi_{sf}}{L_q} - T_s \frac{pL_d}{L_q} I_d & 0 & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{j} I_q & pT_s \frac{L_d - L_q}{j} I_d + pT_s \frac{\Phi_{sf}}{j} & 1-T_s \frac{f}{j} & 0 & -\frac{T_s}{j} \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

III.4.2.2. Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [29].

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur. La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure.

III.4.2.3. Commande NL sans capteur de vitesse d'un MSAP utilisant le FKE

Le schéma bloc du système d'entraînement du moteur synchrone à aimants permanents commandé par la commande non linéaire sans capteur de vitesse est illustré par la figure

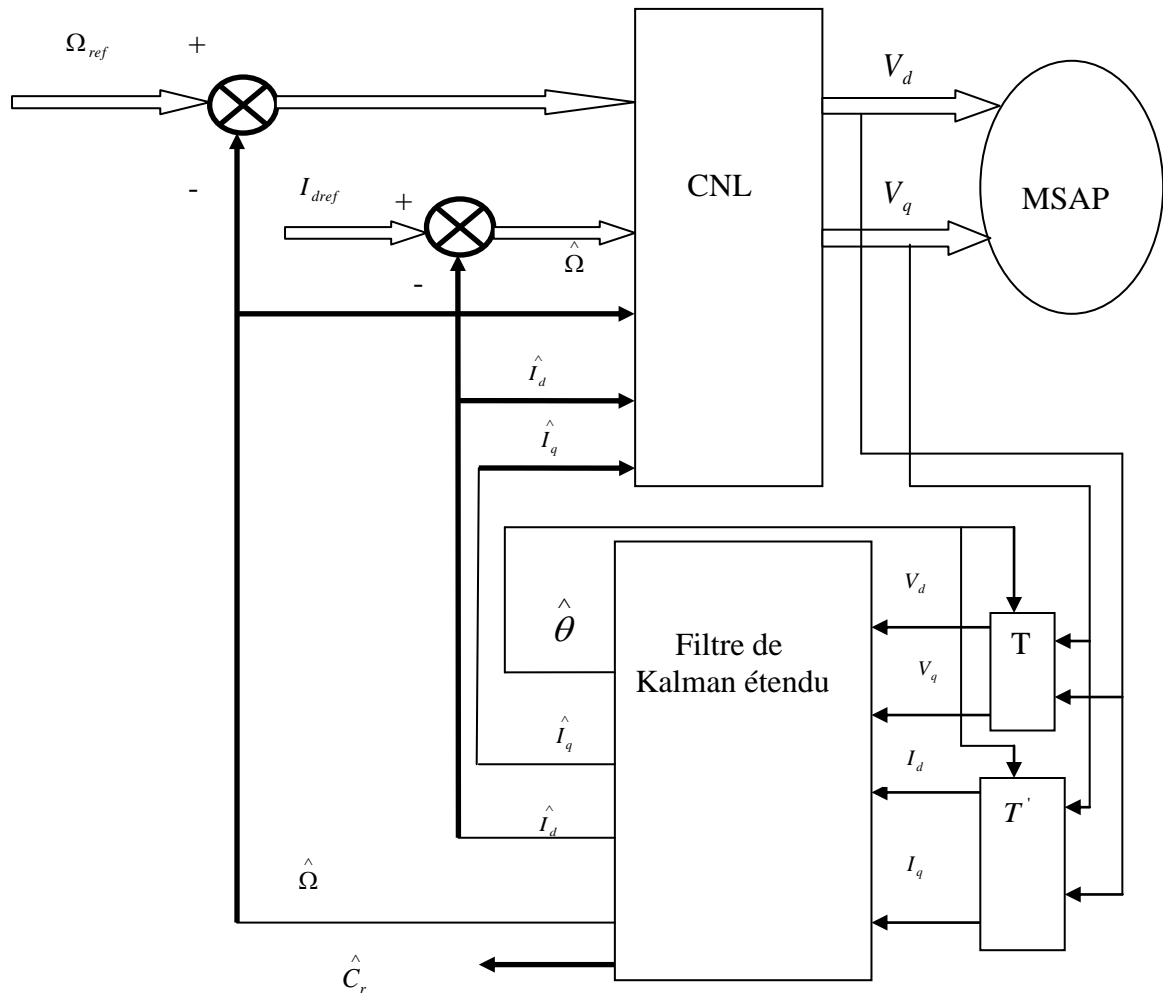


Fig. (III) schéma bloc d'une CNL avec observation en utilisant le filtre kalman étendu

III.5. RESULTATS DE SIMULATION

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman <étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à deux tests de simulation (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de rotation).

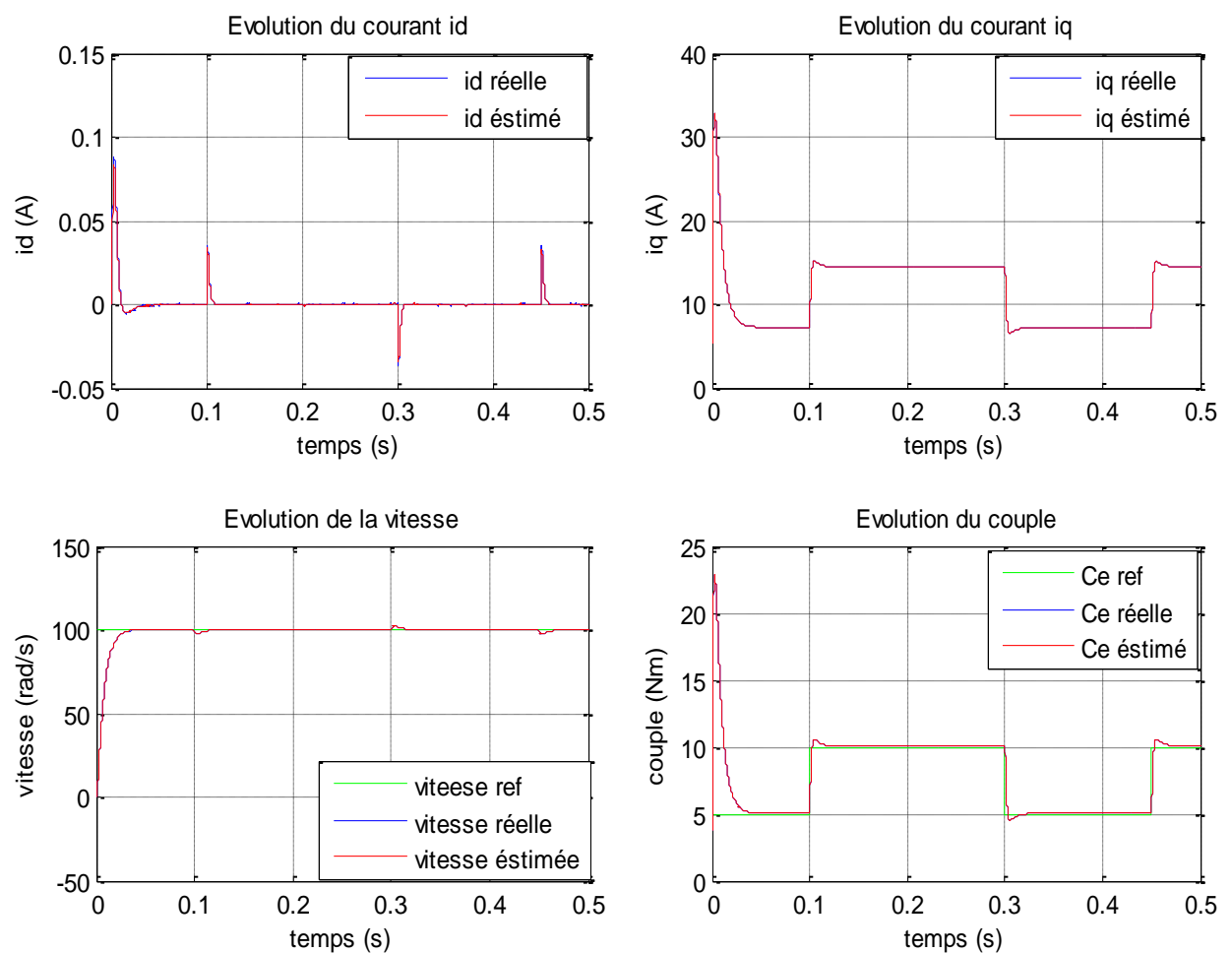
III.5.1. Interprétations des résultats de simulation

III.5.1.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (III 6) illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.1s$ vers $t=0.3s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 10N.m$, et puis à $t=0.3s$ vers $t=0.45s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 5N.m$, et puis à $t=0.45s$ vers $t=0.5s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 10N.m$.

Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation de la vitesse de rotation, les courants, le couple résistant et l'angle de rotation sont très satisfaisants.

On remarque que la charge n'influe pas sur les grandeurs estimés et aux grandeurs réels. L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis la variation de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que ce filtre est implanté avec succès dans un control non linéaire sans capteur robuste vis-à-vis la variation de la charge.



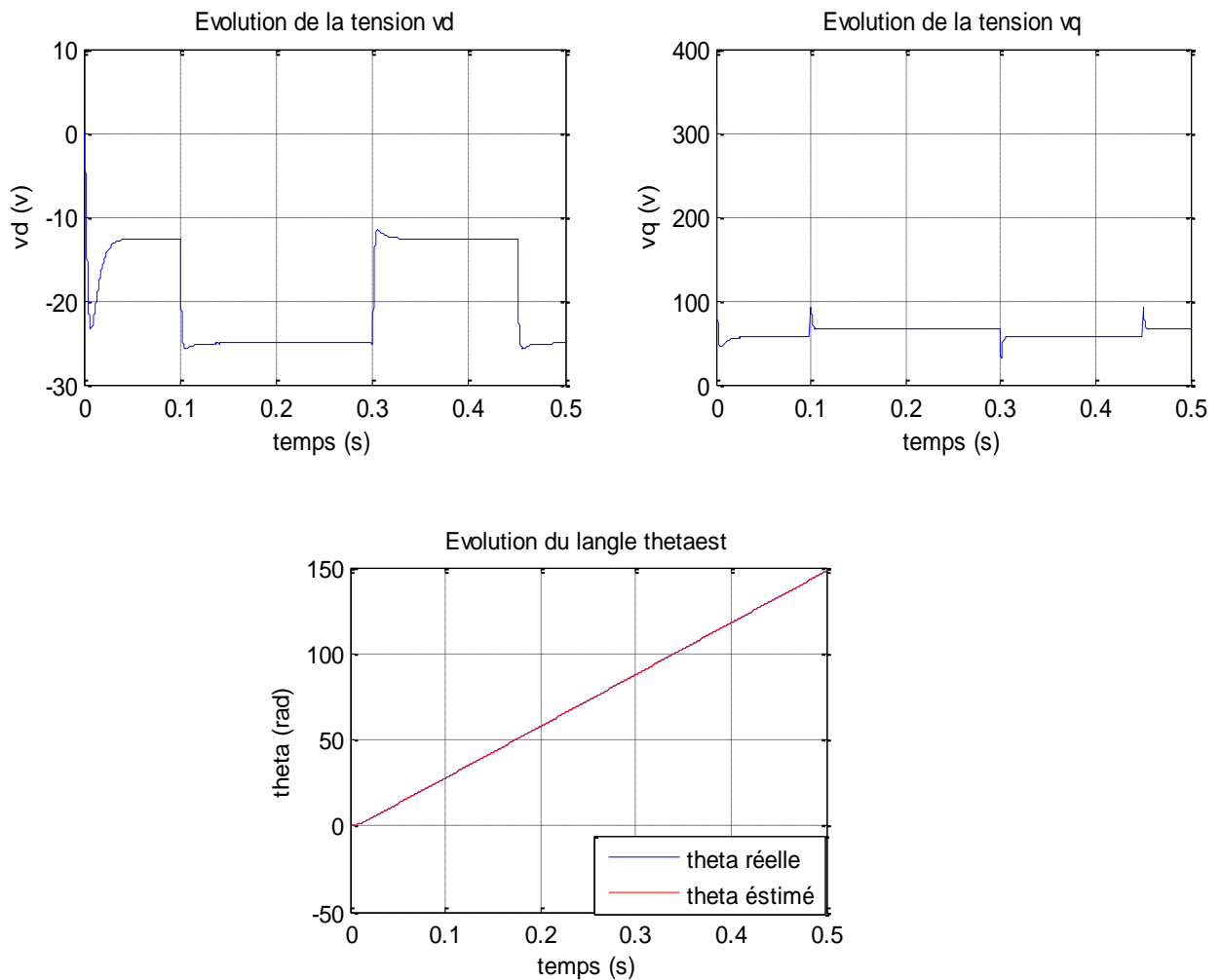
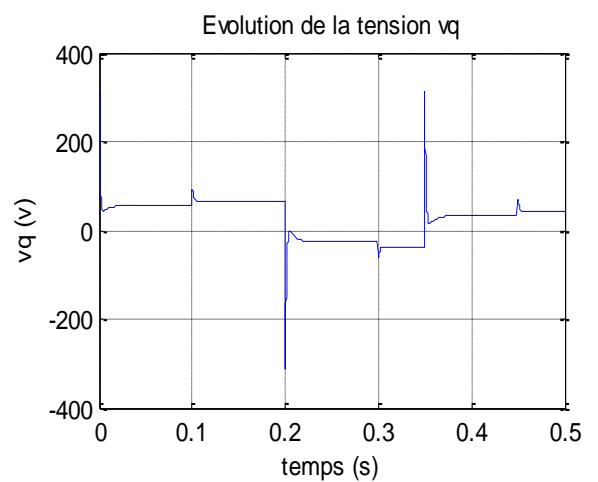
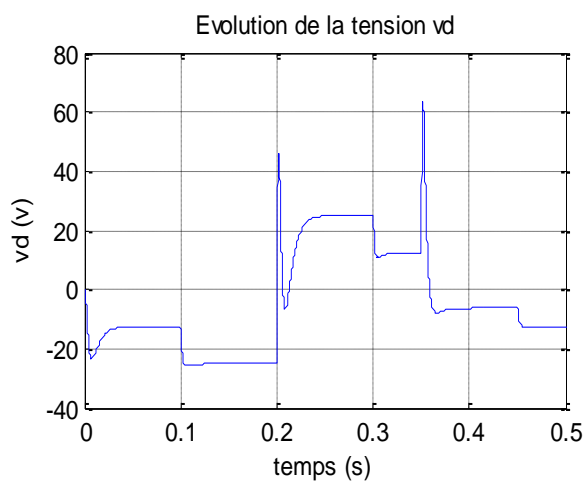
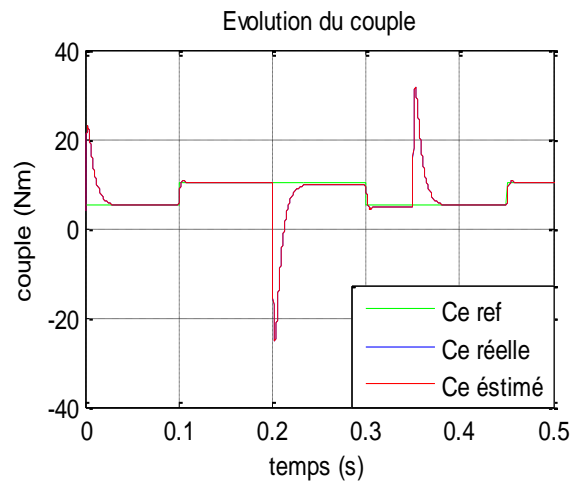
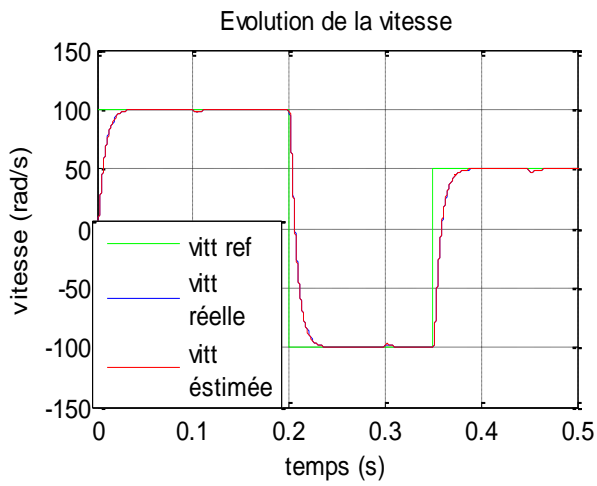
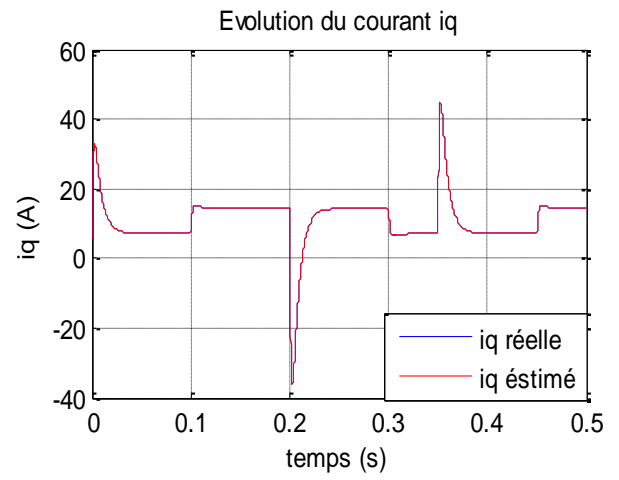
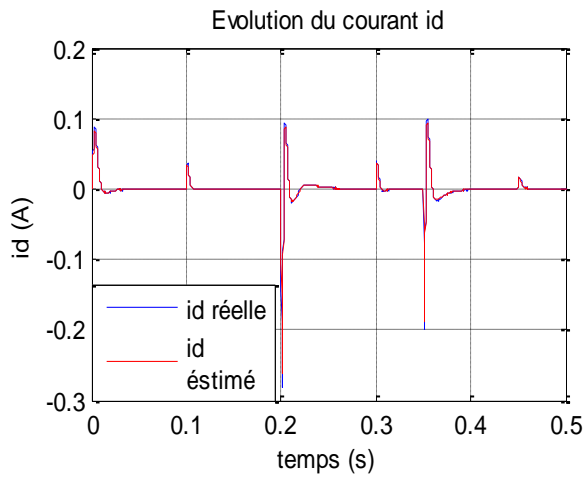


Fig.(III 6) Résultats de simulation de la commande non linéaire d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge .

III.5.1.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande non linéaire utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation.

Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rad/s pendant une durée de temps $t=0.2s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rad/s pendant une durée de temps $t=0.35s$, puis on inverse de rotation de moteur à 50rad/s. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (III 7).



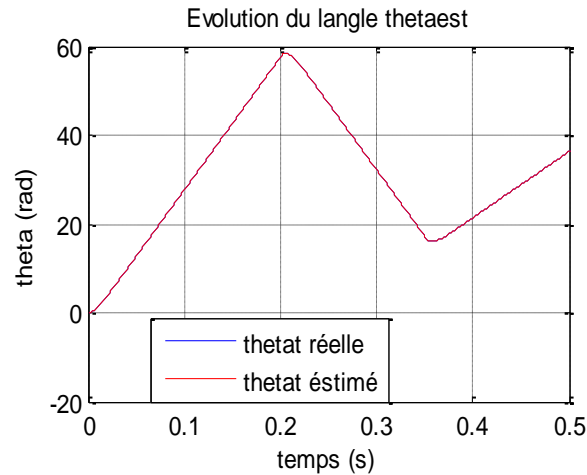


Fig.(III 7) Résultats de simulation de la commande non linéaire d'un MSAP utilisant Le filtre de kalman étendu en charge avec inversion de sens de rotation.

On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis à vis la variation importante de la vitesse, l'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent. Aux transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la commande et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du courant et de l'angle est faite d'une façon adéquate.

Il est bien clair, d'après ces résultats, que cet algorithme de réglage sans capteurs proposé possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en transitoire qu'en statique.

III.5.2. Robustesse aux variations paramétriques

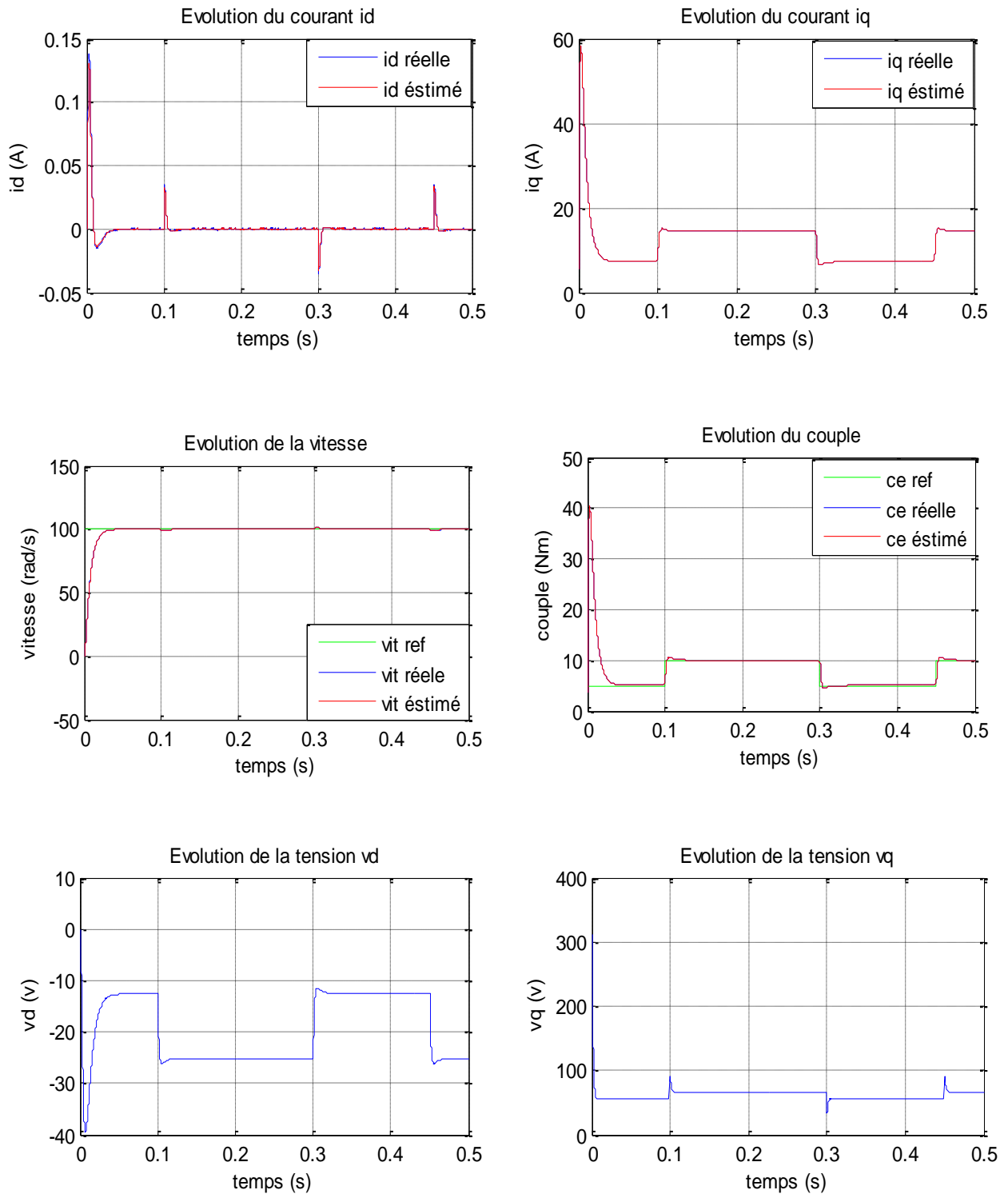
Pour mettre en évidence la sensibilité d'observation par filtre kalman étendu, on teste les performances d'estimation, en réalisant les tests de robustesse suivants :

- Une variation de la résistance statorique +100% de R_s ;
- Une variation du moment d'inertie +100% de J ;

II.5.2.1. Variation du moment d'inertie +100% J

Pour mettre en évidence la sensibilité d'estimation conçu, on a testé ses Performances lorsque deux des paramètres du moteur changent (cas du moment d'inertie et la résistance).

La figure (III 8), représente le comportement du moteur lorsque Le moment d'inertie est égal à sa valeur nominale puis augmenté de 100% par rapport à celle – ci.



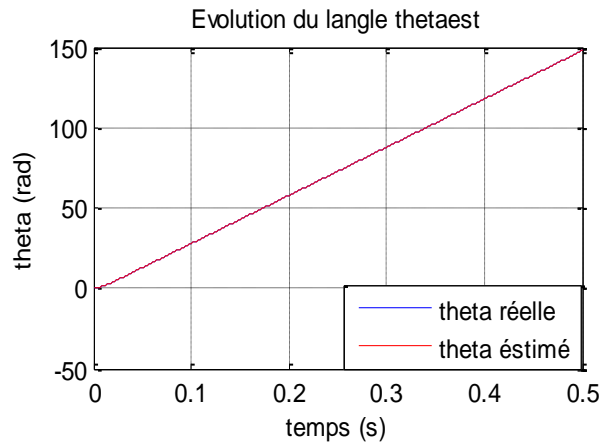
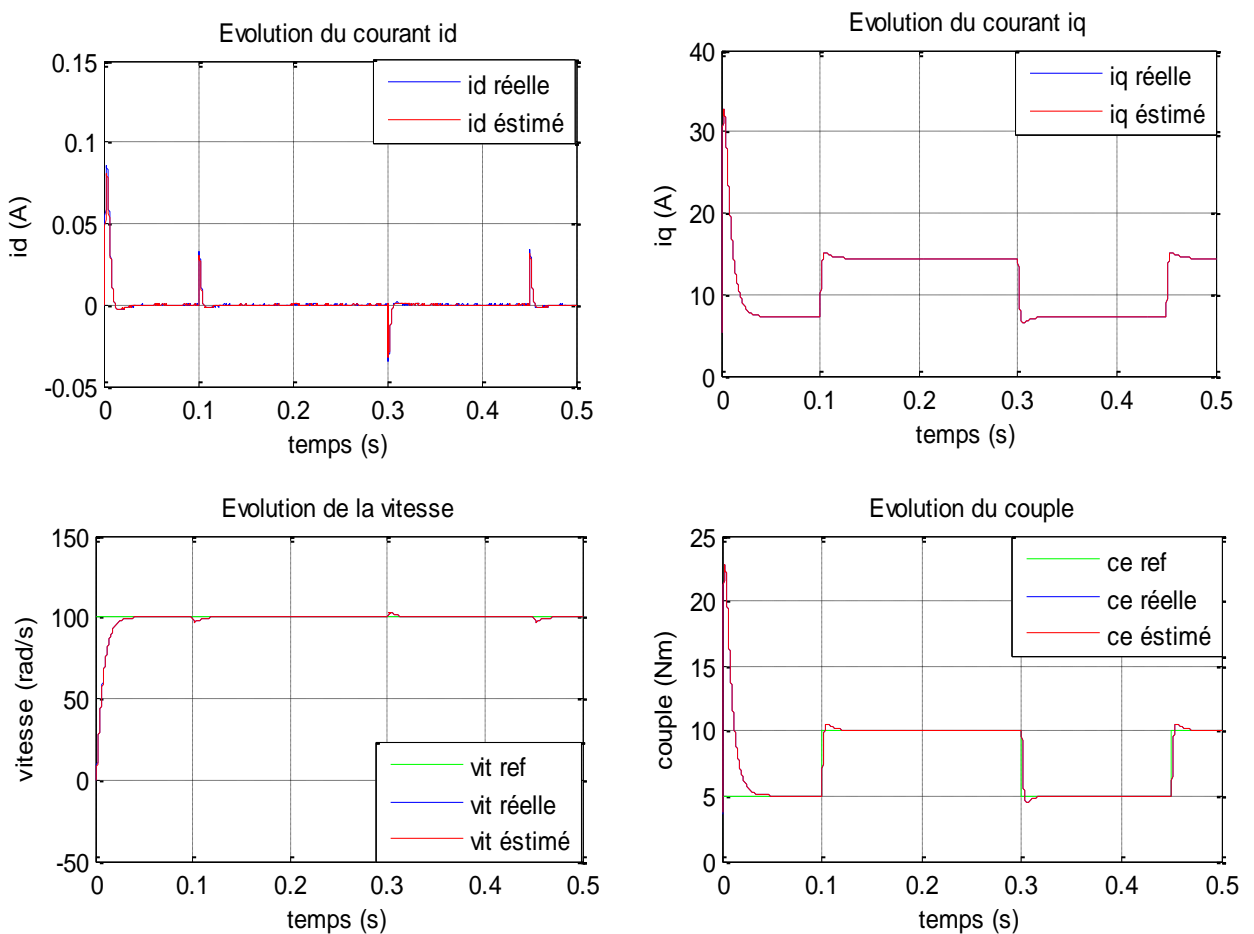


Fig.(III 8) Test de robustesse pour une variation de 100% de J

II.5.2.2. Variation de la résistance statorique +100% de Rs

Le comportement du moteur pour la valeurs de la résistance statorique (la valeur de Rs augmentée de 100% par rapport à sa valeur nominale) est représenté par la figure (III 9).



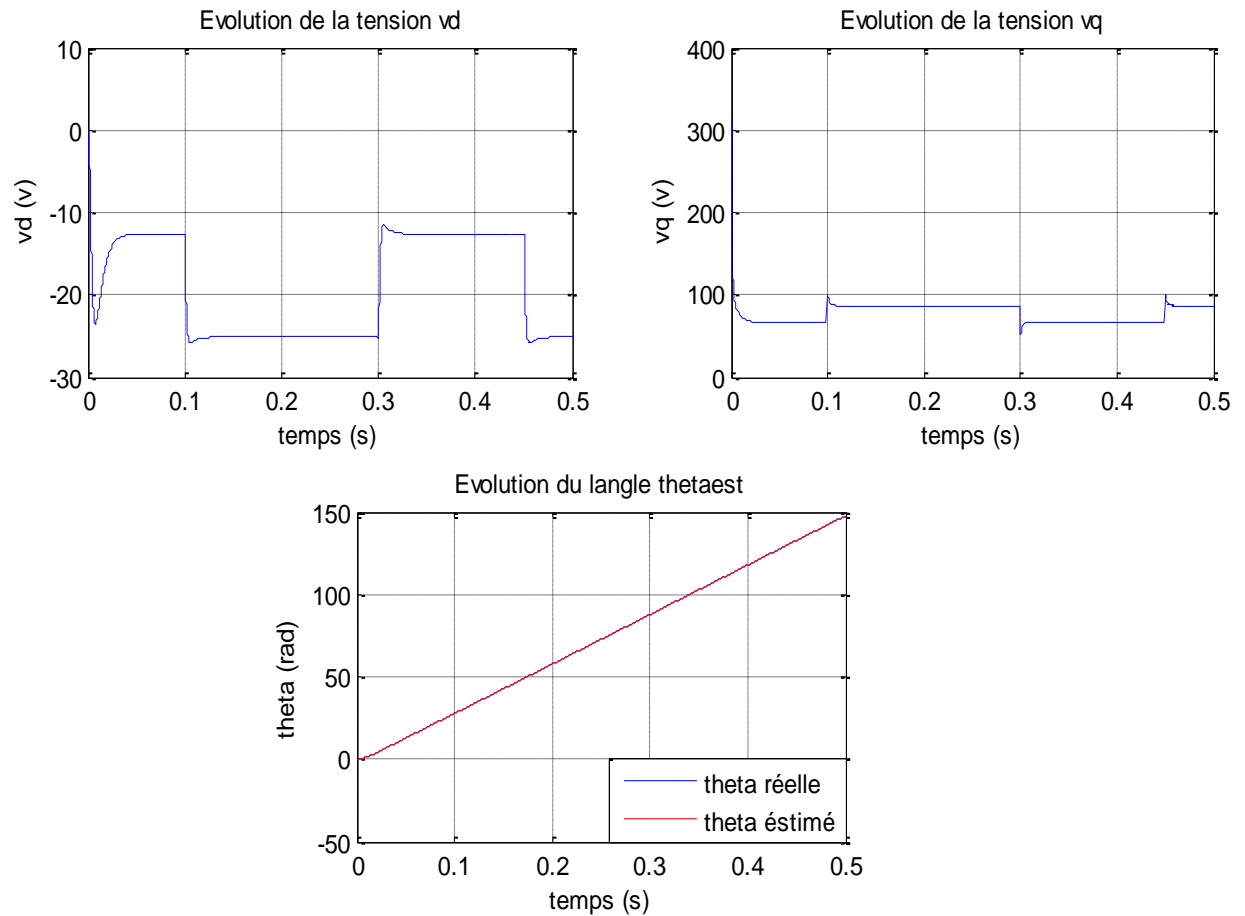


Fig.(III 9) Test de robustesse pour une variation de 100% de R_s

Les résultats obtenus de ce teste de simulation montre la robustesse d'observation par le filtre de kalman étendu vis à vis les variations paramétriques de la machine.

III.6.CONCLUSION

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût, ... etc. Dans ce contexte, ce chapitre à fait l'objet d'une implémentation d'un filtre de Kalman étendu à la vitesse mécanique de rotation afin d'élaborer une commande non linéaire sans capteur.

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la commande non linéaire apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse

lors de l'application du couple de charge et l'inversion du sens de rotation et variations paramétriques de la machine.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant le compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail a été consacré à l'application de la commande non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents alimenté en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée, constitue un domaine de recherche particulièrement actif au niveau international.

Dans la présente étude, on s'est efforcé de présenter avec plus ou moins des détails le modèle de la machine synchrone, puis le modèle de la machine synchrone à aimants permanents et les simplifications apportées.

Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de MSAP est un modèle non linéaire, fortement couplé. Pour la synthèse de régulateur, on a commencé d'abord de linéariser ce modèle et le découplé pour maîtriser les grandeurs à contrôler (le courant rotorique et la vitesse mécanique).

Nous avons utilisé pour cela les techniques de linéarisation par les retours d'états, telle que la 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.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de 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.

Finalement, nous sommes intéressés au problème d'observation de l'état du MSAP. Après un bref rappel sur les différents types d'observateurs, nous avons appliqué le filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation mécanique dans le but d'élaborer une commande non linéaire sans capteurs mécaniques de vitesse et de position.

L'association du filtre de Kalman étendu à la commande non linéaire apporte des améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse du système d'entraînement lors de l'application du couple de charge et l'inversion du sens de rotation.

Enfin, on propose quelques perspectives pour le futur :

- Introduction de la saturation et des pertes fer dans le modèle de la machine par introduction de la caractéristique de magnétisation du moteur.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre de vectrices tensions utilisées dans la technique de la commande.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande non linéaire sans capteur mécanique par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP).

NOTIONS DE LA GEOMETRIE DIFFERENTIELLE

Dans cette annexe, nous donnons des notions de la géométrie différentielle en vue de les utiliser dans la théorie de retour d'état linéarisant. Ces notions sont détaillées dans [17].

On considère le système :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{A. 1})$$

Avec :

$$\begin{aligned} f &= (f_1, f_2, \dots, f_n)^T \\ g &= (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \\ x &= (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \end{aligned}$$

A.1. Difféomorphisme

Une fonction ϕ

$$\begin{aligned} \phi : \Omega &\rightarrow \mathfrak{R}^n \\ (x_1, x_2, \dots, x_n)^T &\mapsto (z_1, z_2, \dots, z_n) \end{aligned}$$

définie dans une région Ω est un difféomorphisme local si :

1. $\phi(x)$ est un bijection
2. $\phi(x)$ et $\phi(x)^{-1}$ sont différentiables

Si ces conditions sont vérifiées pour tout $x \in \mathfrak{R}^n$ ($\Omega \in \mathfrak{R}^n$), le Difféomorphisme est dit globale.

A.2. Champ de vecteurs

Un champ de vecteur f est une application qui assigne à chaque point p dans une région $\Omega_p \in \mathfrak{R}^n$ une fonction f_p dans \mathfrak{R}^n :

$$\begin{aligned} f : \Omega &\rightarrow \mathfrak{R}^n \\ p &\mapsto f_p \end{aligned}$$

A.3. Gradient

Etant donné une fonction scalaire $h(x)$ de l'état x . Le gradient de h est donné par :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} \quad (\text{A.2})$$

∇h représente un vecteur colonne d'éléments : $\nabla h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$

A.4. Jacobien

Le jacobien d'un champ de vecteur $f(x)$ est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{A.3})$$

∇f représente une matrice d'éléments : $\nabla f_{ij} = \partial f_i / \partial x_j$

A.5. Dérivée de Lie

On considère une fonction scalaire $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ et deux champs de vecteurs :

$f, g: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$. La dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteur f est une fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{A.4})$$

Les dérivée de Lie d'ordre supérieur sont donnée par :

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^i h &= L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

La dérivée de la fonction $L_f h$ suivant le champ de vecteur g est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{A.6})$$

A.6. Crochet de Lie

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

$$ad_f g = [f, g] = \nabla g f - \nabla f g \quad (\text{A.7})$$

Le crochet de lie d'ordre supérieur est définit comme suit :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Le crochet de Lie a les propriétés suivantes :

1. Bilinéarité

$$\begin{aligned} [\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2, g] &= \alpha_1 [f_1, g] + \alpha_2 [f_2, g] \\ [f, \alpha_1 g + \alpha_2 g_2] &= \alpha_1 [f, g_1] + \alpha_2 [f, g_2] \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Avec

α_1, α_2 : Des constantes réelles

f_1, g_1 : Des champs de vecteurs ($i=1,2$).

2. Anti-commutativité

$$[f, g] = -[g, f] \quad (\text{A.10})$$

3. Identité de Jacob

$$L_{ad_f g} h = L_f L_g h - L_g L_f h \quad (\text{A. 11})$$

A.7. Distribution

Une distribution D est espace ou sous-espace vectorielle engendrée par une base formé par les champs de vecteurs f_1, f_2, \dots, f_d :

$$D = \text{span} \{f_1, f_2, \dots, f_d\}$$

A.8. Involutivité

La distribution D est dite involutive si est seulement si elle est stable par crochet de Lie :

$$\forall x, y \in D : [x, y] \in D.$$

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants :

| Machine synchrone | Paramètres |
|------------------------------------|--------------------------|
| Résistance statorique | 1.4 Ω |
| Inductance suivant l'axe d | 0.0066H |
| Inductance suivant l'axe q | 0.0058H |
| Nombre de paire de pôles | 3 |
| Flux permanent | 0.1546web |
| Moment d'inertie | 0.00176Kg.m ² |
| Coefficient de frottement visqueux | 0.0003881N.m.s/rad |
| Courant nominale | 20A |
| Vitesse de rotation nominale | 105rad/s |
| Puissance nominale | 1500 Wat |
| Tension d'alimentation | 220/380 V |
| Fréquence | 50Hz |

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] :Chenadec,J. "Les machines synchrones -Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones". 2001
- [2] :« Software de contrôle et architecture hardware d'un actionneur électrique pour véhicule électrique » PFE, USTHB, 2002.
- [3] Jaque Degauque « Aimant permanents, Matériaux et applications » Technique d'Ingénieur, Volume D 2.I.
- [4] A. Selloum « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE- Université Ferhat Abbes, Setif 2002.
- [5] L. Khelfi- F. Adjeroud « Étude et réalisation d'une MSAP » PFE – Université Farhet Abbes, Setif 1997
- [6] A. Achour- A. Zizi « Synthèse de la commande équivalente par mode glissant avec orientation du champ application pour une machine synchrone à aimants permanents » PFE – Université Farhet Abbes, Setif 1995
- [7] Bernard, N. "Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ,
Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [8]« An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »These of Master, Memorial University of Newfoundland, 1998.
- [9] M .Abid- K. Bouchrara « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents" PFE– ENP, Alger 1993.
- [10]« Modélisation et commande des moteurs triphasés' commande vectorielle des moteurs synchrones – commande numérique par contrôleurs DSP' Edition ellipses, 2000.
- [11]« Identification et commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents » PFE, USTHB, 2005.
- [12]Pwgasan, P. Knshnan, R. "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no 4, November 1988
- [13]Abdellaoui Hassina Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'un moteur Synchrone à Aimants Permanents par Variables Electriques2009.

- [14]M. Damien Bidart commande coopérative des systèmes mono convertisseurs multi machines synchrones juin 2011.
- [15]P.k.Sinha "State feedback decoupling of nonlinear systems", IEE Trans. Automat. Cont.,vol. Ac-22, pp.487-489, 1977.
- [16]J. Chiasson, A. Chaudhari, and M. Bodson, "Nonlinear controllers for induction motor" In IFAC Nonlinear Control system Design Symposuim, Bordeaux France, 1992, pp.150-155.
- [17]A. Isidori, "Nonlinear control systems", Springre verlage, 1989.
- [18]S. Rebouh "Study of the vector and nonlinear control performances of a permanent magnet synchronous motor". Third international conference on systems, signals & devices. 2005- Sousse, Tunisia.
- [19] S. Frikha "Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor". Third international conference on systems, signals & devices. 2005- Sousse, Tunisia.
- [20] W. Laala, "Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse". Thèse de magister, université de Biskra 2001.
- [21] Garcia. S.G, "Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [22] Grellet . G, Clerc. G, "Actionneurs électriques, principe /Modèle/ commande" ,Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [23] Akin. B, "State Estimation Techniques for speed sensor less field oriented control of Induction motors". Thesis of Master, the Middle East technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [24] B.Atkin, "State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors", Thesis of master, Middle east technical university, Turkey, 2003.
- [25] Sedda. E , "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage de Kalman". These de doctorat de l'universite de Paris 6. France. 1998.
- [26] Canudas. C, "Commande des moteurs asynchrones 2 : Optimisation, Discrétisation et Observateurs". Volume 2. Paris Hermés science publication, 2000.

- [27] R. Benchaib " Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes, France,1998.
- [28] M.Boussak, R. Pilioua-Sendo "Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants", 16ème journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.
- [29] Morand. F, "Techniques d'Observation Sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des machines Asynchrones". Thèse de Doctorat, école doctorale de Lyon2005.
- [30] A. Isidori. "Nonlinear Control Systems: Communication and Control". Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, second edition, 1989.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : - M. Samir ZEGHLACHE
- M. Bachir BENDJAIMA

Présenté par : - BOURAS Mohammed

Thème :

**Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec
observation en utilisant le filtre de kalman étendu**

Résumé :

La technique de la commande non linéaire permet d'assimiler la MSAP à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple. Le vecteur flux doit être concentré sur l'axe d avec le courant direct nul. Cependant la connaissance exacte de la position du flux rotorique pose un problème de précision. 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.

La commande non linéaire sans capteurs mécanique de vitesse est obtenue grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman (FKE) qui limite fortement leurs implantations en temps réel, donne une bonne robustesse du système d'entraînement lors de l'application du couple de charge (l'insensibilité aux variations de la charge et variation paramétrique) et l'inversion du sens de rotation.

Mots clés

**Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande non linéaire(CNL),
commande sans capteur, filtre de Kalman étendu (FKE).**

N° d'ordre : 080