



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Génie Electrique
MACHINES ELECTRIQUES

Réf. :

Présenté et soutenu par :
BEKKOUCHE HICHAM

Le : samedi 23 juin 2018

Différents Techniques de Commande de la Machine Synchrone a aimants permanents -MSAP-

Jury :

Mr	ALLOUI LOTFI	Pr	Université de Biskra	Président
Mr	DENDOUGA ABDELHAKIM	MCA	Université de Biskra	Examineur
Ma	BOUMARAF RABIAA	MCA	Université de Biskra	Rapporteur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique

Option : MACHINE ELECTRIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Thème

*Différents Techniques de Commande de la Machine
Synchrone a aimants permanents*

Présenté par :

BEKKOUCHE HICHAM

signature

Avis favorable de l'encadreur :

Ma. BOUMARAF RABIAA

Avis favorable du Président du Jury

Pr. ALLOUI LOTFI

signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : MACHINE ELECTRIQUE

Thème :

Différents Techniques de Commande de la Machine Synchrone a aimants permanents

Proposé par : BEKKOUCHE HICHAM

Dirigé par : Ma. BOUMARAF RABIAA

RESUMES (Français et Arabe)

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Le travail réalise dans ce mémoire représenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse montrant ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis. Et Etude De la Technique de DTC Classique et DTC basée sur la Technique Intelligent

Mots clés : MSAP, DTC, MLI et commande vectorielle ,

في السنوات الأخيرة تم استخدام الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم على نطاق واسع وذلك من خلال تحسين جودة في مغناطيس دائم (على وجه التحديد باستخدام الأتربة النادرة)، وبتطور إلكترونيك القوة وتقنيات التحكم الغير الخطية.

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التحكم أشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم حيث أن تجارب قياس قوة التحكم حسب تغيرات إعدادات الآلة انعكاس السرعة أثبتت فعالية المنضومات الكلاسيكية المختارة والتحكم المباشر بعزم الدوران وتقنياته و الفرق بينه وبين التحكم المباشر بعزم الدوران بالتقنيات الحديثة



Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protégé pour leur soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mon frères

A ma sœurs

A mes chers amis

Mon Père et Ma mère

A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion 2017/2018

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent Bekkouche hicham

Remerciements

Tout d'abord, je remercie infiniment le bon dieu, tout puissant, de la bonne santé, la volonté et la patience qu'il m'a donné tout le long de mes études.

Je présente mes sincères remerciements, avec mes profonds respects, à mon encadreur Pr : Rabiaa Boumaraf pour son suivi, sa patience, ses conseils et son aide, tout au long de la réalisation de ce modeste travail.

Je tiens à remercier aussi tous les enseignants du Département d'électrotechnique.

Je remercie tous les amis qui m'ont aidé pour terminer ce travail.

Liste de Tableaux

Tableaux I.1	Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants
TableauxIII.1	DTC classique
TableauxIII.2	Matrice d'inférence
TableauxIII.3	Angle incrément du vecteur tension
TableauxIII.4	Tableau des règles de décision floue

Chapitre 1

Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	3
I.2. présentation machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	3
I.2.1. Constitution de la MSAP	3
I.2.2. Configurations rotorique de la machine à aimants permanents.....	5
I.2.2.1 Aimants en surface.....	5
I.2.2.2 Aimants insérés.....	6
I.2.2.3 Aimants enterrés... ..	6
I.2.2.4 Aimants à concentration de flux.....	7
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	8
I.4. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents	8
I.5 Couple des machines synchrones à aimants permanents.. ..	9
I.6. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines.....	9
I.7. Inconvénients de la MSAP	10
I.8. Les aimants permanents.....	12
I.9.conclusion.....	18

Chapitre 2

Modélisations de l'Association de Convertisseur MSAP

II.1Introduction.....	19
II.2 Alimentation par un onduleur de tension.....	19
II.3Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent.....	19
II.4 Hypothèses simplificatrices.....	19
II.5 Mise en équation et modèle de <i>Park</i>	20
II.5.1 Mise en équation	20
II.5.2 Transformation de <i>Park</i>	22
II.5.2.1Modèle de la MSAP dans le repère lié aux rotors.....	23
II.5.2.5 Mise sous forme d'équation d'état.....	25

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension.....	26
II.7 Commande de l'onduleur de tension à <i>MLI</i> naturelle (sinus-triangle).....	29
II.8 Conclusion.....	31

chapitre 3

commande DTC et DTC logique floue d'un MSAP

III.1 Introduction.....	32
III.2 Principe de la commande DTC	33
III.2.1 .Contrôle du flux	34
III.2.2 <i>Contrôle du couple</i>	34
III.2.3 <i>Sélection des vecteurs de tension</i>	34
III.4- Les Avantages et les Inconvénients de DTC.....	35
III.5 - Logique floue (FL)	36
III.5.1- Historique.....	36
III.5.2- Commande par logique floue	36
III.6- Principe de la logique floue	38
III.7. Structure générale d'un système flou.....	38
III.7.1 Constitution d'un système flou	39
III.7.2 Fuzzification.....	39
III.7.3 La base des règles.....	40
III.7.4 Inférence floue.....	40
III.7.5 Défuzzification.....	40
III.8 Eléments de base de la logique floue.....	41
III.8.1- Univers de discours.....	41
III.8.2 Fonction d'appartenances.....	41
III.9 PRINCIPE DE LA COMMANDE FLOUE DIRECTE DU COUPLE	42
III.9.1- Sélection de la position du vecteur tension	43
III.9.2 Sélection du module du vecteur tension.....	44
III.9.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur.....	45
III.10- Conception d'une commande floue.....	46
III.11 – Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux.....	46

LISTE DE SOMMAIRE

III.11.1- Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	46
III.12-Conclusion.....	49

chapitre 4

commande vectorielle MSAP

IV.1 Introduction.....	56
IV.2 Principe de la commande vectorielle.....	56
IV.3 Calcul des paramètres du régulateur PI	59
IV.4 Bloc de défluxage	59
IV.5 Commande vectorielle de la MSAP	60
IV.5.1 Commande par régulateurs à hystérésis	61
IV.5.2 Commande par MLI	61
IV.6 Description du système global	62
IV .6.1 Découplage.....	63
IV .6.2. Détermination des régulateurs de courants	65
IV .6.3. Détermination du régulateur de vitesse	66
IV.7. Résultat des simulations et discussion	67
IV.8.Conclusion.....	78



Introduction générale



INTRODUCTION GENERALE

Pendant les deux dernières décennies, il y a eu un développement dans des méthodes de conception pour commande des systèmes dynamiques non linéaires. Plusieurs méthodes ont été inventées. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu substituées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.[5]

Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Ce pendant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien.

Ces contraintes ont dirigés les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable.[8] On assiste à une période d'abondance tant théorique que pratique au niveau des études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu. Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multi variables et non linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limités les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques et l'électronique de puissance a permis d'implanter des techniques de commande sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision[8]

La régulation de la vitesse est assurée par les régulateurs de types soit, P, PI ou PID .

ce pendant les régulateurs sont conçus à l'aide des techniques de commande destinées aux modèles parfaitement linéaires[16]

PLAN DE TRAVAILLE :

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres.

Généralité sur la MSAP

Dans ce chapitre on parlant généralement sur les machines synchrone et la machine synchrone à aimants permanent.

Modélisation de l'Association de Convertisseur - MSAP

Faisant l'objet du deuxième chapitre, cette partie consistera à décrire la machine mathématiquement avec son modèle non linéaire en mettant quelques hypothèses de travail en évidence, qui ont permis l'étude de comportement de cette dernière. Le modèle adopté est basé sur la transformation de PARK.

Commande DTC et Commande DTC logique floue d'un MSAP

Dans ce chapitre on parlant sur la DTC classique PI et influence sur la machine synchrone a aimant permanent ,et utilises les domaines électrique , partie deux l'étude la commande directe du couple basée sur la technique intelligente (flou).

Commande Vectorielle du MSAP

Dans ce chapitre, nous irons concevoir la commande vectorielle appliquée à la machine pour une régulation de la vitesse en mode normal et en mode dé fluxé, cette régulation basée sur les régulateurs classiques PI.

Chapitre I :

**Généralité sur la machine synchrone à
aimant permanent**

I. 1 Introduction

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants. Avec l'événement des matériaux à aimants permanent de haute énergie et les Progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor, et deviennent plus en plus remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche de performances dynamiques et statiques très élevées avec de puissances importantes [1].

Ces types de moteur s'imposent sur le marché en raison de sa puissance massique élevée vu que, les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sous un faible volume, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné.

I. 2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous-familles :

- ❖ les machines synchrones à rotor bobiné.
- ❖ les machines synchrones à réluctance.
- ❖ les machines synchrones à aimants permanents.

I. 2. 1 Constitution de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit, la mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

1 - Stator

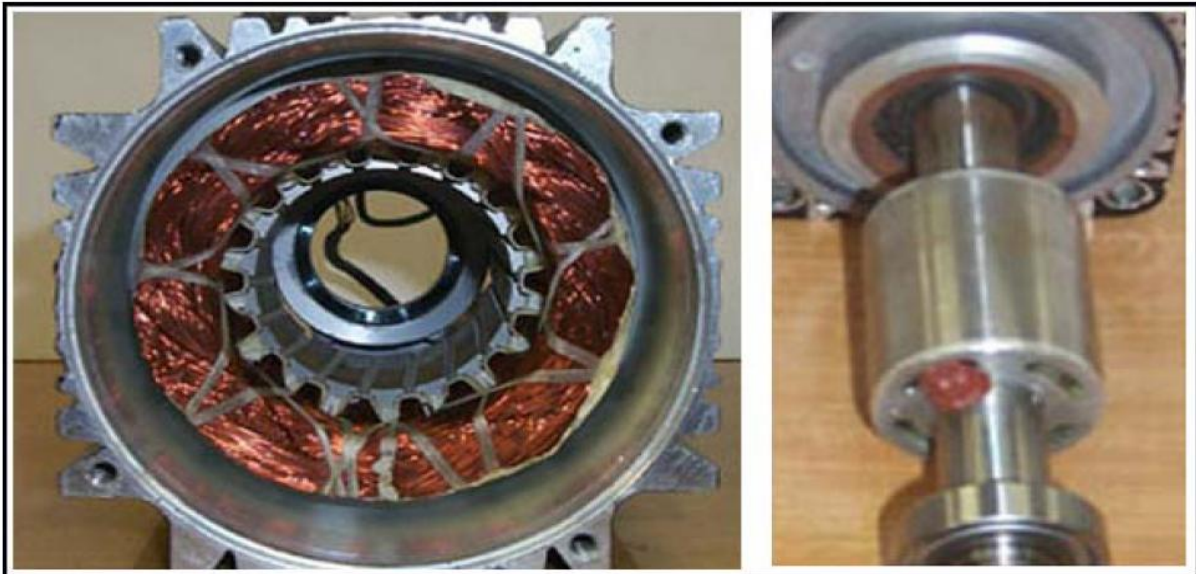
Le stator d'une machine synchrone à aimants permanents, est similaire à celui de la machine asynchrone. Il est constitué de trois enroulements identiques représentés par trois axes (a,b,c) décalés de 120° dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer [2].

2 - Rotor

le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ce qui présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation, cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

Figure (I.1) : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.



Stator

Rotor

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types [3] [4]:

- rotor possédant des pièces polaires ($L_d < L_q$), servant à la concentration du flux d'induction dans le quel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.

- rotor sans pièces polaires ($L_d = L_q$), donc à entrefer constant dans le quel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. La différence entre les deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

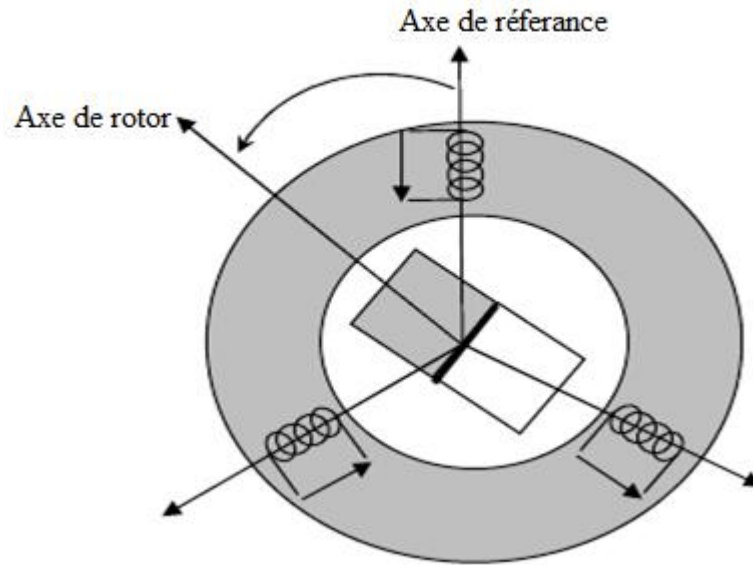


Figure (I.2) : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent [5].

I. 2. 2 Configurations rotoriques de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant:

I. 2. 2. 1 Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (I.3). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principale avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport aux autres. l'inconvénient l'exposition des aimants permanent aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Par fois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont, pratiquement les mêmes.

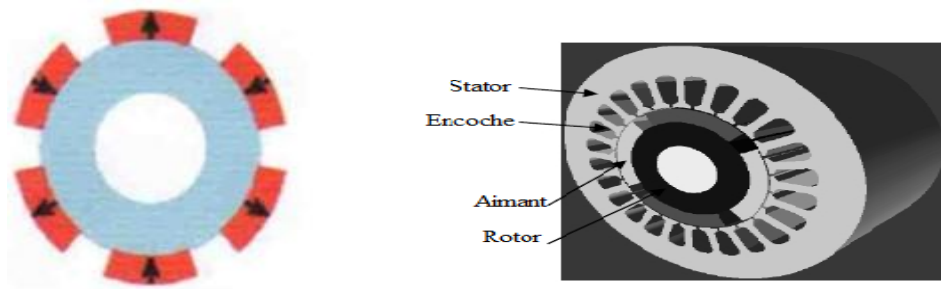


figure (I.3) : Aimants en surface .

I. 2. 2. 2 Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.4). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d.

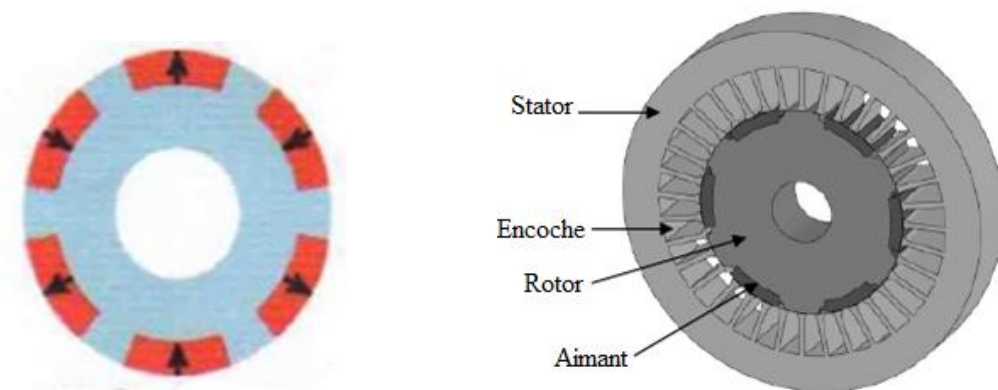


figure (I.4) : Aimants en insérés .

I. 2. 2. 3 Aimants enterrés

les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.5) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entree est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

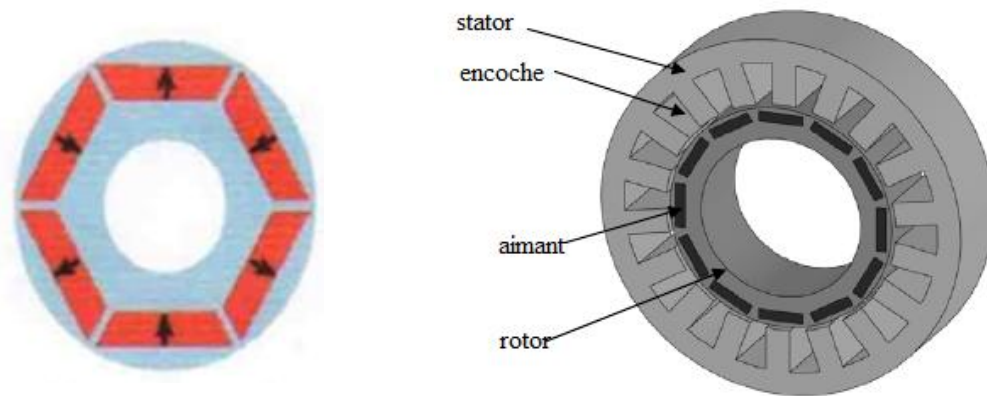


Figure (I.5) : Aimants en enterrés .

I. 2. 2. 4 Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure(I.6) les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents . L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer . les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe $-q$ est plus grande que celle de l'axe-d .

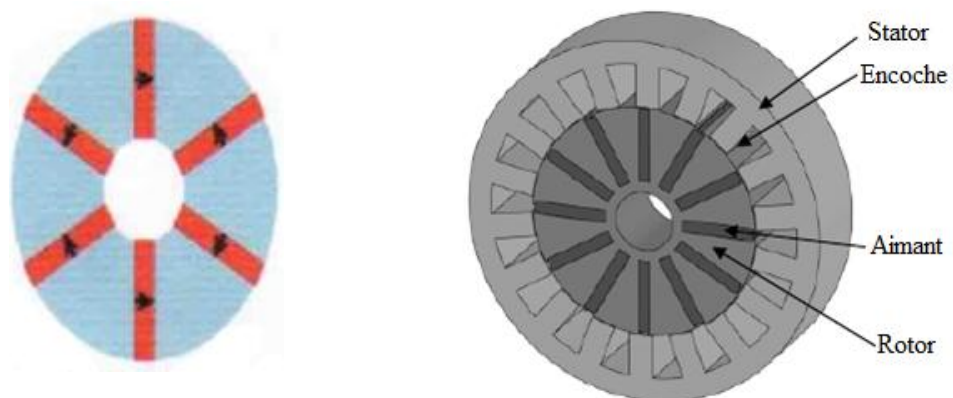


figure (I.6) : Aimants à concentration de flux.

I. 3 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu:

Le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante **.Bri**.

Le champ d'induction a tendance à attirer le rotor, le quel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction **.Bri**. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω_s de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

I.4 Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents

➤ Démarrage par un dispositif extérieur

Le démarrage de la machine synchrone n'est pas autonome, dans la pratique, pour mettre la machine en fonctionnement, alors qu'elle n'est pas raccordée au réseau, on la lance par une autre machine (moteur électrique ou turbine) à une vitesse très proche de la vitesse de synchronisme $\Omega = \omega/p$.

ω : La pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad/s].

➤ Démarrage à fréquence progressive

Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur (dispositif électronique de puissance) on peut démarrer le moteur à partir d'une fréquence très faible que l'on augmente progressivement. Il faut réduire la tension lorsque la fréquence est faible car il n'y a pas beaucoup de force contre-électromotrice. Certains moteurs synchrones destinés à être connectés au réseau disposent cependant d'une alimentation à fréquence variable (électronique ou autre) qui ne sert qu'au moment du démarrage.

I.5 Couple des machines synchrones à aimants permanents

On distingue trois types de couple:

- **Couple de détente**

Quand les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réductance variable qui entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente; pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage, il est préférable d'incliner les aimants plutôt que les encoches.

- **Couple réductance**

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas des aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réductance quelle que soit la position du rotor , .il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réductance à prendre en compte.

- **Couple mutuelle**

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.6 Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes [6] .

➤ **Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu**

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

➤ **Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique**

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

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

➤ **Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones**

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

- Un faible moment d'inertie, ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné .
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants .
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants .

I.7 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite [7] [3]:

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.
- Difficultés de démarrage.
- risques de décrochage.

I.7.1 Les domaines d'application de MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [8] .

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

- les application de l'énergie de l'éolienne.
- la production d'électricité.
- L'existence de champ magnétique en l'absence de courant est mise à profit pour la réalisation des capteurs, par exemple des capteurs de proximité.
- Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans la ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateur .
- la propulsions des vehicules électriques et la propulsion des sous marins.

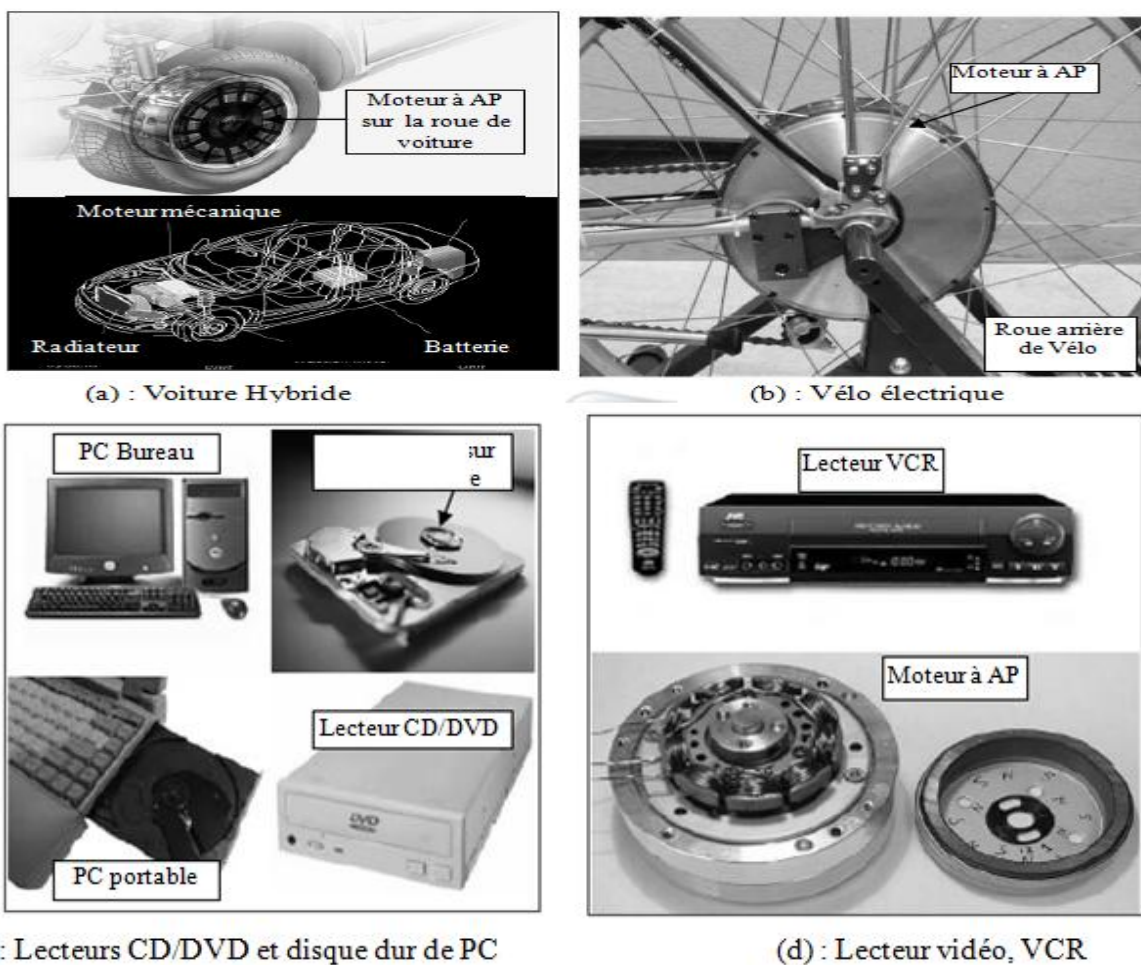


Figure (I.7) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents[3]

I. 8 Les aimants permanents

I. 8. 1 Définition

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante : «Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique » [9].

I. 8. 2 Caractéristiques générales des aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel, puisqu'ils interviennent avec importance dans le couple mécanique de MSAP. Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.8) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément " aimants permanents " car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

Les matériaux durs se caractérisent par un cycle d'hystérésis relativement large et sont capables de conserver une aimantation résiduelle même lorsqu'ils sont plongés dans des milieux hostiles. C'est pourquoi on les appelle aimants permanents [9].

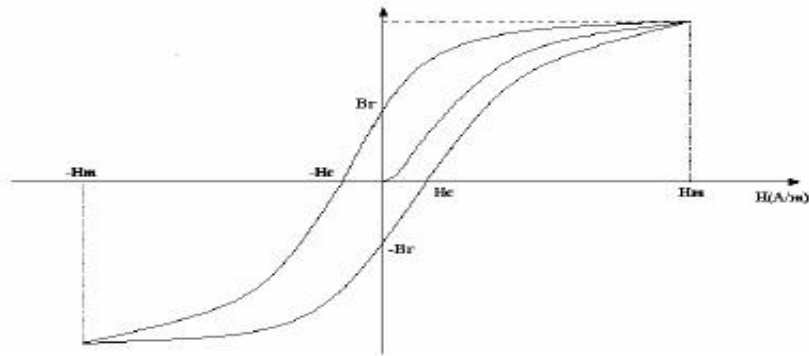
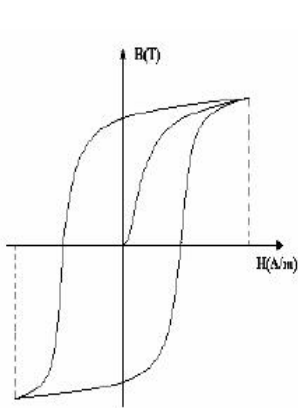
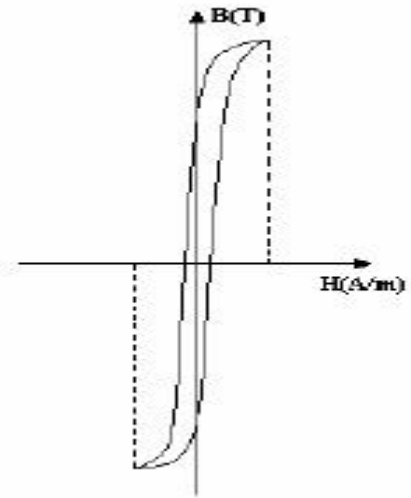


Figure (I-8): Cycle d'hystérésis.



(Figure 8.a): Matériaux magnétiques durs.



(Figure 1-8.b): Matériaux magnétiques doux. .

I. 8. 2. 1 Propriétés des aimants

Les aimants sont principalement caractérisés par le deuxième quadrant du cycle d'hystérésis, appelé "caractéristique de désaimantation" [10].

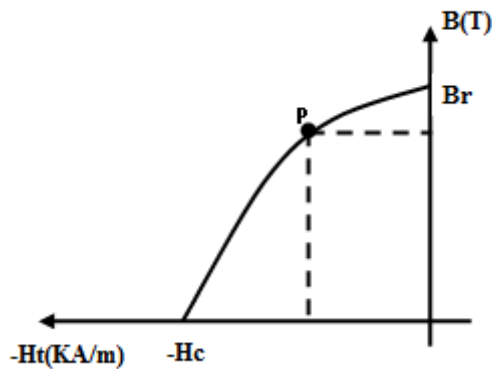


Figure (I.9) : Courbe de désaimantation des aimants [3].

Cette courbe nous renseigne sur les principales caractéristiques d'un aimant, à savoir :

a- L'induction rémanente **Br**: qui indique les performances potentielles des aimants (plus Br est important, plus l'aimant est performant). et indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'enterfer.

b-Le champ coercitif **Hc**: qui est la valeur pour laquelle l'aimant perd ses caractéristiques d'aimantation c'est-à-dire la valeur de désaimantation de l'aimant (plus Hc est grand, plus l'aimant est stable). Un aimant véritablement permanent doit posséder un champ coercitif intense afin de conserver ses propriétés lorsqu'il est soumis à un champ antagoniste extérieur élevé et également résister dans le temps à son propre champ de désaimantation [6].

c- Le point de fonctionnement optimal d'un aimant est obtenu pour la valeur maximum du produit (**BH**) par unité de volume, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

Ce sont ces trois dernières grandeurs qui permettent une classification des aimants permanents. Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autres critères portant sur les propriétés mécaniques et physico-chimiques en dehors du coût et des difficultés d'usinage sont parfois déterminants dans le choix des matériaux pour aimants.[10]

I. 8. 2. 2 Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

1 - variation de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (**Br** et **Hc**) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine on distingue généralement deux sortes de diminution [10] [3]:

- **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la rémanence.

-Diminutions irréversibles d'induction : elle sont dues à la dépendance en température du champ coercitif .En effet , à des températures élevée le champ coercitif diminue et l'aimantation des certaines zones ne peut être ramenée a l'état initial . Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale . Elle ne pourront l'être que par une réaimantation .

2 - Autres causes de la désaimantation

Le vieillissement de l'aimant se traduit souvent par une diminution de son aimantation-rém rémanente de façon globale ou locale au sein du corps du matériau. Les désaimantations locales peuvent être dues par exemple, aux vibrations du rotor notamment suite aux harmoniques du couple.

I. 8. 3 Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés Et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types:

1 - Les Alnico

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristique énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège des pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils sont plus utilisés.

2 - Les Ferrites

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont sur tout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie-prix.

3 - Les alliages métaux terres rares

ils sont, actuellement, les plus performants toutes aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante l'alliage :

- **les Samarium Cobalt (SmCo) :** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans composition. Les Sm-Co sont utilisés dans les applications particulières (télécommunication, aéronautique) dont les propriétés à haute température et résistance à l'oxydation sont supérieures.

➤ **Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B):** ont des performance supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications .

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction, importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants [8].

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous .

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (kJ / m ³)	Induction rémanente B_r (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (kA/m)	Température T_{max} (°C)	Prix (€ / Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140 -220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

Tableau I.1 : Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants [10].

Les propriétés magnétiques de la machine synchrone à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé (alnico, terre-rare, ferrite, ...). Ce dernier, est caractérisé par sa courbe de désaimantation qui correspond à son domaine de fonctionnement. Cette courbe obtenue suite au phénomène d'hystérésis, est caractérisée par les points d'intersection avec l'axe des ordonnées et l'axe des abscisses qui définissent respectivement l'induction rémanente B_r (T) et le champ coercitif H_{cb} de l'aimant (figure I-10).

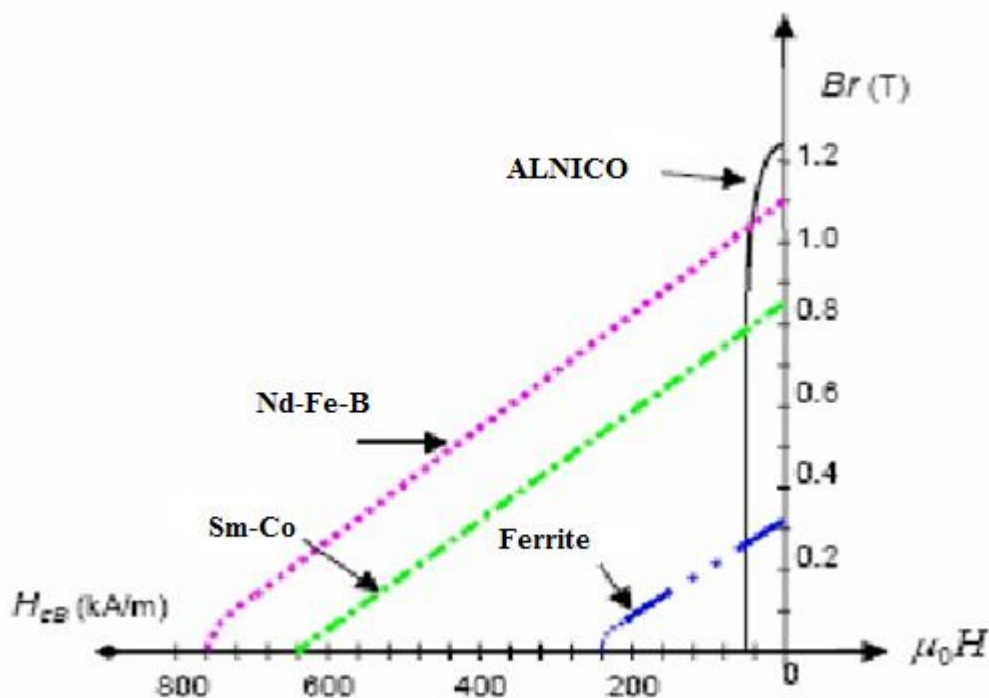


Figure (I-10) : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [9] .

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électrique présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnement démagnétisant au niveau des machines électriques.

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés.

Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B)[9].

Le critère technico-économique performance/coût est important dans le choix des aimants. Pour les structures à pôles lisses, les aimants de type terre rares sont les plus utilisés.

I. 9 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents, et les avantages qu'elles ont par rapport aux autres types, à savoir ; Une excitation constante, une faible inertie. Ces machines, ont fait l'objet de plusieurs travaux récents. Ainsi que les Caractéristiques générales des aimants permanents et ses propriétés, et les différents aimants permanents constituant le rotor.

La modélisation de l'Association Convertisseur MSAP à aimants permanents et seront L'Object du second chapitre.

Chapitre II :

**Modélisation de l'Association de
Convertisseur- MSAP**

CHAPITRE II

MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION

CONVERT

II.1 Introduction

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares .[10]

II.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, *MLI*) ou (Pulse Width Modulation, *PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur.[11]

II.4 Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées.

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Les f.m.m. sont réparties sinusoidalement dans l'entrefer de la machine.
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- L'effet de Peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

II.5 Mise en équation et modèle de *Park*

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux (d, q, o).

Le repère de *Park* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park*

II.5.1 Mise en équation

La figure suivante donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasé à aimant permanent

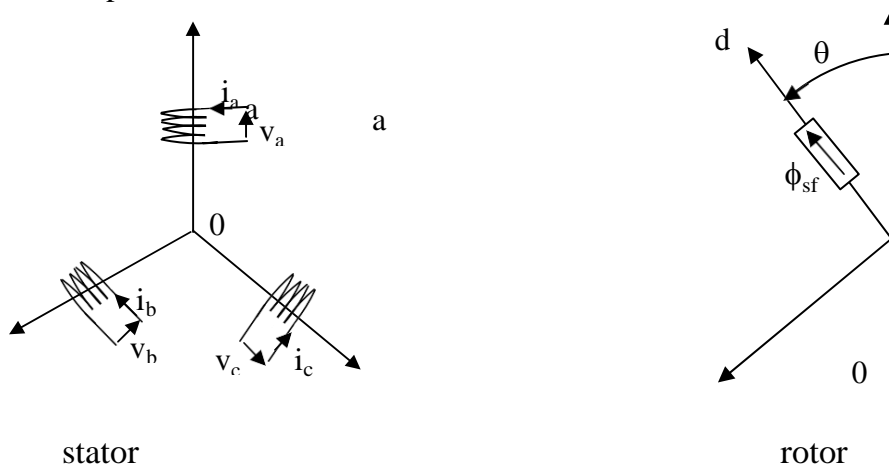


Fig II-1 : Représentation d'une MSAP

a partir de la figure (II-1) nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle.

Expression des tensions statoriques

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{II.1})$$

- **Expression des flux statoriques**

$$[\phi_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{i}_s] + [\phi_{sf}] \quad (\text{II.2})$$

Où

$$[\mathbf{V}_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[\mathbf{i}_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^t \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

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

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix} \quad : \text{Matrice inductance du stator.}$$

$$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \quad \phi_{bf} \quad \phi_{cf}]^t \quad : \text{Vecteur flux crée par l'aimant a travers l'enroulement statoriques.}$$

L'étude analytique du comportement des équations (II.1) et (II.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors les transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.[13]

II.5.2 Transformation de *Park*

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice [P], aux vecteurs originaux $[V_{abc}], [i_{abc}], [\phi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[V_{dq0}], [i_{dq0}]$ et $[\phi_{dq0}]$. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[V_{dq0}] = [P][V_{abc}]$$

$$[i_{dq0}] = [P][i_{abc}] \quad (II.3)$$

$$[\phi_{dq0}] = [P][\phi_{abc}]$$

Tel que :

[P] : la matrice de *Park*, définie par :

$$[P] = \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

Les directions a, b, c sont obtenues à partir des axes (d,q) à travers la transformation inverse de *Park*. La matrice inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (II.5)$$

II.5.2.1 Modèle de la MSAP dans le repère lié aux rotors

La figure (II-3) illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasée, équivalente, issue de transformation de *Park*.

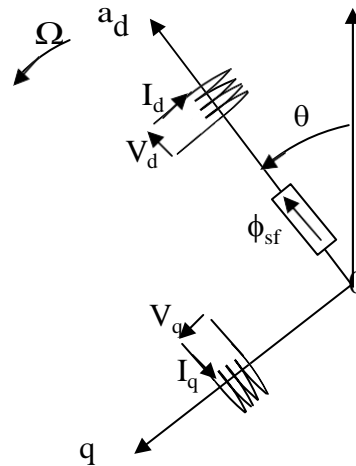


Fig II-2 : schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).[3]

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

- **Expression des tensions**

$$V_s = R_s i_d + \dot{\phi}_d - \omega \phi_q \quad (\text{II.6})$$

$$V_q = R_s i_q + \dot{\phi}_q + \omega \phi_d$$

- **Expression des flux**

$$\begin{aligned} \phi_d &= L_d i_d + \phi_{sf} \\ \phi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

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

Expression du couple

La transformation de *Park* permet de conserver la puissance dans les deux repères . Dans le repère (a, b, c), la puissance est donnée par :

$$P(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (\text{II.8})$$

Et dans le système (d, q) s'écrit comme suit :

$$p(t) = 3/2(V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant V_d et V_q par leur expression, la puissance devient :

$$p(t) = 3/2 [R_s(i_d^2 + i_q^2) + (i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}) + (\phi_d i_q - \phi_q i_d)] \quad (\text{II.10})$$

$R_s(i_d^2 + i_q^2)$: représente les chutes Ohmique (pertes par effet Joule).

$i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

$(\phi_d i_q - \phi_q i_d)\omega$: représente la puissance transférée du stator au rotor à l'enterfer.

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (\text{II.11})$$

Donc :

$$C_e = 3/2 p [\phi_d i_q - \phi_q i_d] \quad (\text{II.12})$$

On peut écrire aussi :

$$C_e = 3/2 p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_{sr} i_q] \quad (\text{II.13})$$

- **Equation mécanique**

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.14})$$

II.5.2.2 Mise sous forme d'équation d'état[3]

A partir des équations (II.5), (II.6), (II.7), (II.8).on peut écrire le système sous la forme d'état suivante :

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

$$[Y]=[c][x]+[D][U]$$

Avec

[A] : la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : la matrice d'entrée.

[C] : la matrice de sortie (matrice d'observation).

[D] : le vecteur de commande.

[X] : le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (II.8), (II.9) comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega L_q/L_d \\ -\omega L_d/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} V_d/L_d \\ V_q - \omega \phi_{sf}/L_q \end{bmatrix}$$

$$[C] = [1 \ 1]$$

$$[D] = [0] .$$

Donc on peut présenter le modèle de la MSAP comme suit :

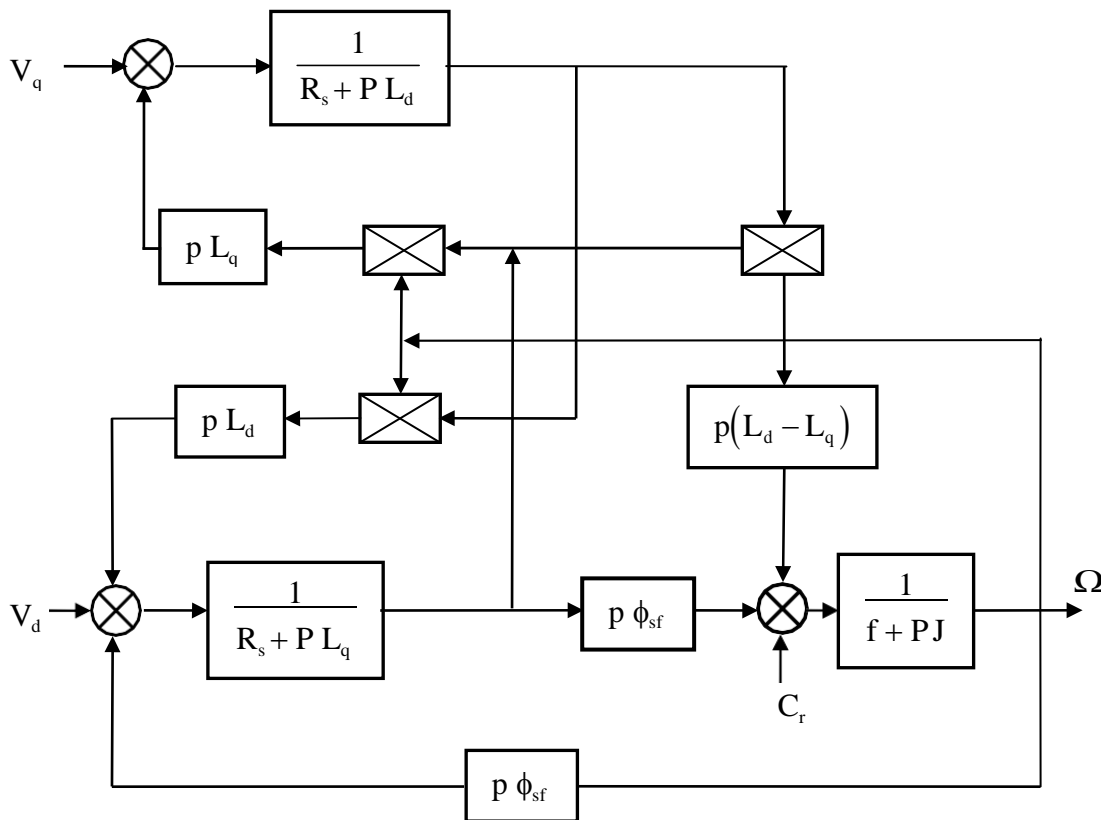


Fig II-3 : Modèle de la MSAP[27]

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension[11] :

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires, pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants, ces deux états :

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure(II-5) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

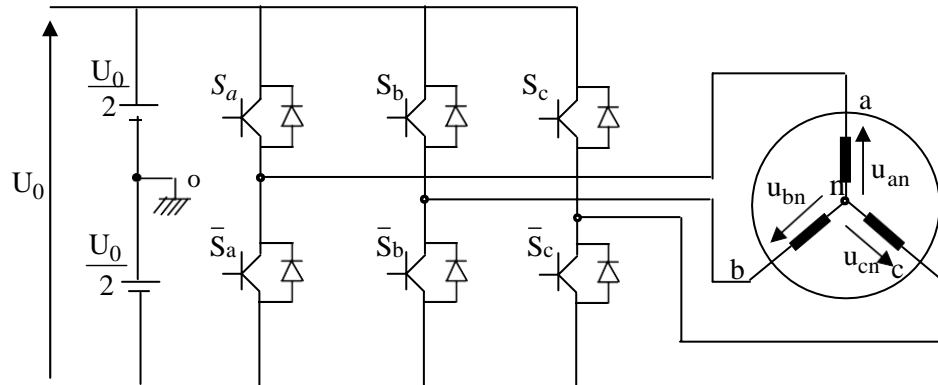


Fig II-4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif.

On a:

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{II.19})$$

La substitution de (II.19) dans (II.18) aboutit à:

$$u_{no} = 1/3(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant (II.20) dans (II.18), on obtient:

$$\begin{aligned} u_{an} &= 3/2 u_{ao} - 1/3 u_{bo} - 1/3 u_{co} \\ u_{bn} &= -1/3 u_{ao} + 1/3 u_{bo} - 1/3 u_{co} \\ u_{cn} &= -1/3 u_{ao} - 1/3 u_{bo} + 2/3 u_{co} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

alors:

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_0/3(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} &= U_0/3(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} &= U_0/3(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = 1/3 U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

II.7 Commande de l'onduleur de tension à *MLI* naturelle (sinus-triangle) :

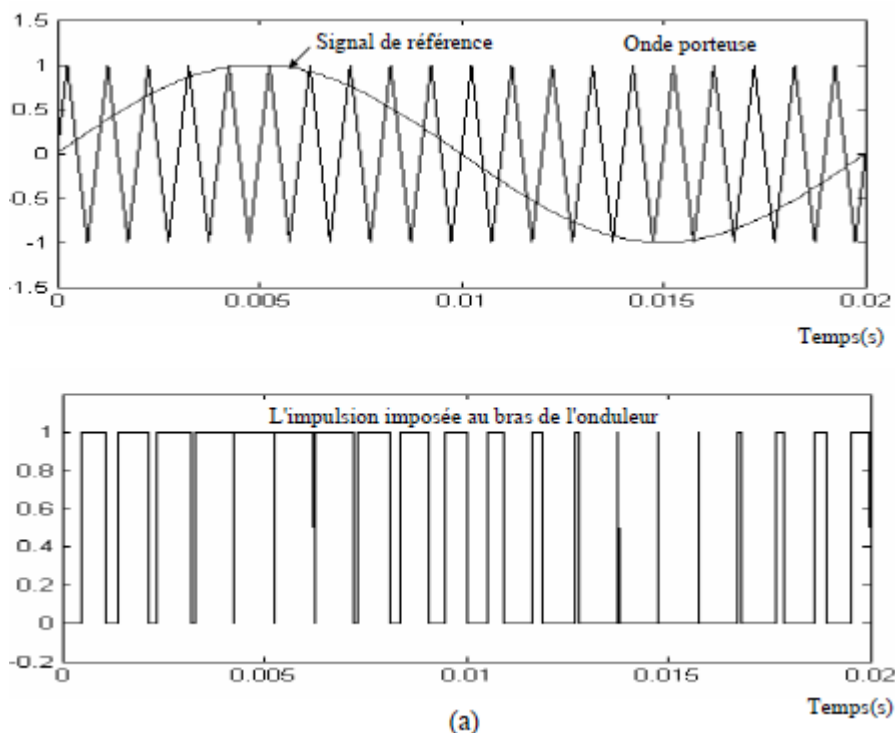
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence[11].

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (\text{II.24})$$

Les figures de (II-6) représentent deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz et 2 kHz (figure II-6.a.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



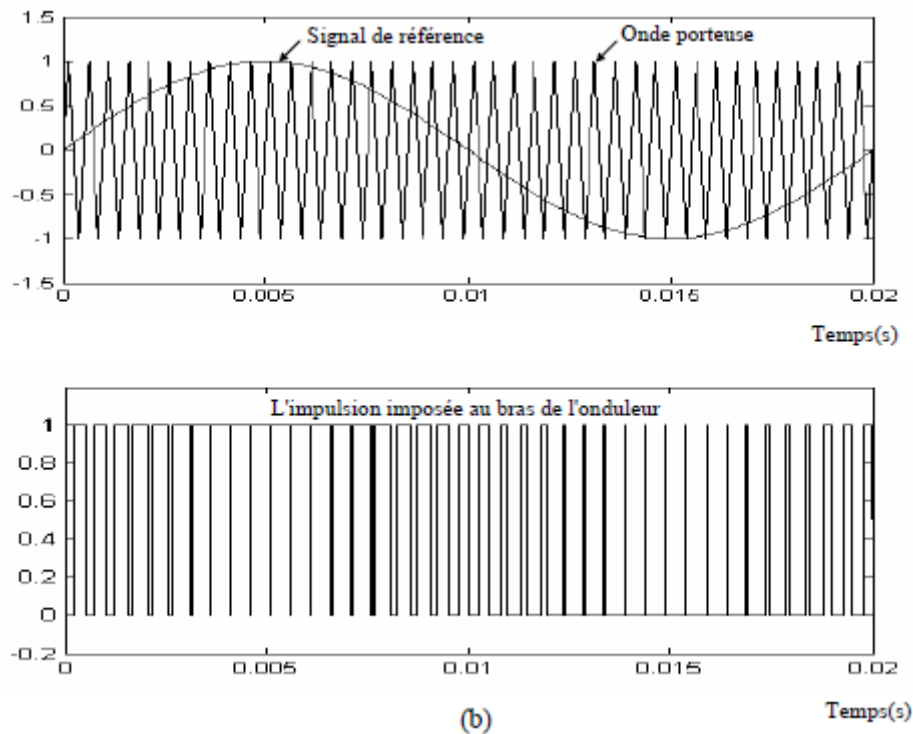


Fig II-(a.b)5 : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et 2kHz

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, nous avons basé sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de MSAP dans le repère de *Park* à été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude, et on a abordé la modélisation de l'onduleur de tension et sa commande à *MLI* sinus triangle.

la commande DTC classique et DTC logique floue d'un MSAP l'objet de troisième chapitre suivant

Chapitre IV :

Commande Vectorielle MSAP

III.1 - INTRODUCTION :

Le contrôle direct du couple « CDC » ou venu du terme anglais de ‘ ‘ Direct Torque Control’ ’, « DTC », basé sur l’orientation du vecteur flux statorique est l’une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 sous la terminologie ‘ ‘ Direct Self Control’ ’, « CDC ». L’idée directrice de ce type de commande est de chercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objets de flux et de couple. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu’une bonne robustesse vis-à-vis des écarts de paramètres du moteur [6].

de commande appliquée pour la machine MSAP, qui est la commande directe du couple (DTC) et la DTC basée sur la technique intelligente.

PARTIE I : La DTC CLASSIQUE

La méthode de contrôle direct du couple appelée souvent commande DTC (Direct torque control) a été proposée par *DEPENBROCK* et *TAKAHASHI* pour la conduite des machines asynchrones. Par la suite de nombreux travaux de recherche ont été développés dans ce domaine pour améliorer les performances de cette technique et concurrencer la commande vectorielle. La tendance actuelle est de remplacer le moteur asynchrone par le moteur synchrone à aimants permanents qui est de coût faible et de rapport couple inertie beaucoup plus important. La commande DTC est basée sur un choix approprié de la vectrice tension imposée par l’onduleur pour développer le couple désiré. Elle a plusieurs avantages par rapport aux techniques conventionnelles : une dynamique rapide du couple, une robustesse par rapport aux variations paramétriques, une simplicité de commande à faible coût de calcul, sans transformation de Park et un contrôle du couple indépendant du flux. En contrepartie, sa fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l’utilisation des contrôleurs à hystérésis. À cet effet, des ondulations élevées apparaissent sur le couple et le flux ce qui a créé un vaste champ de recherche et par conséquent, plusieurs recherches ont été développées pour l’amélioration de la distorsion harmonique de l’onde de sortie de l’onduleur de tension. Elles ont conduit à une évolution importante de la conception de la commande de l’onduleur. C’est dans cet esprit qu’a été développée la technique MLI échantillonnée, afin que la commande du convertisseur statique soit, elle aussi, synthétisée de manière numérique. Dans le cadre de cette activité, et dans le but de maîtriser la fréquence de commutation, on s’intéresse à la modulation vectorielle, nommée généralement SVM (Space Vector Modulation) avec des régulateurs flous de couple et flux. Cette méthode permet de générer le vecteur tension dont la position et le module sont choisis de telle manière à conduire le vecteur flux statorique et le couple électromagnétique vers leur référence d’une manière optimale.

III.2 -Principe de la commande DTC

Le contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents repose sur le choix approprié d'un vecteur de tension à partir d'une table de sélection pour délivrer le vecteur tension statorique. Dans ce choix, on utilise des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique[12,13]. La structure générale de DTC classique illustrée par la figure suivante :

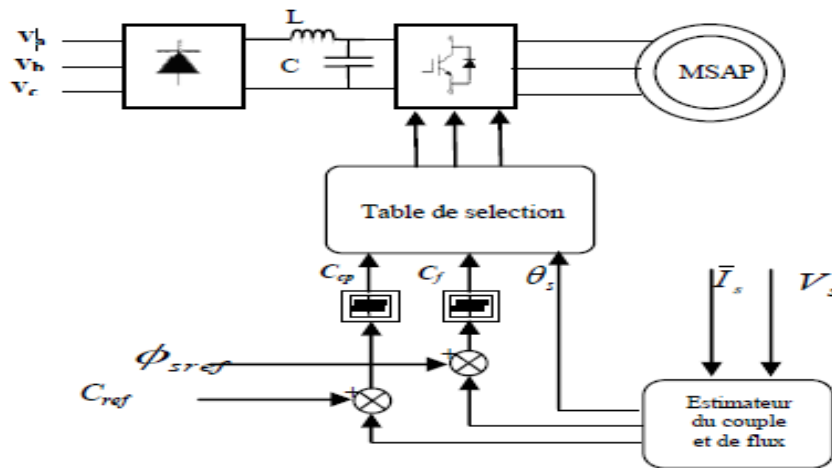


Fig.III.1 : la structure générale de DTC classique

La tension d'alimentation est délivrée par un onduleur de tension, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} u_0 [s_0 + s_b e^{j2\pi/3} + s_c e^{j4\pi/3}]$$

La figure(2) représente dans le plan complexe (α, β) les huit vecteurs de tension que peut générer l'onduleur :

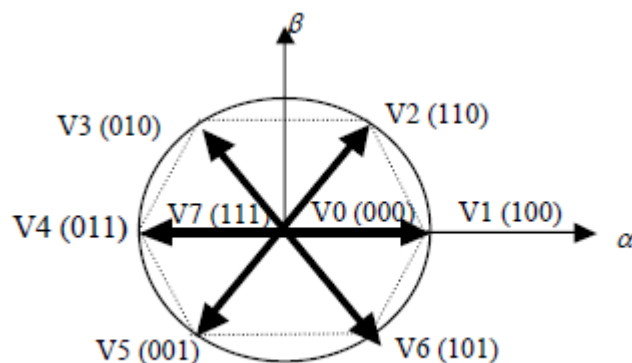


Fig.III.2 Représentation vectorielle des tensions

III.2.1 .Contrôle du flux

A partir du modèle simplifié de la MSAP dans un repère () lié au stator, le flux statorique est défini par l'équation suivante[14]:

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt$$

Si on suppose la chute de tension due à la résistance statorique négligeable par rapport la tension V_s , on trouve :

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s) dt$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc:

$$\Delta \varphi_s \approx V_s T_e$$

Cette relation montre que si la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \varphi_s$ est proportionnelle au vecteur tension appliqué au moteur. Dans le cas de la MSAP, le flux statorique change même si on applique une tension nulle lorsque les aimants tournent avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs nuls ne sont pas utilisés dans le contrôle du flux.

III.2.2 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ($\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$) et des grandeurs calculées du courant ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$):

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha})$$

D'autre part, pour la MSAP, le couple électromagnétique peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{L_d} (\phi_s \phi_r \sin \gamma)$$

Où γ est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique .

A partir de cette expression, si on maintient le flux statorique constant on peut contrôler le couple à partir l'angle γ .

III.2.3 Sélection des vecteurs de tension

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée 'i', le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls [1, 2, 3, 4]. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure III.3

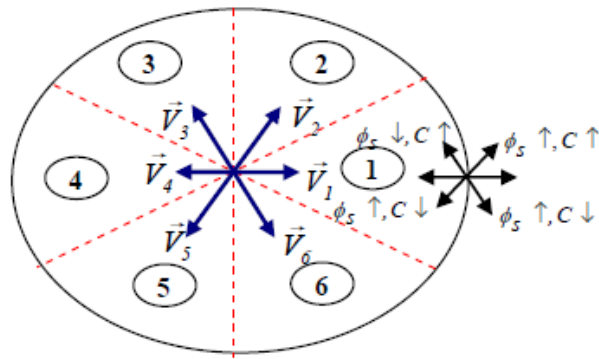


Fig.III.3 sélection de vecteur de tension selon la zone N=1

On élabore la table de la structure de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis du flux :

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_T=1$	$C_f=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_f=0$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$C_T=0$	$C_f=1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$C_f=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table III.1 DTC classique [15]

III.4-Les Avantages et les Inconvénients de DTC

Cette méthode de commande a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique est très rapide.
- **Et pour inconvénients :**
- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;

- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques [17].

PARTIE II : La DTC FLOUE

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur .

III.5 - Logique floue (FL) :

III.5.1- Historique :

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley [24].

A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [14]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [14, 18].

III.5.2- Régulations par logique floue :

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire de modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec

plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [19, 20, 24].

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone est présenté par la figure (III.4). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique [4, 17].

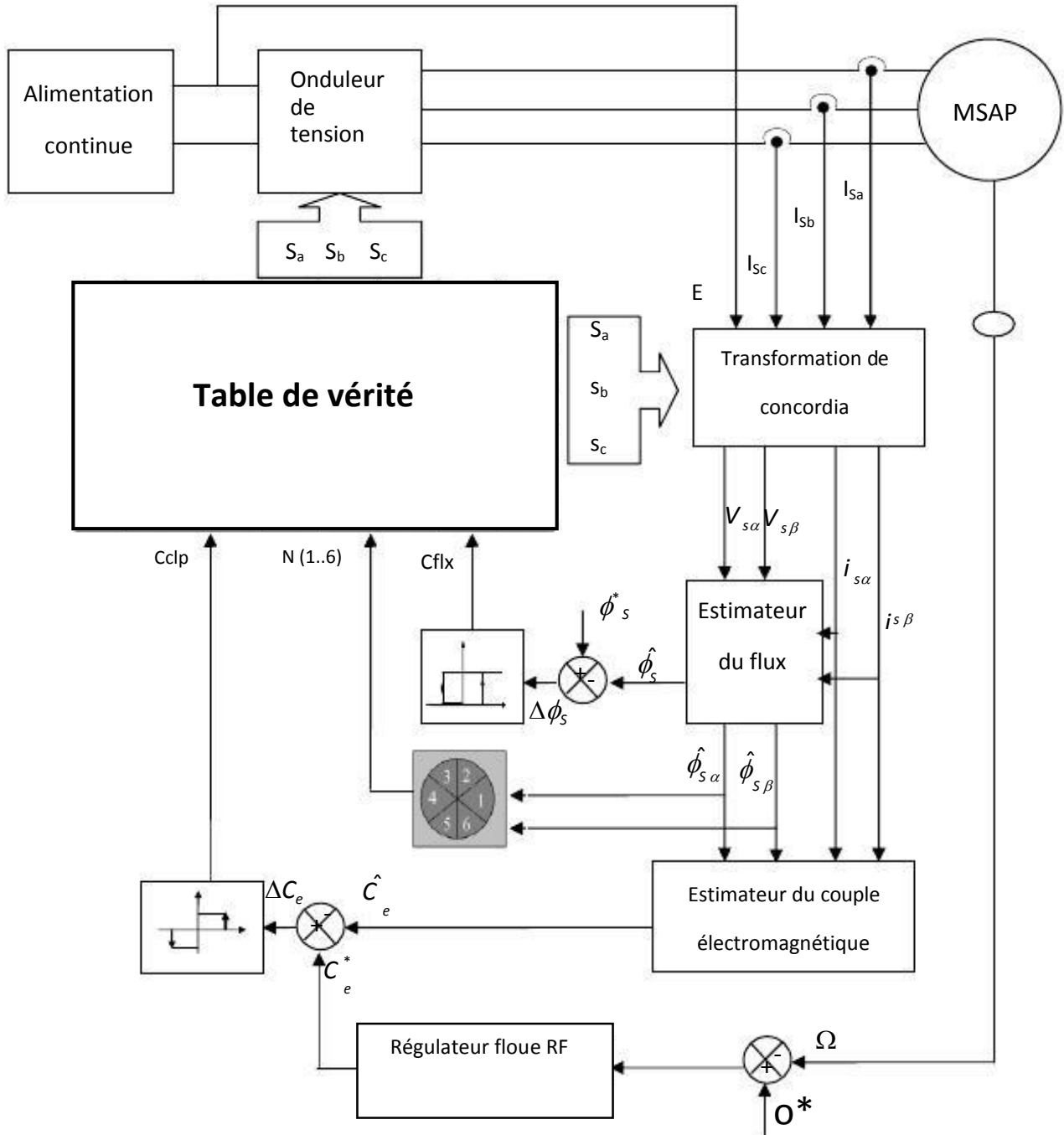


fig III.4. Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une MSAP

III.6- Principe de la logique floue :

Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tels que « un peu trop chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou [23].

III.7- Structure générale d'un système flou :

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [24] :

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- Un bloc de décision ou moteur d'inférence ;
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;

- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises

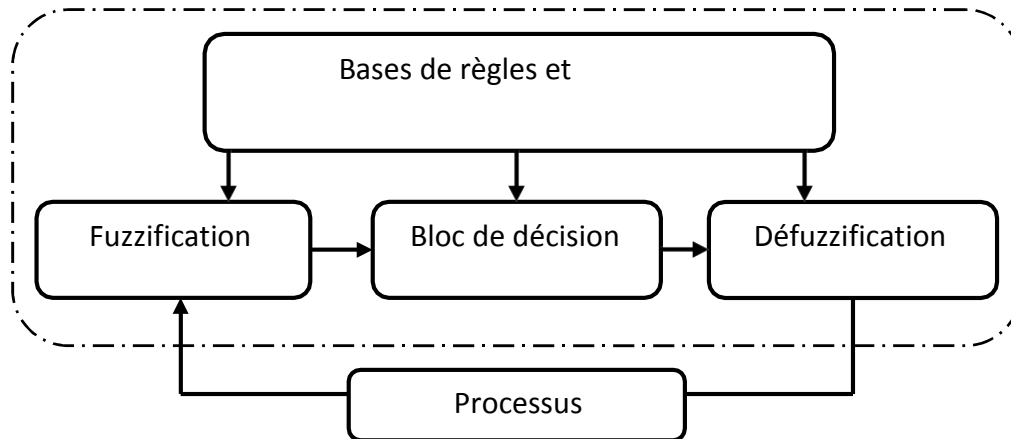


Figure III.5 : Structure interne d'un système flou [19].

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [21, 20]. Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [21].

III.7.1-Constitution d'un système flou :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- Le système d'inférence,
- L'interface de fuzzification.
- Une défuzzification.

III.7.2-Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. La dernière étape de la

fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [14, 19, 20].

III.7.3-La base des règles :

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "*IF THEN*" ou "*SI-ALORS*", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directe numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance

II.7.4- Inférence floue :

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, il s'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- *SI* (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- *ALORS* (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur '*ET*' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur '*OU*' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, (Som-prod et Sugeno). Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [20].

III.7.5- Défuzzification :

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [14, 18]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulaire sont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés utilisant les fonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctions

d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [20].

III.8 Eléments de base de la logique floue :

III.8.1 Univers de discours [24] :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(t)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(t)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x .

III.8.2 Fonction d'appartenances :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu(t)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [24].

La figure (III.6) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées

$e_n(t)$, $de_n(t)$ et $du_n(t)$ respectivement

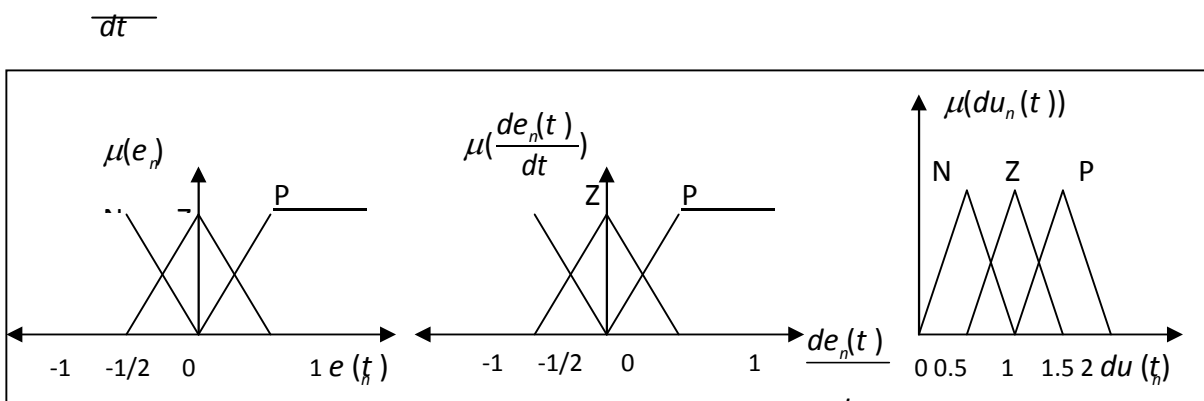


Figure III.6 : Les fonctions d'appartenance du contrôleur flou.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

		<i>De</i>		
		N	Z	P
<i>E</i>	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableaux III.2 : Matrice d'inférence.

Les classes sont notées comme suit : **Z** : zéro ; **N** : négatif ; **P** : positif.

III.9. PRINCIPE DE LA COMMANDE FLOUE DIRECTE DU COUPLE :

La stratégie de la commande floue directe du couple avec MLI vectorielle d'une MSAP est présenté par la figure (7), cette stratégie est basée sur le remplacement des comparateurs à hystérésis et de la table de commutation par deux régulateurs à logique floue qui génère le module et l'angle de vecteur tension dans le but d'amener le flux statorique et le couple électromagnétique vers leurs références d'une façon optimale,[11,12]. Ce vecteur est utilisé par une commande MLI vectorielle afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur :

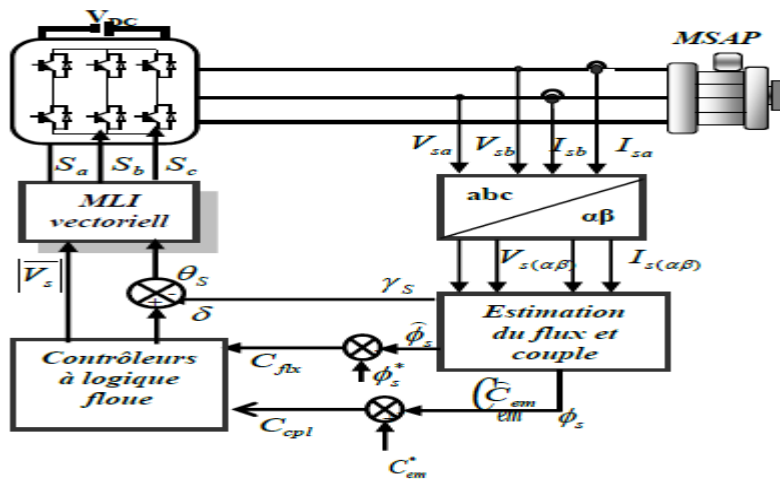
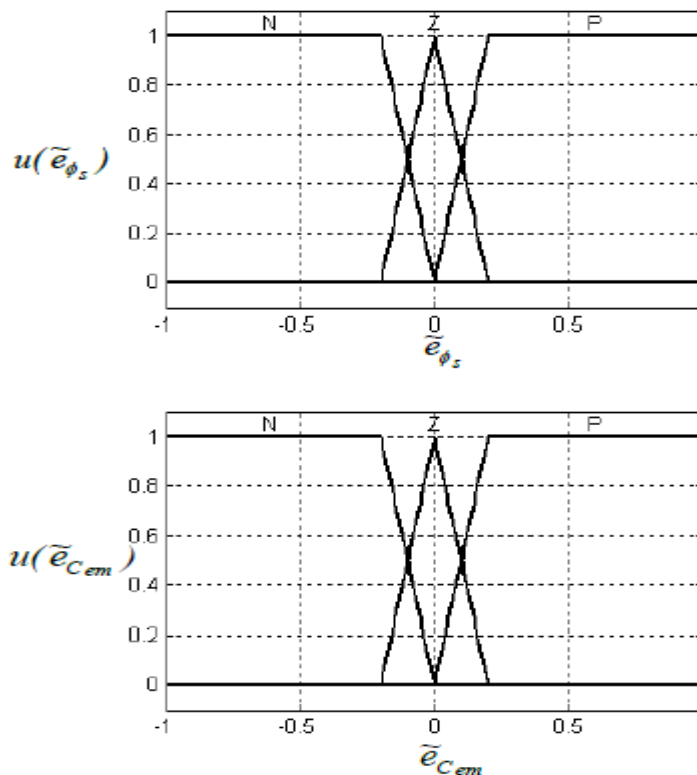


Fig III.7 la structure générale de la commande floue directe du couple**III 9.1 Sélection de la position du vecteur tension**

L'angle du vecteur de tension de référence par rapport au vecteur flux statorique doit être choisi de manière à maintenir le flux statorique et le couple dans une bande d'erreur optimale autour de leur valeur de référence. d'hystérésis bien définie. Les erreurs du couple et du flux sont multipliées par des « facteurs d'échelles » afin d'obtenir les grandeurs normalisées et à l'aide des fonctions d'appartenance trapézoïdale et triangulaire (fig.4). Ces grandeurs sont utilisées par le bloc de fuzzification afin d'être transformées en valeurs floues. Ces dernières sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou de type Sugeno pour obtenir la valeur de qui doit être ajoutée à l'angle du flux statorique. Le tableau III.1 montre la table proposée pour la sélection de l'angle δ

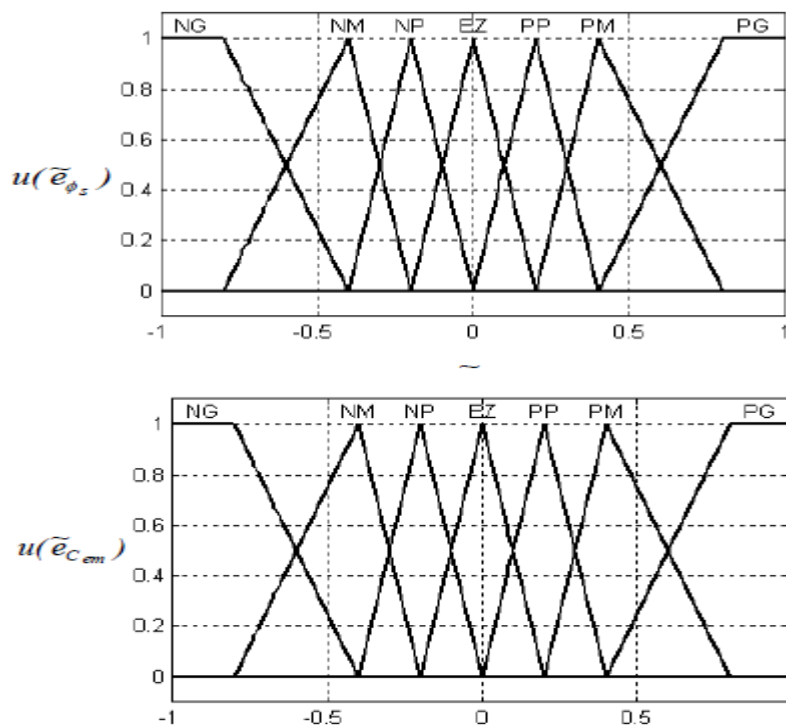
**Fig III.8** : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée du contrôleur flou (FLC 1)

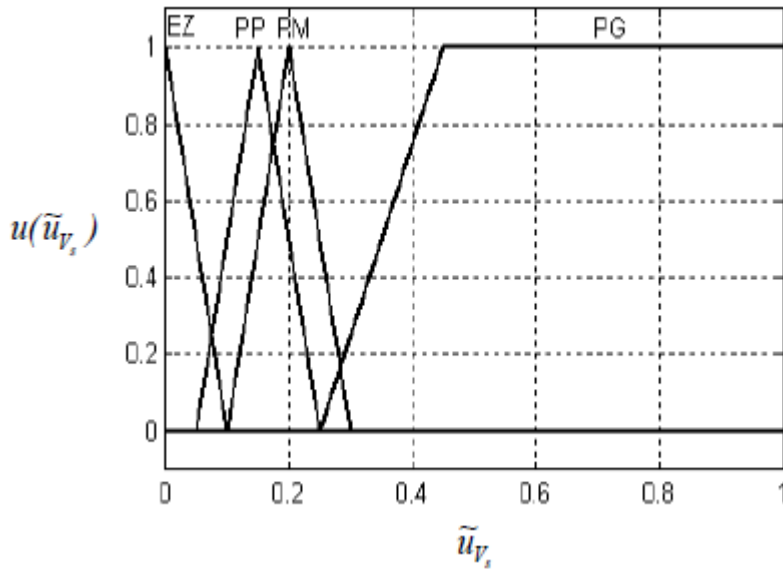
ε_{ϕ_s}	P			Z			N		
$\varepsilon_{C_{em}}$	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
δ	$\frac{\pi}{4}$	0	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$	π	$-\frac{3\pi}{4}$

Tableau III.3 : Angle incrément du vecteur tension

III.9.2 Sélection du module du vecteur tension

Le module du vecteur tension doit être choisi de manière à minimiser l'erreur du couple et du flux. Un contrôleur à logique floue est conçu afin de générer le module du vecteur tension approprié (FLC 2), la figure 4 illustre les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sorties du contrôleur [11,12,13]





FigIII .9 Fonctions d'appartenance pour les ariables d'entrée et de sortie du contrôleur flou (FLC 2)

\tilde{e}_{cm} \ / \ \tilde{e}_s		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG		PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG
NM		PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG
NP		PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG
EZ		PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG
PP		PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG
PM		PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG
PG		PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG

Tableau III 4 : Tableau des règles de décision floue [28]

III.9.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur [28]

Le vecteur tension obtenu à partir de la caractéristique est $|\vec{V}_S|=f(\epsilon_{cem})$ livré à la modulation vectorielle qui à son tour génère les états $S_a S_b S_c$, et des interrupteurs en utilisant l'algorithme suivant [10,11] :

a) Calcul les composantes biphasées $V_\alpha V_\beta$ du vecteur tension désiré \vec{V}_S en utilisant les équations suivantes :

$$V_{S\alpha}=V_S \cos(\theta_s)$$

$$V_{S\beta}=V_S \sin(\theta_s)$$

b) Calcul du secteur où se trouve le vecteur tension désiré.

c) Obtenir les vecteurs de commutation v_1 et v_2 ainsi que leur cycle de fonctionnement t_1 et t_2 . Calculer ensuite le cycle de fonctionnement du vecteur de commutation nul

$$t_0 = (1 - t_1 - t_2)$$

d) Calcul de la position relative de l'horloge (PRH) dans le temps d'échantillonnage en utilisant les équations suivantes :

$$PRH = \text{Rem}(t/T_s)/T_s$$

La valeur du PRH permet d'obtenir les composantes, et du vecteur de commutation selon la routine suivante : S_a et S_b et S_c

- Sinon, si $PRH < t_0/4 + t_1/2$ a lors le vecteur de commutation de SV1
- Sinon, si $PRH < t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ a lors le vecteur de commutation de SV2
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ a lors le vecteur de commutation de $V_7 = (1 \ 1 \ 1)$
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1/2 + t_2$ a lors le vecteur de commutation de SV2
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1 + t_2$ a lors le vecteur de commutation de SV1

III.10 - Conception d'une commande floue :

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

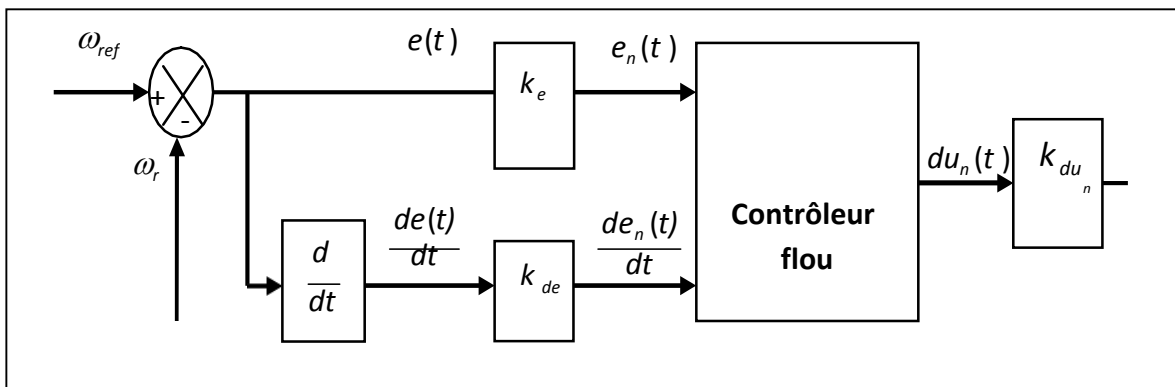


Figure III.10 : Schéma de base du contrôleur floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $e_n(t)$ et l'inférence des règles floues.

En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t)$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e}$$

III.11- Contrôleur flou de vitesse à cinq niveaux :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation du contrôleur à cinq niveaux.

III 11.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse [25] :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- ✓ Choix des variables linguistiques ;
- ✓ Choix des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Choix de la méthode d'inférence ;
- ✓ Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Figure (III.11) :

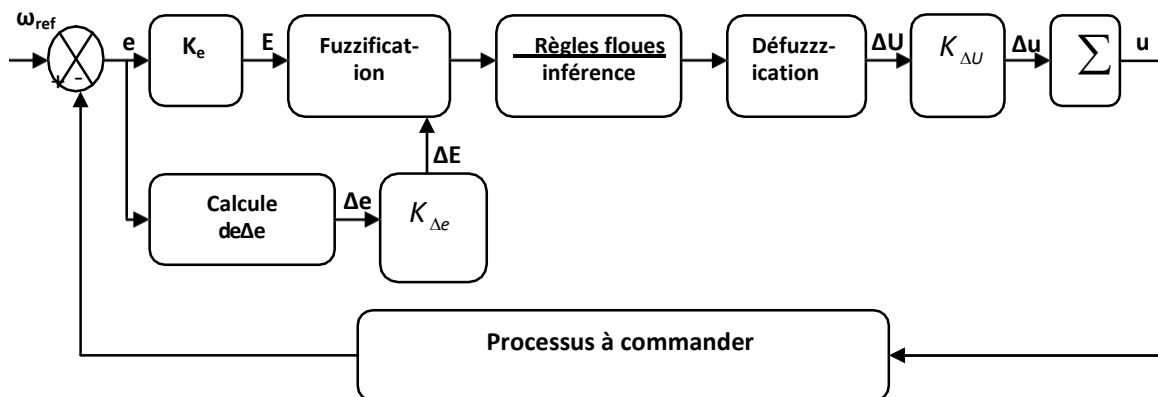


Figure III.11 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\omega = \omega_{ref} - \omega_r \quad (\text{III.1})$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (\text{III.2})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu :

Les trois grandeurs e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = k_e \cdot \Delta e, \quad \Delta U = k_{\Delta u} \cdot \Delta u, \quad \Delta E = k_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad (\text{III.3})$$

Où k_e , $k_{\Delta e}$ et $k_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de

la commande. Le régulateur flou représenté par la

Figure(III.11) est composé de :

- ✓ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- ✓ Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ✓ Un bloc de fuzzification ;
- ✓ Des règles floues
- ✓ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ✓ Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.12 - CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

On peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

dans ce chapitre nous sommes étudier la commande DTC classique avec un régulateur PI et avec un contrôleur flou (DTC flou) .

la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent l'objet de quatrième chapitre suivant

IV.1-Introduction :

Introduite par Blaschke en 1972, L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. 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. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans, traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique.

Pour la réalisation de ce control, il est nécessaire que l'orientation du flux soit en quadrature avec le courant qui génère le couple. Ainsi, on obtient le modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant i . Ce qui permet l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique similaire à celle d'une MCC.

IV.2-Principe de la commande vectorielle de la MSAP

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_q via la tension qV . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation. Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q selon la relation.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.[18]

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant de I_d manière que le couple soit proportionnel à I_q relation dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon θ , la valeur optimale du courant I_d soit évidemment.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimant en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux.

Si le courant est forcé à zéro, la composante dI du flux

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f I_q \quad (\text{IV.2})$$

Comme le flux constant, le couple est directement proportionnel à I_q d où la représentation suivante :

$$C_e = k_t I_q \quad (\text{IV.2})$$

avec :

$$k_e = \frac{3}{2} P \varphi_f \quad (\text{IV.3})$$

Mous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

Un schéma bloc de commande d'un système d'entraînement de vitesse à machine synchrone à aimants permanents, basé sur la technique de la commande vectorielle, est représenté par la Fig. IV.1.

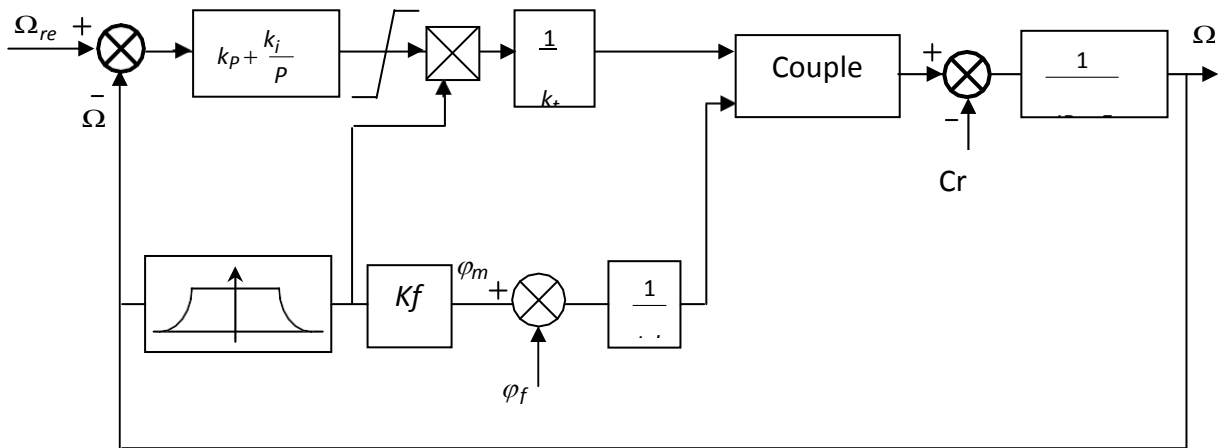


Fig. IV.1 : Schéma bloc de régulation (commande en courant)

Considérons les deux composantes du courant statorique I_d et I_q représentant les variables de commande. Un schéma bloc de régulation (sans convertisseurs) est établi et il associe deux régulateurs l'un pour la vitesse et l'autre pour le flux d'entrefer.

La vitesse est mesurée directement et il est possible de faire sa régulation par contre-réaction, en utilisant un régulateur PI avec ses deux degrés de liberté qui permet de fixer des caractéristiques dynamiques pour un point de fonctionnement. Au niveau du calcul des paramètres du régulateur.

L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur pour générer le couple de référence et lorsque la machine fonctionne à un couple constant où $I_d = 0$, le couple électromagnétique de référence est divisé par la constante de couple pour donner la composante i_q de référence.

Lorsque la machine est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, le variateur fonctionne dans le mode défluxé (puissance constante). Comme la machine synchrone à aimants permanents est entièrement commandable par le stator, le flux d'entrefer est défluxé par l'introduction d'un courant i_d négatif qui crée un flux en opposition à celui dû aux aimants. La sortie du bloc de défluxage est égale à l'unité pour une vitesse inférieure ou égale à la valeur nominale et décroît hyperboliquement avec la vitesse entre la valeur nominale et la valeur maximale. Lorsque la sortie df est unité $\varphi_f = \varphi_{m\text{et}}$ $I_d = 0$ et si cette sortie est inférieure à l'unité un couple référence réduit est demandé, les deux composantes et sont utilisées pour calculer le couple de la machine comme dans l'équation (II.13)

IV.3- Calcul des paramètres du régulateur PI :

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par :

$$T(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (IV.4)$$

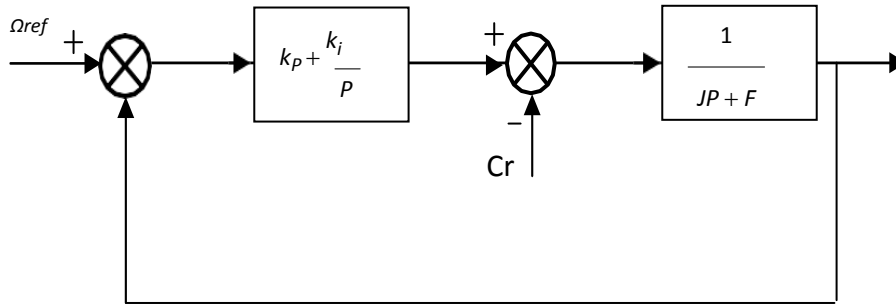


Fig. IV.2 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$G(p) = \frac{k_p p + k_i}{1 + \frac{k_p}{k_i} p + \frac{j}{k_i} p^2} \quad (IV.5)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système de second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (IV.6)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad \frac{k_p}{k_i} = \tau \quad 1/\omega_0^2 = \frac{j}{k_i} \quad (IV.7)$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine $\frac{L_q}{R_s}$

IV.4 -Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation des capacités magnétiques de la machine permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une autre part ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non

$$df = \begin{cases} 1 \\ \frac{\Omega_0}{|\Omega|} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

si $|\Omega| \leq \Omega_0$ si $|\Omega| > \Omega_0$

Avec :

df : le flux de référence

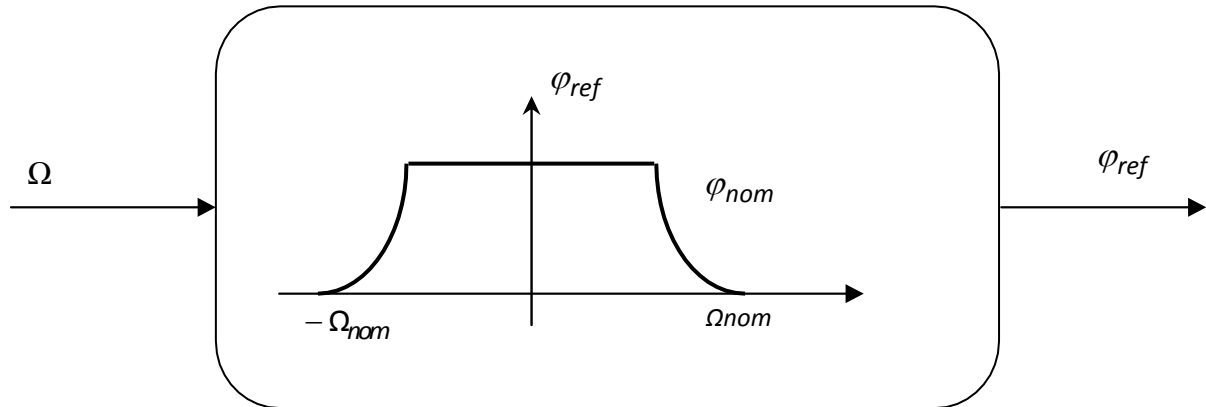


Figure. IV.3 : Bloc de défluxage

IV.5 - Commande vectorielle de la MSAP :

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant continu. Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis[18].
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

IV.5.1- Commande par régulateurs à hystérésis :

L'organigramme de simulation de la commande sinusoïdale par hystérésis classique est donné par la Fig. IV.4 ci-après. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine (I_q^*). Par la transformation de Park, on obtient les valeurs de référence des courants de phases i_a^* , i_b^* et i_c^* et chaque courant de phase mesuré i_a , i_b et i_c est contrôlé indépendamment par un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l'onduleur.

IV.5.2- Commande par MLI :

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. Elle exige pour la régulation des courants i_q et i_d d'imposer les tensions de référence v_d^* et v_q^* : dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales v_a^* , v_b^* , v_c^* pour la commande de l'onduleur.

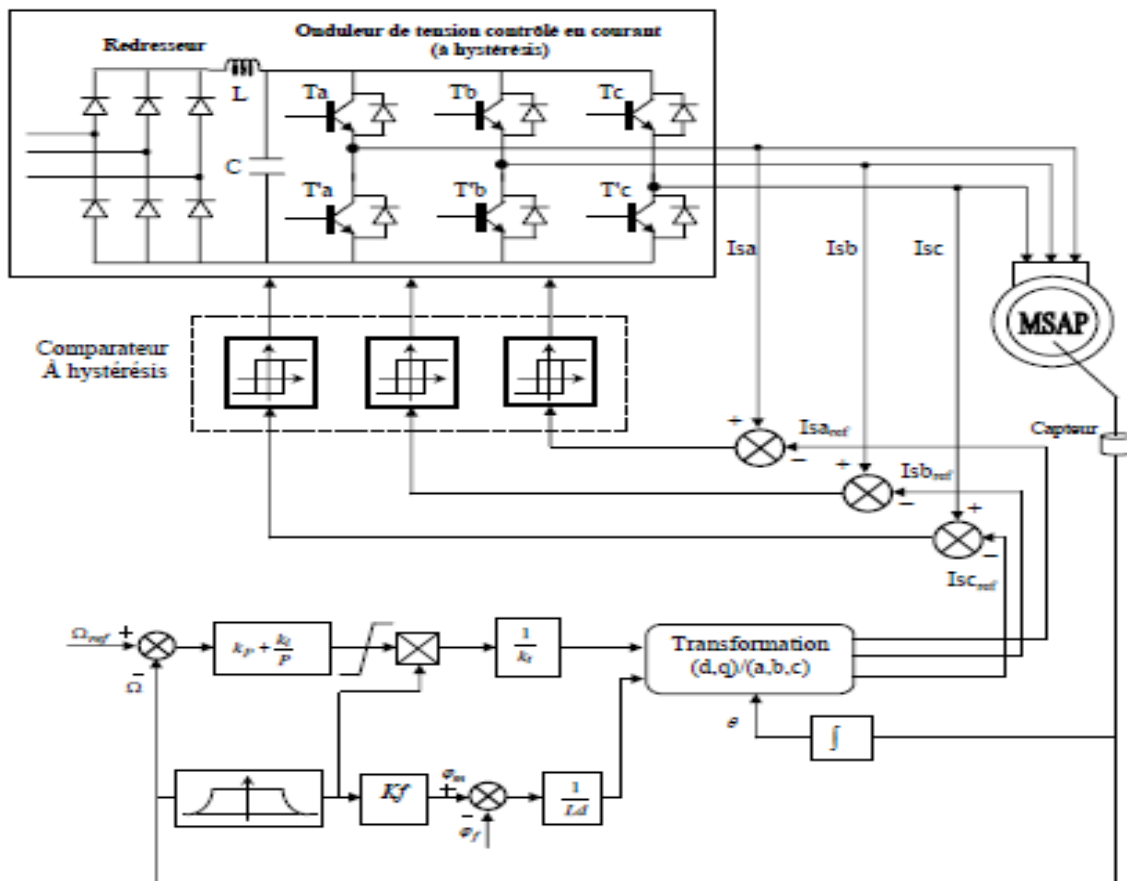


Fig. IV.4. : Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en tension et régulier encourant[

IV.6- Description du système global :

La Fig. IV.5 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q). La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_{eref} . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références v_d^* et v_q^* . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas. Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions (v_a^*, v_b^*, v_c^*), pour la commande de l'onduleur à MLI

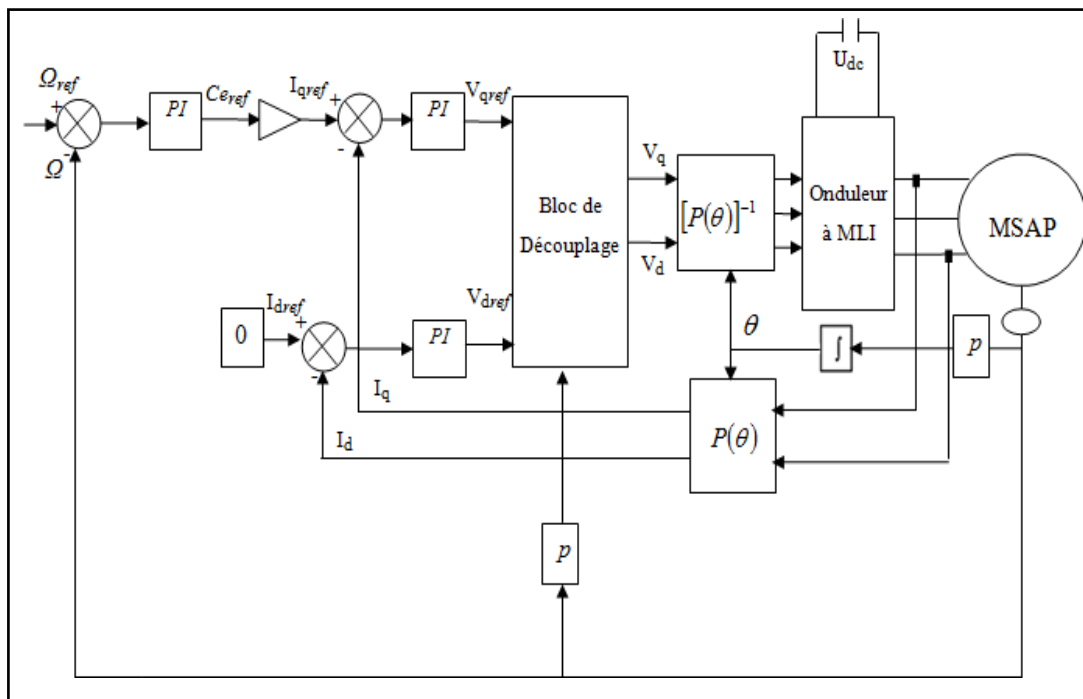


Figure IV-5: Commande vectorielle modèle en tension de la MSAP.[27]

IV .6.1 Découplage :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs[27]

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$v_d = (R_s + L_d P) I_d - \omega_r L_q I_q \quad (IV.10)$$

$$v_q = (R_s + L_q P) I_q + \omega_r (L_d I_q + \phi_f)$$

La Fig. IV.6 représente le couplage entre les axes d et q:

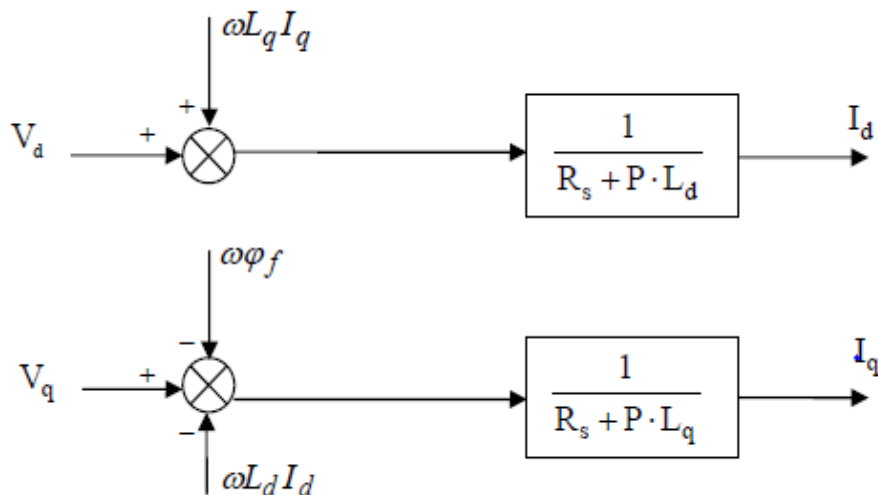


Fig. IV.6 : Description des couplages

A partir des équations (IV.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. IV.6 Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V_d' + e_d \\ e_d = -\omega L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (IV.11)$$

$$\frac{I_d}{V_d} = \frac{1}{R_s + pL_d} \quad (IV.12)$$

La perturbation est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$V_q = V_q' + e_q \quad (IV.13)$$

De la même façon, le terme est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V_q} = \frac{1}{R_s + pL_q} \quad (IV.14)$$

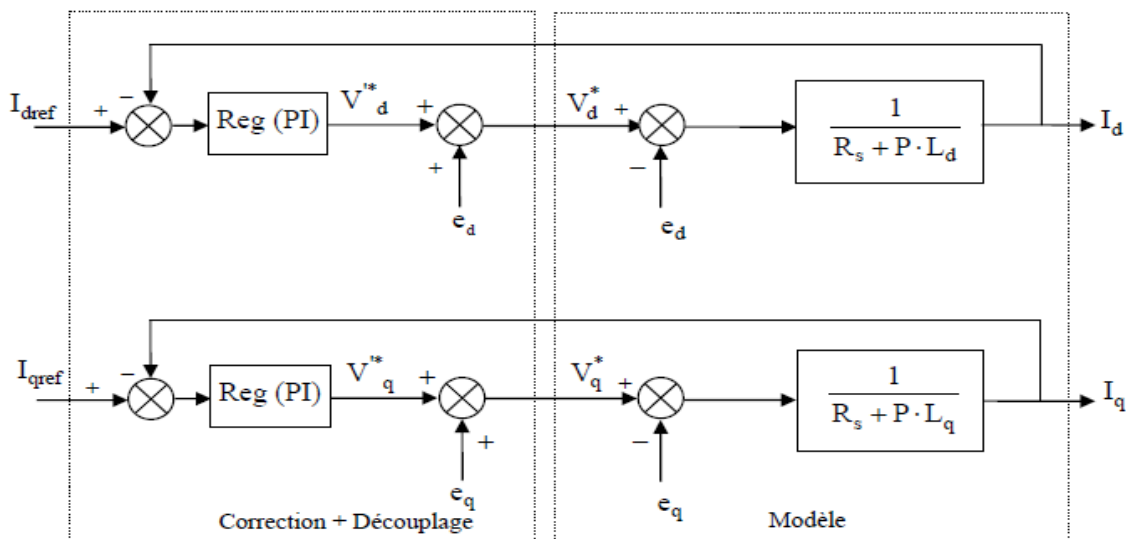


Fig. IV.7 : Découplage par compensation

Les actions sur les axes et ω sont donc découplées.

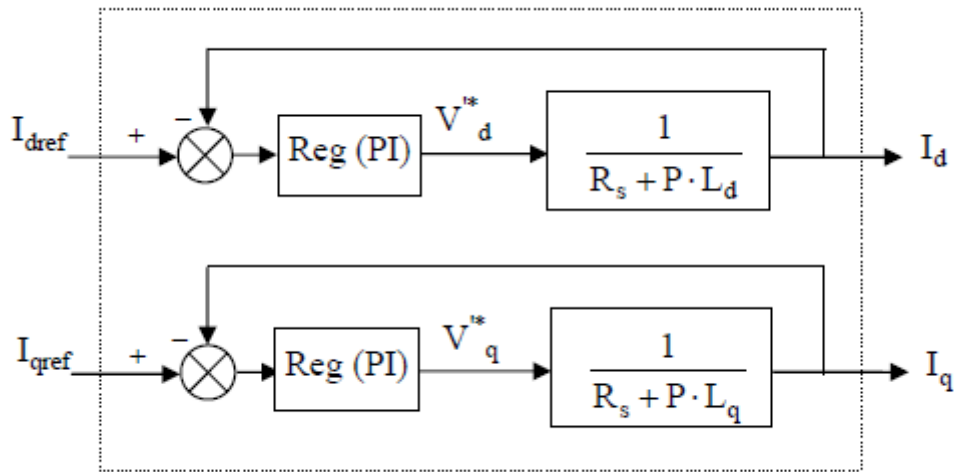


Fig.IV.8 : Commande découplée

IV.6.2 Détermination des régulateurs de courants :

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en oeuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel- intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système

Le système présente donc pour la régulation I_d de un schéma bloc selon la Fig. IV.9.[

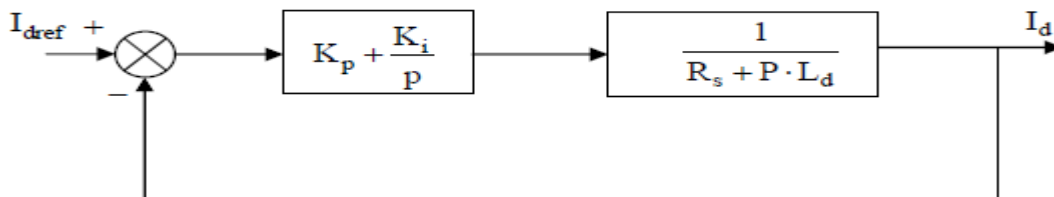


Fig. IV.9 : Boucle de régulation de courant. I_d

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant. I_q

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(p)$ est :

$$F_{bo}(p) = \left(K_p + \frac{k_i}{p} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + pL_d} \right) \quad (\text{IV.15})$$

composant le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s}\right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i}\right)$ ce que ce traduit par la condition

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{IV.16})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(p) = \frac{k_i}{p \cdot R_s} \quad (\text{IV.17})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{ere} ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{k_i} \quad (\text{IV.18})$$

$$F_{bo}(p) = \frac{1}{\frac{R_s}{k_i} \cdot p + 1} \quad (\text{IV.19})$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}} \quad (\text{IV.20})$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$

$$K_p = 3 \cdot \frac{L_d}{t_{rep}} \quad (\text{IV.21})$$

$$K_i = 3 \cdot \frac{R_s}{t_{rep}}$$

IV .6.3 -Détermination du régulateur de vitesse :

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel Fig. IV.10 où le régulateur adopté est un régulateur PI .

on a :

$$\Omega(p) = 1/(J \cdot p + f)(C_e(p) - C_r(p)) \quad (\text{IV.23})$$

Avec : $C_e = P I_{qref} \phi_f = k_t \cdot I_{qref}$

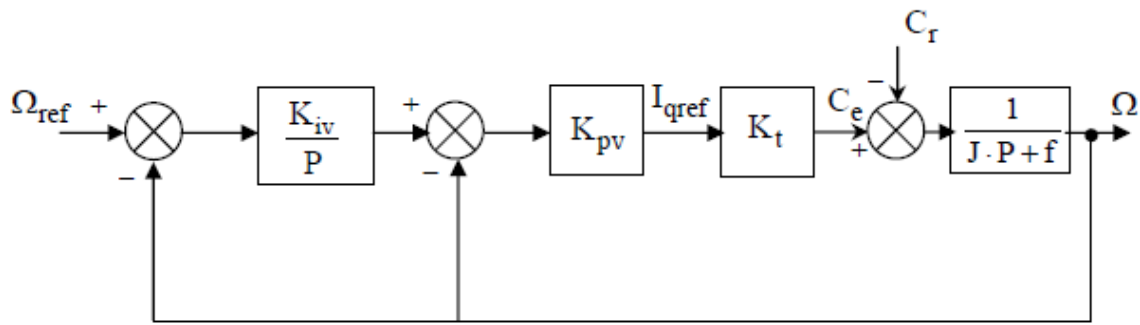


Fig. IV.10 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

Avec:

K_{pv}, K_{iv} Coefficients du régulateur PI

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(p) = \frac{w_0^2}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot w_0 \cdot p + w_0^2} \quad (IV.23)$$

$$w_0 = \frac{\sqrt{k_{pv} \cdot k_t \cdot k_{iv}}}{J}$$

$$2 \cdot \xi \cdot w_0 = \frac{f}{J} + k_{pv} \cdot \frac{k_t}{J} \quad (IV.24)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

IV.7-Résultat des simulations et discussion :

La figure ci-dessous représente la simulation de la commande vectorielle en utilisant

Matlab/Simulink

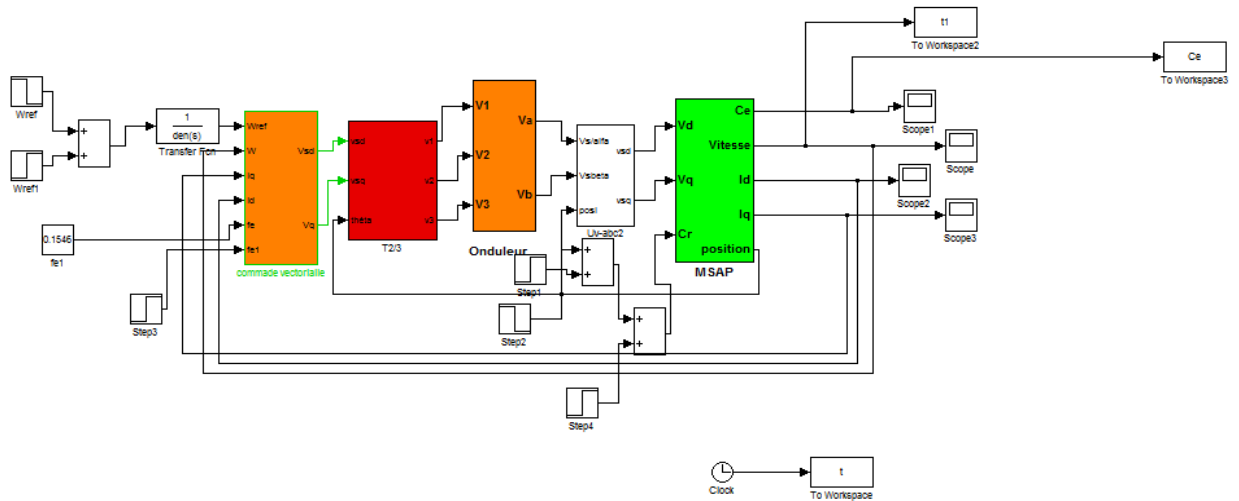
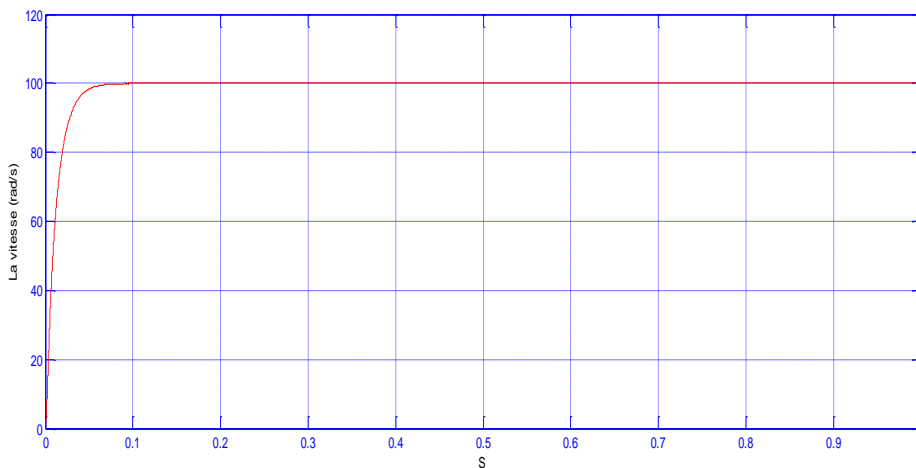


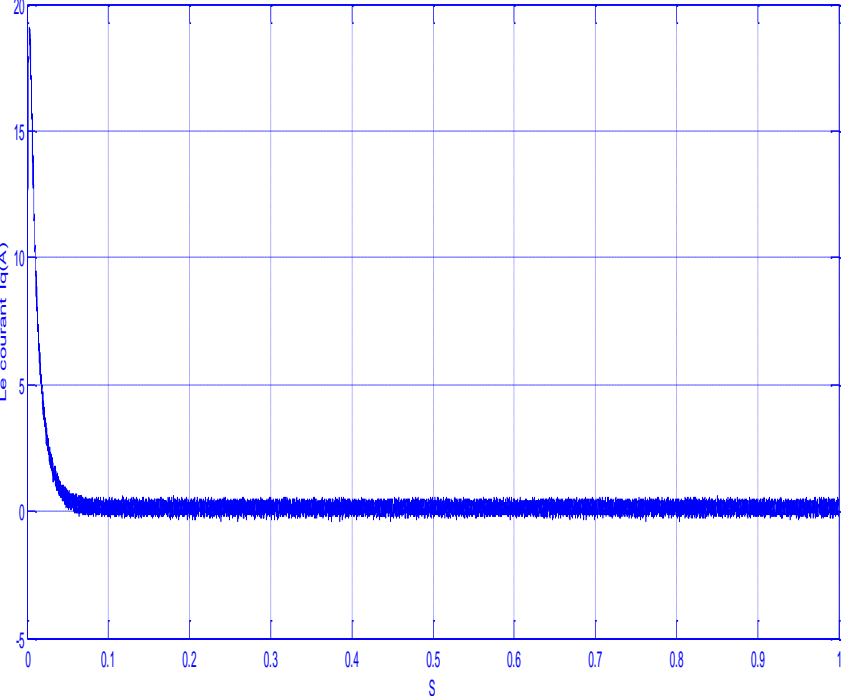
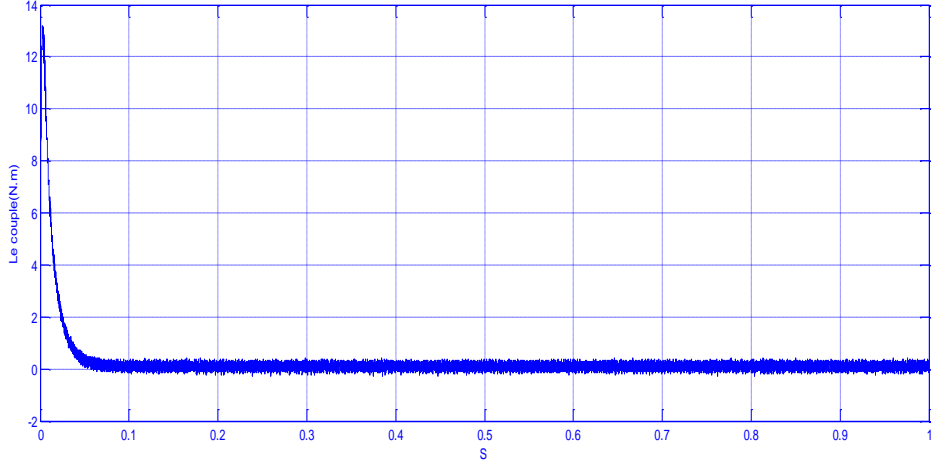
Fig. IV.11 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

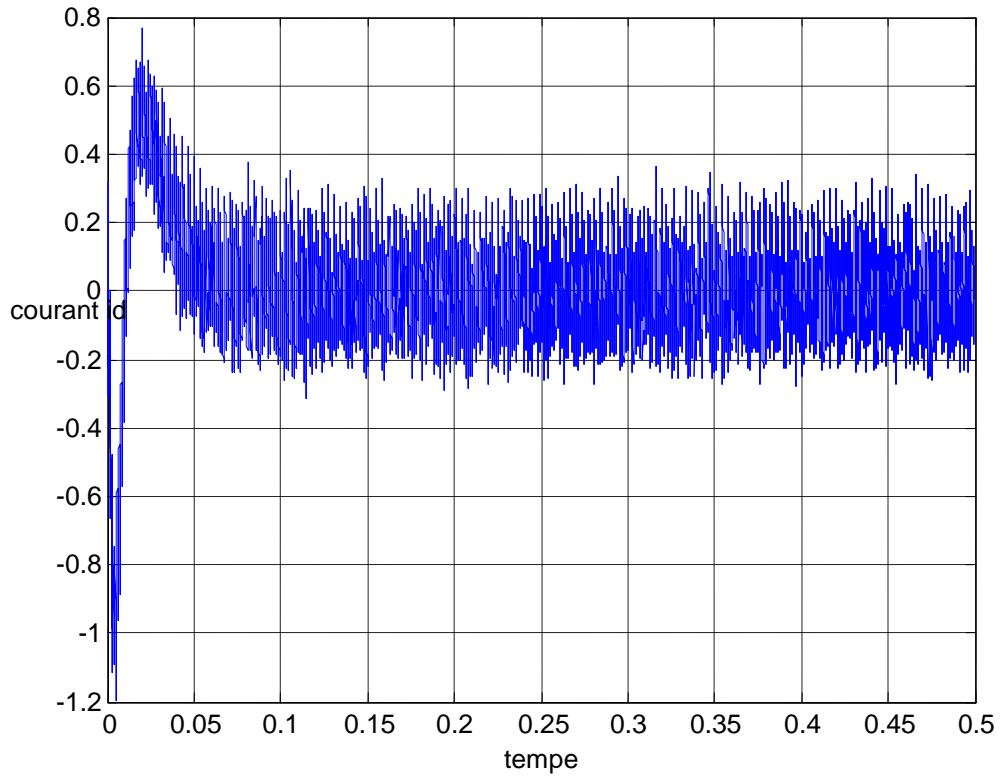
Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, on effectue la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Le système est simulé sous MATLAB simulink.

Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont résumés dans l'annexe. Les caractéristiques de la commande sont imposées pour les conditions de fonctionnement de la machine.

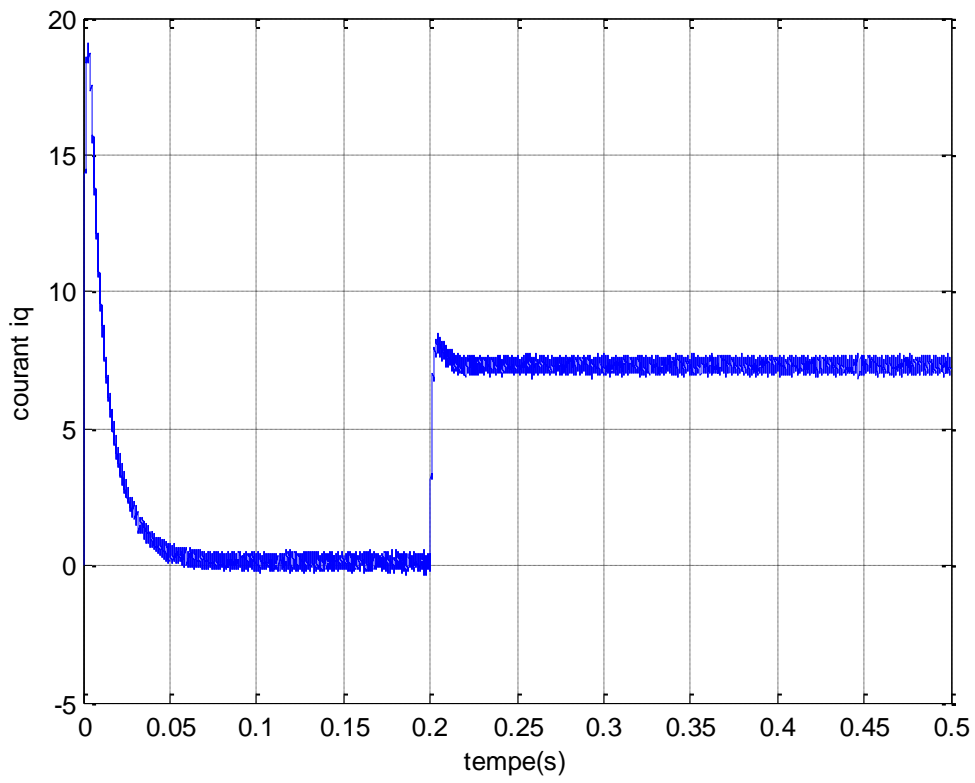
❖ **Essai à vide et en charge**
Essai à vide :

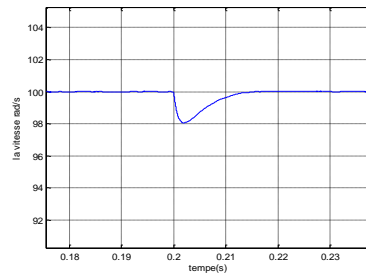
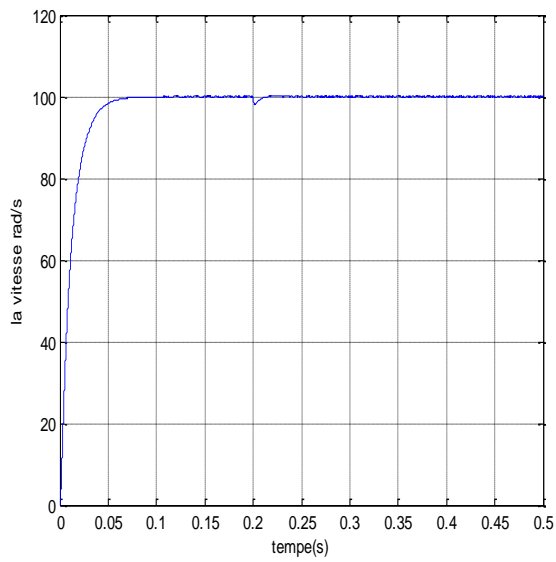
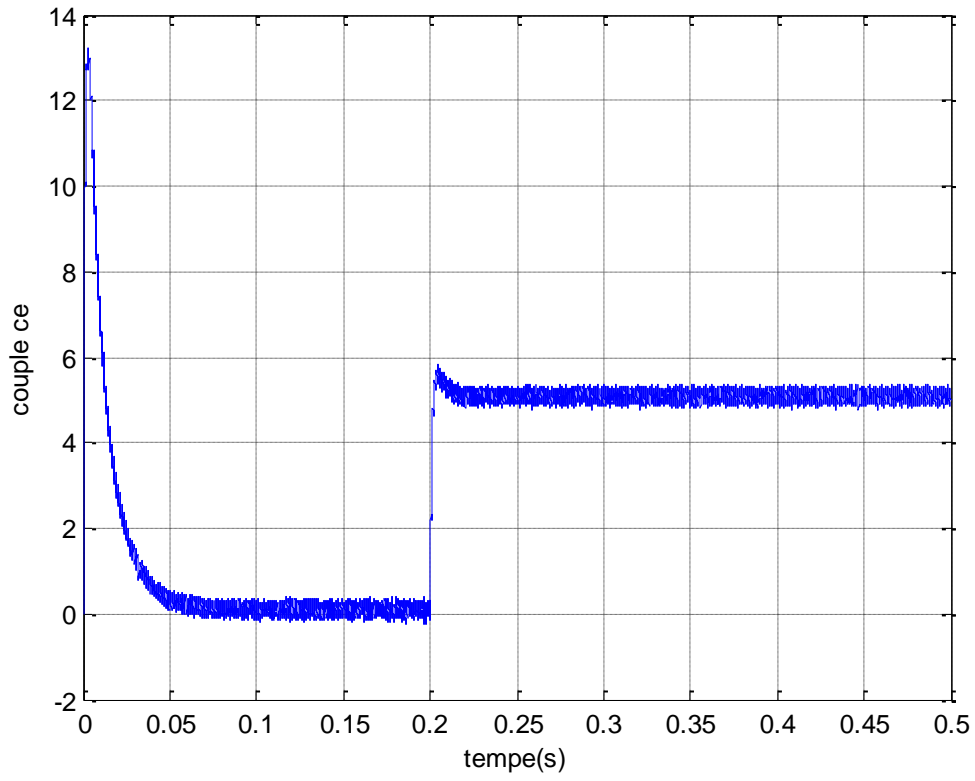






essai en charge :





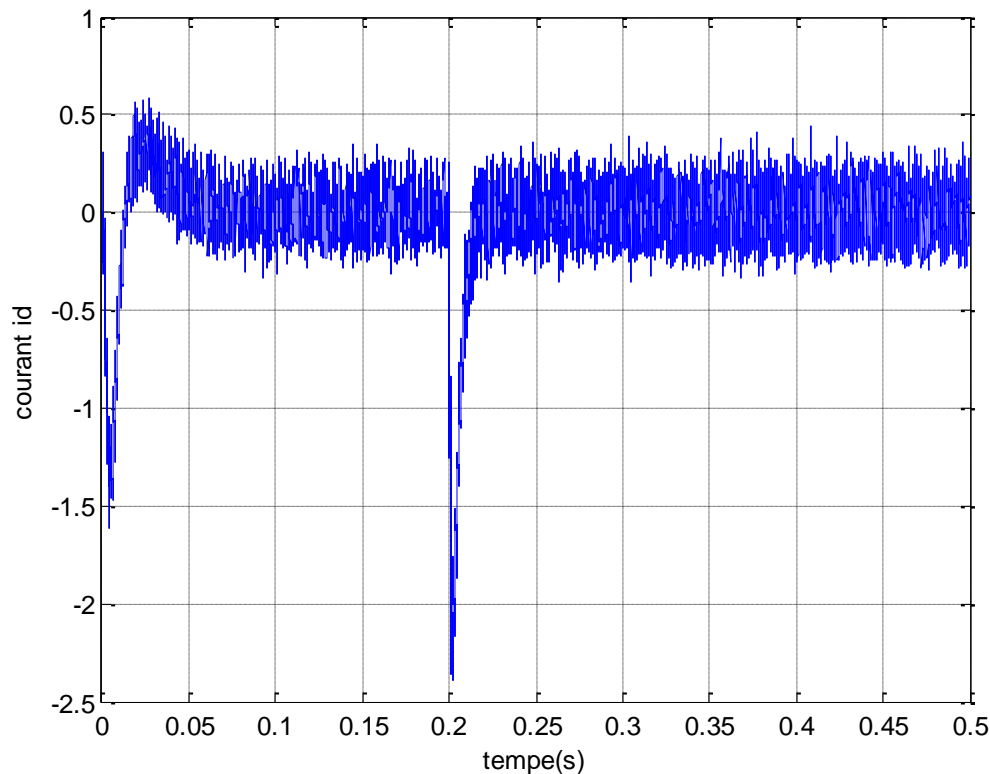


Figure (IV.12) : Résultats de simulation pour un démarrage à vide puis en charge

➤ **Essai à vide et en charge :**

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$. La figure (IV.12) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable, car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5\text{s}$ ($C_r=8\text{ Nm}$), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence.

L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

Et afin de tester les performances de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, changement de la référence de vitesse, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et variation du couple de charge,

❖ Essai du changement de vitesse de référence

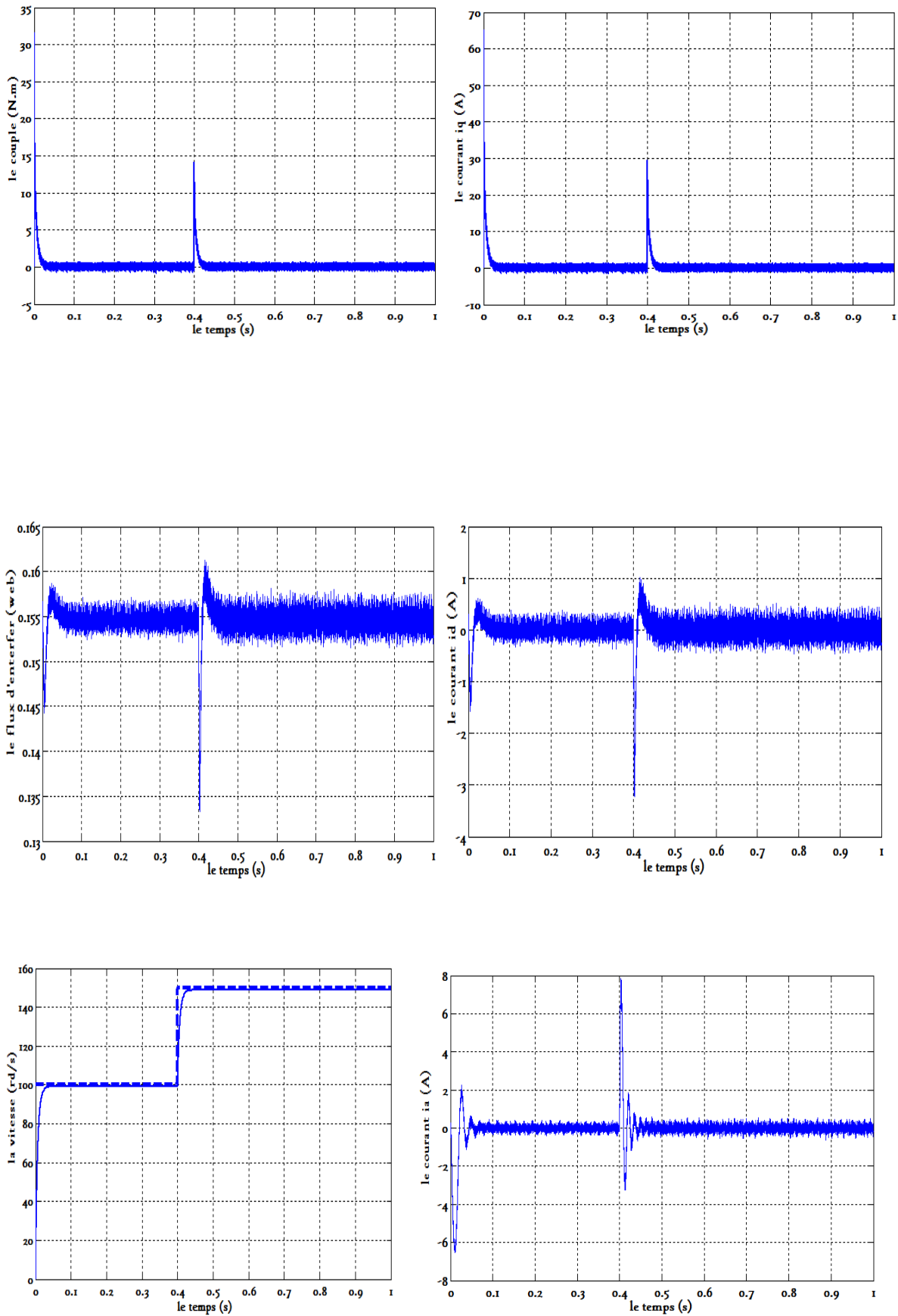


Figure (IV.13) : Résultats de simulation pour un changement de vitesse de référence

➤ **Changement de la référence de vitesse :**

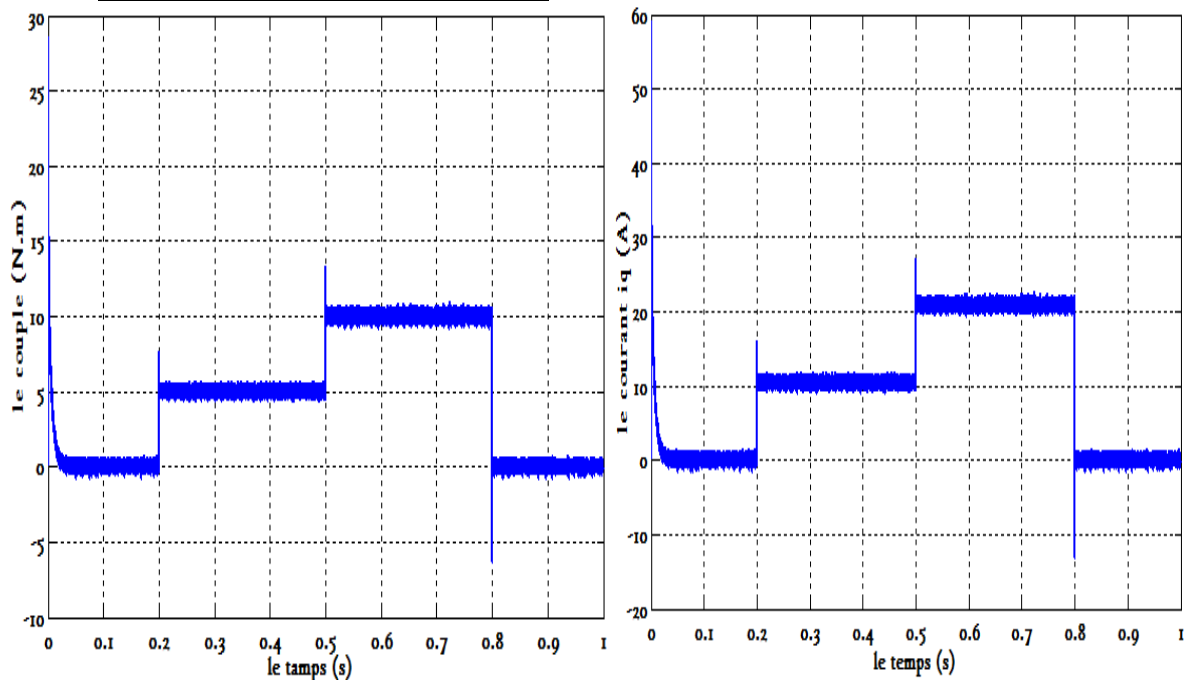
Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega_{\text{réf}}=100$ (rad/s) à $\Omega_{\text{réf}}=150$ (rad/s) à l'instant $t=0.5$ s. La figure (IV.13) montre que la variation

de la vitesse entraine une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_q est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une diminution en valeur du flux 'd'et du courant i_d à cause du fonctionnement en mode de dé fluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

❖ **Essai de la variation de la charge**



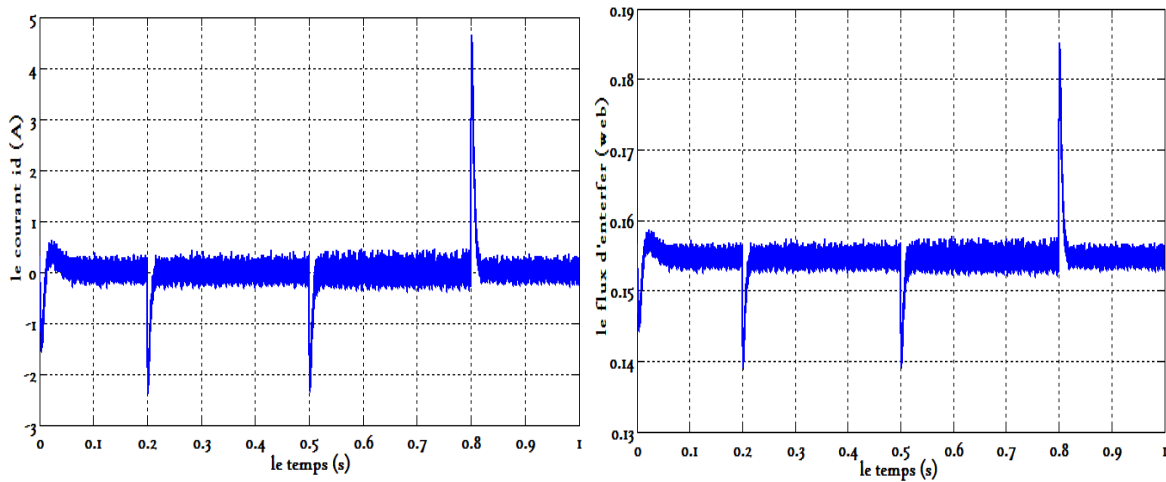


Figure (IV.14) : Résultats de simulation pour la variation de la charge.

➤ **Essai de la variation de la charge**

La figure (IV.14) montre la réponse de la MSAP pour la variation de la charge. On introduit à l'instant $t=0.2s$ un couple de $5N.m$ après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de $10N.m$ à l'instant $t=0.5s$, qu'on annule à l'instant $t=0.8s$.

Cette figure montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge

❖ **Essai d'inversion de sens de rotation**

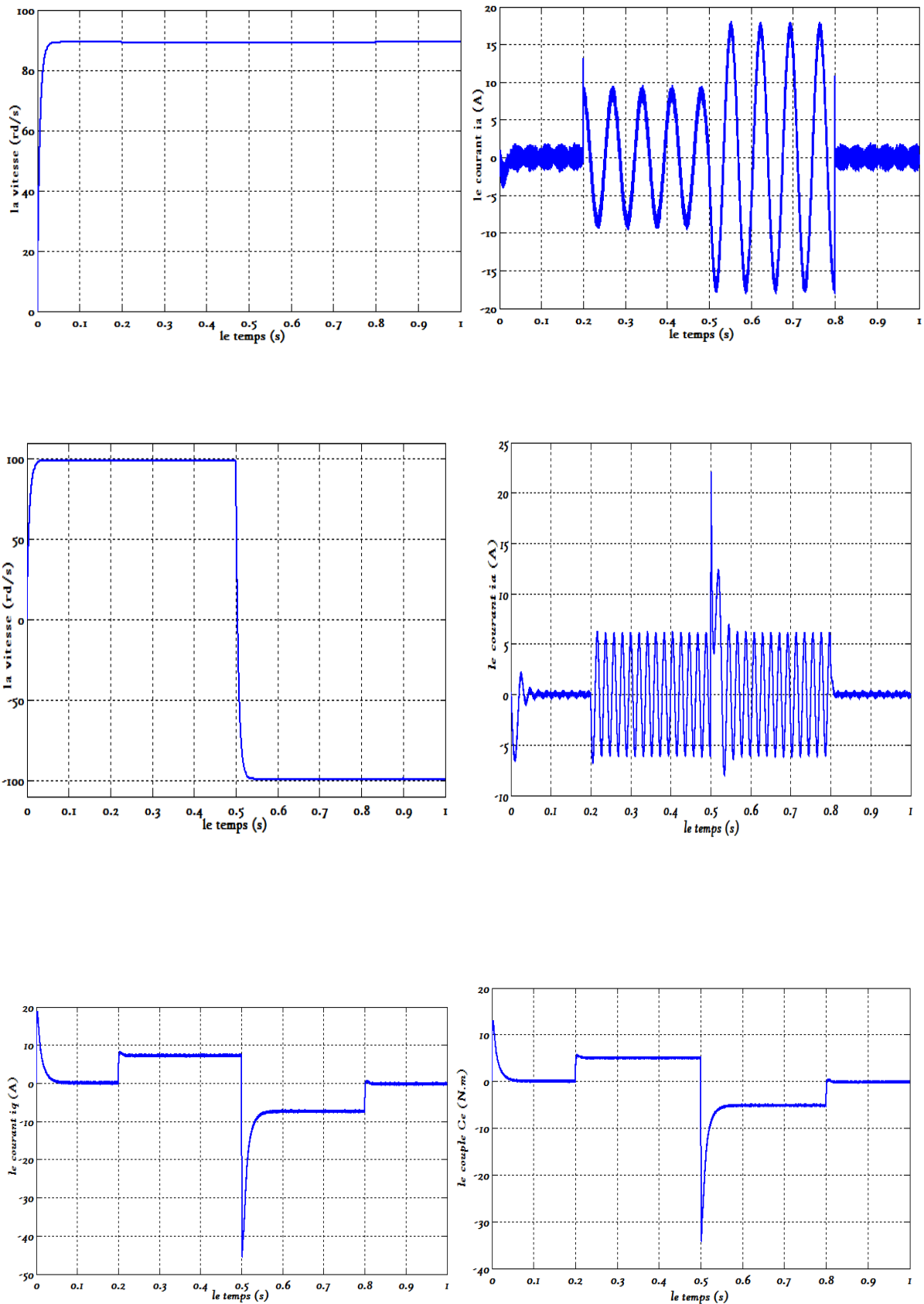


Figure (IV.15) : Résultats de simulation pour D'inversion de sens de rotation

➤ **Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation**

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{\text{réf}}=100(\text{rad/s})$ à $\Omega_{\text{réf}} = -100$ (rad/s) à $t=0.5\text{s}$. Cependant, on introduit à l'instant $t=0.2\text{s}$ un couple de 5N.m après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant $t=0.5\text{s}$. Ensuite on applique un couple de 10N.m à $t=0.7\text{s}$. qu'on annule à l'instant $t=0.9\text{s}$ La figure (IV.15) montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

IV. 8 Conclusion :

Dans ce chapitre on a établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec cette commande, on a obtenu un modèle découplé de la machine et permettant un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI .Les résultats de simulation obtenus montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement. Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation



Conclusion générale



CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec un onduleur MLI triphasée.

Au début de ce mémoire on a vu le premier chapitre qui présente la machine synchrone à aimants permanents, ça structure ces composants, caractéristiques des aimants et différents types des rotors puis on a vu ces différents types d'alimentations.

Dans le deuxième chapitre on a abordé la modélisation des machines synchrones à aimants permanents Association d'un Convertisseur en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le , leurs comportement dynamique. On a pu aussi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant, commandée en tension dans le repère de Park liée au rotor.

On a étudié aussi l'alimentation de la machine à partir d'un convertisseur de fréquence. Il s'agit d'un onduleur de tension avec l'application de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) sinus-triangle.

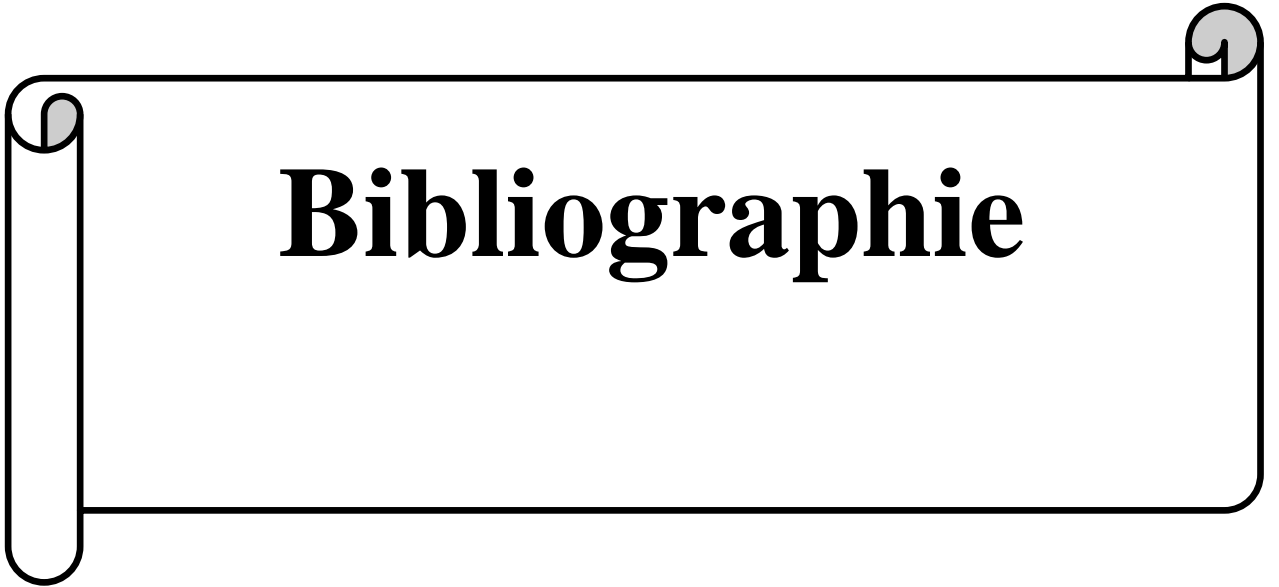
Dans le troisième chapitre ,on a presente la commande Dtc et commande Dtc logique floue et en peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

dans ce chapitre nous somme etudier la commande DTC classique avec un régulateur PI et avec un contrôleur flou (DTC flou) .

Dans la quatrième chapitre, on a présenté la stratégie de la commande vectorielle.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi.

D'après ce travail et ces différents résultats de simulation obtenus on distingue que la commande vectorielle donne une bonne performance dynamique au système grâce aux différents régulateurs classiques

A stylized scroll graphic with a black outline and a light gray shadow on the left side, containing the title text.

Bibliographie



Bibliographie

- [1] **A. KADDOURI**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **G.LACOMBE**, " Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [3] **R. LATEB**, " Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
- [4] **B.TOUNSI**, " Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- [5] **G. LACROUX**, " Les Aimants Permanents ", TEC et DOC, Lavoisier, 1989.
- [6] **PH. LAMELOT, J.GUEZEL**, " Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes " , Technologie et Innovations, 2007.
- [7] **M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE**, " Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique ", Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.
- [8] **H. SCHAWAB**, " Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement ", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [9] **H.YANTOUR**, "Software de contrôle et architecture hardware d'un actionneur électrique pour véhicule électrique " PFE, USTHB, 2002.
- [10] **R. MANAJEMY**, " Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives " , Doctor of philosophy in Electrical Engineering ; Blacksburg, Virginia, 2000.
- [11] **F. BOUCHAFAA**, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

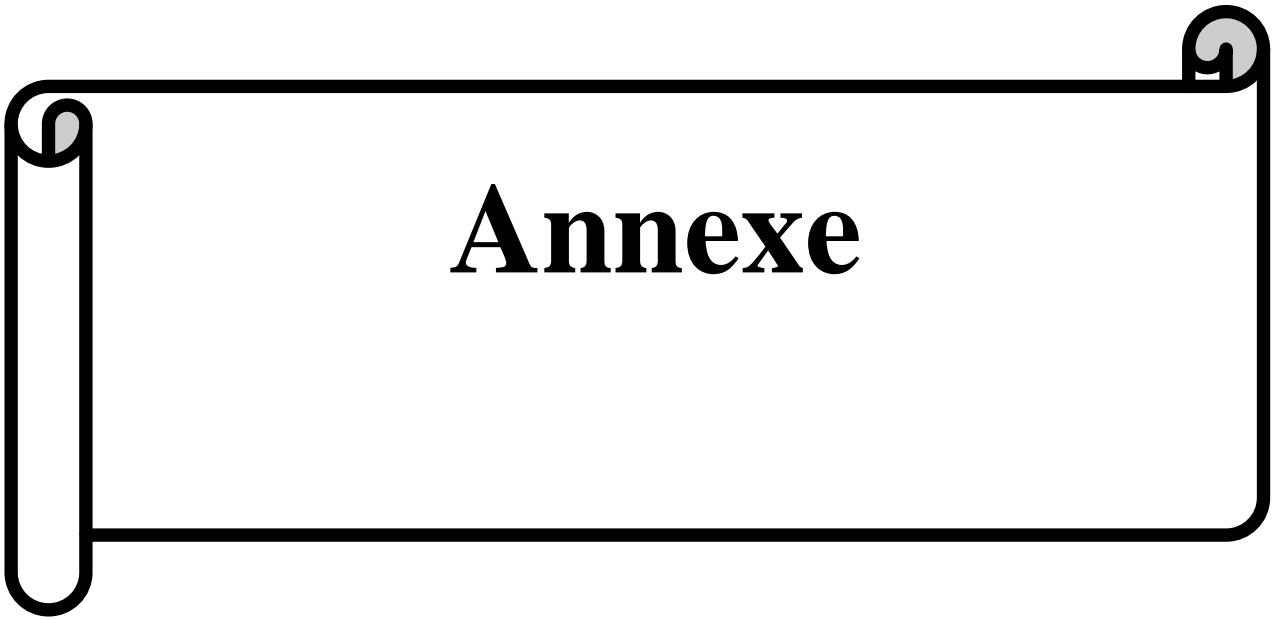
-
- [12] **M. SC. DARIUSZ ŚWIERCZYŃSKI**, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [13] **M. A. FERREIRA. DE SOUSA**, " Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [14] **A.KADDOURI**, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov.2000
- [15] **S. BARIS OZTURK**, " Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM using Hall-Effect Sensors ", thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [16] **A. AMEUR**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [17] **G. SEGUIER**, " Électronique de puissance", 7e édition, p : 290, 291, 292, Dunod, Paris, 1999.
- [18] **BABAK NAHID MOBARAKEH**, " Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machine Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification en Ligne des Parametres ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.
- [19] **R. AZAIZIA**, " Etude et commande d'une machine asynchrone a doublé alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux", Thèse de magistère, Université de Boumerdes, 2008.
- [20] **A. NAIT SEGHIR**, " Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [21] **A. GOLEA**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [22] **T. REKIOUA**, " Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP "
- Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [23] **L. BENALIA**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentes ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[24] **M. S. MERZOUG**," Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.

[26] **F. BOUCHAFAA**," Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

[27]**Mesloub Hayette**. Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, universite Biskra 2016

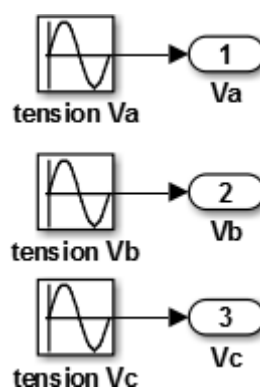
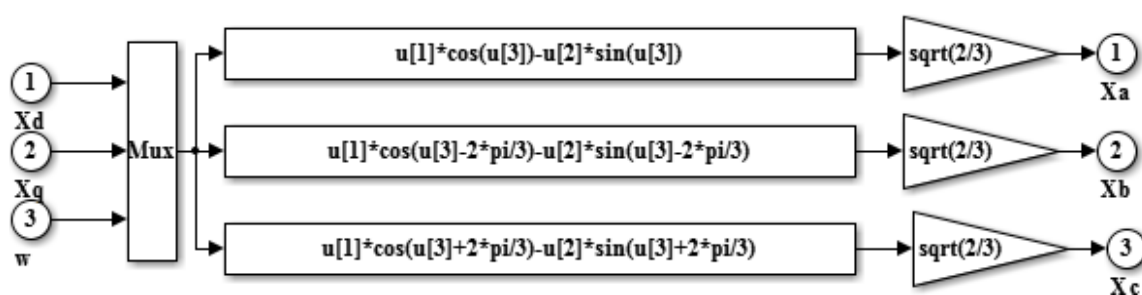
[28] Analyse et Synthèse des Structures de Contrôle Vectorielle Classique associées au Couple de Charge,Application au Moteur Synchrone à Aimants Permanents
5th International Conference on Electrical Engineering 27 - 29 October 2008



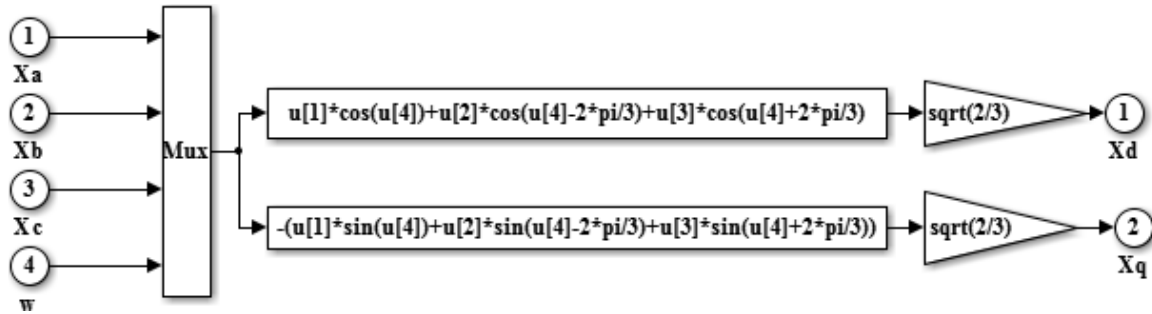
Annexe A**A. 1 paramètre de la MSAP :**

Les paramètres de la MSAP utilisée est donnée par le tableau suivant :

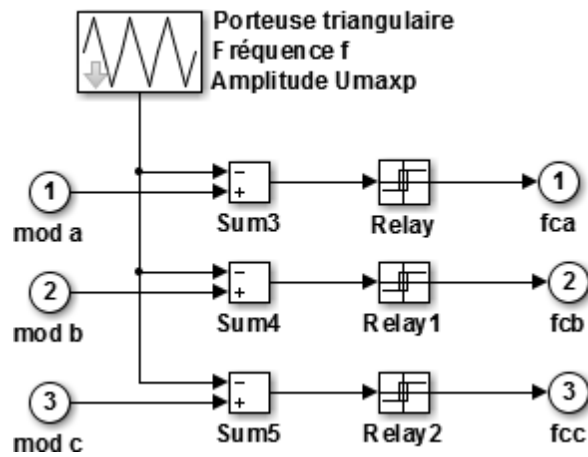
Paramètres	Valeurs
Fréquence [Hz]	50
Tension d'alimentation [V]	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique [Ω]	1.4
Inductance longitudinale L_d [H]	0.0066
Inductance transversale L_q [H]	0.0058
Flux d'aimant [Wb]	0.1546
Moment d'Inertie [Kg.m^2]	0.0176
Vitesse de rotation nominale [rad/s]	104.71
Coefficient de frottement [Ns /rd]	0.000388
	18

Annexe B**B.1 bloc de simulation de source de tension :****B.2 Block de simulation de transformation de Park inverse :**

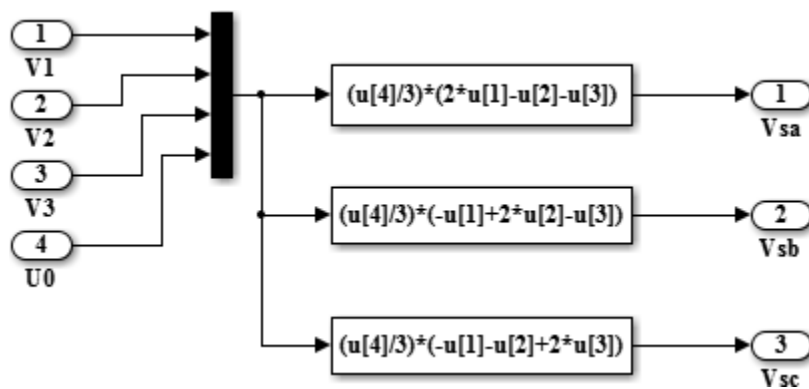
B. 3Block de simulation de transformation de Park :



B. 4Block de simulation de commande MLI :



B. 5Block de simulation d'onduleur de tension :



B. 6Block de simulation de commande vectorielle :