

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Electromécanique
Spécialité : Electromécanique
Thème

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Présenté Par :

Mr BOUHADJAR Abderrahmane

Mr AMRIOU Walid

Devant le jury composé de :

MrZ. AYACHE M A A UAT.B.B (Ain Temouchent) Président

Dr K. Mendaz M C B UAT.B.B (Ain Temouchent)Examineur

Dr.A. ATTOU M C A UAT.B.B (Ain Temouchent)Encadrant

Année universitaire 2022/2023

Dédicace

Ce travail qui marque la fin de mes études pour l'obtention de mon diplôme de master 02, c'est le moment pour moi de partager cette joie avec les êtres qui me sont les plus chers dont beaucoup sont des guides pour la réussite de mes études.

*A ma très chère mère qui m'a soutenue durant toute ma vie grâce à son amour,
son affection et sa patience.*

*A mon très cher père qui grâce à ses sacrifices je suis devenu ce qui j'ai
toujours souhaité.*

A mes soeurs qui ne cessent de s'inquiéter pour me voire heureux.

A toute ma famille BOUHADJER .

Abderrahmane

Dédicace

Rien n'est aussi beau à offrir que le dévouement d'un labeur qu'on dédie du fond du cœur à ceux qu'on aime et qu'on apprécie en exprimant la gratitude et la reconnaissance durant toute Notre existence.

A mon idole, mon ange gardien, la femme qui m'a remis au gout du jour pour devenir celle que je suis aujourd'hui, ma mère Rabea.

A l'âme protectrice, qui a toujours veillé pour mon bien, mon père Hamid.

Aux prunelles de mes yeux, mes chères sœurs Hanane et Asma.

A mes oncles et tantes, et tous les membres des familles Amriou et Amamra.

A mon cher binome et compagnon dans ce parcours Abderrahmane.

A ceux qui se sont sacrifiés, et se sont donnés pour les études et dont je rends un vibrant hommage.

Walid

Remerciement

Ce mémoire est le résultat d'un travail de longues recherches rudes.

En préambule, Nous adresserons nos remerciements à dieu soubhanouu wa talaa de nous avoir guidé à élaborer ce travaille, ainsi notre reconnaissance envers les personnes avec lesquelles nous avons pu échanger et qui nous ont aidé pour la rédaction de ce mémoire.

Nous remercions nos très chers parents qui ont toujours été là pour nous.

Nous tenons à exprimer tous nos reconnaissance à mon directeur de mémoire monsieur Attou Amine , nous le remercions de nous avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé nos réflexions et ont accepté à nos rencontrer et répondre à nos questions durant mes recherches.

Enfin, Nous remercions toutes et tous mes sœurs et nos amis pour leur sincère amitié et confiance, et à qui nous disons nos reconnaissances et nos attachements.

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

MSAP : machine synchrone à aimants permanents.

MCC : machine à courant continu

$f.e.m$: force électromotrice

FMM : force magnétomotrice

(abc) : modèle réelle de la machine triphasé.

(d, q) : modèle de Park.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

φ_f, φ_{sf} : flux engendré par les aimants.

R_s : la résistance statorique.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

J : Moment d'inertie.

f_r : Le coefficient de frottement.

ω : Vitesse mécanique

I_d : courant de l'axe d.

I_q : courant de l'axe q.

v_s : Latensions statoriques.

i_s : courants statoriques.

L_{ss} : L'inductance du stator.

θ : Angle électrique.

$X_{a,b,c}$: composante réel dans le repère abc.

u_r : La tension de référence.

u_p : La tension de porteuse

$S(t)$: le signal MLI résultant.

m : L'indice de modulation

f_p : la fréquence de la porteuse

r : le taux de modulation

e_d et e_q : termes de découplages.

S : Opérateur de Laplace.

V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d »

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Facteur d'amortissement.

Sommaire

Introduction générale	01
Chapitre I : Généralités sur MSAP	
I.1.Introduction.....	02
I.2.Présentation de la machine synchrone a aimant permanent.....	02
I.2.1.Constitution de la MSAP	03
I.3.Principe et modes de fonctionnement	04
I.4.Structure des inducteurs des machines à aimants permanents.....	05
I.4.1.Structure sans pièce polaire (SPP)	05
I.4.2.Structure avec pièces polaire (APP)	06
I.5.Les aimants permanents	06
I.5.1.Choix d'aimants permanents utilisés pour le MSAP	07
I.6.Avantage des machines synchrones à aimants permanents.....	08
I.7.Domaine D'application.....	08
I.8.Conclusion	08
Chapitre II : Modélisation de l'ensemble convertisseur –MSAP	
II.1.Introduction.....	09
II.2.Hypothèses simplificatrices.....	09
II.3.Modélisation de la MSAP	10
II.3.1.Mise en équation de la MSAP.....	10

II.3.2.Mise en équation de la MSAP en diphasé	11
II.3.3.Modélisation de la MSAP dans le repère de Park	14
II.3.4.Mise sous forme d'équation d'état	15
II.4.Modélisation Convertisseur statique	16
II.4.1.Les redresseurs (AC/DC) (alternatif- continu)	17
II.4.2.Modélisation du filtre	18
II.4.3.Les onduleurs (DC-AC) (continu-alternatif)	18
II.5.Modélisation de l'onduleur de tension	18
II.6.Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI.....	21
II.7.Résultats de simulation	23
II.7.1.Interprétation de résultats	24
II.8.Conclusion	24

Chapitre III: La Commande vectorielle du MSAP

III.1.Introduction.....	25
III.2.La commande vectorielle	25
III.2.1.Principe	26
III.3.Les Avantages de la commande vectorielle.....	27
III.4.Technique de découplage.....	27
III.4.1.Découplage par compensation.....	27

III.5.Détermination des régulateurs.....	30
III.5.1.Description du système global.....	30
III.5.2.Calcul des régulateurs.....	34
III.5.3.Régulation de vitesse.....	34
III.5.4.Limitation des courants.....	36
III.6. Schéma global de simulation.....	38
III.7.Résultat de simulation.....	38
III.8.Interprétation des résultats.....	39
III.8.Conclusion.....	40
Conclusion générale.....	41
Référence bibliographique.....	42
Annexe.....	44

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur MSAP

Figure I.1 : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents.....	03
Figure I.2 : Schéma de bobinage statorique.....	03
Figure I.3 : Schéma de rotor.....	04
Figure I.4 : Aimants plan convexe	05
Figure I.5 : Aimants périphériques en surface.....	05
Figure I.6: Aimants à concentration du flux.....	06
Figure I.7 : Aimants sous les pièces polaires.....	06
Figure I.8: aimants permanents utilisés pour MSAP.....	07

Chapitre II : Modélisation de l'ensemble convertisseur –MSAP

Figure II.1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	10
Figure II.2: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère(d, q).....	12
Figure II.3: Le modèle de la machine dans le repère de Park.....	16
Figure II.4 : Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension	17
Figure II.5: redresseur.....	17
Figure II.6 : Représentation d'un filtre passe- ba.....	18
Figure II.7 : Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé.....	19

Figure II.8 : Principe de la commande MLI (sinus-triangle).....22

Figure II.9 : comportement de l'ensemble onduleur-MSAP avec application de la Charge $C_r=2(Nm)$ entre [3 5] (s)..... 23

Chapitre III: La Commande vectorielle du MSAP

Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle.....26

Figure III.2 : Description du couplage.....28

Figure III.3 : Principe de découplages par compensation.....29

Figure III.4 : Structure générale (machine-découplage par compensation).....29

Figure III.5: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension commandée par orientation du flux.....30

Figure III.6: Régulateur PI.....31

Figure III.7 : Boucle de régulation du courant i_q32

Figure III.8 : Boucle de régulation du courant i_d33

Figure III.9: Boucle de régulation de vitesse.....34

Figure III.10 : Boucle de régulation de vitesse.....35

Figure III.11 : Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.....36

Figure III.12 : Régulateur PI avec anti-windup.....37

Figure III.13 : Schéma globale de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).....38

Figure III.14 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP avec réglage classique (PI)..... 39

Introduction générale :

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Les machines à courants alternatif possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement minimal, une fiabilité accrue, un coût de construction plus réduit et une vitesse de fonctionnement élevée. Parmi ces machines, La machine synchrone à aimants permanents (MSAP). [1], [2].

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.).Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.[3]

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine.

La commande vectorielle permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire. [4]

Ce mémoire est scindé en trois chapitres :

Le premier chapitre concernera les caractéristique générale des principaux matériaux pour aimants permanents, puis nous présentons les différents structure des inducteurs des MSAP . A la fin du chapitre, on citer les avantages des machines synchrone à aimants permanents et leurs domaines d'application.

Le second chapitre sera consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent des phénomènes électromagnétique. moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est données dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de PARK .L'association convertisseur machine et aussi donnée et validé par simulation .

Le troisième chapitre décrit le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Chapitre I

Généralités sur MSAP

I.1.Introduction :

Les machines synchrones représentent aujourd'hui une grande partie du marché des convertisseurs d'énergie électromécaniques et couvrent une très large gamme de puissance qui s'étend de quelques Microwatts, jusqu'à un Gigawatt environ. Les fortes puissances restent le domaine réservé de la production d'électricité. [1]

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces derniers ont avérés expansifs ces dernières années.[2]

Ils ont été adoptés dans de plusieurs applications de hautes performance telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelable, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et les hybrides, etc, pour toutes ces applications les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles.

L'absence des pertes au rotor, la robustesse et la puissance massique élevée favorisent l'utilisation de plus en plus des machines synchrones à aimants permanents dans la variation de vitesse. [3]

I.2.Présentation de la machine synchrone à aimant permanent :

Depuis quelques décennies, l'utilisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) est en constante progression dans de nombreux secteurs industriels.

En effet, l'avènement, dans les années 1980, de nouveaux matériaux magnétiques plus performants (de type Samarium-Cobalt ou Néodyme-fer-Bore) pour la conception des aimants permanents, rendent les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines (machines à courant continu (MCC), machines synchrones à rotor bobiné ou machines asynchrones). De plus, les progrès technologiques parallèlement réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ont élargi le spectre des performances en termes de dynamique et de puissance contrôlable, permettant à la MSAP d'occuper une place importante dans les applications à vitesse variable.[4]

I.2.1. Constitution de la MSAP :[5]

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.



Figure I.1 : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents

a) Le Stator :

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés.

Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase.

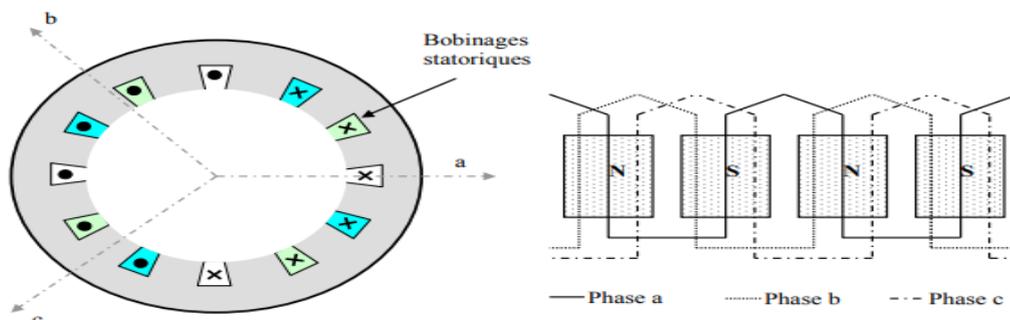


Figure I.2 : Schéma de bobinage statorique

b) Le Rotor :

Le rotor est quant à lui constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées tout d'abord par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau liée au procédé de fabrication. Les aimants permanents peuvent être montés en surface ou insérés dans le rotor.

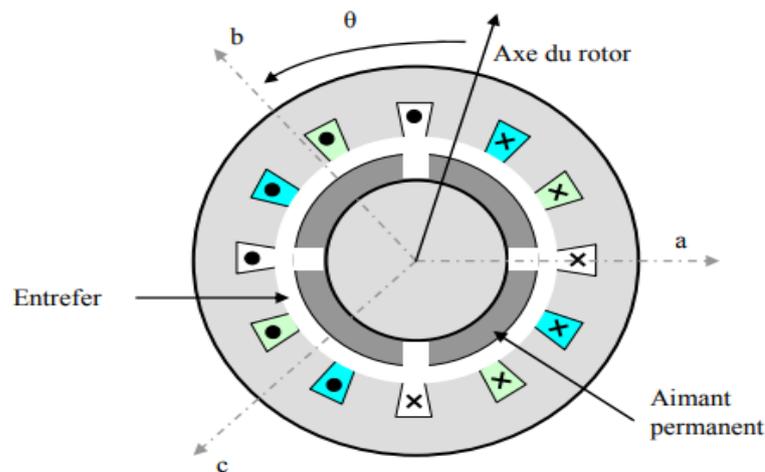


Figure I.3 : Schéma de rotor

I.3.Principe et modes de fonctionnement :

Les courants statoriques créent dans le stator un champ magnétique tournant de même fréquence que les courants statoriques. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Les aimants permanents (semblable à des enroulements alimentés par un courant continu) n'ont pas besoin d'être alimentés. Le champ magnétique ainsi créé cherche en permanence à s'aligner avec celui du stator. La machine est dite synchrone car elle tourne à la même vitesse que le champ statorique.

I.4. Structure des inducteurs des machines à aimants permanents :[7]

Selon leur inducteurs, on distingue principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents, celles à pôles lisses (sans pièces polaires) et celles dites à pôles saillants (avec pièces polaires).

I.4.1. Structure sans pièce polaire (SPP) :

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. La frette doit être amagnétique et éventuellement non conductrice si on veut éviter la circulation de courants induits par les harmoniques de l'alimentation. Son épaisseur s'ajoute à l'entrefer mécanique de sorte que l'épaisseur des aimants doit être suffisante afin de fournir un niveau d'induction voulu dans l'entrefer.

Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante le long de l'entrefer. L'inductance est donc constante et de faible valeur en raison de la perméabilité de l'aimant souvent proche de μ_0 s'ajoutant à un entrefer assez large pour loger la frette sur les rotors intérieurs. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

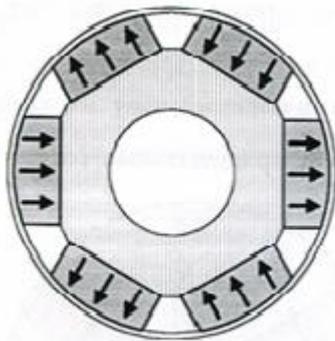


Figure I.4 : Aimants plan convexe

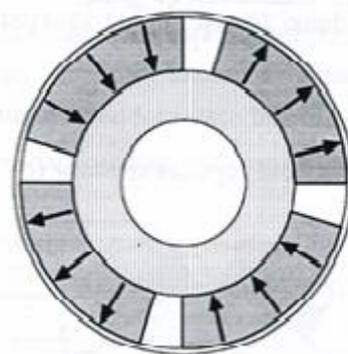


Figure I.5 : Aimants périphériques en surface

I.4.2. Structure avec pièces polaires (APP) :

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.

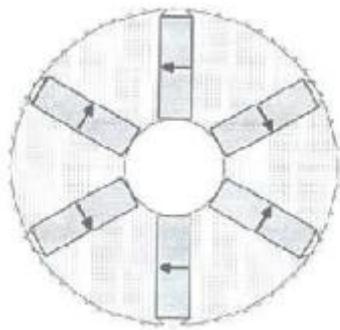


Figure I.6 : Aimants à concentration du flux

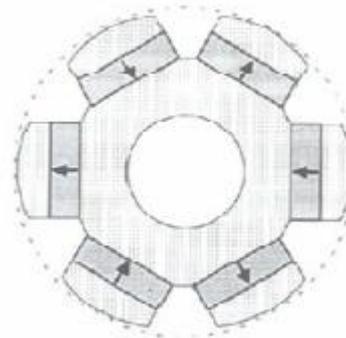


Figure I.7 : Aimants sous les pièces polaires

I.5. Les aimants permanents : [7]

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ($AFe_{12}O_{19}$ ou $A=Ba, Sr, Pb, \dots$).

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur.

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure. Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction H_{cb} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

I.5.1. Choix d'aimants permanents utilisés pour le MSAP : [7]

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **TERRES RARES** tels que les Samarium-Cobalt 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 leur composition.
- Les **NEODYME-FER-BORE** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

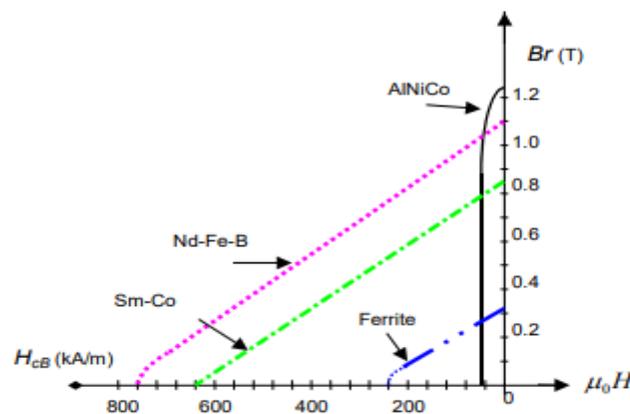


Figure I.8: aimants permanents utilisés pour le MSAP

I.6. Avantage des machines synchrones à aimants permanents :[1]

- Couple volumique et puissance massique importants permettant l'utilisation de machines au design plus compact : caractéristiques très recherchées pour des applications embarquées.
- Rendement plus élevé grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques. Ainsi, le rotor n'a pas besoin d'être alimenté ce qui diminue les pertes (absence de pertes joules).
- Fiabilité de la machine en raison de l'absence de bagues et de balais.
- Simplicité de conception et d'entretien due également à l'absence de bagues et de balais.
- Performance dynamique élevée grâce à une densité de flux importante dans l'entrefer.
- Simplicité de contrôle en fonctionnement générateur avec notamment l'absence de régulation de vitesse et de tension.

I.7. Domaine D'application :[8]

- 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), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction.
- 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.

I.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté principalement la machine synchrone à aimant permanent, sa constitution fondamentale , puis on a élaboré les types de machines synchrones à aimant permanent vis-à-vis la structure de leur rotor , par la suite on a envisagé quelques aspects structurels des différents types d'aimants permanents ainsi que leurs propriétés , comme on a mis en faveur les avantages et les inconvénients apporté par la machine dans ses différents domaines d'application.

Chapitre II

Modélisation de l'ensemble convertisseur –MSAP

II.1.Introduction :

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance. [9]

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

II.2.Hypothèses simplificatrices :[1]

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le FMM créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température..

II.3.Modélisation de la MSAP :

II.3.1.Mise en équation de la MSAP en triphasé :[9]

II.3.1.a .Equation électrique :

La figure II.1 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

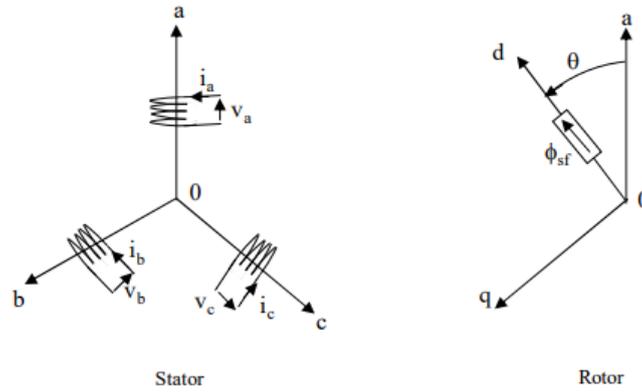


Figure II.1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

A partir de la figure II.1, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{II.2})$$

où :

$$[v_s] = [v_a \quad v_b \quad v_c] : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

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

$$[\varphi_{sf}] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c] : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

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

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

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

II.3.1.b. Equation électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i]^T \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) [i] \quad (\text{II.3})$$

II.3.1.c. Equation mécanique :

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \omega_r \quad (\text{II.4})$$

C_r : Couple résistant.

J_m : le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine charge.

f_r : Le coefficient de frottement.

ω_r : La vitesse de rotation du rotor.

II.3.2. Mise en équation de la MSAP en diphasé :

II.3.2.1 . Principe de la transformation de Park :

Les équations obtenues dans le repère abc sont fortement non linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor Θ . ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes $d-q$ ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements de phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes ($d-q$) tournant à une vitesse ω par rapport au stator.

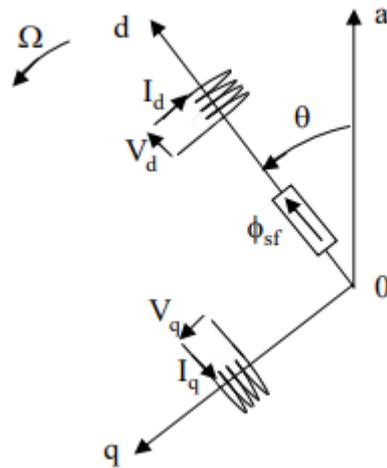


Figure II.2 :Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

a) Passage direct : triphasé au diphasé

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

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$[p(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

X_0 : La composante homopolaire ajoutée pour rendre la transformation réversible elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

b) Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [X_{dq0}] \quad (\text{II.7})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.3.2.2. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia permet de transformer un système triphasé quelconque en un système équivalent formé de trois grandeurs orthogonales.

La transformation directe de Concordia est définie par la matrice $[C]$ appelée matrice de transformation directe ; donnée par l'équation :

a) Passage direct : triphasé au diphasé

La transformation de Concordia est un cas particulier de la transformation de Park où l'angle $p\theta$ est nul. Il s'agit donc d'une transformation statique qui s'exprime par la relation.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

b) Passage inverse : diphasé au triphasé

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de PARK et CONCORDIA afin de conserver la puissance pendant le passage entre les deux référentiels.

II.3.2.3. passage du repère (d, q) au (α, β) :[1]

La matrice de rotation qui permet le passage du repère (α, β) lié au stator vers le repère (d, q) lié au rotor.

$$\rho(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.3.3. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park :

II.3.3.a. Equations électriques :

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :
Expressions des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p \cdot \omega_r \cdot \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p \cdot \omega_r \cdot \Phi_d \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_{sd} \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.3.3.b. Equation électromagnétique :

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

$$c_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \Phi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{II.16})$$

II.3.3.c. Equation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega = C_e - C_r \quad (\text{II.17})$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg. M^2).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m. s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

ω : Vitesse mécanique (rad/s).

II.3.4. Mise sous forme d'équations d'état :

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation Φ_{sf} comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variables d'état. A partir des équations (2.14), (2.15), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$[X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{II.18})$$

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: Matrice d'entrée.

[V]: Vecteur de commande.

[X]: Vecteur d'état (posons, $[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & p\omega \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -p \frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

A partir de (II.16), (II.17) et (II.19), le modèle de le MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la figure :

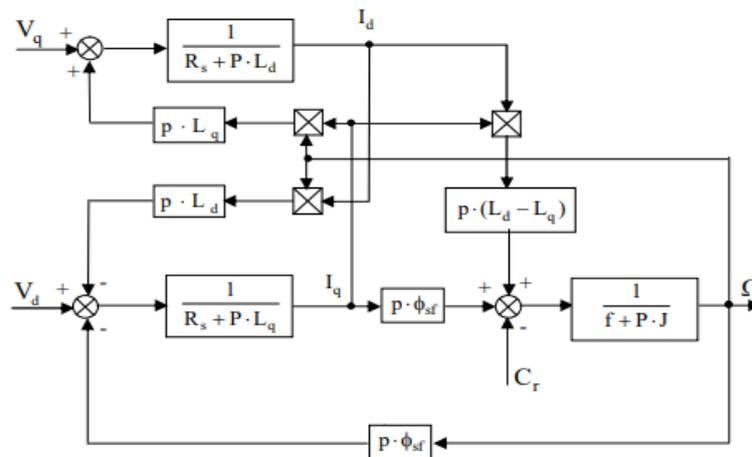


Figure II.3: Le modèle de la machine dans le repère de Park.

II.4.Modélisation Convertisseur statique :[10]

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux :

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une machine synchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique .Par conséquent, pour ce donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

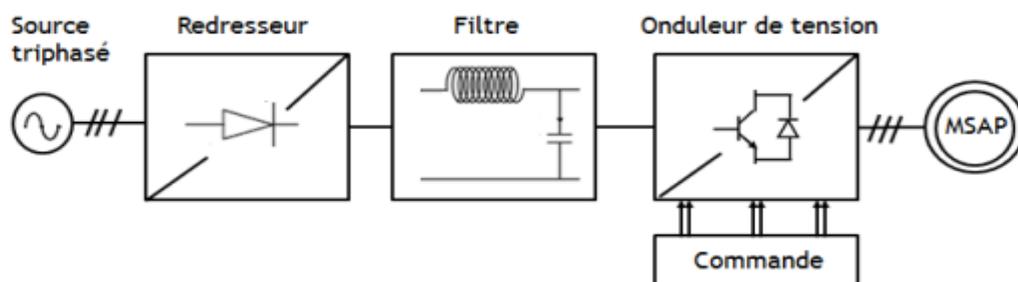


Figure II.4 :Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension.

II.4.1. Les redresseurs (AC/DC) (alternatif- continu) :[11]

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure suivante.

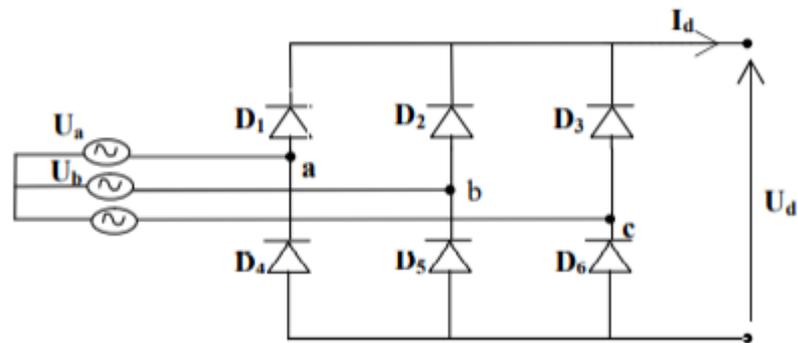


Figure II.5: redresseur

II.4.2. Modélisation du filtre :[10]

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (L C) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par la (figure II.6) :

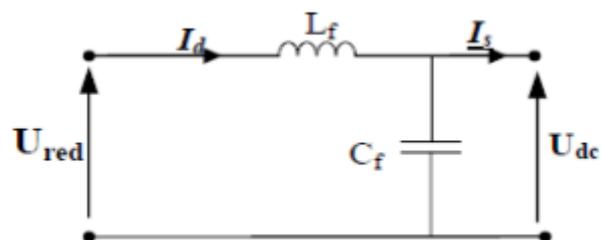


Figure II.6 : Représentation d'un filtre passe-bas

II.4.3. Les onduleurs (DC-AC) (continu-alternatif) :[12]

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale Transmise reste

déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, La machine synchrone à aimants permanents.

II.5. Modélisation de l'onduleur de tension :[13],[14]

Dans notre travail nous avons choisi l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du MSAP.

Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur. Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur.[14]

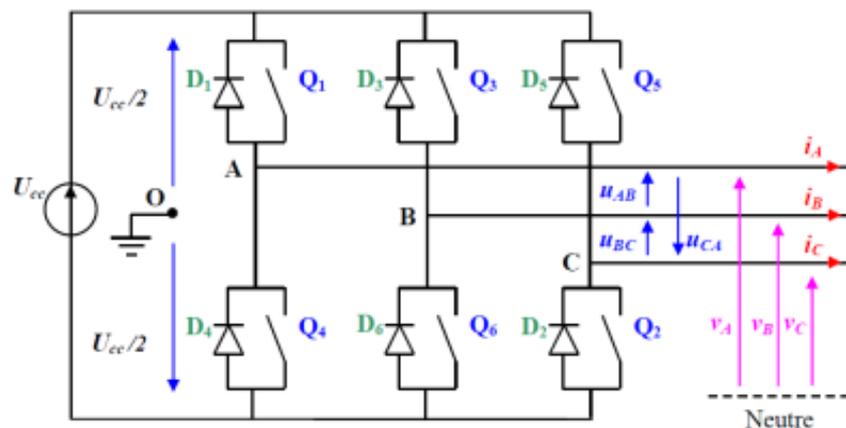


Figure II.7 :Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples son :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\begin{cases} U_{av} - U_{ca} = 2 \cdot V_a - (V_b + V_c) \\ U_{bc} - U_{ab} = 2 \cdot V_b - (V_a + V_c) \\ U_{ca} - U_{bc} = 2 \cdot V_c - (V_a + V_b) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Sachant que les tensions v_a, v_b, v_c forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 3 \cdot v_a \\ U_{bc} - U_{ab} = 3 \cdot v_b \\ U_{ca} - U_{bc} = 3 \cdot v_c \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

D'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} \cdot (u_{ab} - u_{ca}) \\ v_b = \frac{1}{3} \cdot (u_{bc} - u_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3} \cdot (u_{ca} - u_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B,C et le point milieu fictif O sont alors donnée par :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3} \cdot (-v_{ao} + 2 \cdot v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3} \cdot (-v_{ao} - v_{bo} + 2 \cdot v_{co}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande i , avec ($i = A, B, C$) et telle que :

- Si $= +1$, si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert.
- Si $= -1$, si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B et S_C qui représentent les signaux de commande des interrupteurs.

Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

La configuration de puissance restant identique pour les fonctionnements en onduleur et en redresseur, le modèle mathématique obtenu reste valide pour les deux modes de fonctionnement.

II.6.Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI :[15]

Le principe général de la commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f_r 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, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } u_r \geq u_p \quad \rightarrow \quad S(t)=1 \quad \text{sinon } S(t)=0$$

u_r :La tension de référence.

u_p :La tension de porteuse.

$S(t)$: le signal MLI résultant.

La (Figure II.8), illustre le principe de cette commande

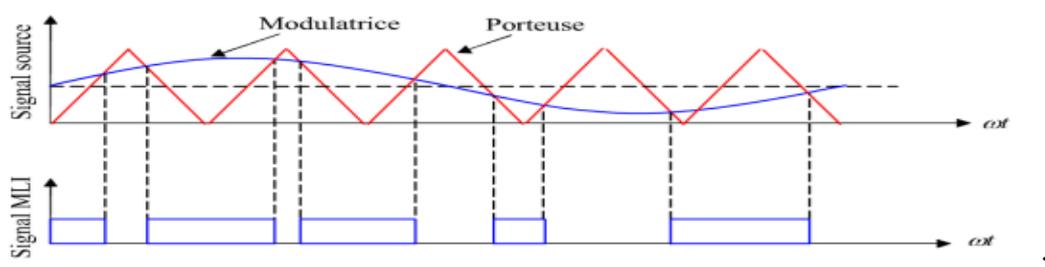


Figure II.8: : Principe de la commande MLI (sinus-triangle)

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r :

- L'indice de modulation " m " qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse (f_p) et la fréquence du signal de référence (f) :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.29})$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) " r " qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence u_r sur la porteuse u_p .

$$r = \frac{u_r}{u_p} \quad (\text{II.30})$$

Simulation numérique :

La figure (II.9) représente les résultats de la simulation de la machine de la machine avec l'ondulaire. La simulation a été effectuée sous le logiciel MATLAB/simulink traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents. A noté que les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

II.7.Résultats de simulation :

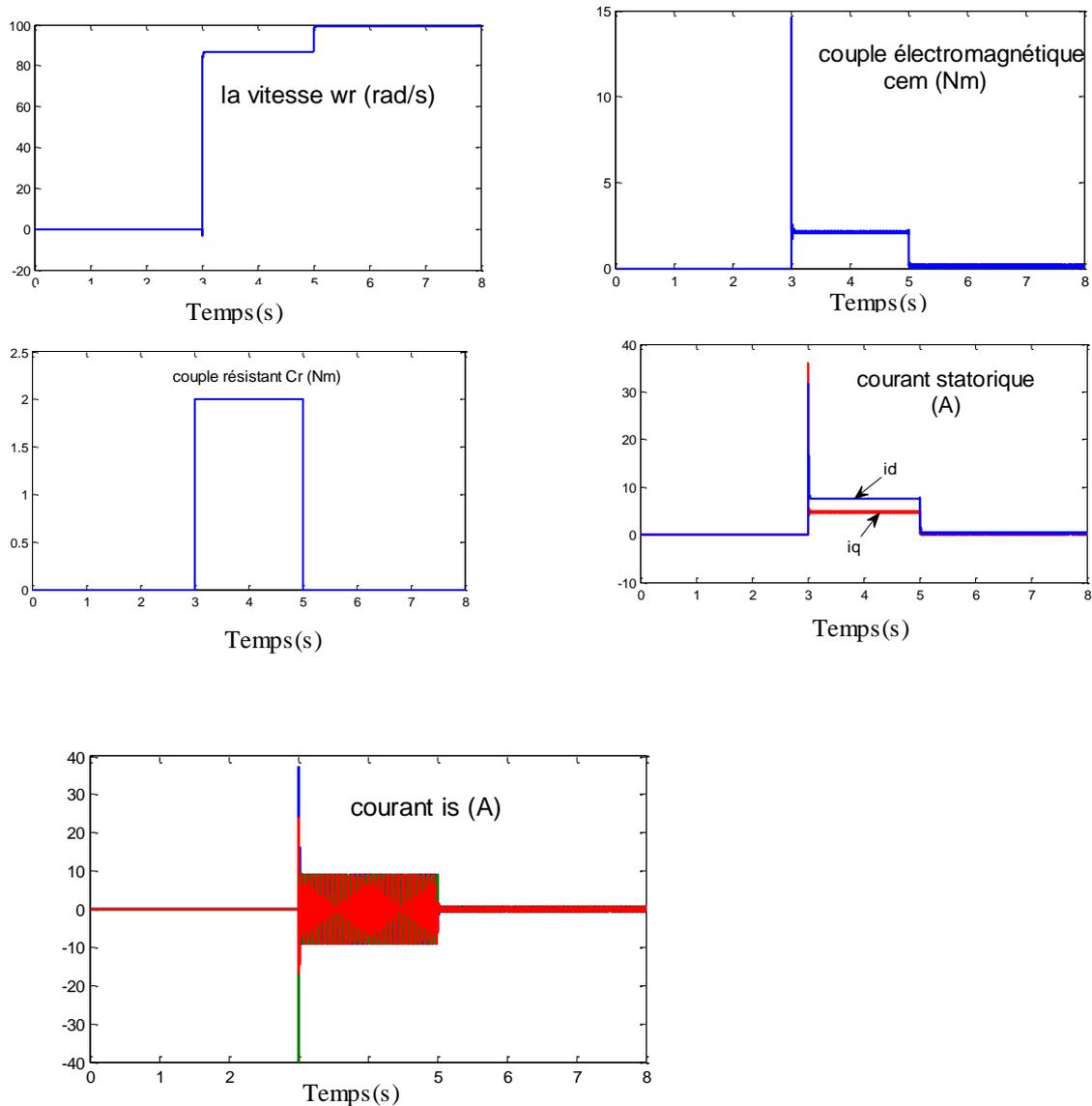


Figure II.9: Comportement de l'ensemble onduleur -MSAP avec application de la charge $C_r = 2$ (Nm) entre [3 5] (s)

II.7.1.Interprétation des résultats :

Les résultats de simulation donnés par la figure (II.9), représente la réponse des variables fondamentales de la machine synchrone à aimants permanents à savoir la vitesse ω_r , le couple Electromagnétique C_{em} et les courants (I_d I_q).

La machine est à vide pendant 3s entre l'instant $t=0s$ et $t=3s$.

Lorsque l'application de la charge, la machine génère un couple électromagnétique pour compenser cette demande, ce qui entraîne une augmentation du couple dans cette plage, une fois le couple revient à zéro et la vitesse se stabilise à sa valeur nominale $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$

Les courbes des courants I_d et I_q montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

La modélisation met en évidence un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc essentiel de trouver une méthode permettant de contrôler indépendamment ces composantes afin d'améliorer les performances en régime dynamique.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons élaboré la modélisation du système (convertisseur,MSAP) avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de Park, cette transformation nous a permis d'aboutir à un modèle simplifié facilitant .

Et en fin on a abordé le modèle du MSAP avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI-ST.

Et après les résultats de la simulation, qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes qui s'expliquent par un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande vectorielle de la MSAP

III.1.Introduction : [18]

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire qu'en régime permanent.

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

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 son amplitude et son retard par rapport à la *f.e.m*, ou bien ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature. Nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI-ST.

III.2.La commande vectorielle :[19]

La commande vectorielle des machines synchrones est la technique actuelle permettant l'obtention des dynamiques satisfaisant le plus grand nombre de cahiers des Charges. La stratégie de commande repose sur le modèle de Park de la machine et consiste à imposer le courant en quadrature I_q pour imposer le couple. Le courant I_d , quant à lui, sera déduit pour annuler la partie de l'équation due à l'anisotropie et minimiser les pertes joules. Il sera donc nul pour une machine à pôles lisses. La régulation s'effectue donc sur des grandeurs du référentiel tournant et donne la possibilité de placer les champs magnétiques statoriques de manière précise.

La structure de commande est décrite par le schéma figure suivant. Elle s'appuie principalement sur une connaissance de la position précise du champ magnétique statorique par la mesure de la position mécanique. Une fois cette mesure connue, les grandeurs électriques peuvent être changées de référentiel. La régulation des courants s'effectue dans le repère tournant, les tensions de commande déduites sont transformées en tensions triphasées et appliquées aux moteurs par une commande MLI.

III.2.1.Principe :

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 nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application. [20]

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents. la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature, qui traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu.

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct I_d nul) , indiquant un fonctionnement à un flux constant, égal au flux de l'aimant permanent Ψ_f et le courant statorique est réduit à la seule composant I_q :

($I_s = I_q$).Ce dernier commande le couple électromagnétique

($C_e = p i_q \phi_f$), qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) pour le réglage de la vitesse via la tension V_q , ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.[21]

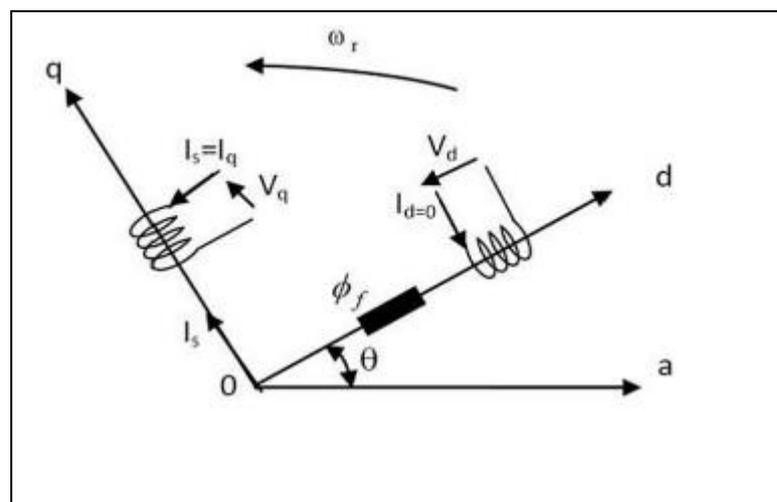


Figure III1 :Principe de la commande vectorielle

III.3. Les Avantages de la commande vectorielle :[22]

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

III.4. Technique de découplage :

Il existé plusieurs techniques de découplage, parmi c'est technique on a :

- a) Découplage par compensation.
- b) Commande vectorielle indirecte (FOC).
- c) Découplages par régulateur.

Nous exposons par la suite la première technique qui est l'objective de notre commande à étudiée en mettant l'accent sur les avantages et les inconvénients.

III.4.1. Découplage par compensation : [21]

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 possible 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.

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) - \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = P \omega_r \end{cases} \quad (3.1)$$

La figure suivante représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :

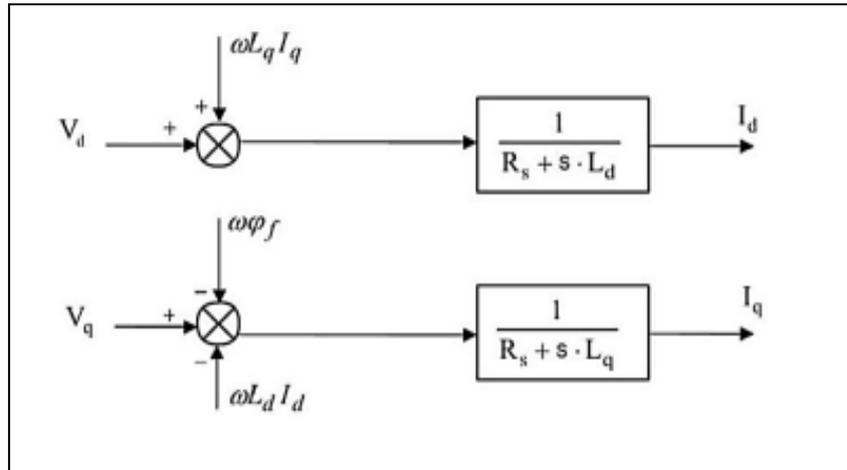


Figure III.2 :Description du couplage.

Les tensions V_d et V_q et dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q». On est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_d \\ e_q = \omega (L_d I_q + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

A partir des équations suivantes, on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + L_d \cdot s) I_d \\ V_{q1} = (R_s + L_q \cdot s) I_q \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

On aura donc un découplage entre les deux axes. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} . Les fonctions de transferts internes des courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (3.5)$$

S: Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous :

Avec :

V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d »

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

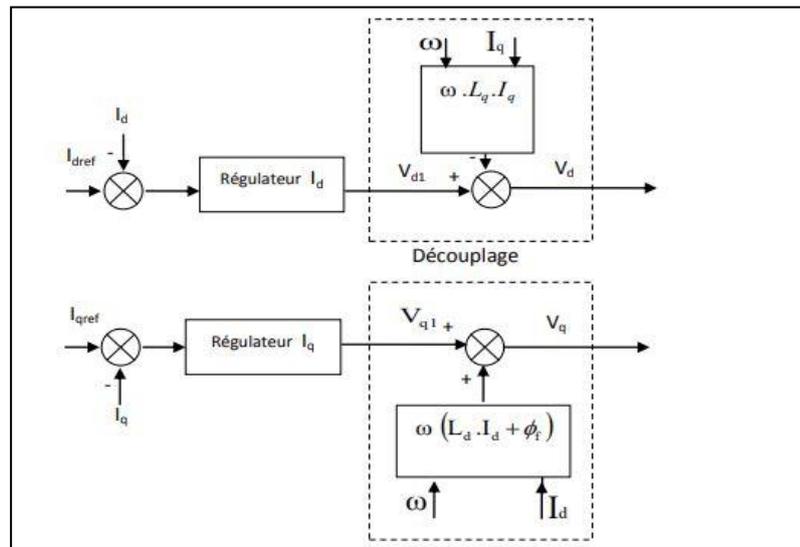


Figure III3 : Principe de découplage par compensation

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure suivante :

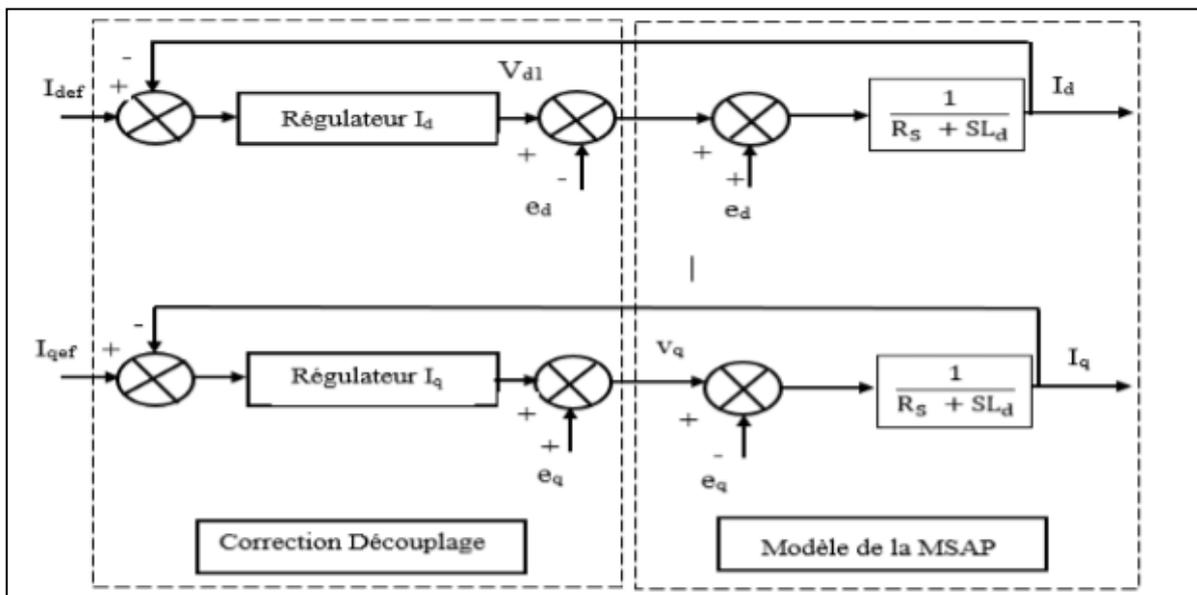


Figure III4 : Structure générale (machine-découplage par compensation)

III.5. Détermination des régulateurs :

III.5.1. Description du système global : [12]

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence v_{dref}, v_{qref} et par passage du repère (d, q), au repère ($\alpha \beta$) qui nous donne les deux tensions de référence v_{dref}, v_{qref} de la commande MLI de l'onduleur de tension .

La Figure III.5 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) :

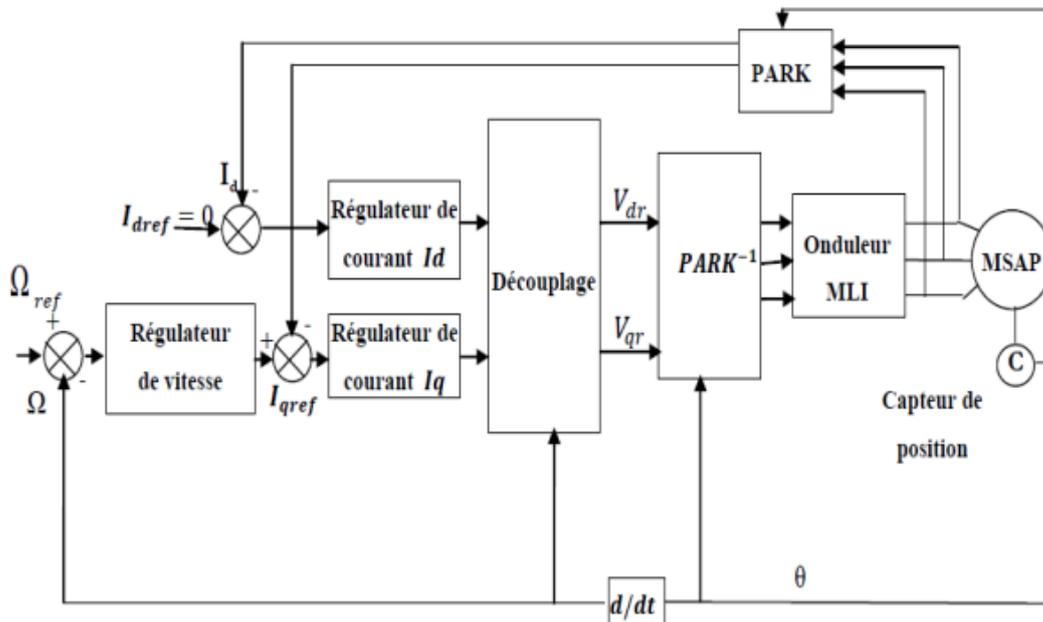


Figure III.5: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

III.5.2. Calcul des régulateurs : [12]

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type 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 régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure III.6. La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III6})$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{III7})$$

Où :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

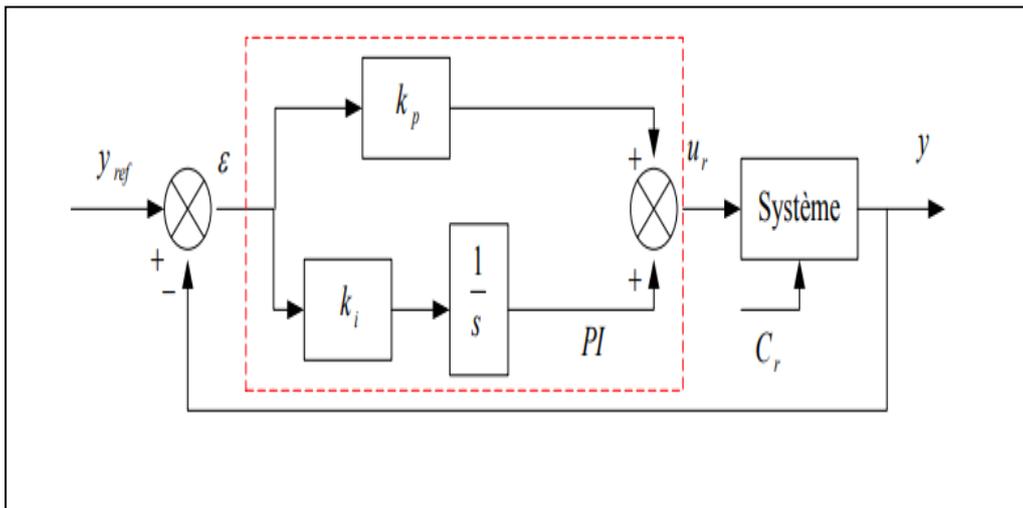


Figure III.6: Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left[K_p + \frac{K_i}{s} \right] \varepsilon \quad (\text{III8})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\text{PI} \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{III9})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{III10})$$

a) Régulation du courant i_q :

Selon les équations on aboutit au schéma de la Figure III.7:

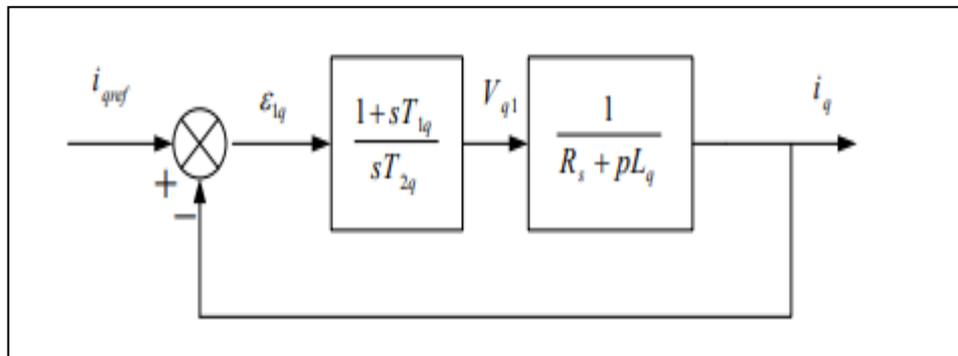


Figure III7 : Boucle de régulation du courant i_q

La fonction de Transfert en boucle ouvert (FTBO) de la Figure III.7 est :

$$\text{FTBO} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q} (R_s + sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left[1 + s \frac{L_q}{R_s} \right]} \quad (\text{III11})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III12})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III13})$$

Avec :

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation l'équation, se réduit à :

$$\text{FTBO} = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{III14})$$

La fonction de Transfert en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (\text{III15})$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_s T_{2q}} \quad (\text{III16})$$

L'équation peut être imposée de la forme $\frac{1}{s\tau_q}$ Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III17})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{III18})$$

Donc $T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s}$

T_r : Temps de réponse imposé.

En remplace dans les équations On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{III19})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III20})$$

b) Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

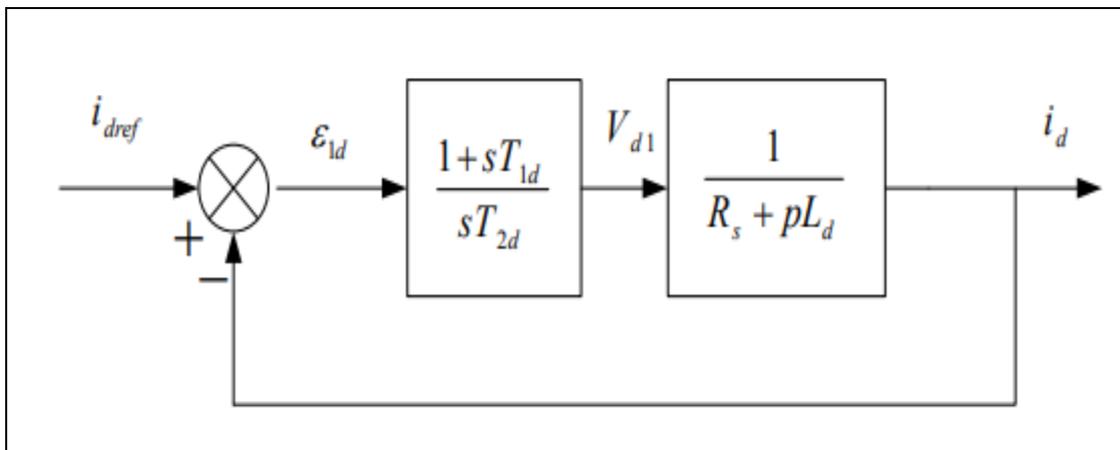


Figure III8 : Boucle de régulation du courant i_d

Le schéma de la Figure III9 peut être simplifié par la Figure III10 :

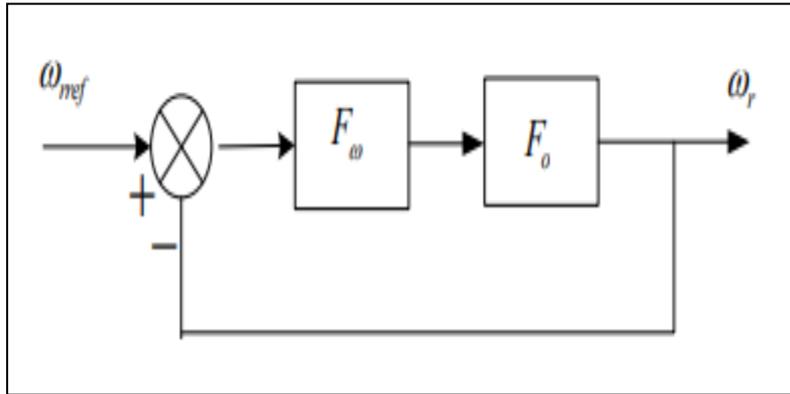


Figure III10 : Boucle de régulation de vitesse.

$F_\omega(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1+sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{III26})$$

Où :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{III27})$$

$F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$, est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{P\varphi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (\text{III28})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$\text{FTBF} = \frac{F_\omega F_0}{1+F_\omega F_0} \quad (\text{III29})$$

Après les calculs on trouve:

$$\text{FTBF}(s) = \frac{p\varphi_f(k_{p\omega}s+k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J+f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)s + p\varphi_f k_{i\omega}} \quad (\text{III30})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{p\omega})s + p\varphi_f k_{i\omega} \quad (\text{III31})$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (\text{III32})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre les équations on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\xi\omega_0 - f}{p\xi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2}{p\xi_f} \end{cases} \quad (\text{III33})$$

III.5.4. Limitation des courants : [22]

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande [u]. Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée. La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

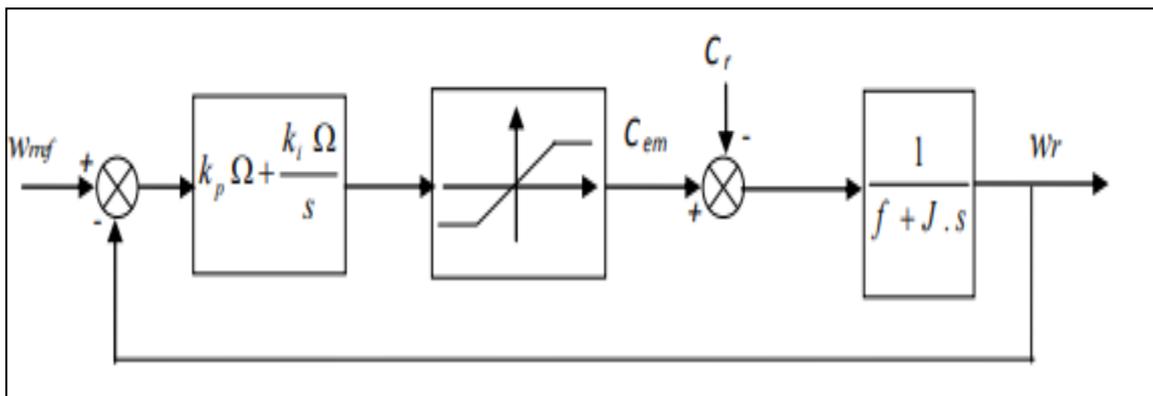


Figure III.11 : Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement).

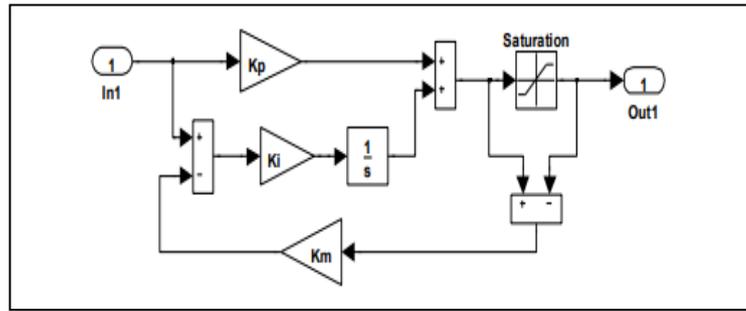


Figure III.12 : Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur - dépassement.

III.6. Schéma global de simulation :

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur à deux niveaux et MSAP est représenté par la figure :

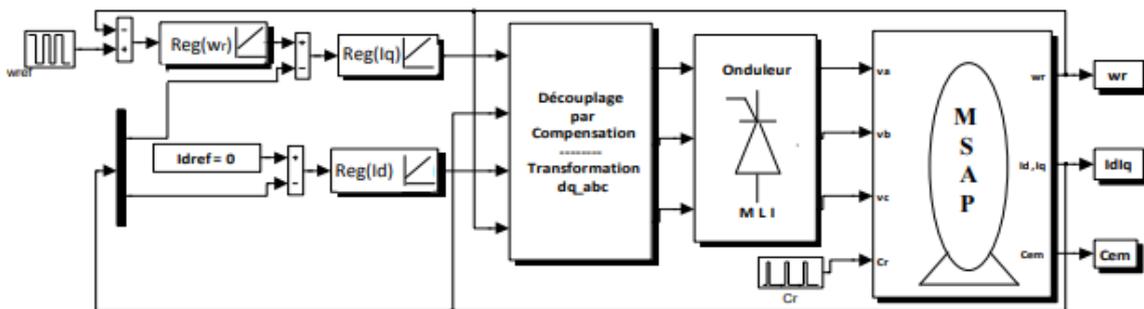
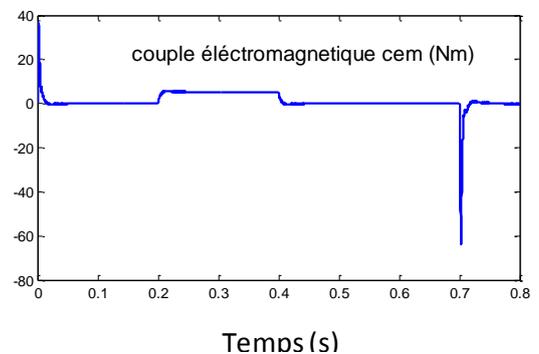
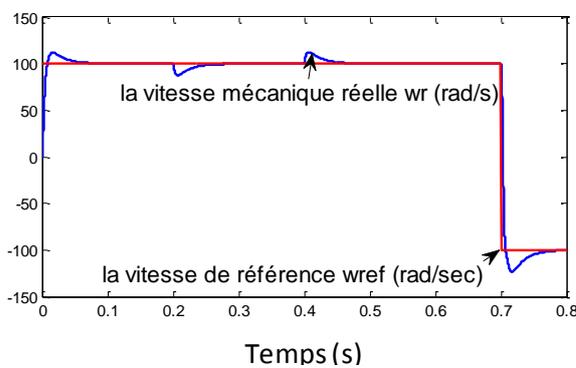


Figure III.13 : Schéma globale de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).

III.7. Resultat de simulation :



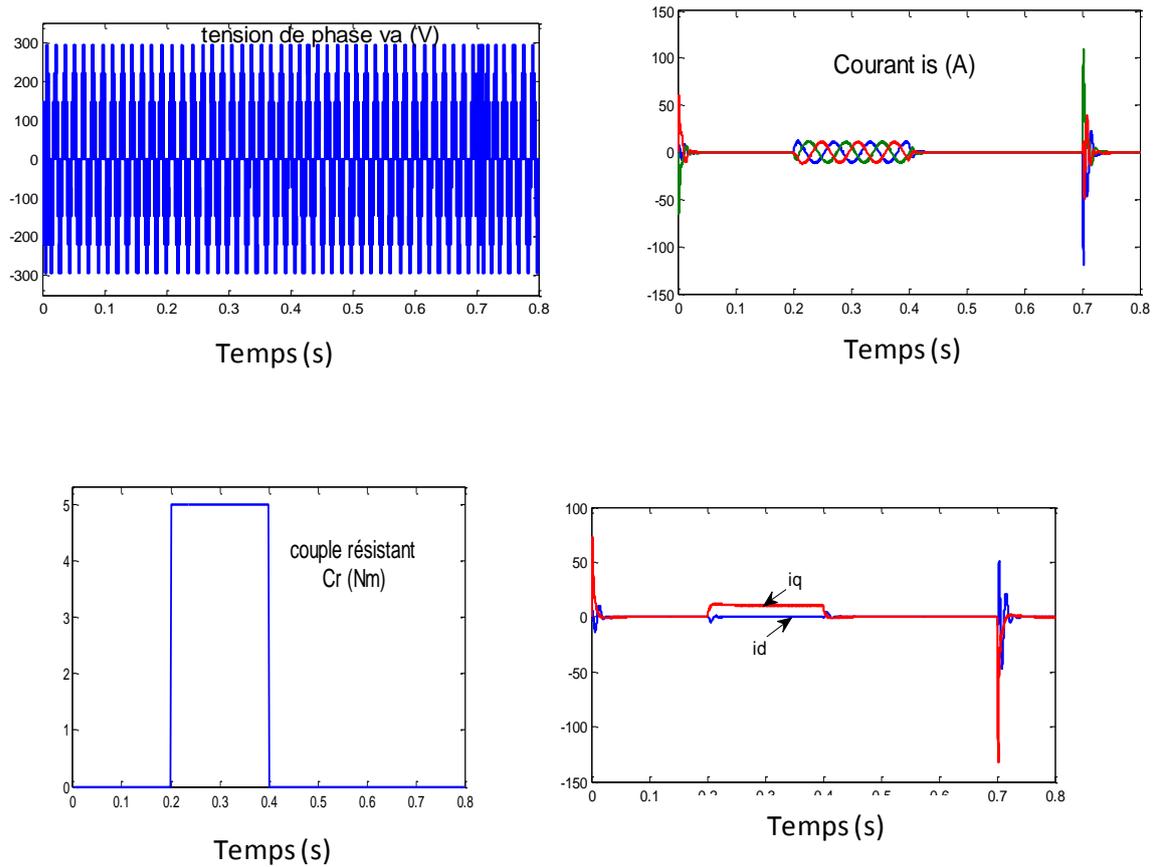


Figure III.14 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP avec réglage classique (PI).

III.8. Interprétation des résultats :

On a simulé les performances de la commande proposée pour une MSAP alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Un régulateur PI a été utilisé pour réguler la vitesse de référence a 100(rad/sec), puis -100(rad/sec) à l'instant $t=0.7(s)$.par la suite, un couple résistant de 5(Nm) a été appliquer pendant une période de [0.2s], entre $t=0.2(s)$ et $t=0.4(s)$.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine I_d égale à zéro après le régime transitoire avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante I_q .

On remarque l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteint très rapidement avec un dépassement très petit et un temps de réponse court et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux et assimiler le modèle de la machine synchrone a aimants permanents a celle de machine a courant continue afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse par un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes. Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse.

Conclusion générale :

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents. L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une commande robuste qui améliore les performances des machines synchrones à aimants permanents.

Afin d'aborder cette étude, nous avons présenté au premier chapitre, la généralité sur les machines synchrones en particulier Machine Synchrone à Aimant Permanent et sur les aimants permanents, les avantages. Aussi les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents.

Ensuite, nous avons présentés dans le deuxième chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant les équations électriques et mécaniques dans le repère (abc) et $(d-q)$. Nous avons obtenus le modèle mathématique de la machine en appliquant a transformation de PARK en prenant en considération des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système. Et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de simulation du comportement dynamique de l'association convertisseur-MSAP Il est évident que la machine est non linière et fortement couplé. Afin de réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique et la partie mécanique est exigé et indispensable.

La commande vectorielle a fait l'objet d'un troisième chapitre nous avons réalisé la technique de commande vectorielle qui permet de simplifier la commande de la machine. Cette commande vectorielle de la MSAP est implémentée par l'utilisation des régulateurs PI, et d'après le travail présenté les résultats de simulation obtenus on distingue que les commandes appliques donne une bonne performance dynamique au système.

Références bibliographiques :

- [1] : Mr AZZEDDINE Kaddouri <<Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents>>,thèse de doctorat 2000.
- [2] :MrNAIT SEGHIR Amirouche <<Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone a aimants permanents>>,thèse de doctorat.2007
- [3] : Benbrahim Amel <<Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents>>, mémoire de Magistère 2009.
- [4] : BENCHABANE Fateh <<Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring>>,mémoire de Magistère 2005.
- [5] : Mr.HACHEMI Kaddour <<Etude de la machine synchrone autopilotée modélisation et simulation>>,thèse de doctorat 2012.
- [6] : Ahmed Farooq <<Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents>>,2008.
- [7] :Saber Laamiri:<<commande des systèmes électriques machine synchrone et convertisseur multi-niveaux >>, thèse de doctorat 2005.
- [8] : Brice Aubert<<détection des court-circuit inter-spires dans les générateurs synchrones a aimants permanents : méthodes basées modèles et filtré de kalman étendu >>, Thèse de doctorat 2014.
- [9] : Makara Khov : <<Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique>> 2009.
- [10] : Bayram Tounsi <<Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique>>, thèse de doctorat 2006.
- [11] :MESLOUB Hayette:<< Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents>>, thèse de doctorat 2016.

[12] :Noureddine BOUNASLA, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014

[13] :Lahouel Dalila <<Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents>>,thèse de magistère 2009.

[14] : Choug Noureddine <<Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel >>, Mémoire de Magister 2011.

[15] : M.I.Hemmami. <<Commande Sans Capteur De Vitesse D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) Par L'utilisation De La Commande Directe Du Couple Et D'un Observateur De vitesse A mode Glissant>> Mémoire de Magister ,2013.

[16] :MARCUS Alexandre <<contribution a la conception de lois de commande a caractere robuste pour une machine synchrone entrainant une charge élastique a inertie variable >>, thèse de doctorat, 2007.

[17] : Kendouci Khedidja <<Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents>> ,thèse de doctorat, 2012.

[18] : NABTI Khalil << Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone>>, thèse de doctorat 2010.

[19] : M. Sébastien Carrière << Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone >>thèse de doctorat ,2010.

[20] : Babak Nahid Mobarakah <<commande vectorielle sans capteur mecanique des machines synchrones a aimants : methodes, convergence robustesse, identification " en ligne" des paramètres thèse de doctorat,2001.

[21] :Betka Achour <<Commande vectorielle du moteur synchrone a aimants permanents (MSAP)>>Université de Biskra.

[22] : Dou Zakaria, Deheb Abdelhamid , <<Commande par mode glissant d'une machine synchrone sans capteur mécanique>>. thème de mémoire ,2018.

[23] : Aïd Housseem et Aina Wafaa, <<Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents>> . thème de mémoire,2013.

Annexe

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents :

Puissance :	$P= 1.5 \text{ KW}$
La fréquence :	$F= 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique :	$R_s=0.6 \Omega$
Inductance suivant l'axe d :	$L_d=1.4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Inductance suivant l'axe q :	$L_q=2.8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Nombre de paire de pôles :	$p = 4$
Flux permanent :	$\varphi_f=0.12 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 1.1 \cdot 10^{-1} \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement :	$f_r = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s/rad}$

ملخص :

أصبح المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم أكثر استخدام في الصناعة وهذا بفضل أدائه المتفوق مقارنة مع الأنواع الأخرى من المحركات، يهدف العمل المقدم إلى دراسة التحكم في المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم.

في الجزء الأول تطرقنا إلى تقديم في المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم وتركيبه و آلية عمله. في الفصل الثاني تم دراسة نمذجة المحرك والموج. بالإضافة إلى استعمال تقنية تعديل النبضات للتحكم في الموج.

تم تكريس الفصل الأخير للتحكم أشعاعي المطبق على المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم من اجل تنظيم تيارات الجزء الثابت.

الكلمات المفتاحية : المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، التحكم أشعاعي ، الموج، تعديل النبضات.

Abstract :

The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is used more and more in the industrial field thanks to its performance superior to other types of motors. The work presented aims to study the control of (PMSM) .

The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is used more and more in the industrial field thanks to its performance superior to other type of motors . The work presented aims to study the control of (PMSM)

Key-words: Synchronous Motor with Permanent Magnets (PMSM), Pulse width Modulation

Résumé :

Le moteur synchrone à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans le domaine industriel grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs .Le travail présenté à pour objectif d'étudier la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre on a introduit le moteur synchrone à aimants permanents, sa structure, et son fonctionnement .Dans le deuxième chapitre la modélisation du (MSAP), de son onduleur et de sa commande à modulation à largeur d'impulsion ont été étudié.

Le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle qui sera appliqué à la machine synchrone à aimants permanents pour la régulation du vitesse et des courants statoriques.

Mots-clés: Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Modulation à largeur d'impulsion, Commande vectorielle.