

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 DIPLÔME DU
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

THEME

**COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

Proposé et dirigé par :

-M^r. Abdelmadjid CHOUCOU

Présenté par :

-Bensenoussi TAHRI

Année Universitaire : 2011 / 2012

N° d'ordre : 023

Dédicace

A la mémoire de mon grand père

A mon père et ma mère

A ma sœur, mes frères et mes proches

A mes amies qui étaient comme mes frères

Je dédie ce travail.

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

REMERCIEMENTS

Je remercie dieu

Puis

Je remercie sincèrement et particulièrement mon encadreur Monsieur **A.CHOUCHOU** pour son aide, conseils et disponibilité au long de la réalisation de cette mémoire.

Je remercie également Monsieur **Y.LAAMARI** pour son aide.

Je remercie aussi tous les membres de jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à toutes personnes qui ont participé de près ou loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail par leur amour, sacrifice, compétence et encouragements.

SOMMAIRE

Liste des figures

Notations et Symboles

INTRODUCTION GENERALE..... 1

CHAPITRE I

Etude et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I-1 INTRODUCTION.....3

I-2 GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

PERMANENTS.....4

I-2-1 L'aimant permanent.....4

I-2-1-1 Caractéristique générales des aimants permanents.....4

I-2-1-2 Les différents types d'aimants permanents au niveau des MSAP6

I-2-2 Description de la MSAP.....8

I-2-2-1 Le stator.....8

I-2-2-2 Le rotor.....8

I-2-3 Autopilotage.....10

I-3 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

PERMANENTS.....10

I-3-1 Equations électriques.....12

I-3-2 Equations magnétiques.....13

I-3-3 Equation mécanique.....14

I-3-4 Transformation de PARK.....14

I-3-4-1 Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK.....	16
I-3-4-2 Expression du couple électromagnétique.....	16
I-3-5 Equations d'état de la MSAP.....	17
I-3-6 Résultat de simulation.....	18
I-4 MODELISATION DU CONVERTISSEUR.....	19
I-4-1 Modélisation du redresseur.....	19
I-4-2 Modélisation du filtre.....	21
I-4-3 Modélisation de l'onduleur.....	23
I-4-3-1 Commande par MLI.....	24
I-4-4 Résultats de simulation.....	24
I-5 CONCLUSION.....	26

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la MSAP

II-1 INTRODUCTION.....	27
II-2 DIAGRAMME VECTORIEL.....	28
II-3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE (FOC).....	29
II-4 COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGLAGE DE VITESSE.....	31
II-4-1 Régulateur du courant.....	31
II-4-2 Régulateur de la vitesse.....	32
II-5 RESULTAT DE SIMULATION.....	34
II-6 TEST DE ROBUSTESSE AUX VARIATIONS PARAMETRIQUES.....	36
II-7 CONCLUSION.....	37

CHAPITRE III

Différentes techniques de détermination de la vitesse sans capteur

III-1 INTRODUCTION.....	39
III-2 LES CRITERES UTILISES POUR LE CHOIX ENTRE UN CAPTEUR, UN ESTIMATEUR, OU UN OBSERVATEUR.....	39
III-3 OBSERVATEURS.....	40
III-4 BRUIT.....	43
III-4-1 Bruit d'état.....	43
III-4-1-1 Bruit dus à la fabrication de la machine.....	43
III-4-1-2 Bruit dus aux variations paramétriques.....	43
III-4-1-3 Autre sources de bruit d'état.....	43
III-4-2 Bruit de mesure.....	43
III-5 OBSERVATION DE LA VITESSE A BASE DE L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	44
III-6 OBSERVATION DE LA VITESSE A BASE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU.....	45
III-6-1 Modèle stochastique.....	45
III-6-2 Algorithme du filtre de KALMAN étendu	47
III-6-3 Choix des matrices de covariance Q et R	49
III-7 CONCLUSION.....	49

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la MSAP sans capteur mécanique

IV-1 INTRODUCTION	50
-------------------------	----

IV-2 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	50
IV-2-1 Description d'observateur.....	50
IV-2-2 Résultat de simulation.....	52
IV-3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN FILTRE DE KALMAN ETENDU.....	55
IV-3-1 Description de l'observateur.....	55
IV-3-2 Résultat de simulation.....	56
IV-4 CONCLUSION.....	58
CONCLUSION GENERALE.....	59
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	61
ANNEXE.....	64

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1) : Cycle d'hystérésis.....	5
Figure (I.2) : Matériaux magnétiques durs.....	5
Figure (I.3) : Matériaux magnétiques doux.....	5
Figure (I.4) : Courbe de désaimantation des différents aimants.....	7
Figure (I.5) : Différents structures des inducteurs des machines à aimants.....	10
Figure (I.6) : Structure de la MSAP autopilotée.....	11
Figure(I.7) : Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanent.....	12
Figure(I.8) : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d-q.....	17
Figure (I.9.a) : Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.....	19
Figure(I.9.b) : Caractéristique dynamique de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=0.05 \text{ N.m}$)	19
Figure (I.10) : Alimentation de la machine.....	20
Figure (I.11) : Redresseur à diode.....	21
Figure (I.12) : Tension redressée.....	21
Figure(I.13) : Schéma de filtre LC.....	22
Figure (I.14) : Tension d'une phase de sortie du l'onduleur.....	24
Figure (I.15.a) : Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP à vide.....	25

Figure (I.15.b) : Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP en charge.....	25
Figure(II.1) : Diagramme vectoriel de la MSAP.....	28
Figure(II.2) : Modèle du moteur synchrone à aimants permanents lorsque le découplage est parfaitement réalisé.....	30
Figure(II.3) : schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	31
Figure(II.4) : Boucle de régulation du courant i_d	31
Figure (II.5) : Boucle de la régulation de la vitesse.....	32
Figure(II.6) : Commande en vitesse de l'ensemble convertisseur-MSAP avec application d'un couple résistant (à $t=1s$).....	35
Figure(II.7) : Réponse de la commande pour une variation de consigne(à $t=1s$).....	35
Figure (II.8) : Robustesse de la commande pour les variations paramétrique.....	36
Figure (II.9) : Zoom sur les courants i_d , i_q et la vitesse et le couple.....	36
Figure (II.10) : Robustesse de la commande pour les variations paramétrique avec l'application d'un couple résistant à l'instant ($t=3s$).....	37
Figure (III.1) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	40
Figure(III.2) : Principe d'un filtre de Kalman.....	48
Figure (IV-1) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger pour un démarrage à vide.....	52
Figure (IV.2) : Commande en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger avec l'application d'un couple de charge ($C_r=0.05$ Nm à $t=1s$). (Sans compensation).....	53
Figure (IV.3) : Commande en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger avec l'application d'un couple de charge ($C_r=0.05$ Nm à $t=1s$). (Avec compensation).....	53

Figure (IV-4) : Zoom sur la vitesse lorsque la commande avec compensation est appliquée.....	54
Figure (IV-5) : Réponse de la commande pour une variation de consigne.....	54
Figure (IV-6) : Robustesse d'observateur de Luenberger pour les variations paramétrique.....	54
Figure (IV-7) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide	57
Figure (IV-8) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide pour une poursuite de la variation de consigne.....	57

NOTATIONS ET SYMBOLES

MSAP : Machine synchrone à aimant permanents.

d-q : Axes longitudinale et transversal (transformation de Park).

B_r : Induction rémanente.

H_{cb} : Champs coercitif de l'induction.

H_{cj} : Champs coercitif qui annulent l'aimantation intrinsèque du matériau.

$(BH)_{max}$: Densité d'énergie maximale.

v_a, v_b, v_c : Tension de phases statoriques.

i_a, i_b, i_c : Courant de phases statoriques.

f_a, f_b, f_c : Flux de phases statorique.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_d, L_q : L'inductance d'axes direct et quadrature.

M_s : Inductance mutuelle entre phases du stator.

L_{sc} : Inductance cyclique d'un enroulement statorique.

f_f : Flux créé par les aimants au rotor.

Ω : Vitesse mécanique de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_F : Couple frottement.

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

ω_r : Vitesse électrique du rotor.

f_c : Coefficient de frottement.

$[P(q)]$: Matrice de transformation de Park.

v_d, v_q : Tensions statoriques d'axes direct et en quadrature.

U_d : Tension à la sortie du redresseur.

U_f : Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

S : L'opérateur de Laplace.

C_t : Capacité de filtrage.

L_f : Inductance de filtrage.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

FEM : Force électromotrice.

X_d, X_q : Réactances longitudinale et transversale.

E_0 : FEM à vide.

y : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice.

j : Déphasage du courant par rapport à la tension.

d : Déphasage entre la tension et la FEM.

FOC : Flux Oriented Control.

t_e : Constante du temps électrique.

t_m : Constante du temps mécanique.

$K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Coefficient du régulateur de vitesse.

K_p, K_i : Coefficient du régulateur de courant.

T : Période d'échantillonnage.

INTRODUCTION GENERALE

La machine à courant continu reste très utilisée dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse variable du fait de la simplicité de la commande du flux et du couple. Cependant la présence du système balais-collecteur est un handicap considérable tel que l'utilisation dans les environnements explosifs, ajouté à cela son coût relativement cher. L'absence du collecteur permet d'avoir un encombrement minimal, une fiabilité accrue, une densité de puissance élevée, un rapport élevé du couple à l'inertie, un coût de construction plus réduit et une vitesse de fonctionnement élevée. Récemment, la tendance de la remplacer la machine à courant continu dans beaucoup d'application par la machine synchrone à aimants permanents [1][20][24].

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. Le domaine de l'entraînement électrique à vitesse variable a connu un essor considérable grâce à cette évolution, la commande des machines électriques a fait des progrès énormes. En effet, les exigences accrues de l'industrie sont à l'origine de l'utilisation de techniques de réglage et de commande des machines de plus en plus performantes. Des performances semblables à celle du moteur à courant continu à excitation séparée, sont obtenues pour ces actionneurs par l'utilisation de méthode de commande faisant appel à la commande vectorielle. La stratégie consiste à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (flux des aimants) c'est-à-dire de le réduire à la seule composante en quadrature I_q . Le flux et le couple sont alors pilotés et découplés par deux courants indépendants. Par conséquent la dynamique du couple peut être plus rapide [1][3][20].

La commande vectorielle des MSAP nécessite une information précise sur la position du rotor et la connaissance précise des paramètres de la machine. Cette information sur la position rotorique qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de la position et/ou de la vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Cette utilisation augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout

d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille [3] [24].

Plusieurs méthodes ont déjà été développées pour la commande sans capteur mécanique. Cette solution nécessite l'utilisation des méthodes sophistiquées pour préserver des hautes performances dynamiques. Une solution consiste à observer ou estimer la position rotorique, par des algorithmes mathématiques à partir des informations accessibles et indispensables à la commande, afin d'éliminer cet équipement pour renforcer la fiabilité du système, et pour réduire le coût. On a choisi deux types d'observateurs, le premier le filtre de Kalman qui est un observateur permettant d'avoir une bonne estimation des variables d'état des systèmes dans un environnement stochastique qui prend en compte les bruits de sortie et d'état, le second dit observateur de Luenberger correspond à une approche déterministe [3] [17] [20][24].

Le travail effectué et présenté dans ce mémoire est divisé en quatre chapitres suivants :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différents types d'aimants permanents et la description de la machine étudiée, puis nous présenterons le modèle mathématique qui est basé sur la transformation de Park de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Le principe de fonctionnement et la modélisation du convertisseur constitué par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions sont aussi présentés.

Le deuxième chapitre porte sur la commande vectorielle de la MSAP. La régulation de la vitesse (boucle externe) et des courants du modèle de Park (boucle interne) de la MSAP sont assurées par des régulateurs classiques type proportionnel intégral (PI). Nous allons montrer la non robustesse de régulateurs classiques utilisés et sa faiblesse lors des variations paramétriques supposées du modèle de la machine.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les différentes techniques de détermination de la vitesse mécanique des machines synchrones sans capteur de vitesse.

Le dernier chapitre concerne l'élaboration d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse associé à un observateur de Luenberger et ainsi le filtre de Kalman étendu.

Enfin, une conclusion générale vient terminer les quatre chapitres de ce mémoire.

I-1 INTRODUCTION :

La machine à courant continu constitue pendant longtemps la solution la plus répondue pour assurer le fonctionnement de la plupart des équipements industriels, et plus particulièrement dans les entraînements à vitesse variable. Cependant la faiblesse de fiabilité dans les structures de cette machine liées à la présence d'un collecteur mécanique, ont orienté les recherches vers l'utilisation des machines à courant alternatif. Parmi d'autres, on cite la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) [1][2].

Aujourd'hui, les actionneurs électriques, excités par des aimants modernes occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance (robotique, électroménager, etc.), de moyenne puissance (machines-outils, véhicules électriques, aéronautiques, etc.), ainsi pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes). Par ailleurs, les machines synchrones à aimants permanents se caractérisent par des avantages importants à savoir, un rendement élevé, une haute vitesse, un environnement propre et une grande fiabilité, un fonctionnement de longue durée et une commande simplifiée. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien [4].

Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ont pour fonction principale la création d'un flux inducteur, ils concernent l'amélioration de la sécurité de fonctionnement ainsi l'obtention d'une faible inertie et d'une puissance massique élevée qui réduit le volume de la machine. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal [5].

Dans ce chapitre, on présente en premier lieu, les principaux matériaux utilisés au niveau des aimants permanents pour inducteurs et les différentes structures pour ces derniers, puis la modélisation physique de la MSAP et l'étude de l'association MSAP-onduleur de tension commandée par la technique MLI sont abordés. Et dans le but de connaître le comportement dynamique de la machine une simulation à l'aide de logiciel MATLAB-SIMULINK a été réalisée.

I-2 GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS :**I-2-1 Aimant permanent :**

Chaque atome d'un corps possède un moment magnétique atomique dit "moment résultant atomique" qui est composé du "moment magnétique orbital" dû au mouvement des électrons autour du noyau et du "moment magnétique de spin" dû à la rotation des électrons sur eux-mêmes.

Dans les "milieux non aimantés", de par la structure moléculaire et atomique, les corps possèdent un moment magnétique de l'ensemble qui est nul, vu que les moments magnétiques atomiques ont toutes les directions possibles. Dans les "milieux aimantés", l'étude de l'action d'un champ magnétique dit "champ magnétisant" sur un très grand nombre de corps, a conduit à distinguer cinq principales catégories : diamagnétiques, paramagnétiques, ferromagnétiques, antiferromagnétiques et ferrimagnétiques[6].

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 [7].

I-2-1-1 Caractéristiques générales des aimants permanents :

A partir de la largeur du cycle d'hystérésis [Figure (I.1)] et selon la propriété magnétique, deux grandes familles des matériaux utilisés au niveau des machines électriques sont classés [7] [8]:

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents [(Figure (I.2)).
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure [(Figure (I.3)).

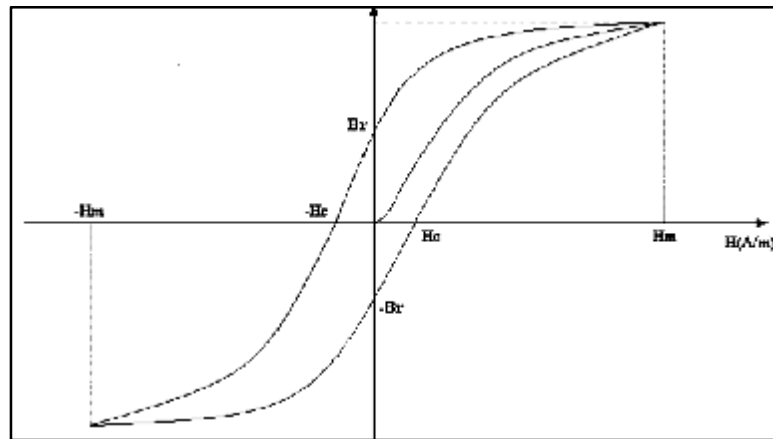
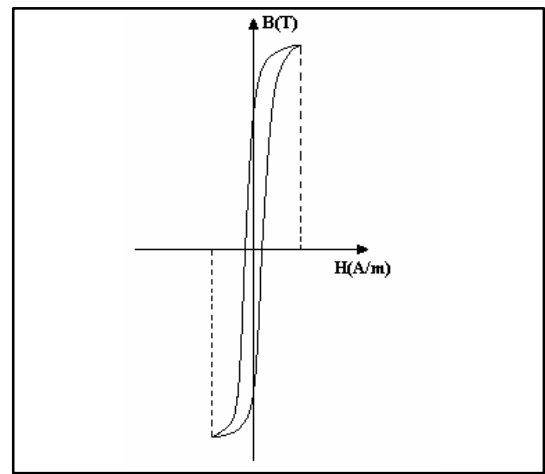
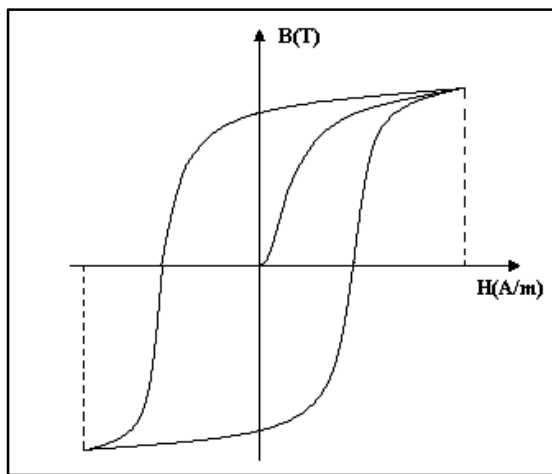


Figure (I.1) : Cycle d'hystérésis.



Figure(I.2) : Matériaux magnétiques durs. Figure (I.3) : Matériaux magnétiques doux.

Le seconde quadrant du plan B-H sont retenues pour caractériser et classer un aimant à l'aide des certains paramètres qui sont [7][8]:

- L'induction rémanente B_r .
- Le champ coercitif de l'induction H_{cb} .
- Le champ coercitif de l'aimantation H_{cm} (ou H_{cj}), on a toujours $H_{cm} > H_{cb}$.
- La densité d'énergie maximale (le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$).
- Les valeurs H_m et B_m sont des points de fonctionnement définissant la densité d'énergie maximale $(BH)_{max}$.

I-2-1-2 Les différents types d'aimants permanents au niveau des MSAP :

Les trois grands types d'aimants permanents utilisés dans les machines tournantes sont les Alnico, les ferrites et les matériaux intermétalliques. Le choix est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant, qui est très variable [5].

- **Alnico :** Initialement, l'alliage "alni" du type AlNiFe_2 , découvert au Japon en 1932 par Mishima, avait pour composition pondérale : 58Fe-30Ni-12Al. Son champ coercitif voisin de $3,45 \times 10^4$ A/m était deux fois plus élevé que celui des meilleurs aciers au tungstène utilisés. En 1938, des additions de cobalt, effectuées afin d'augmenter T_C «la température de curie», désignés sous le nom d'Alnico, ces alliages prirent alors le pas sur tous les autres matériaux pour aimants permanents de l'époque. Aujourd'hui, du fait d'un champ coercitif trop réduit et d'un prix de revient élevé, les aimants Alnico sont de moins en moins utilisés. Mais, pour le moment, grâce à une rémanence élevée (0,8 à 1,3T) et le fait qu'ils offrent aussi une bonne résistance à la corrosion. Par conséquent, ses caractéristiques énergétiques sont médiocres. De part sa composition métallique, il est le siège de pertes fer. Le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur [5][7][9].
- **Les ferrites :** Il existe deux sortes de ferrites magnétiques : les ferrites doux et les ferrites durs :
 - § les premiers, dotés d'un champ coercitif faible, sont utilisés principalement dans des applications électroniques, notamment aux fréquences élevées.
 - § les seconds sont utilisés pour la réalisation d'aimants céramiques, ils sont par conséquent électriquement non conducteurs, et quasiment non ferromagnétique. Initialement, ces matériaux furent étudiés dans les années 1950 par les laboratoires Philips à Eindhoven. Parmi les familles d'aimants permanents, les ferrites durs fournissent l'énergie magnétique la plus économique, ce qui explique leur emploi très répandu. Ils représentent aujourd'hui autour de 60 % de la production totale des aimants industriels, en dépit de spécifications magnétiques relativement modestes (faible induction rémanente B_r de 0.2 à 0.4 T, et un champ coercitif élevé) mais compensées par un prix de revient peu élevé (matières premières ni rares ni stratégiques) [5][9].

- Les matériaux intermétalliques :** À partir des années 1960, grâce à la mise à leur disposition des éléments de terres rares en quantité importante et de grande pureté, de nombreux laboratoires de recherche se sont intéressés à l'étude de leurs alliages [9], les alliages métaux de transitions-terres rares sont à l'heure actuelle les aimants permanents les plus performants qui entrent dans la composition des inducteurs des machines synchrone. La version la plus courante est l'alliage Samarium-Cobalt $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, qui est quasiment amagnétique (la perméabilité relative vaut environ $\mu_r \approx 1.07$) et qui est caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés ($B_r \approx 1.25 \text{ T}$, $H_c \approx 1000 \text{ kA/m}$). La densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est, à taille égale, trois fois plus importante que pour les Alnico, et six fois plus importante que pour les ferrites. On peut ainsi réduire considérablement le volume du rotor, donc augmenter le couple massique de la machine et réduire son inertie. Le seul inconvénient est lié au prix. Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°) [7].

La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités

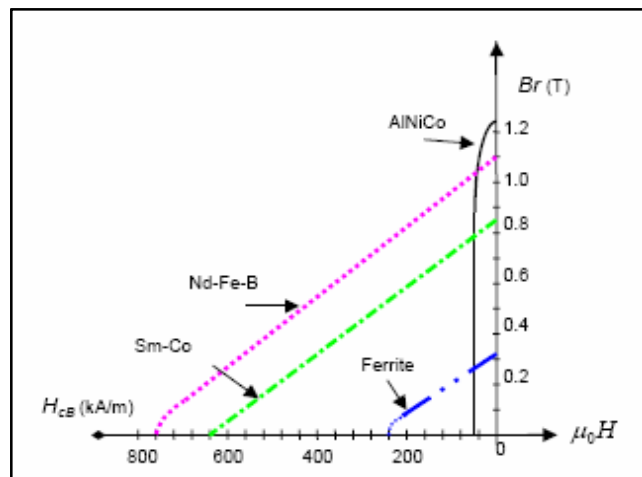


Figure (I.4) : Courbe de désaimantation des différents aimants [4].

I-2-2 Description de la MSAP:

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. 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 le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone [10].

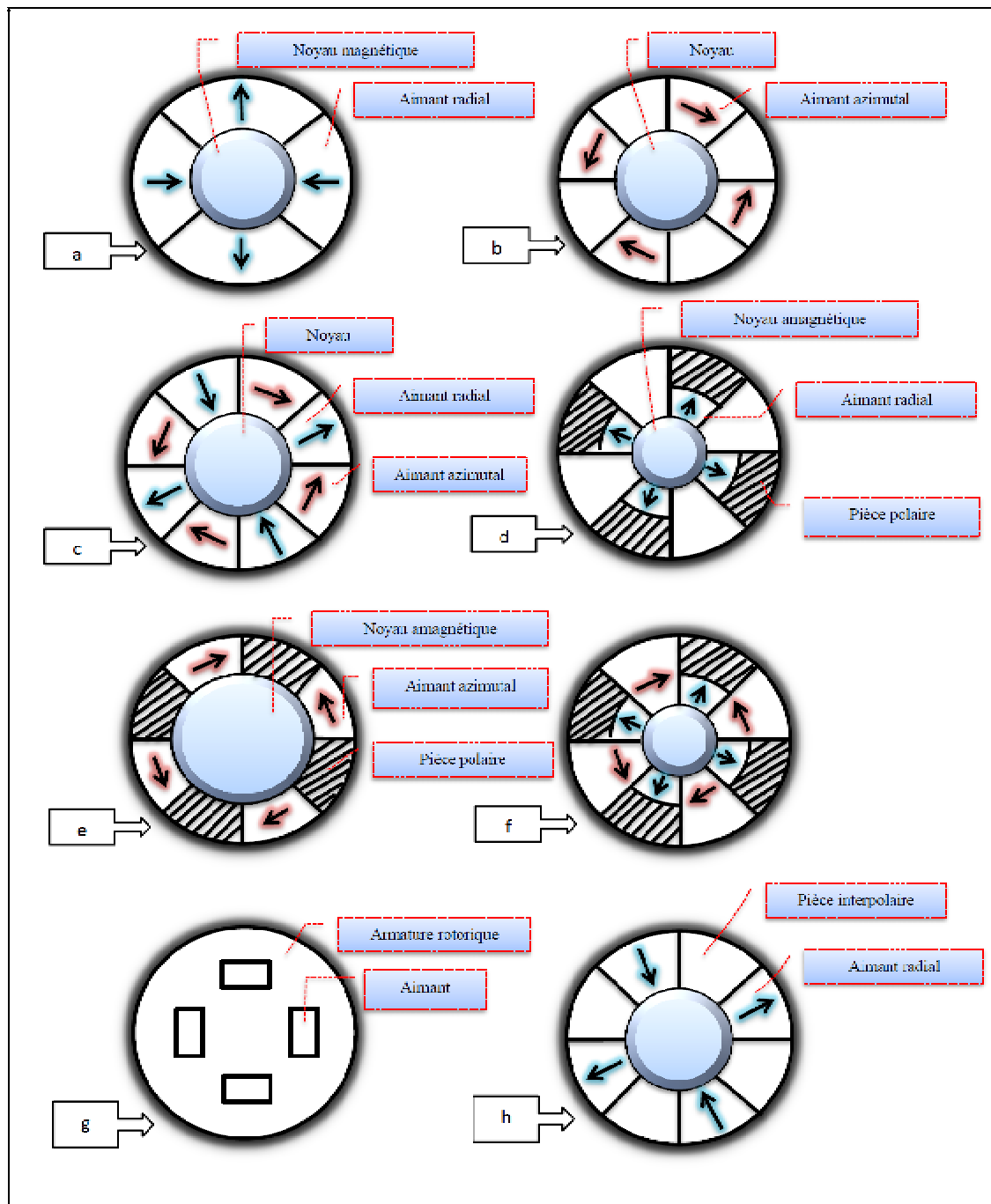
1-2-2-1 Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage triphasé créant un champ tournant. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $2\pi/3$ électrique [8][10].

1-2-2-2 Le rotor : l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor. Il existe de nombreuses structures des inducteurs des machines [Figure (I.5)].

- **Structures à pôles lisses :** Les aimants sont montrés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance, ils offrent un entrefer homogène. ce qui permet de prendre les inductances constantes et ne dépendent pas de la position du rotor, l'inductance suivant l'axe direct et l'axe en quadrature sont identiques ($L_d=L_q$). Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce qui offre à ce type du rotor d'être le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisants. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor, les aimants peuvent avoir une aimantation radiale [Figure (I.5-a)] tangentielle entre pôles [Figure (I.5-b)] et aimantation mixte (tournante) [Figure (I.5-c)].
- **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 ou 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[8].
- § **Structures avec pièce polaires sans concentration de flux :** Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires [Figure (I.5-d)] qui permettent de les fixer sans avoir à utiliser des frettes et de réduire d'une façon

significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer. Cependant la réaction d'induit est relativement plus importante, il faut prendre en considération lors du choix du type d'alimentation [7][8].

- § Structures avec pièce polaires et concentration de flux : comme le montre la [Figure (I.5-e)], les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique, le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux générer par les aimants permanent dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structure présentent une saillance inversée ($L_q > L_d$). Selon le sens de l'aimantation et la disposition des pièces polaire, il existe deux types de structure [Figure I.5-e et f].
- § Structure à aimant interne : les aimants sont intégrés dans la masse rotorique [Figure (I.5-g)]. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope. Les inductances dépendent fortement de la position du rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées, surtout avec les aimants du type NdFeB. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.
- § Structure à aimantation insérée dans l'armature rotorique : les aimants sont montés sur la surface du rotor [Figure (I.5-h)]. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer. L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe- d est légèrement différente de celle de l'axe- q [10]. 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 [8].



Figure(I.5) : Différents structures des inducteurs des machines à aimants.

- (a) Structure à pole lisses (aimantation radiale),
- (b) Structure à pole lisses (aimantation tangentielle),
- (c) Structure à pole lisses (aimantation mixte),
- (d) Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux,
- (e) Structure avec aimantation radiale et concentration de flux
- (f) Structure avec aimantation radiale et concentration de flux (aimantation mixte),
- (g) Structure à aimantation interne,
- (h) Structure à aimantation insérées.

1-2-3Autopilotage : La variation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation, ceci ne peut s'effectuer que par la présence d'un convertisseur statique, c'est pourquoi l'apport de l'électronique de puissance a été le plus sensible pour ce type de machine.

La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine, est asservie à la vitesse du rotor de manière à assurer le synchronisme, la machine élabore elle-même en tournant sa fréquence d'alimentation. Cette technique constitue l'autopilotage [Figure(I.6)]. Cela assure la stabilité et donne à l'ensemble de système « convertisseur statique – MSAP » un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu [11].

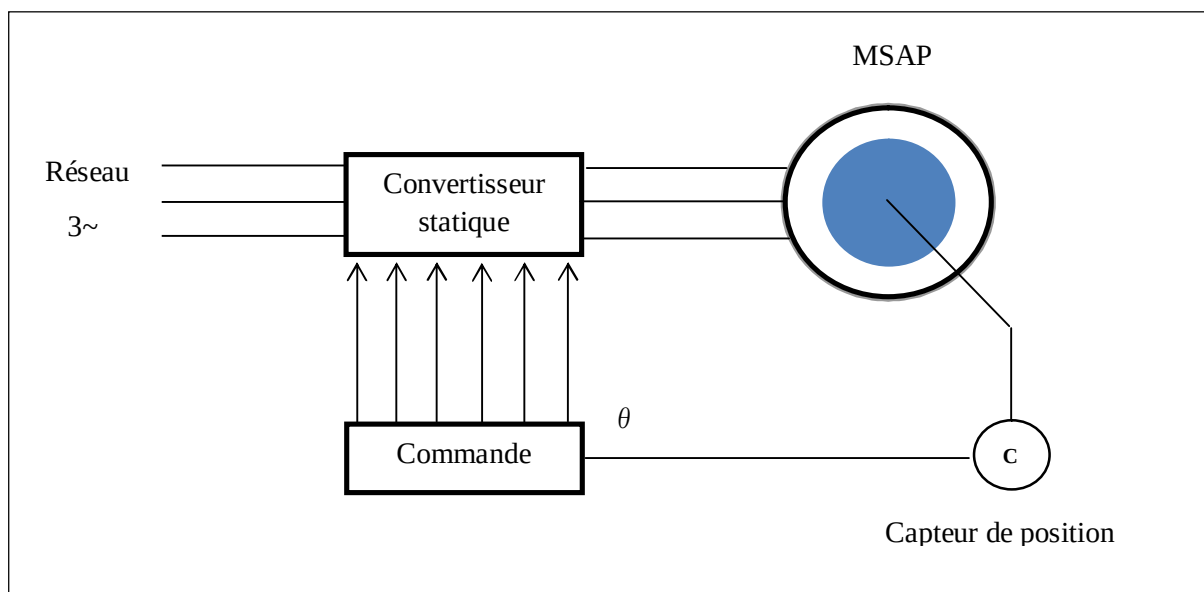


Figure (I.6) : Structure de la MSAP autopilotée.

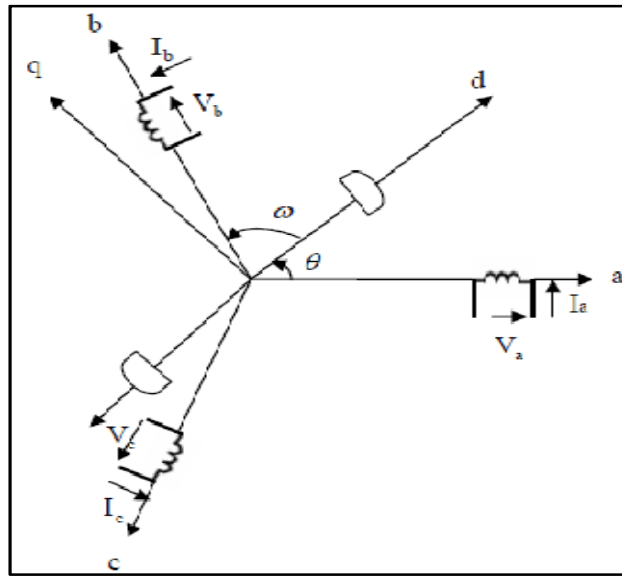
I-3 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS :

Le modèle de la MSAP est élaboré sur la base de certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Nous négligeons l'hystérésis du circuit magnétique et les pertes par courants de Foucault, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements sont alimentés par des courants.

- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.
- Nous admettons que les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale [7].

Dans ces conditions, on considère que la machine synchrone est triphasée au stator et le rotor se compose d'aimants permanents [Figure (I.7)]. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont les équations électriques, magnétiques et l'équation mécanique.



Figure(I.7) : Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

I-3-1 Equations électriques :

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque phase, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$[v] = [R_s][i] + \frac{d}{dt}[f] \quad (I-1)$$

Avec :

$$[v] = [v_a \ v_b \ v_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

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

$$[f] = [f_a \ f_b \ f_c]^T : \text{Vecteur flux statorique.}$$

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

Où R_s : représente la résistance équivalente d'un enroulement statorique

I-3-2 Equations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[f] = [L_s][i] + [f_f] \quad (I-2)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phases du stator.

$[f_f] = [f_{fa} \quad f_{fb} \quad f_{fc}]^T$: Vecteur flux des aimants.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques 'a, b, c' sont donnés par :

$$[f_f] = f_f \begin{bmatrix} \cos(q) \\ \cos(q - \frac{2p}{3}) \\ \cos(q - \frac{4p}{3}) \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a ($i_a + i_b + i_c = 0$), d'où les expressions des flux se déduisent par :

$$[f] = [L_{sc}][i] + [f_f] \quad (I-4)$$

Tel que :

$$[L_{sc}] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix}$$

$L_{sc} = L_s - M_s$: L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

I-3-3 Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_F \quad (I-5)$$

$$C_F = f_c \Omega$$

$\Omega = \frac{w_r}{P}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_F : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

w_r : Vitesse électrique du rotor.

f_c : Coefficient de frottement.

I-3-4 Transformation de PARK :

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on effectue une transformation non linéaire de variables supplémentaires (diphéomorphisme) qui réduit la complexité de ce système. La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes

directes, en quadrature et homopolaire. Cependant, les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [7][12][13].

L'équation qui traduit ce passage est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(q)][X_{abc}] \quad (I-6)$$

Avec :

$$[P(q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(q) & \cos(q - \frac{2p}{3}) & \cos(q - \frac{4p}{3}) \\ \sin(q) & \sin(q - \frac{2p}{3}) & \sin(q - \frac{4p}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

$$[P(q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(q) & \sin(q) & 1 \\ \cos(q - \frac{2p}{3}) & \sin(q - \frac{2p}{3}) & 1 \\ \cos(q - \frac{4p}{3}) & \sin(q - \frac{4p}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$[X]$: La matrice colonne relative aux grandeurs réelles et transformées.

Où q est défini comme suit :

$$q = \int \omega_r(t) dt \quad (I-9)$$

I-3-4-1 Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK :

A l'issu de cette transformation appliquée au système réel, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r f_f \\ f_d = L_d i_d + f_f \\ f_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

I-3-4-2 Expression du couple électromagnétique :

La puissance électrique absorbée par la machine est donnée par :

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{I-11})$$

Dans le référentiel de PARK, cette puissance s'écrit :

$$p(t) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{I-12})$$

En remplaçant les tensions ' v_d ' et ' v_q ' par leur expressions, la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de PARK devient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left(R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + P \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + f_f i_q \right) \right) \quad (\text{I-13})$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet Joule : $p_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$
- Puissance électromagnétique : $p_{em} = \frac{3}{2} \left(P \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + f_f i_q \right) \right)$
- La variation d'énergie magnétique emmagasinée : $p_v = \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left((L_d - L_q) i_d i_q + f_f i_q \right) \quad (\text{I-14})$$

Avec :

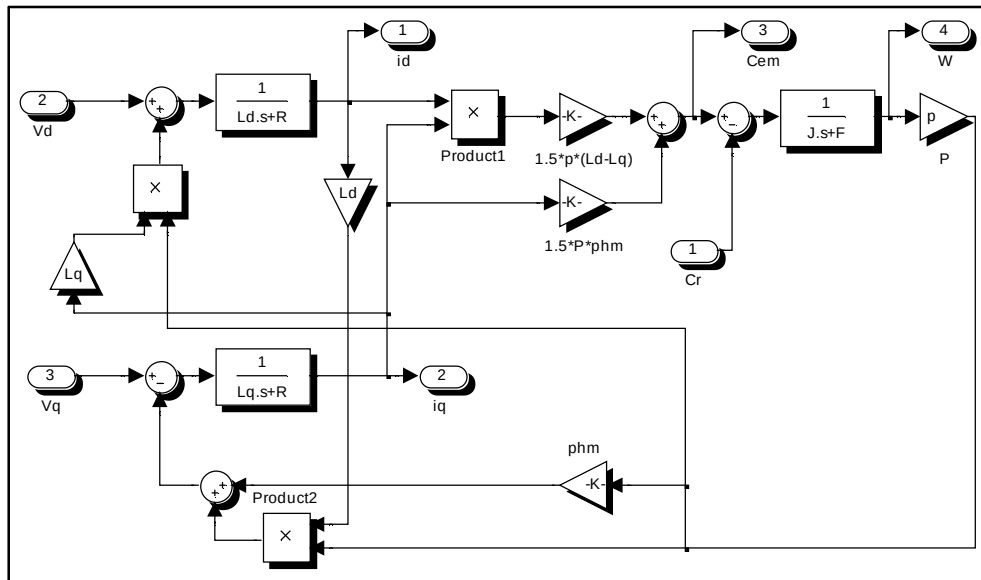
- $\frac{3}{2} P f_f i_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.
- $\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

I-3-5 Equations d'état de la MSAP :

Les équations de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} f_f \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{C_F}{J} \\ C_{em} = \frac{3}{2} P ((L_d - L_q) i_d i_q + f_f i_q) \end{cases} \quad (I-15)$$

Le schéma bloc de machine issue du modèle donnée en (I-15) est représenté par la figure(I.8) :



Figure(I.8) : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d-q.

I-3-6 Résultats de simulation :

Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents autopilotées, dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe.

Le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, les courant direct et en quadratique i_d et i_q sont relevés.

En première étape, on démarre la MSAP à vide (Figure (I.9.a)), on constate que la vitesse atteint la valeur de (480 rad/sec) en un temps de réponse de 2.4s, le couple électromagnétique atteint une valeur de crête de (0.42N.m) ce qui entraîne un fort appel de courant au démarrage puis le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de (0.0245N .m) au régime permanent.

En deuxième étape, on teste le fonctionnement en charge de la MSAP, pour cela, démarre la MSAP avec application d'un couple résistant ($C_r=0.05$ N.m) à l'instant ($t=2.5$)[Figure (I.9.b)], la valeur de la vitesse diminue et la valeur du couple électromagnétique augmente à partir le temps d'application de la charge.

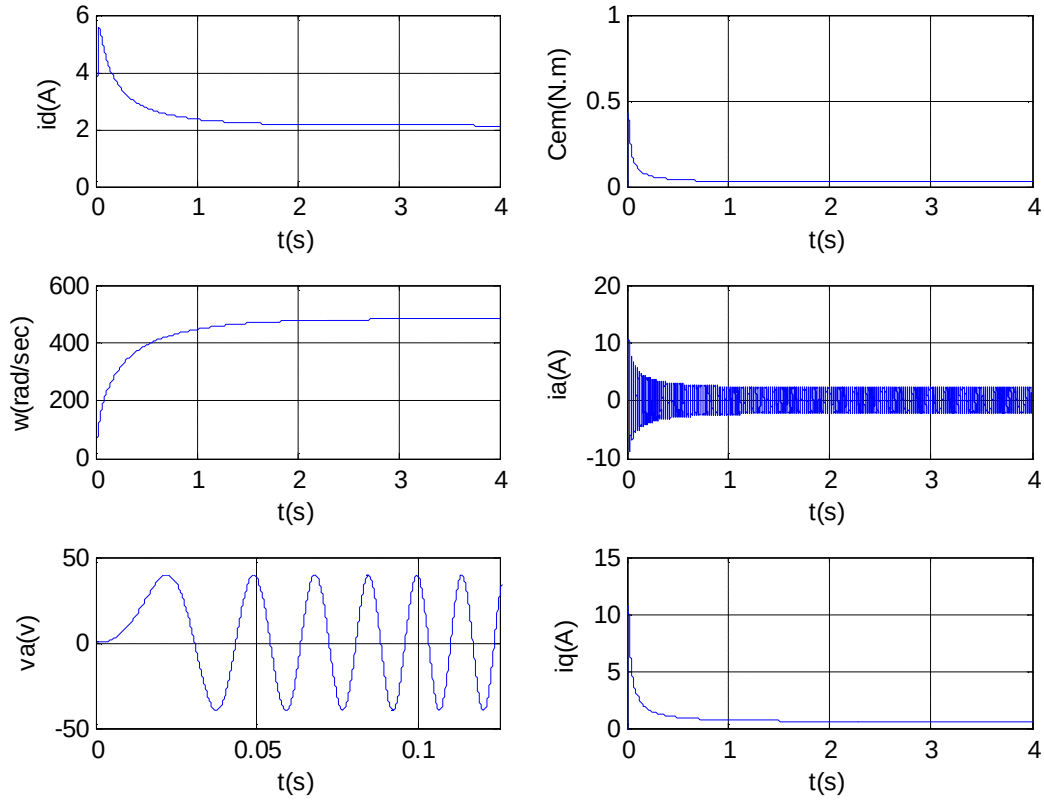
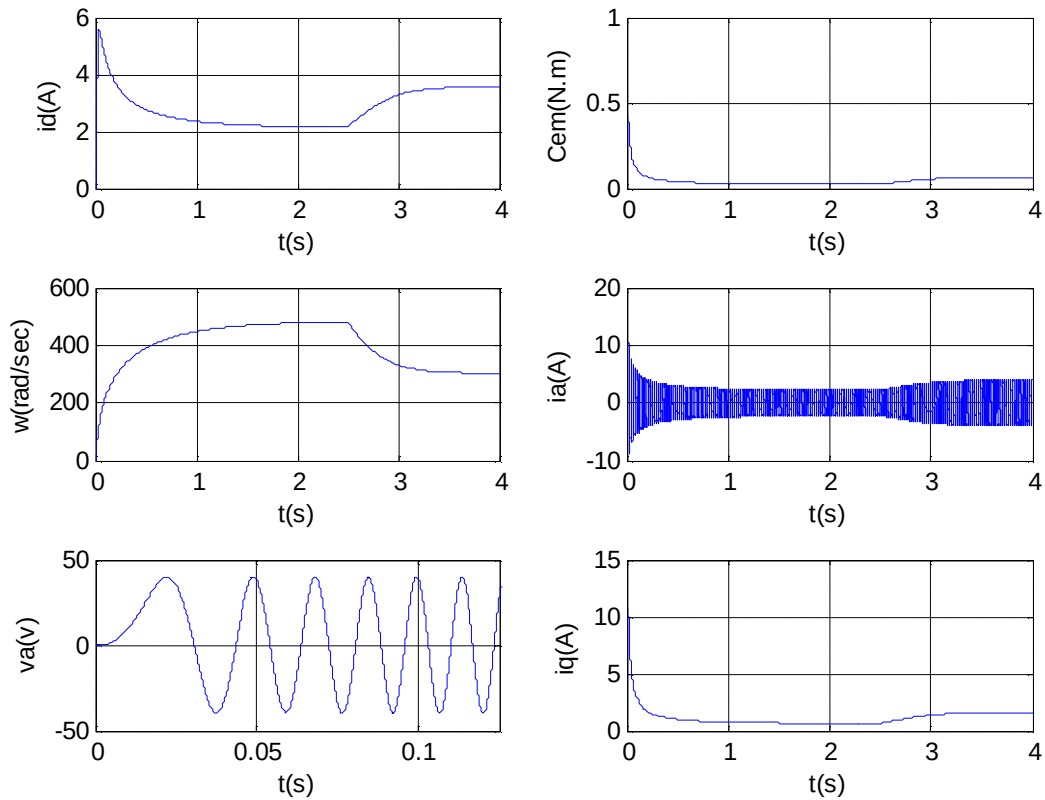


Figure (I.9.a) :Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.



Figure(I.9.b) :Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=0.05$ N.m).

I-4 MODELISATION DU CONVERTISSEUR :

Pour élaborer la tension triphasée à fréquence variable qui alimente le moteur, on fait appel à un convertisseur statique asservi à partir de la position du rotor délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard. Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur [2].

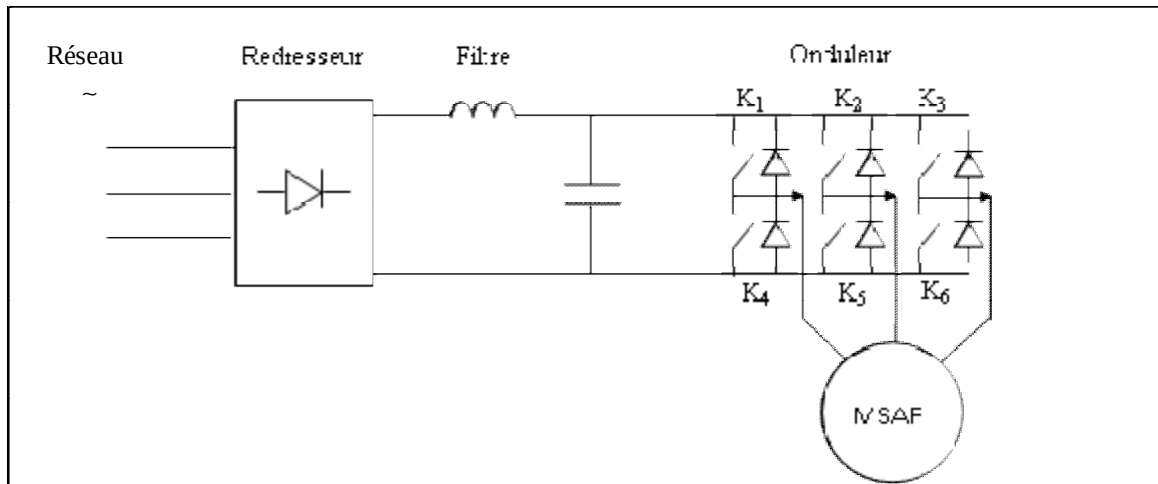


Figure (I.10) : Alimentation de la machine.

I-4-1 Modélisation du redresseur :

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j); j = 1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

$$D_i' \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1, 2, 3.$$

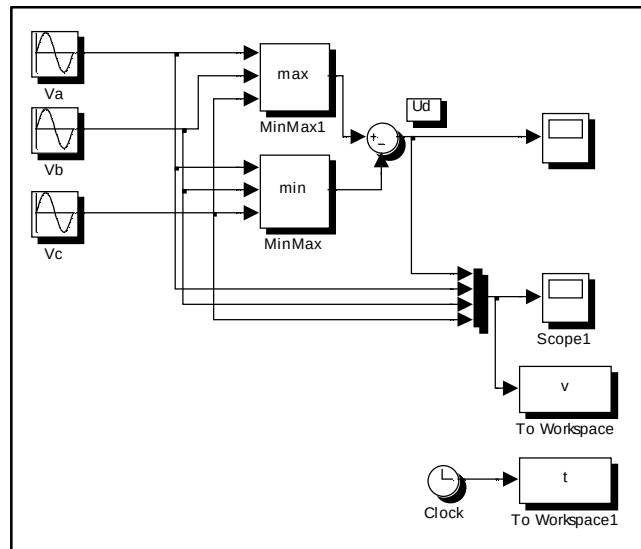


Figure (I.11) : Redresseur à diode.

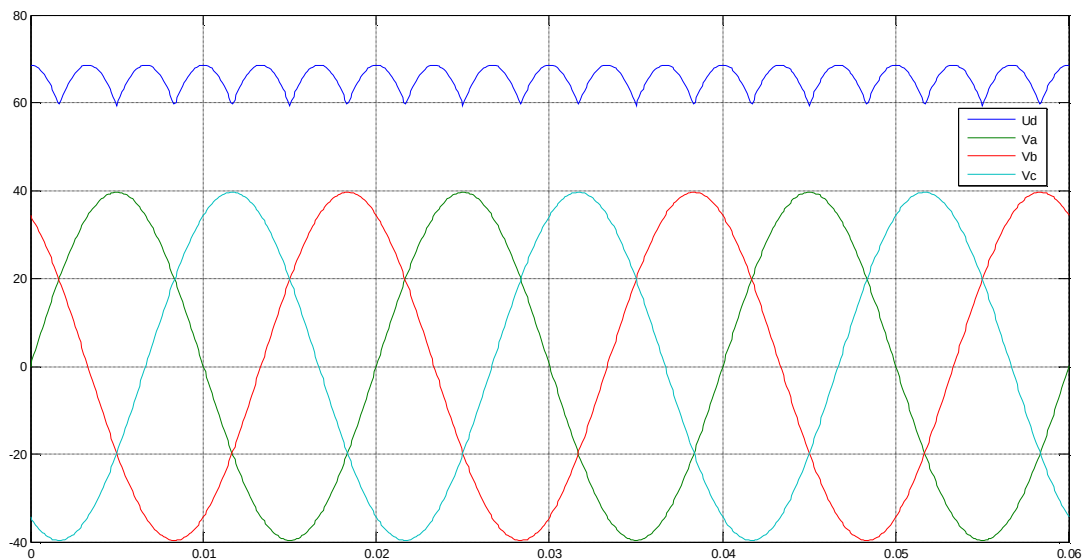
Simulation numérique :

Figure (I.12) : Tension redressée.

La tension redressée U_d est formée de six sommets de sinusoïde par période.

I-4-2 Modélisation du filtre :

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (I.12), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

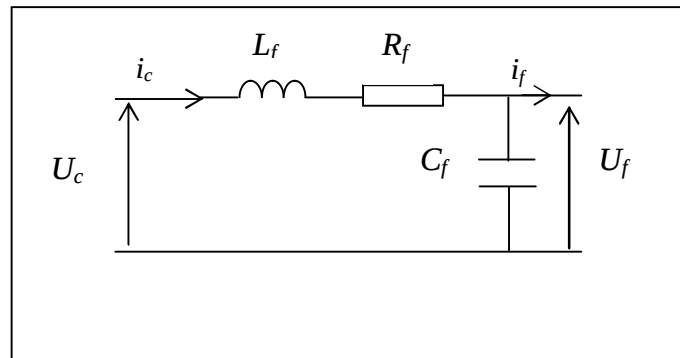
- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur.

- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur en cas de rôle de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

1. La tension U_f d'alimentation de l'onduleur.
2. La composante continue du courant exigé i_f .
3. L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité C_f du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas d'échéant [8].



Figure(I.13) : Schéma de filtre LC.

Equations du filtre :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_c}{dt} = U_c - U_f - R_f i_c \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_c - i_f) \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Calcul des paramètres

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_c} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1}$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}}$$

Pour limiter les conditions du courant i_c et de tension U_f , il faudra que :

$$\omega_c < 2\pi f \text{ Où } f \text{ est la fréquence du réseau } (f = 50 \text{ Hz}) [7].$$

I-4-3 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie [14].

Dans notre étude, la machine est alimentée par un onduleur de tension. Ce dernier comportant trois bras indépendants, chaque bras est composé de deux interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et pilotés de façon complémentaires. Les interrupteurs peuvent être, selon la puissance mise en jeu, des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode de récupération en antiparallèle. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande c_1 , c_2 et c_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

Si $c_i = 1$: L'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $c_i = 0$: L'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ($v_a + v_b + v_c = 0$), les tensions phase-neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

Les commandes c_i de l'onduleur de tension triphasé sont généralement générées par une stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

I-4-3-1 Commande par MLI :

La stratégie de commande par modulation de largeur impulsion permet de convertir une tension de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, en une tension sous forme de créniaux successifs. Les lois de modulation de largeur impulsion sont nombreuses. Pour notre étude nous examinons la technique triangulo-sinusoïdale [2] [15] [16].

Le principe de la MLI triangulo-sinusoïdale consiste à comparer le signal de référence (modulante) basse fréquence, à un signal triangulaire (porteuse) haute fréquence. Le signal de commande c_i est égale à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et égale à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [2][15]. La figure (I.14) illustre les signaux obtenus par MLI.

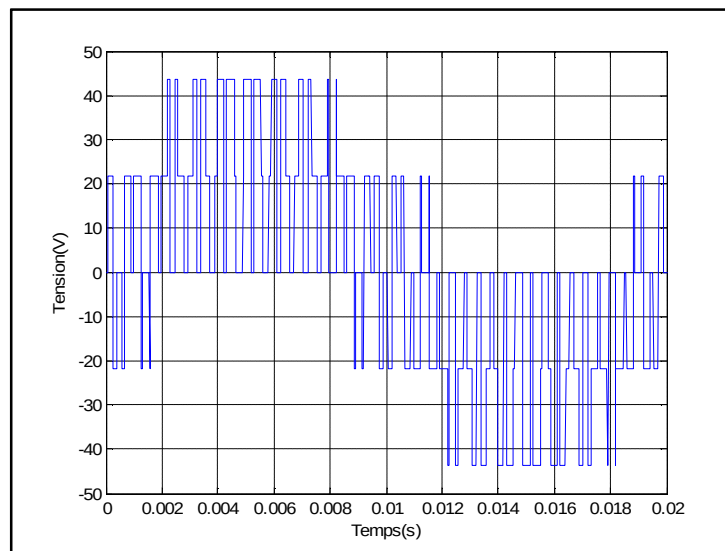


Figure (I.14) : Tension d'une phase de sortie du l'onduleur.

I-4-4 Résultats de simulation :

Le modèle de la MSAP associé à un convertisseur statique, est simulé et représenté par les Figures (I.15) et (I.16) pour un fonctionnement à vide puis en charge.

Nous constatons des ondulations autour des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

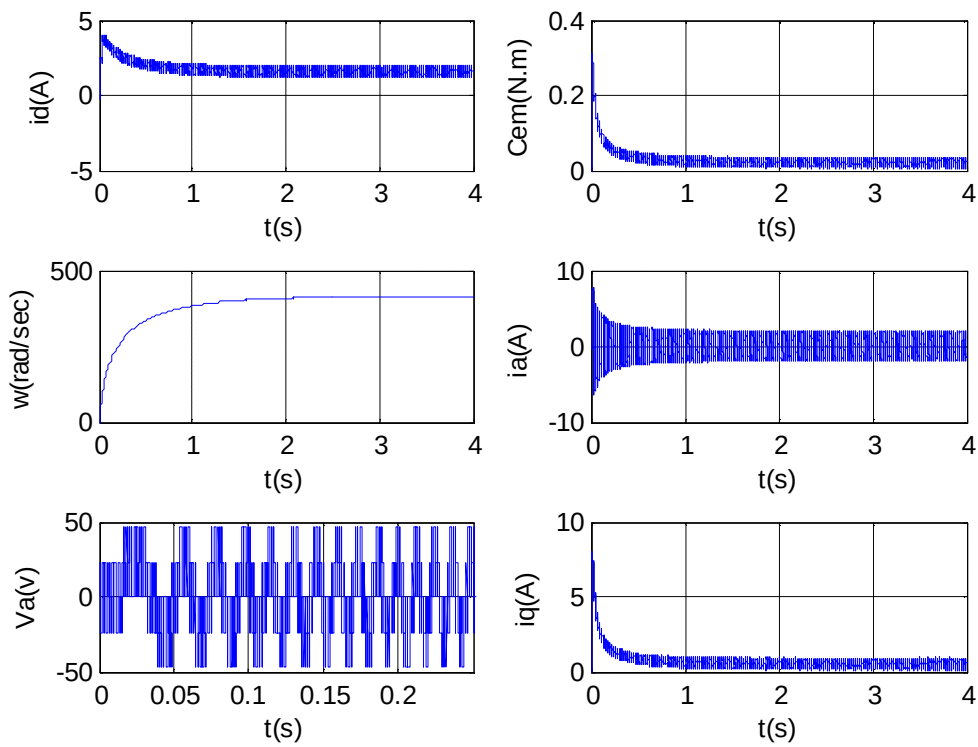


Figure (I.15.a) : Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP à vide.

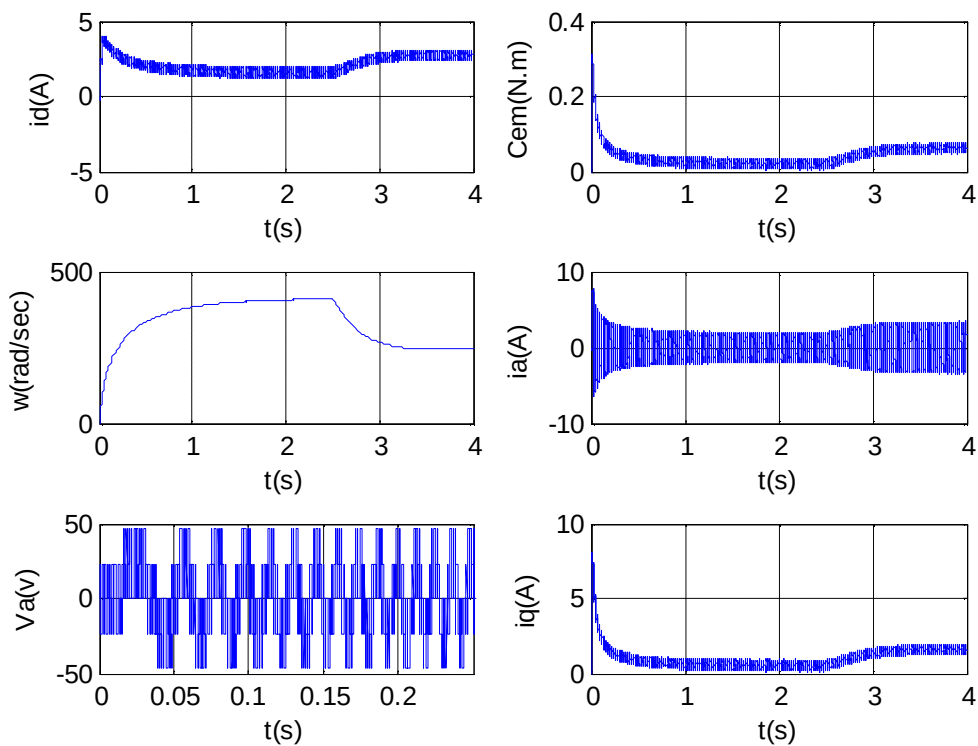


Figure (I.15.b) : Simulation de l'ensemble Onduleur de tension-MSAP en charge.

I-5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les aimants permanents et l'intérêt apporté par le remplacement du bobinage rotorique par ces derniers. Nous avons évoqué la description et la modélisation de la MSAP, le modèle triphasé est rarement utilisé à cause de sa complexité et la présence du fort couplage entre ses équations. En effet, on utilise la transformation de PARK qui permet d'obtenir un modèle simplifié, et faciliter l'application des commandes réservée pour les systèmes linéaires. Et finalement, nous avons présenté la modélisation du convertisseur statique et la simulation de l'association onduleur-MSAP ce qui est largement utilisé dans les entraînements de petites puissances et notamment en robotique.

Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, une commande est introduite, c'est la commande vectorielle, cette commande fera l'objet du chapitre suivant.

II-1 INTRODUCTION :

Les machines à courant continu (MCC) sont des machines dont la construction mécanique est assez compliquée, mais leur commande est simple. Par contre pour les machines à courant alternatif, la situation est inversée. Bien que les modèles soient simplifiés, puisque les commutations se font à l'extérieur de la machine, leurs structures de commande demeurent encore beaucoup plus compliquées que celle des MCC.

La commande vectorielle a été établie par F.Blaschke en 1972, l'objectif de cette commande est d'obtenir de la MSAP des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement statique et dynamique sans dégrader de manière sensible les performances du système. Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [2][17][18][19].

La commande vectorielle basée sur une régulation Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe- d qui sera utilisé pour le réglage du flux, de l'axe- q au réglage du couple. Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [1].

Ce chapitre présente la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Les boucles de courant et de la vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Le test de robustesse de ce contrôle sera examiné en dernier lieu.

II-2 DIAGRAMME VECTORIEL :

Le diagramme vectoriel de la MSAP est basé sur les équations de cette machine, ces dernières sont données par :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r f_f \end{aligned} \quad (\text{II-1})$$

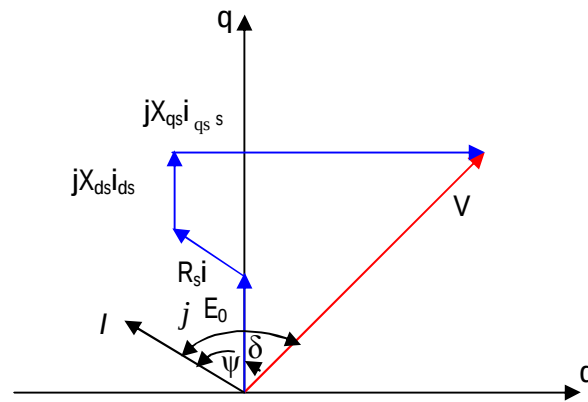
A partir des équations précédentes (II-1) on aura :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - X_q i_q + j \omega L_d i_d \\ v_q &= R_s i_q + X_d i_d + X_q i_q + j \omega L_q i_q + E_0 \end{aligned} \quad (\text{II-2})$$

E_0 : Représente la FEM à vide, $E_0 = \omega_r f_f$.

X_d, X_q : Réactances longitudinale et transversale.

En se basant sur les équations (II-2), on peut tracer le diagramme vectoriel [8]



Figure(II.1) : Diagramme vectoriel de la MSAP.

Avec :

$$\begin{aligned} v &= \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix} \\ i &= \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \end{aligned}$$

ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice.

φ : Déphasage du courant par rapport à la tension.

δ : Déphasage entre la tension et la FEM.

II-3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE (FOC):

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans la configuration de PARK est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotoriques et statoriques [19].

La commande vectorielle, consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe d, q et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple [1]. La stratégie de commande la plus utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant d'axe direct i_d à une valeur nulle et à réguler la vitesse par le courant i_q via la tension v_q . Dans ce cas le déphasage ψ du courant par rapport à la FEM est nul, cette stratégie permet de travailler à couple maximal et de minimiser les pertes et d'obtenir une relation simplifiée et linéarisée entre le couple et le courant comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendante [Figure(II.2)][1][18].

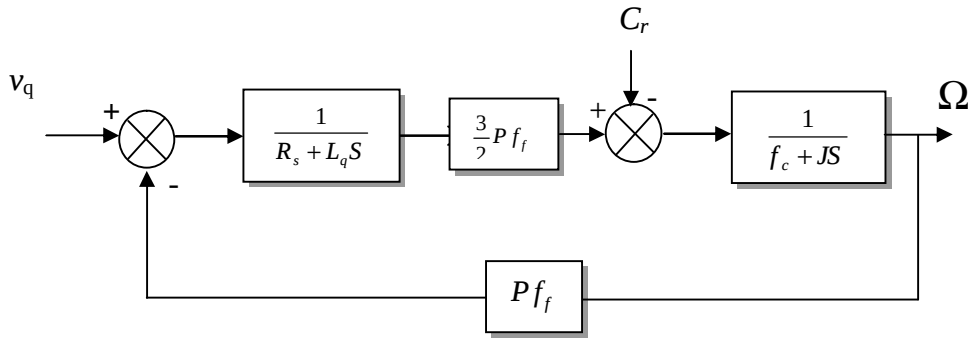
Afin d'obtenir $i_d=0$, il suffit de faire un retour d'état approprié en prenant $v_d = -L_q \omega_r i_q$, si I_d est nul, le flux d'entrefer est orienter vers l'axe-q, c'est-à-dire l'effet du flux statorique suivant l'axe-d est annulé, physiquement le flux de réaction est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents et $f_d = f_f$.

L'expression du couple donnée par la relation (I-14), devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P f_f i_q \quad (\text{II-3})$$

Les équations de tension (I.10) de la machine, deviennent quand à elles :

$$\begin{aligned} v_d &= -L_q \omega_r i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r f_f \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$



Figure(II.2) : Modèle du moteur synchrone à aimants permanents lorsque le découplage est parfaitement réalisé.

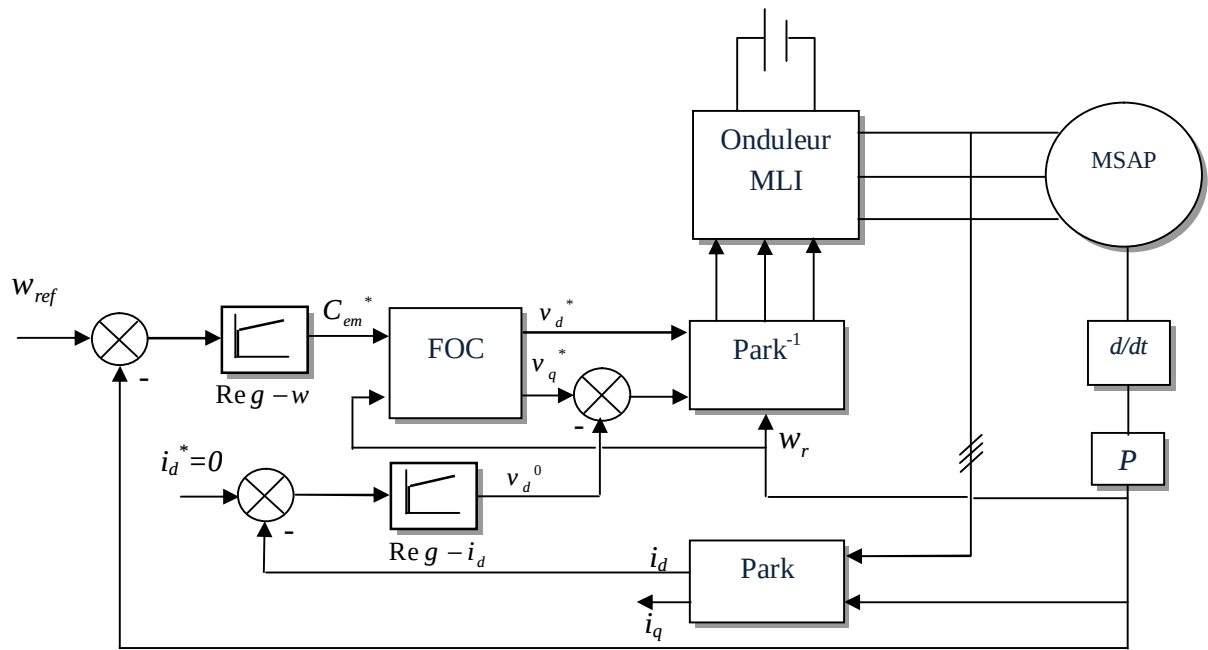
La structure de découplage de la commande vectorielle de la MSAP est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} v_d^* &= -L_q \omega_r i_q^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{K_t} \\ v_q^* &= R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r f_f \end{aligned} \quad (II-5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} C_{em}^* &= K_t i_q^* \\ K_t &= \frac{3}{2} P f_f \end{aligned}$$

Le schéma de principe est représenté à la Figure (II.2). A partir de la vitesse référence ω_{ref} et la vitesse mesurée, le régulateur de vitesse calcule la consigne de couple. Pour optimiser la puissance absorbée par la machine, le courant i_d est maintenu à la valeur nulle par l'intermédiaire du régulateur du courant(i_d) qui fournit la tension de la commande v_d^0 , à partir des valeurs du couple et la vitesse électrique le bloc de découplage fournit les tension (v_d^*, v_q^*), ces dernières sont transformées en trois signaux triphasés (v_a^*, v_b^*, v_c^*). A partir de ces dernières, l'onduleur à MLI triangulo-sinusoïdale génère les tensions d'alimentation de la machine.

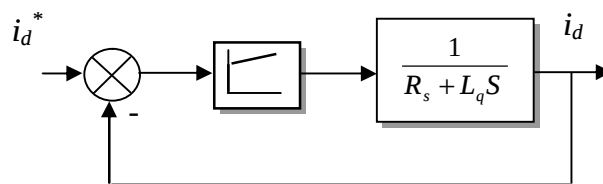


Figure(II.3) : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II-4 COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGLAGE DE VITESSE :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé malgré la présence des perturbations internes ou externes. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires [1]. La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI, dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement, comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [17].

II-4-1 Régulateur de courant :



Figure(II.4) : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$F_I(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{II-6})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_I(S) = \frac{K_p + K_i}{L_d S^2 + (R_s + K_p)S + K_i} \quad (\text{II-7})$$

Le polynôme caractéristique est donnée par :

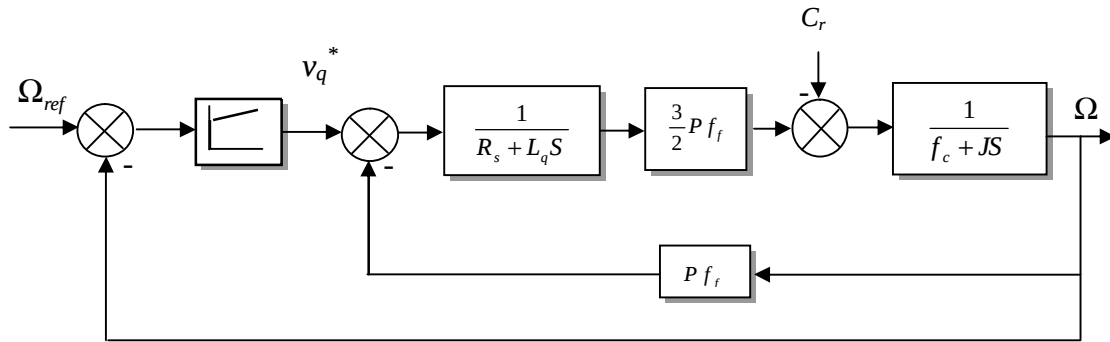
$$P(S) = L_d S^2 + (R_s + K_p)S + K_i \quad (\text{II-8})$$

Deux pôles complexes conjugués sont généralement imposés : $S_{1,2} = r(-1 \pm j)$;

Ce qui conduit aux paramètres du régulateur :

$$\begin{aligned} K_p &= 2rL_d - R_s \\ K_i &= 2r^2L_d \end{aligned} \quad (\text{II-9})$$

II-4-2 Régulateur de la vitesse :



Figure(II.5) : Boucle de la régulation de la vitesse.

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu [Figure (II.4)], la fonction de transfert du régulateur en boucle fermée est donnée par :

$$F_f(S) = \frac{F_r(S)F_o(S)}{1 + F_r(S)F_o(S)} \quad (\text{II-10})$$

$F_r(S)$ est la fonction de transfert du régulateur de la vitesse est donnée par :

$$F_r(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{II-11})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_o(S) = \frac{1}{f_c(1+t_e S)(1+t_m S)} \quad (\text{II-12})$$

t_e : La constante de temps électrique de la machine ($t_e = L_q/R_s$)

t_m : La constante de temps mécanique de la machine ($t_m = J/f_c$).

Après le calcul, on aura :

$$F_f(S) = \frac{K_{p\Omega}S + K_{i\Omega}}{Jt_e S^3 + (J + f_c t_e)S^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega}} \quad (\text{II-13})$$

Pour des machines synchrones à aimants montés en surface et pour faciliter le calcul du régulateur, on néglige les deux termes Jt_e et $f_c t_e$, le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(S) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega} \quad (\text{II-14})$$

Pour obtenir les solutions de cette fonction, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés, nous lui imposons deux pôles complexes conjugués à son polynôme caractéristique $S_{1,2} = r(-1 \pm j)$, ce qui donne :

$$P(S) = S^2 + rS + 2r^2 \quad (\text{II-15})$$

Par identification terme à terme, nous obtenons les paramètres du régulateur :

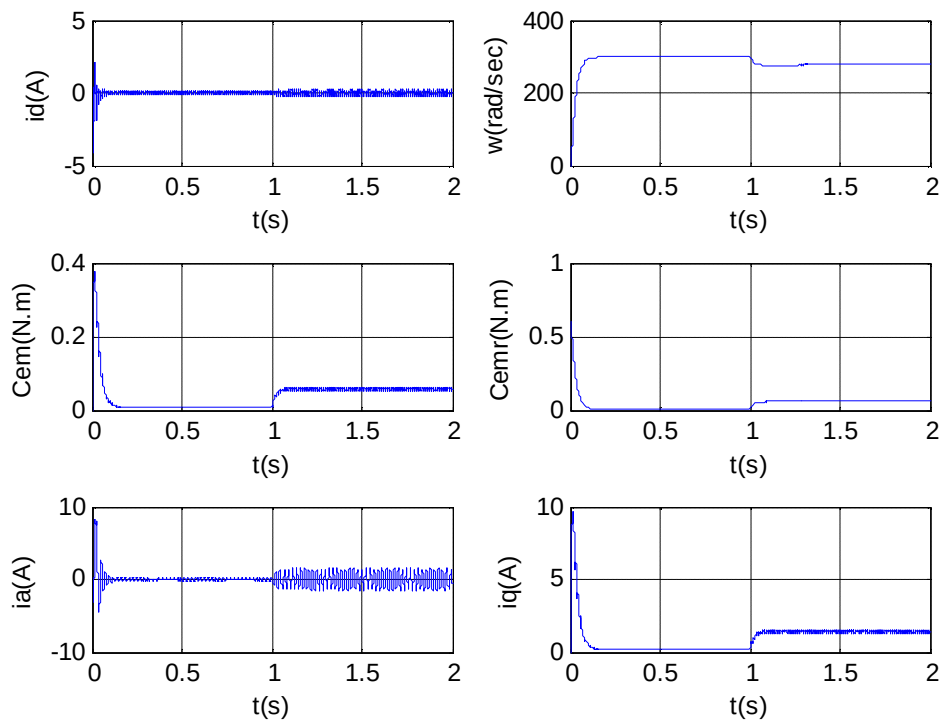
$$\begin{aligned} K_{p\Omega} &= 2rJ - f_c \\ K_{i\Omega} &= 2r^2J \end{aligned} \quad (\text{II-16})$$

Généralement les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont ajustable, dans certain le calcul exacte de ces coefficients ne donne pas de bon résultats.

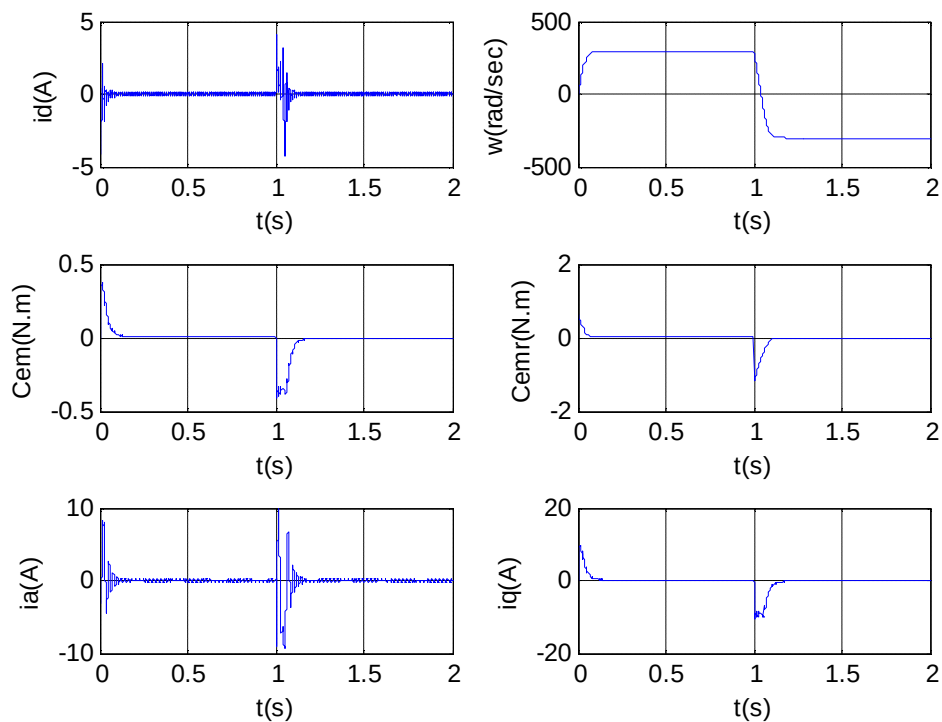
II-5 RESULTATS DE SIMULATION :

Après la réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, la commande proposée a été effectuée par simulation numérique. A la figure (II.6), Nous avons présenté les résultats de simulation d'un démarrage à vide suivie d'une application d'un couple de charge $C_r=0.05 \text{ Nm}$ à l'instant ($t=1\text{s}$), l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence en un temps de réponse satisfaisant et sans dépassement avec une erreur nulle au régime permanent et une petite perturbation lorsque nous appliquons un couple résistant. Ce résultat montre que le découplage est parfaitement réalisé.

Dans la figure(II.6), nous avons simulé la réponse de la machine pour une inversion de vitesse à l'instant ($t=1\text{s}$). Nous constatons que la vitesse suit parfaitement la variation de la consigne, la réponse de la machine atteint rapidement et sans dépassement la valeur désirée, l'erreur en régime permanent est nulle. La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP, le couple est commandé par une simple action sur le courant i_q alors que $i_d=0$, cette stratégie de commande est analogue à la commande d'une machine à courant continu à excitation indépendante.



Figure(II.6) : Commande en vitesse de l'ensemble convertisseur-MSAP avec application d'un couple résistant (à $t=1s$).



Figure(II.7) : Réponse de la commande pour une variation de consigne (à $t=1s$).

II-6 TEST DE ROBUSTESSE AUX VARIATIONS PARAMETRIQUES :

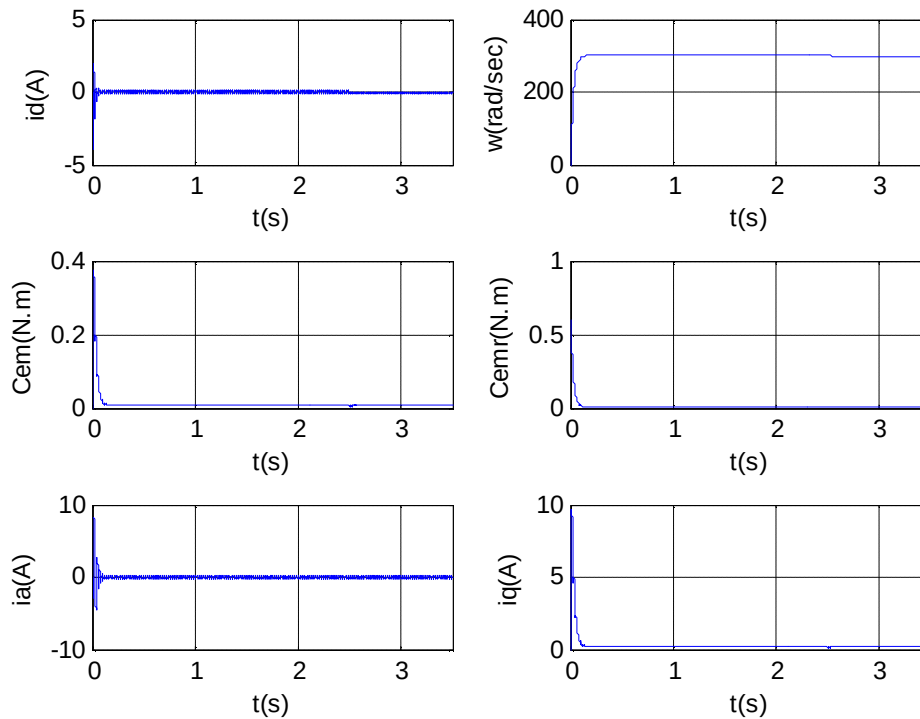
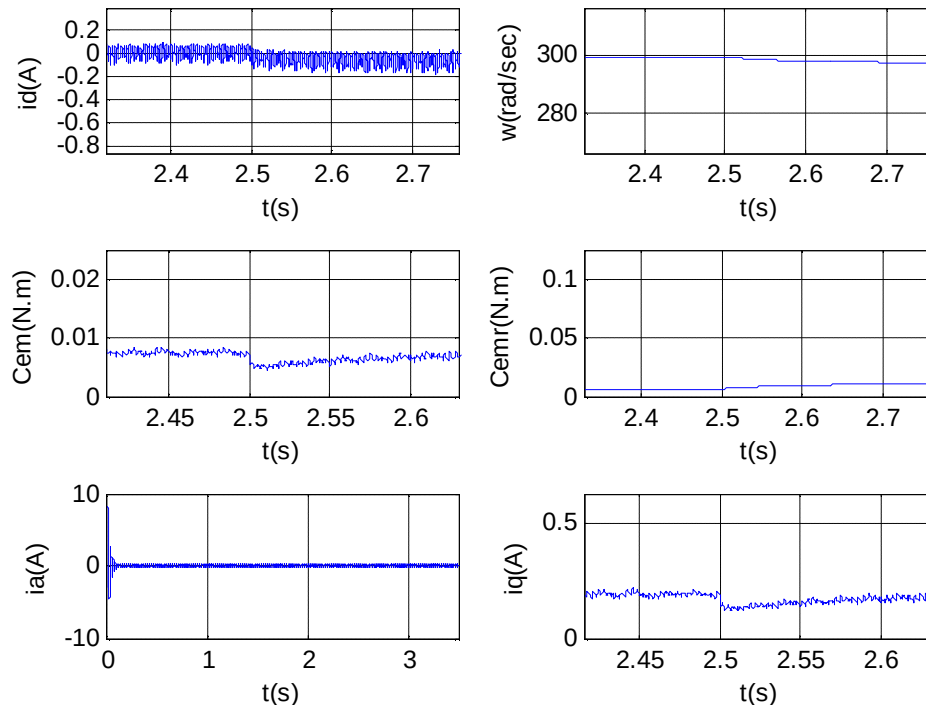


Figure (II.8) : Robustesse de la commande pour les variations paramétrique.

Figure (II.9) : Zoom sur les courants i_d , i_q et la vitesse et le couple.

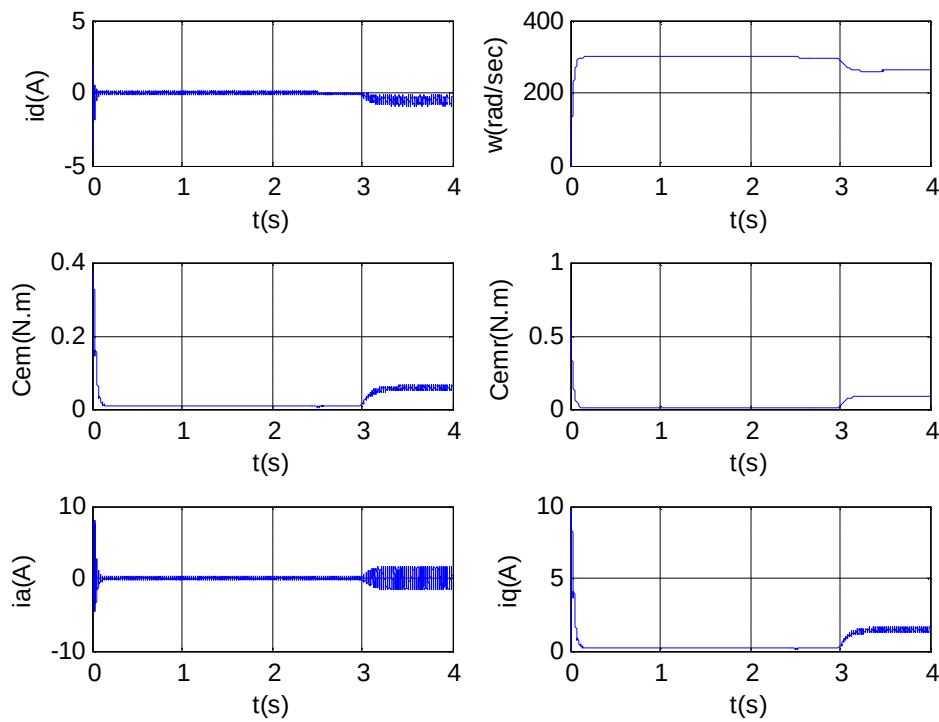


Figure (II.10) : Robustesse de la commande pour les variations paramétrique avec l'application d'un couple résistant à l'instant ($t=3$ s)

Dans cette simulation, nous allons essayer de montrer l'effet de variation de la résistance statorique de R_s à $2R_s$, et la variation du moment d'inertie de J à $2J$ à l'instant ($t=2.5$).

Les figures (II.8, 9) montrent la perte de la robustesse due à l'application de la variation paramétrique qui se traduit par l'instabilité du régime permanent. En d'autres termes, cette méthode présente une faiblesse face aux ces variations, qui varient au cours de fonctionnement.

II-7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant des performances exigées par les domaines d'application.

Tant que le modèle de la machine reste invariant dans le temps, le régulateur classique PI inséré afin d'assurer une commande en vitesse de la machine donne de bons résultats.

Lorsque le modèle subit des changements paramétriques, les performances de réglage se détériorent et le système perd sa robustesse. Ce qui est traduit par l'instabilité du régime permanent.

Dans ce chapitre, on se repose sur le principe que la vitesse est mesurée par un capteur de vitesse. Dans la pratique l'existence de ce capteur affecte la sensibilité de la commande, augmente le coût et influe sur la fiabilité du système, c'est pour cette raison l'objectif du chapitre suivant est le passage vers une commande sans capteur par l'élimination du dernier et l'optimisation de la commande.

III-1 INTRODUCTION:

La commande sans capteur de vitesse de la machine synchrone est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine synchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs synchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine [17].

Ce chapitre a pour but principal d'étudier théoriquement les différentes techniques de détermination de la vitesse mécanique des machines synchrones sans capteur de vitesse. On s'intéresse principalement à l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman étendu. Ces méthodes sont basées sur une représentation d'état des régimes dynamiques du moteur.

III-2 LES CRITERES UTILISES POUR LE CHOIX ENTRE UN CAPTEUR, UN ESTIMATEUR, OU UN OBSERVATEUR :

Il existe trois types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position :

- Le capteur : est un dispositif qui permet de traduire des quantités physiques (vitesse, position, courants), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation [3].
- L'estimateur : est une méthode de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes [3].
- L'observateur : est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états interne d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étapes de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du

système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [Figure (III.1)] [20].

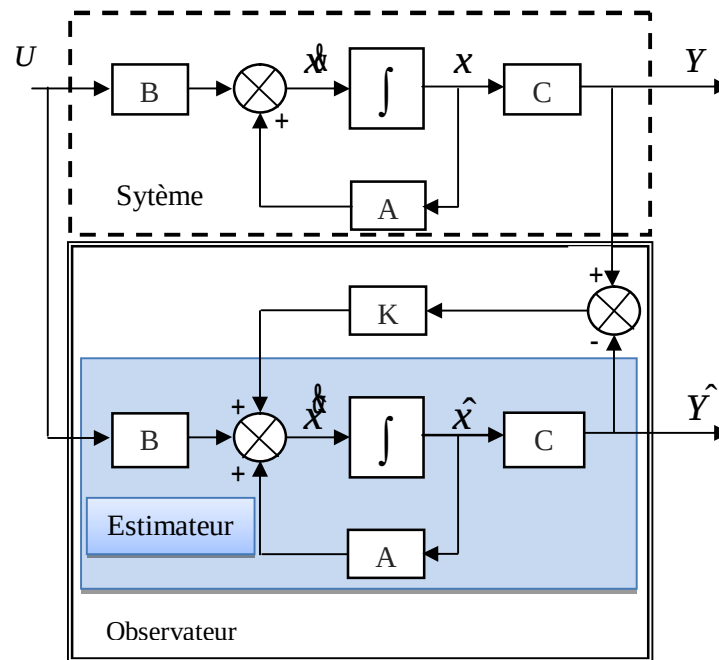


Figure (III.1) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

Pour toutes applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques et la précision. Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs, puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus, on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation [3].

III-3 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 :

Observateurs pour les systèmes linéaires: c'est des observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariante dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche [20].

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 [17] [20] :

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.

Enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [20]:

Observateurs d'ordre complet : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état. Ces variables sont définies, comme des composantes du courant statorique et la vitesse de rotation de la machine. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 3 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 de temps de calcul que celui d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose sur une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A , B et C (figure III.1). 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 III.1)] est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées.

Dans le cas stochastique, qui est le 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 [20].

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, la fonction de filtrage consiste à estimer une information (signal) utile qui est polluée par un bruit [3] [20].

III-4 BRUIT :**III-4-1 Bruit d'état :**

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. En général, il existe plusieurs sources de bruit d'état [20]:

III-4-1-1 Bruit dû à la fabrication de la machine : Dans ce cas, la machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale, ces défauts 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. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

III-4-1-2 Bruit dû aux variations paramétriques : 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.

III-4-1-3 Autre sources de bruit d'état : 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.

III-4-2 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 calculateur numérique.

III-5 OBSERVATION DE LA VITESSE A BASE DE L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER :

Cet observateur a pour objectif d'estimer l'état du système par une variable, que l'on note $\hat{X}$, à partir de la mesure des entrées et des sorties [21]. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesurée. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système [22].

Ce type d'observateur est très attractif et permet d'avoir de bonnes performances, mais il est sensible vis-à-vis de la variation paramétrique, les chercheurs confirment par des essais pratiques que l'intégration de l'observateur rend la commande robuste vis-à-vis de ces variations et aussi la variation du couple de charge. En effet, un observateur de Luenberger d'ordre complet est utilisé en combinaison avec une commande MRAS pour réaliser une commande sans capteur de vitesse, le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse à partir de l'observation de flux, alors que le rôle de la MRAS est d'éliminer l'effet de la variation des paramètres [17], l'équation de l'observateur est exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

L'erreur de cet observateur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{X^e} = X - \hat{X} \\ \dot{X^e} = A_o X^e \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Avec : $A_o = (A - KC)$

Pour que l'observation soit acceptable, il faut que cette erreur tende vers zéro. Lorsque cette propriété est satisfaite, l'observateur est dit asymptotique. En conséquence, il faudra choisir K telle que les valeurs propres de la matrice A_o soient à parties réelles strictement négatives [21].

III-6 OBSERVATION DE LA VITESSE A BASE DU FILTRE DE KALMAN

ETENDU :

Rudolf Emil Kalman posa pour la première fois les équations du filtre éponyme. Il contribua ainsi à l'une des plus grandes découvertes du XX^{ième} siècle dans le domaine de l'estimation et du contrôle des systèmes. Le filtre de Kalman joue aujourd'hui un rôle essentiel en automatique et en traitement du signal [17].

Le filtre de Kalman est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système à partir des grandeurs physiques mesurables [23].

III-6-1 Modèle stochastique :

Le choix du modèle d'état continu a été effectué au paragraphe (I-3-5) du premier chapitre, le modèle d'état continu doit être discrétisé.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu sont donc échantillonnés à une période T . On aura :

$$\begin{cases} \bar{X}_k = X(kT) \\ \bar{U}_k = U(kT) \\ \bar{Y}_k = Y(kT) \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

La matrice d'état discrète est obtenue par un développement en série de Taylor à l'ordre un de l'exponentielle de matrice d'état continu A . Alors on aura :

$$\begin{cases} \bar{A}_k = e^{AT} ; I + AT + \frac{A^2 T^2}{2!} + \frac{A^3 T^3}{3!} + \dots \\ \bar{B}_k = y(t).B \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

$$\text{Avec : } y(t) = \int_0^T A_q dq \quad (\text{III-5}) \Rightarrow y(t) = \int_0^T \left(I + Aq + \frac{A^2 q^2}{2!} + \frac{A^3 q^3}{3!} + \dots \right) dq \quad (\text{III-6})$$

$$\Rightarrow y(t) = IT + \frac{AT^2}{2!} + \frac{A^2 T^3}{3!} + \dots \quad (\text{III-7})$$

$$\Rightarrow y(t) = T \left(I + \frac{AT}{2!} + \frac{A^2 T^2}{3!} + \dots \right) \quad (\text{III-8})$$

$$\Rightarrow y(t) = T \sum_{i=0}^n \frac{(AT)^i}{(i+1)} \quad (\text{III-9})$$

$$Ay(t) = AT + \frac{A^2 T^2}{2!} + \frac{A^3 T^3}{3!} + \dots = A_k - I \quad (\text{III-10})$$

$$\Rightarrow y(t) = A^{-1}(A_k - I) \quad (\text{III-11})$$

Donc :

$$B_k = A^{-1}(A_k - I)B ; TB \quad (\text{III-12})$$

La discrétisation du modèle s'écrit alors :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k + B_k U_k \\ Y_k = C X_k \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Le système étudié est supposé un système d'état linéaire et discret donné par l'équation (III-13). Cependant, ce modèle est idéal et ne peut véritablement rendre compte de tous les phénomènes qui régissent le système réel. Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le modèle élaboré, on introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation W_k de moyenne nulle et de covariance connue, encore appelé bruit d'état. Les mesures sont toujours entachées d'erreurs. On introduit donc dans l'équation de mesures un vecteur de bruit de mesure V_k de moyenne nulle et de covariance connue, le modèle d'état discret tenant en compte les erreurs considérées s'écrit :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = C X_k + V_k \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Donc ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits, il suppose que [20][24]:

- Les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et caractérisés par une moyenne nulle et des matrices de covariance Q et R et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés.
- Les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Les matrices de covariance Q et R sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \bar{Q} = \text{cov}(W, W^T) = E[(W - E(W))(W^T - E(W^T))] \\ \bar{R} = \text{cov}(V, V^T) = E[(V - E(V))(V^T - E(V^T))] \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Comme V et W sont caractérisés par une moyenne nulle, alors :

$$\begin{cases} E(W) = E(W^T) = 0 \\ E(V) = E(V^T) = 0 \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

Et :

$$\begin{cases} \bar{Q} = \text{cov}(W) = \text{cov}(W, W^T) = E[WW^T] \\ \bar{R} = \text{cov}(V) = \text{cov}(V, V^T) = E[VV^T] \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

III-6-2 Algorithme du filtre de KALMAN étendu :

Les équations de la MSAP sont non-linéaires, donc l'observateur d'état linéaire ne fonctionne pas. Le filtre de Kalman étendu peut résoudre les équations non-linéaires par itérations numériques. Le filtre de Kalman considère les effets des erreurs du système et les bruits dans les mesures. Donc il est plus robuste envers les bruits et les perturbations [25].

La procédure d'estimation se décompose en deux étapes [23] [24] [26]:

- **Une étape de prédiction :** $\hat{X}_{k+1/k} = f(\hat{X}_{k/k}, U_k)$ (III-18)

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

$$P_{k+1/k} = F_k P_k F_k^T + Q \quad (\text{III-19})$$

$$\text{Avec : } F_k = \left. \frac{\partial f(\hat{X}_k, U_k)}{\partial X_k^T} \right|_{X_k = \hat{X}_{k/k}} \quad (\text{III-20})$$

- **Une étape de correction :**

Le gain de Kalman K_k est donné par l'expression suivante :

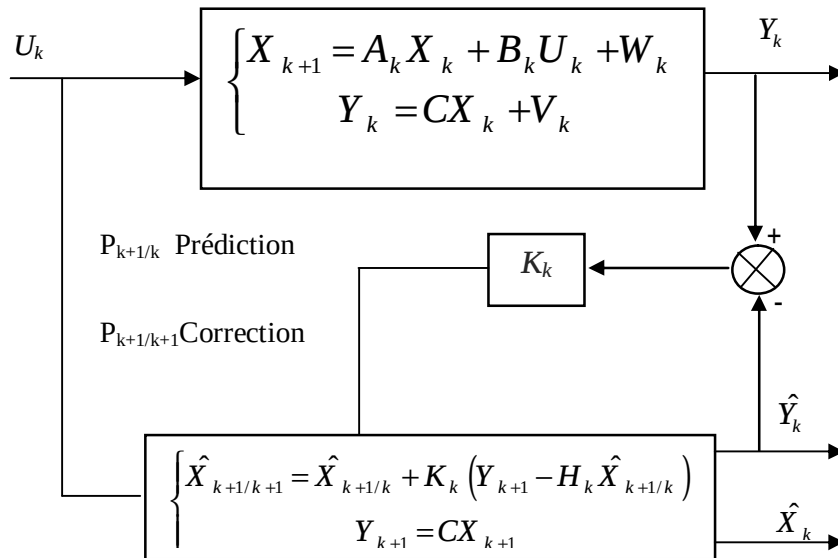
$$K_{k+1} = P_{k+1/k} H_k^T (H_k P_{k+1/k} H_k^T + R)^{-1} \quad (\text{III-21}) \quad \text{Avec : } H_k = \left. \frac{\partial (X_k)}{\partial X_k} \right|_{X_k = \hat{X}_k} \quad (\text{III-22})$$

Le calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre est donnée par :

$$P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - K_{k+1} H_k P_{k+1/k} \quad (\text{III-23})$$

Ainsi que l'estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{X}_{k+1/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_k (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{k+1/k}) \quad (\text{III-24})$$



Figure(III.2) : Principe d'un filtre de Kalman.

III-6-3 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 [20]. La détermination des matrices Q et R est très délicate puisque les caractéristiques stochastiques des bruits ne sont généralement pas connues [25].

La matrice Q est liée aux bruits entachant l'état, elle influence la qualité estimée de la modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q conduit à une forte valeur du gain réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R est liée aux bruits de mesure. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R [24].

III-7 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, qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

Dans ce chapitre, nous avons vu une description générale d'une commande sans capteur mécanique de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents, avec un intérêt particulier pour l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman étendu.

Dans ce qui suit, nous allons voir une implémentation des différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la vitesse.

IV-1 INTRODUCTION :

Après avoir effectué un rappel théorique sur les différentes techniques de réglage de vitesse sans capteur, une application à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents sans capteur mécanique sera développée en utilisant un observateur déterministe qui est l'observateur de Luenberger et un observateur stochastique qui est le filtre de Kalman étendu.

IV-2 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER :

Nous avons utilisé un observateur de Luenberger d'ordre 2 ou bien observateur d'ordre réduit, cet observateur est utilisé pour estimer la valeur de la vitesse et du couple résistant à partir des équations mécaniques de la machine, afin supprimer le capteur mécanique [17].

IV-2-1 Description d'observateur :

A partir de l'expression du couple donnée par la relation (II-3), et en remplaçant cette dernière dans l'équation (I-14), avec la prise en considération que le couple de charge ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage, l'équation du système s'écrit [17][26]:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} P f_f I_q - C_r - f_c \Omega \right) \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (IV-1)$$

Le système d'équation sous forme des variables d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{dC_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f_c T}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{P f_f T}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV-2)$$

La discrétisation du modèle s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Omega_{k+1}}{dt} \\ \frac{dC_{rk+1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{f_c T}{J} & -\frac{T}{J} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_k \\ C_{rk} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{P f_f T}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qk} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV-3)$$

L'équation de l'observateur s'écrit donc :

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1} = A_k X_k + B_k U + L(Y_k - \hat{Y}_k) \\ \hat{Y}_k = C \hat{X}_k \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Avec :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}; A_k = \frac{\sum_{i=0}^n (AT)^i}{(i)}; B_k = T \sum_{i=0}^n \frac{(AT)^i}{(i+1)} B; \hat{X}_k = \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_k \\ \hat{C}_k \end{bmatrix};$$

$\hat{X}$: La valeur observée.

L : La matrice des gains de l'observateur.

$(Y - \hat{Y})$: L'erreur de prédiction de sortie qui est utilisé pour corriger le comportement d'observateur.

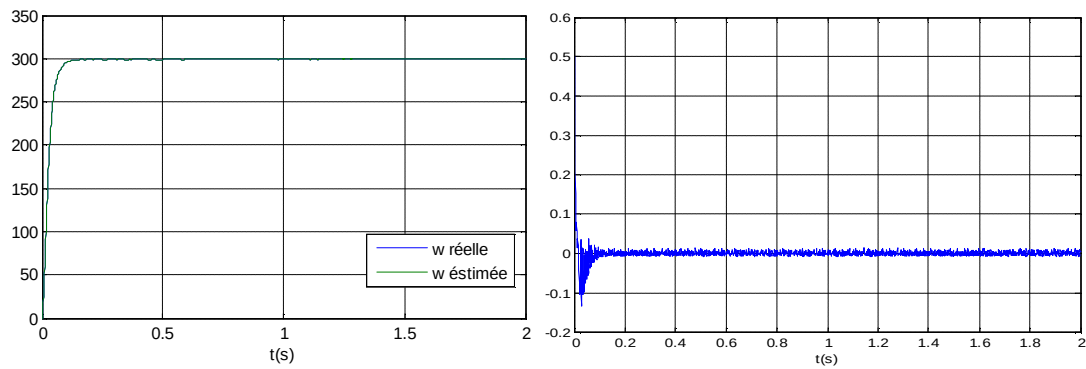
Nous obtenons donc l'observateur d'ordre réduit qui s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\Omega}_{k+1} = \left(1 - \frac{f_c T}{J}\right) \hat{\Omega}_k + \left(\frac{-T}{J}\right) \hat{C}_k + \left(\frac{3 P f_f T}{2 J}\right) I_{qk} + L_1 (\Omega_k - \hat{\Omega}_k) \\ \hat{C}_{k+1} = 0. \hat{\Omega}_k + 0. \hat{C}_k + L_2 (C_{rk} - \hat{C}_k) \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

La valeur de L doit être choisie précisément par l'imposition des pôles $p_{1,2} = r(-1 \pm j)$ et le placement adéquat de ces derniers pour obtenir la stabilité et la bonne réponse de l'observateur. Cependant, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres. De plus, si le pôle est plus proche de 0, la réponse est plus rapide, mais le système est plus sensible aux bruits [17] [25]. On ne peut pas les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles, on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du restructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [21]. Donc deux pôles complexes conjugués sont imposés ce qui conduit aux valeurs L_1 et L_2 :

$$\begin{cases} L_1 = 2(r+1) - \left(\frac{f_c T}{J}\right) \\ L_2 = (2r^2 + 2r - 1) \left(\frac{-J}{T}\right) \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

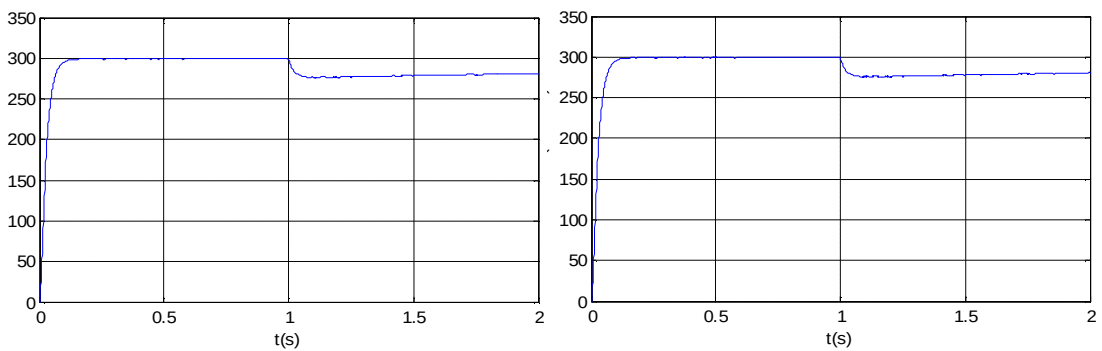
IV-2-2 Résultat de simulation :



vitesse réelle et estimée

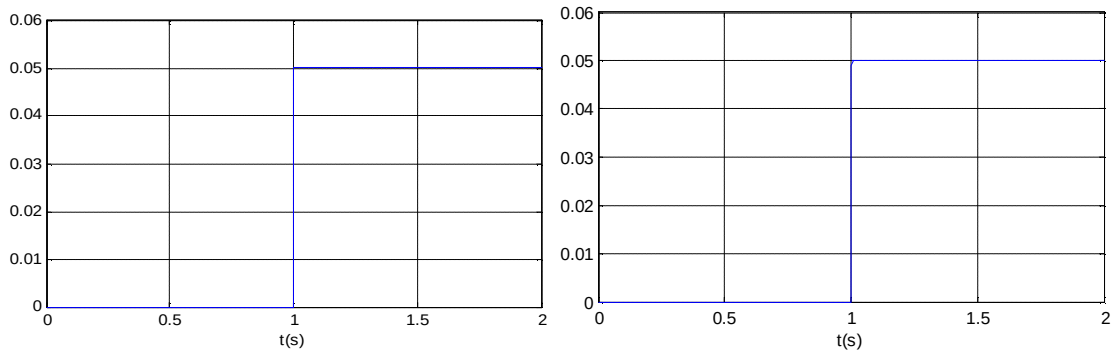
l'erreur de la vitesse

Figure (IV.1) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger pour un démarrage à vide.



(a) vitesse réelle (rad/sec)

(b) vitesse estimée (rad/sec)



(b) Couple réel (N.m)

(d) couple estimé (N.m)

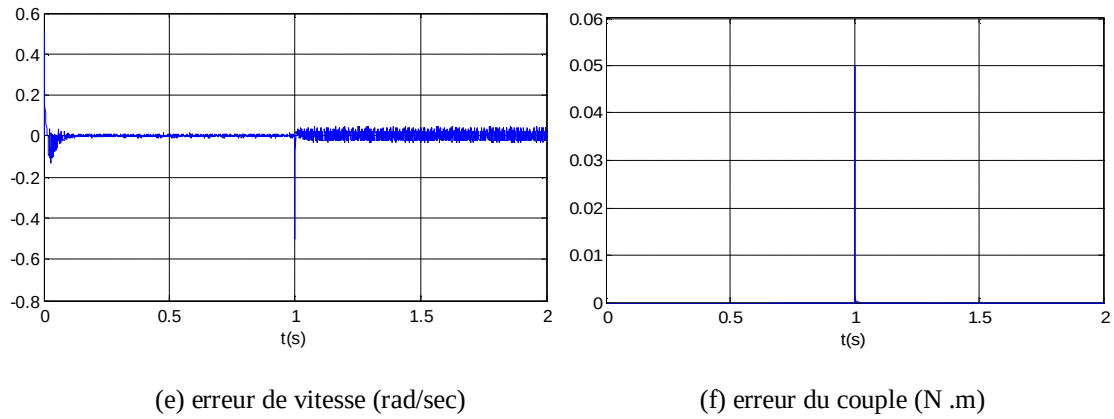


Figure (IV.2) : Commande en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger avec l'application d'un couple de charge ($C_r=0.05$ Nm à $t=1$ s).
(Sans compensation)

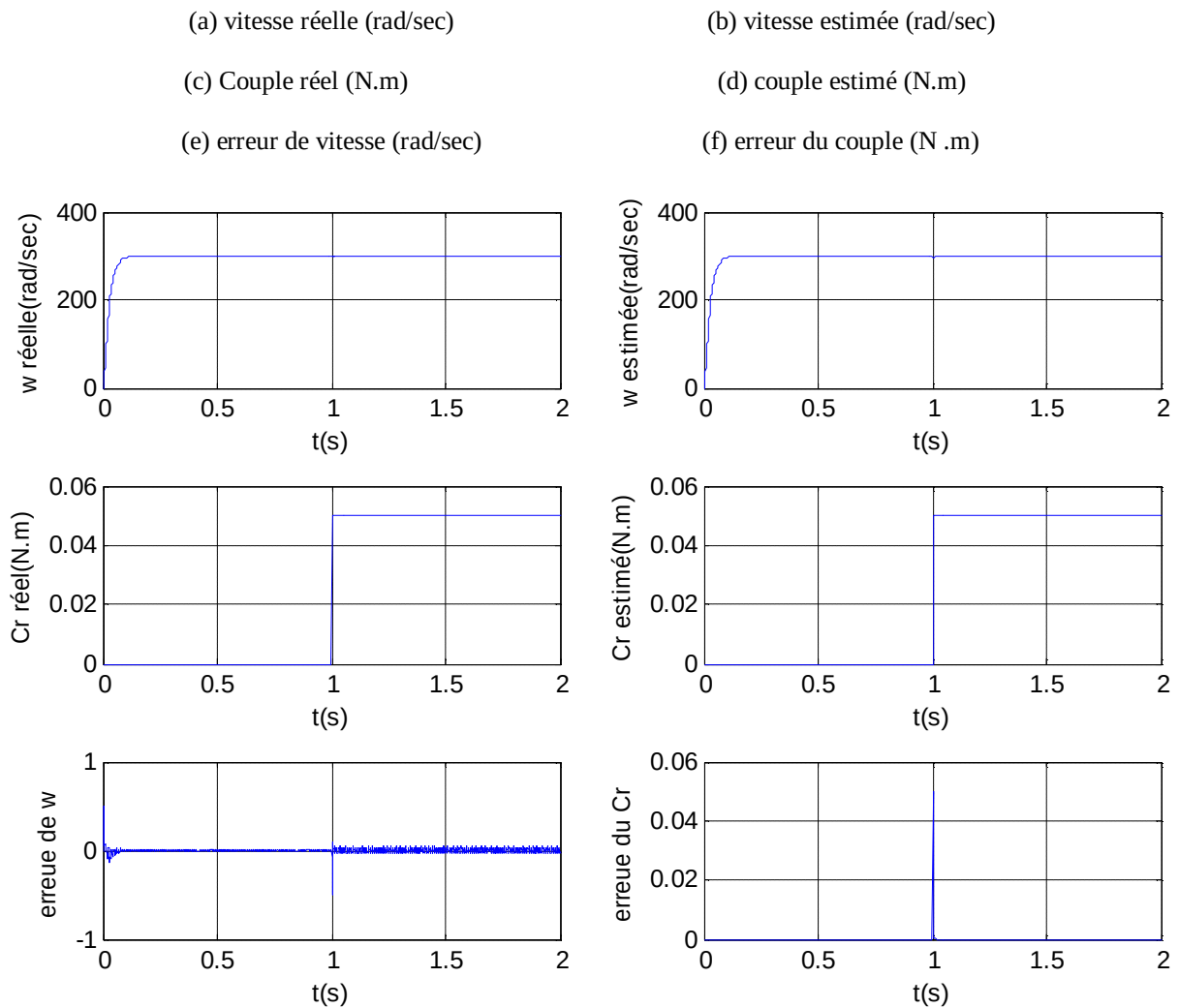


Figure (IV.3) : Commande en vitesse d'un MSAP utilisant l'observateur de Luenberger avec l'application d'un couple de charge ($C_r=0.05$ Nm à $t=1$ s).
(Avec compensation)

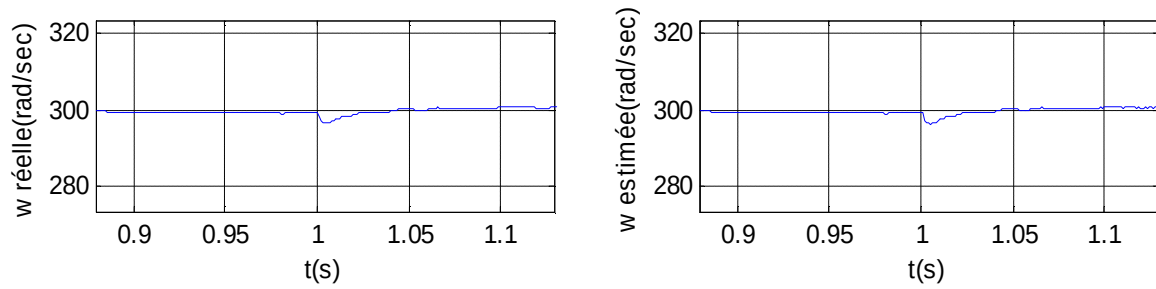


Figure (IV.4) : Zoom sur la vitesse lorsque la commande avec compensation est appliquée.

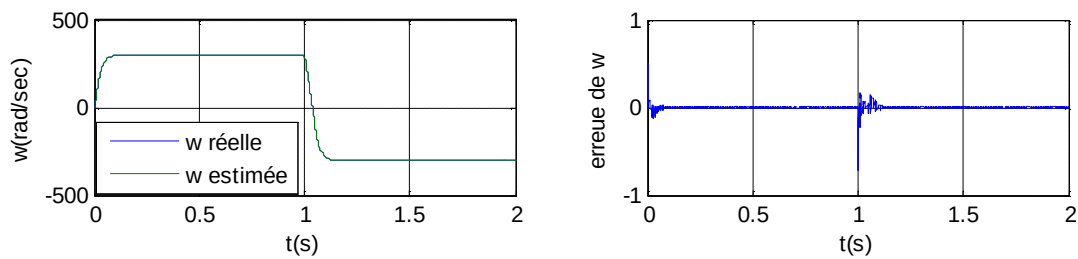


Figure (IV.5) : Réponse de la commande pour une variation de consigne.

Teste de robustesse aux variations paramétriques :

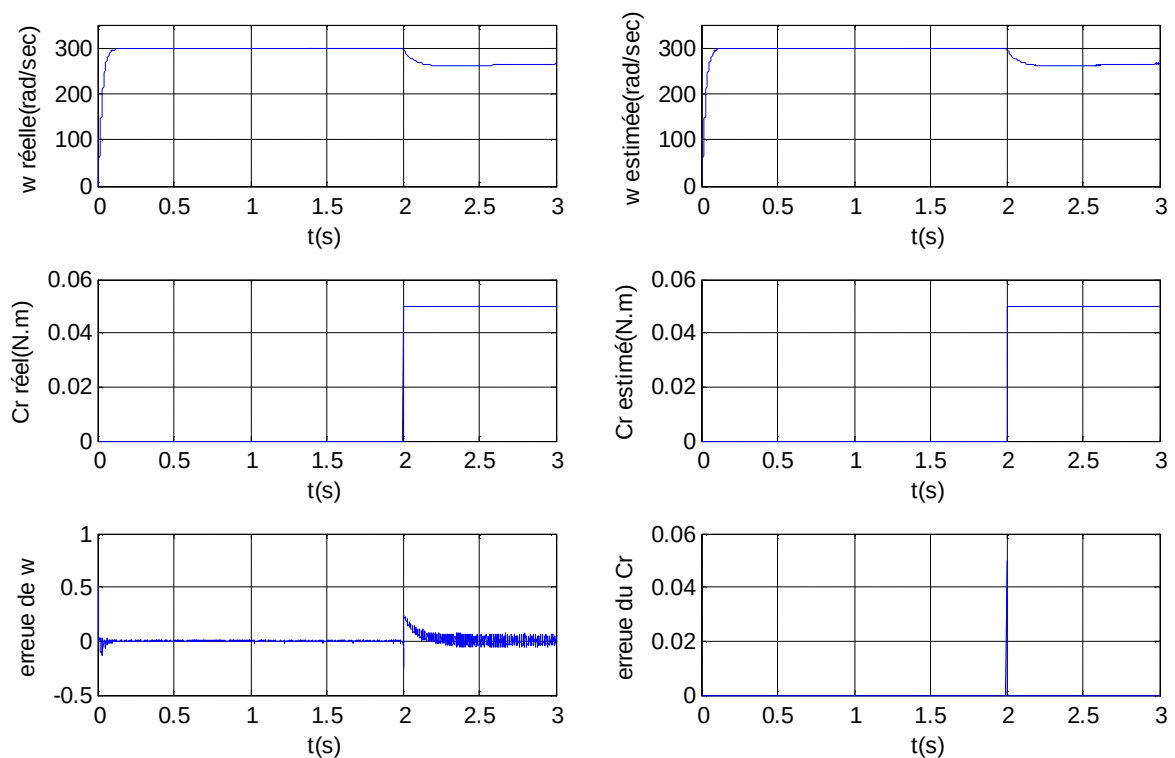


Figure (IV.6) : Robustesse d'observateur de Luenberger pour les variations paramétriques.

Dans la précédente série de tests, nous avons simulé :

- § Un démarrage à vide [figure (VI.1)], puis démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge [figures (VI. 2) et (VI.3)].
- § Une inversion du sens de rotation [figure (VI.5)].
- § Un test de robustesse à la variation de la résistance statorique de R_s à $2R_s$ à l'instant ($t=0.5s$), et la variation du moment d'inertie de J à $2J$ à l'instant ($t=1s$) , avec l'application d'un couple résistant à l'instant ($t=2s$) [figure (VI.6)].

On constate que les allures des valeurs réelles et les valeurs estimées restent identiques sauf dans le régime transitoire où on trouve une erreur très faible.

Les figures (VI.2, 3, 4) montrent que l'observateur de Luenberger est capable de reconstruire rapidement les variations sur le couple de charge. Cependant, d'après la figure (VI.6), on constate que ce type d'observateur est sensible vis-à-vis de la variation paramétrique.

IV-3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN FILTRE DE KALMAN ETENDU :

IV-3-1 Description d'observateur :

Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état X_k composé des courants i_d , i_q et la vitesse mécanique de rotation. Dans ce modèle non linéaire on a supposé que la vitesse mécanique est un état pas un paramètre [20][23][26]. Ce filtre exige la discrétisation du modèle en vue de son fonctionnement en temps réel sur les calculateurs numérique [13]. Le modèle discret stochastique est donné comme suit :

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= f(X_k, U_k) + W_k \\ Y_k &= h(X_k) + V_k \end{aligned} \quad (IV-7)$$

Avec :

$$f(X_k, U_k) = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \Omega \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T}{t_d}\right) i_d + \left(P \Omega T \frac{L_q}{L_d}\right) i_q + \frac{T}{L_d} \\ -P \Omega T \frac{L_d}{L_q} i_d + \left(1 - \frac{T}{t_q}\right) i_q + \frac{T}{L_q} v_q - P \Omega T \frac{f_f}{L_q} \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (IV-8)$$

$$h(X_k) = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV-9})$$

Avec :

$$t_d = \frac{L_d}{R_s} \text{ et } t_q = \frac{L_q}{R_s}$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k sont donnée comme suit :

$$F_k = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T}{t_d}\right) & \left(P\Omega T \frac{L_q}{L_d}\right) & \left(PT \frac{L_q}{L_d} i_q\right) \\ \left(-P\Omega T \frac{L_d}{L_q}\right) & \left(1 - \frac{T}{t_q}\right) & \left(-PT \frac{f_f}{L_q} - PT \frac{L_d}{L_q} i_d\right) \\ \left(\frac{3}{2} PT \frac{(L_d - L_q)}{J} i_q\right) & \left(\frac{3}{2} PT \frac{(L_d - L_q)}{J} i_d + f_f\right) & \left(1 - T \frac{f_c}{J}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-10})$$

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-11})$$

IV-3-2 Résultat de simulation :

Les résultats de simulation obtenus avec le filtre d Kalman étendu avec un démarrage à vide, sont présentés sur la figure (IV.7), et pour une poursuite de consigne sur la figure (IV.8).

L'erreur d'estimation sur la vitesse montre une poursuite remarquable entre la vitesse estimée et la vitesse réelle surtout au régime permanent où l'erreur devient nulle.

On constate que les allures des composantes des courants i_d et i_q , réels et estimés restent identiques sauf dans le régime transitoire où on trouve une erreur statique très faible.

Pour obtenir des résultats satisfaisante avec une erreur nulle, on peut introduire la commande optimale pour améliorer ces dernières, cette amélioration est appliquée à partir des changements aux valeurs des matrices de covariance Q et R .

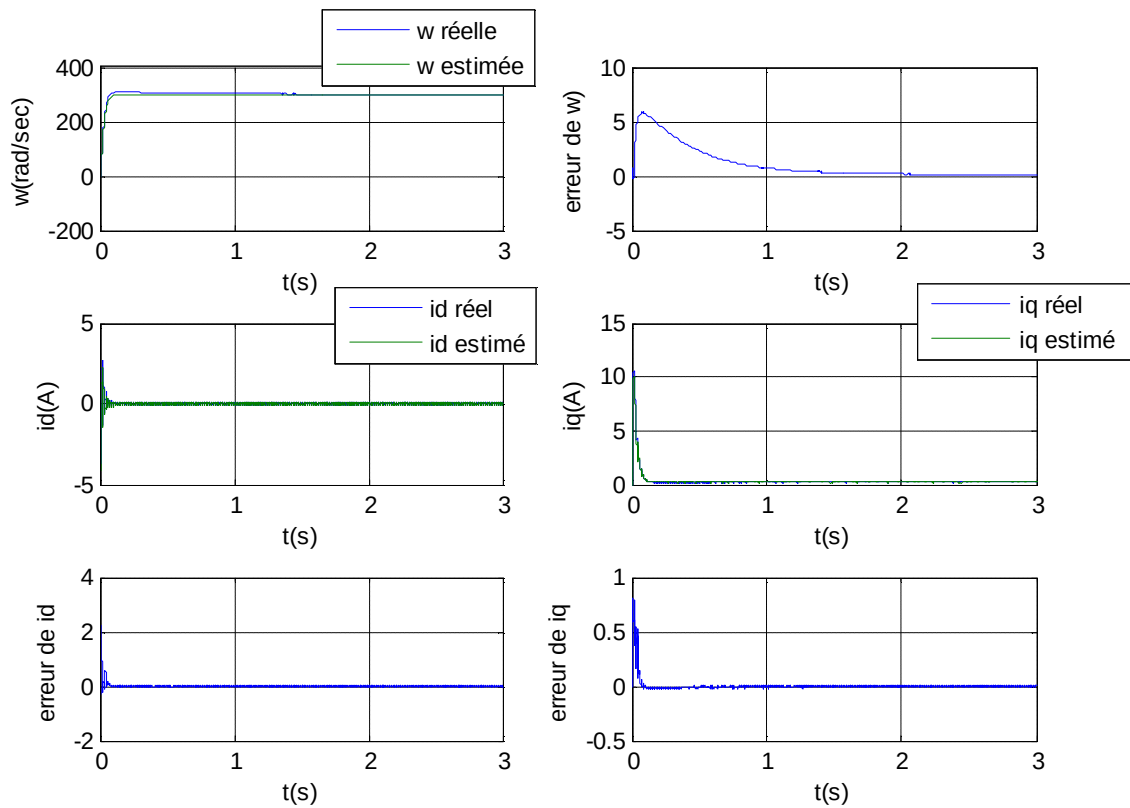


Figure (IV-7) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide.

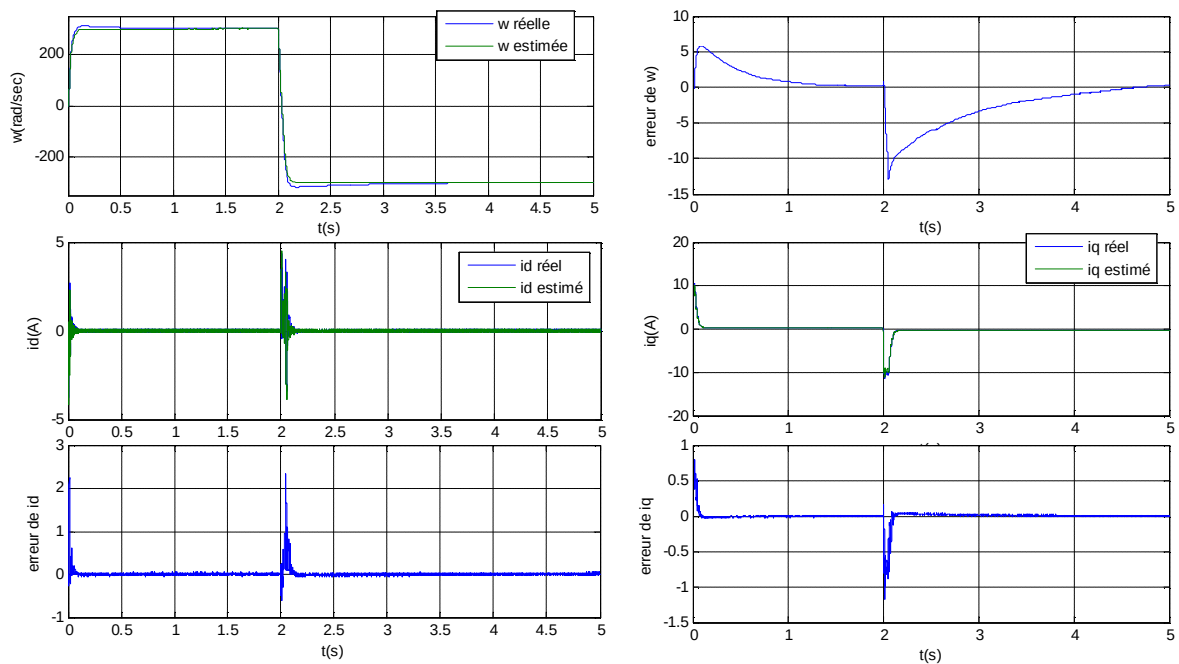


Figure (IV-8) : Commande vectorielle en vitesse d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide pour une poursuite de la variation de consigne.

IV-4 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté deux types d'observateur appliqués sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanent, afin d'optimiser la commande vectorielle.

En premier lieu, nous avons abordé la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant l'observateur de Luenberger ce qui est un observateur déterministe, ce type présente une sensibilité vis-à-vis de la variation paramétrique.

En deuxième lieu, nous avons abordé la commande vectorielle sans capteur mécanique utilisant un observateur stochastique, tel que le filtre d Kalman, les réglages des matrices Q et R ont été effectué par tâtonnement afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse tout en respectant un compromis avec la dynamique et l'erreur statique. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

CONCLUSION GENERALE

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés grâce à leurs performances supérieures aux autres types de moteurs à courants alternatifs et même par rapport aux moteurs à courant continu par l'absence de système balais-lames de collecteur. Dans ce travail nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle sans capteurs mécanique.

Nous avons tous d'abord commencé par la modélisation et la simulation du moteur alimenté par un convertisseur statique. Cette modélisation nous a permis de constater que le modèle de ce moteur constitue un système complexe, par la présence de nombreux phénomènes compliqués qui interviennent dans son fonctionnement comme la saturation et le courant de Foucault. En effet, nous n'avons pas tenu compte de ces phénomènes, car, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part leur impact sur le comportement de la machine est négligeable dans certaines conditions.

Comme le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multivariable et fortement couplé, la commande vectorielle réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée, où le couple est commandé par le courant statorique, après la réalisation de l'hypothèse de stationnarité du courant d'axe direct qui doit être nul. Dans le schéma de cette commande, ces boucles de courant et celle de la vitesse sont assurées par des régulateurs classiques. Des tests de robustesse pour la boucle de vitesse dans le cas des variations paramétriques ont montré les limites des régulateurs utilisés.

Pour traiter la question de la détermination de la vitesse mécanique, deux types d'observateurs sont étudiés, le premier est l'observateur de Luenberger, qui ne prend pas en considération les bruits de mesures ni l'environnement. Cependant, il montre une erreur et une robustesse acceptables. Le deuxième observateur est le filtre de Kalman étendu qui est un observateur stochastique prend en considération la matrice du bruit. L'application de cet observateur à la commande vectorielle nous a donné des résultats satisfaisants avec une

erreur nulle au régime permanent. De plus cet observateur est extrêmement performant au démarrage, si les matrices des covariances de bruit d'état et de mesure sont correctement dimensionnées. En conséquence, il est possible d'introduire la commande optimale pour déterminer les valeurs adéquates de ces matrices.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **NAIT SEGHIR Amirouche**, « Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimant permanents », Thèse de Doctorat d'état, ENP, Alger, 2007.
- [2] **CHAOUCHE Souad**, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [3] **NADJAR Boumedyen**, **BOUCENNA Said**, « Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile », Mémoire de fin d'étude, ENP, Alger, 2007.
- [4] **HADJOUT Larbi**, « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse Magister en électrotechnique, Mémoire de fin d'étude, Alger, 2006.
- [5] **Guy STURTZER**, **Eddie SMIGIEL**, « Modélisation et commande des moteurs triphasés' commande vectorielle des moteurs synchrone – commande numérique par contrôleurs DSP' », Edition ellipses, 2000.
- [6] **A.BENOUDJET**, « Introduction aux machines électrique 'machine à courant continue' », Presses de l'université de Batna, 1995.
- [7] **CHEMMOURI Boudjemaa**, **GAFER Boubekour**, « Commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de fin d'étude, Université de M'sila, 2006.
- [8] **BOURAHILI Sara**, **FAID Sabrina**, « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de fin d'étude, Université de M'sila, 2005.
- [9] **Jacques DEGAUQUE**, « Matériaux à propriétés magnétiques dures : matériaux industriels », Techniques de l'ingénieur.
- [10] **Marwa Mohamed Moustafa EZZAT**, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2011.

- [11] **Khalidi ABDERRAHMANE**, « Diagnostic et commande d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [12] **T.Rekiona**, « contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine, 1991.
- [13] **BOUZIDI Raid**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur à induction' observateur déterministe (MRAS) – Observateur stochastique (filtre de Kalman étendu), Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Biskra, 2009.
- [14] **BOUSSEKRA Faiza**, « La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011.
- [15] **TLEMÇANI Abdelhalim**, « Sur la commande adaptative par les systèmes flous : application à la machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister, ENP, Alger, 1999.
- [16] **LAHOUEL Dalila**, « Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, université de Batna, 2009.
- [17] **NABTI Khalil**, « Stratégie de commande et techniques intelligents appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, université mentouriConstantine, 2010.
- [18] **BENMANSOUR Khelifa**, « Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2006.
- [19] **BOUCHAFAA Farid**, « Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC 'application à la conduit d'une MSAP', Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2009.
- [20] **BEN FERDIA Abdelkader**, « Commande non linéaire d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [21] **BELHAFED Rabah, BOUTAYA Bilal**, « Commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone sans capteur », Mémoire de fin d'étude, ENP, Alger, 2008.

[22] **HERIZI Abdelghafour, SERRAI Hocine**, « Commande des systèmes non linéaire par backstepping ‘application à la machine asynchrone’ », Mémoire de fin d’étude, Université de M’sila, 2006.

[23] **A.TITAOUINE, F.BENCHABANE, K.YAHIA, PR : A.MOUSSI**, « Commande d’une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètre en utilisant le filtre de Kalman étendu, Courrier du savoir – N°07, Décembre 2006.

[24] **ISSAOUNI Salim**, « Commande d’axe sans capteur à base d’un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, ENP, Alger, 2011.

[25] **Zedong ZHENG**, « Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

[26] **Hicham SERHOUD, Said SELLAMI, Farid NACERI, Nadhir MESBAHI**, « Commande vectorielle sans capteur du moteur synchrone a réluctance variable en utilisant le filtre de Kalman associé à un observateur de couple de type Luenberger », Université de Batna, Sans date.

ANNEXE

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :

Puissance nominale	$P_n=100\text{W};$
Tension nominale	$V_n=28\text{V} ;$
Résistance d'une phase statorique	$R_s=3.4 \Omega ;$
Inductance cyclique	$L_d=L_q=0.0121 \text{ H} ;$
Flux des aimants	$f_f=0.013 \text{ Wb} ;$
Moment d'inertie	$J=10^{-4}\text{Nms /rd} ;$
Coefficient de frottement	$f_c=5 \cdot 10^{-5} \text{ Ns /rd} ;$
Couple résistant nominal	$C_r= 0.05 \text{ Nm} ;$
Nombre de paires de pôles	$P=2.$

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

OPTION : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé : Mr : Abdelmadjid CHOUCHOU

Présenté par : B.TAHRI

Thème : COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS.

Résumé : Le but de ce travail est l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, alimenté par un convertisseur statique avec l'utilisation des observateurs.

Dans la première partie de ce mémoire, on a étudié, modélisé et simulé la machine étudiée. Par la suite, nous avons appliqué la commande vectorielle classique. Dans le but d'éliminer le capteur mécanique, on a effectué une recherche bibliographique sur les différentes techniques de détermination de la vitesse sans capteur avec un intérêt particulier pour l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman étendu.

Enfin, nous avons appliqué la commande sans capteur basé sur les méthodes indiquées précédemment. Les résultats de simulation obtenus ont permis de déterminer à quel point la réussite de chaque méthode.

Mots clés : Moteur synchrones à aimants permanents, Commande vectorielle, Régulateurs PI, commande sans capteur, Observateur de Luenberger, Filtre de Kalman étendu.