

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



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté de la Technologie
Département d'Électrotechnique



Mémoire de Fin d'Études

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ÉLECTROTECHNIQUE INDUSTRIEL

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

**Commande sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimant
permanant par un estimateur de vitesse de type (MRAS)**

Présenté par :

**Alsuraimi Ahmed Saad
Babiya Mohamed Abdoullah**

Devant le jury composé de :

**Mr : Benyahia.M
Mr : Terras.T
Mme : Drif Malika**

**Président
Encadreur
Examineur**

Soutenu le/10/2020
Promotion 2019-2020

Remerciement

*Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La
santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.*

Nous tenons évidemment à débiter ces

Remerciements à notre encadreur Monsieur Terras. Tahar

qui a bien voulu nous encadrer et pour ses

conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

*Nous remercions également tous les membres de jury le
président Mr : Benyahya.M et l'examineur Mme : Drif Malika
d'avoir accepté de jugé notre travail.*

*Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé
de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

*À travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux
enseignants qui ont contribué à la formation de notre
connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à
aujourd'hui.*



Dédicaces

*Avec joie, plaisir, fierté et gratitude, je dédie
ce mémoire :*

A mes parents : Grâce à leurs tendres encouragements et leurs grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études. Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et mes profonds sentiments envers eux surtout ma mère. Je prie Allah de les bénir, de veiller sur eux, en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi.

A mes frères Bandar, Abdulrahman, Abdullah, Mohammed, Awadh et sultan.

À mes très chères sœurs

À tout la famille Ils vont trouver ici l'expression de mes sentiments de respect et de reconnaissance pour le soutien qu'ils n'ont cessé de me porter.

A tous mes professeurs : Leur générosité et leur soutien m'oblige à leurs témoigner mon profond respect et ma loyale considération.

Ahmed

Dédicaces

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 À mes chers parents, A mes frères, sœurs, oncles, tantes, leurs conjoints ainsi que leurs enfants, A tous les membres de ma grande famille. pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

À mes frères

Abdel-Rahman, El-arby, Yeslem & Brahim

À mes chers sœurs

Lalla, Asma'a & Zahra

À ma petite Mariam

À mes chers amis

À tous les collègues étudiés avec moi dans toutes les étapes didactiques Je vous remercie tous.

Aziz

SOMMAIRE

liste des figures et tableaux	
listes des notations et symboles	
Introduction générale	

Chapitre I : Modélisation de la MSAP et son alimentation

I Introduction	3
I.1 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP).....	4
I.1.1 Les rotors des machines synchrones à aimant permanent	5
I.1.1.1 Machine Synchrone à aimant permanent en surface :.....	5
I.1.1.2 Machine Synchrone à aimants permanents insérés	6
I.1.1.3 Machine Synchrone à aimants permanents enterrés	6
I.1.1.4 Machine Synchrone à aimants à concentration de flux.....	7
I.2 avantages et inconvénients de la MSAP	7
I.3 Les domaines d'application	8
I.4 Principe de fonctionnement de la MSAP en mode moteur	10
I.5 Modélisation des MSAP	11
I.5.1 Problématique de la modélisation	11
I.5.2 Hypothèses simplificatrices	12
I.5.3. Représentation de la machine dans l'espace électrique	12
I.6 Modélisation de la machine synchrone dans le repère biphasé de PARK.....	17
I.6.1 Transformation de PARK	17
I.6.2 Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK	19
I.6.2.1. Choix du référentiel.....	19
I.6.2.2 Équations électriques.....	19

I.6.2.3 Relations entre flux et courants	20
I.6.2.4. Expression du couple électromagnétique	20
I.6.2.5.Modèle en courant de la MSAP	21
I.7 Transformation de Concordia	21
I.8 Modélisation de l'alimentation de la MSAP	22
I.8.1 Introduction.....	22
I.8.2 Modélisation de l'association convertisseur–MSAP	23
I.8.2.1 Le redresseur	24
I.8.2.2 Le filtre	24
I.8.2.3 Modélisation et simulation de l'onduleur de tension	24
I.9 Principe de la stratégie de commande par M.L.I (sinus-triangle)	28
I.9.1 Modélisation de la commande MLI sinus – triangle	28
I.10 Simulation de l'association MSAP-Onduleur	29
I.10.1 . Résultats de la simulation du principe de la MLI	30
I.10.2 résultats de simulation de l'association MSAP-Onduleur	33
I.10.2.1 Interprétation	34
I.11 Conclusion	34

Chapitre II : Commande direct du couple de la MSAP

II Introduction	35
II.1 Principe de la commande DTC	35
II.2 Les avantages et les inconvénients de la commande DTC.....	37
II.3 Contrôle de flux et de couple	38
II.3.1 Contrôle du flux statorique	38
II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	40

II.4 Sélection de vecteur tension	40
II.5 Mise en œuvre de la commande DTC d'un MSAP.....	43
II.5.1 Estimation du flux statorique et de sa position.....	44
II.5.2 Estimation du couple électromagnétique.....	46
II.5.3 Comparateurs à hystérésis :	46
II.5.3.1 Comparateurs à hystérésis du flux :	46
II.5.3.2 Comparateurs à hystérésis du couple :	47
II.5.3.2.1 Comparateur à deux niveaux	47
II.5.3.2.2 Comparateur à trois niveaux	48
II.5.4 Table de sélection de vecteur tension	49
II.5.5 Régulation de vitesse	49
II.6 Simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP	50
II.6.1 Résultats de Simulation	51
II.7 Conclusion.....	55

Chapitre III : Commande sans capteur mécanique de la MSAP

III Introduction générale	56
III.1 L'autopilotage de la machine synchrone	56
III.2 Les capteurs mécaniques utilisés dans l'autopilotage de la machine	57
III.2.1 Les codeurs incrémentaux.....	58
III.2.2 Codeur Absolus	59
III.2.3 Capteur électromagnétique (Résolveur).....	60
III.3 Généralités sur les méthodes d'estimation de la position dans les MSAP	61
III.4 Observateurs et Estimateurs.....	61

III.4.1 Définition d'un estimateur	61
III.4.2 Estimateurs de flux.....	62
III.4.3 Estimateurs de flux et de vitesse	63
III.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS	63
III.5.1 Types de structures MRAS:	64
III.6 Commande DTC avec un estimateur de vitesse de type MRAS basé sur le courant	64
III.6.1 Conception du système ajustable	65
III.6.2 Mécanisme d'adaptation	65
III.6.3 Application du mécanisme d'adaptation	66
III.7 Simulation de la commande DTC avec un estimateur de vitesse de type MRAS basé Sur le courant statorique	67
III.7.1 Résultats de Simulations :	69
III.8 Conclusion	74
Conclusion générale.....	75
Annexe	76
Références bibliographies	77

Listes des figures

Chapitre I

Figure (I-1) : stator et rotor de la machine synchrone à aimant permanent.....	4
Figure (I-2-a) : Aimants en surface	5
Figure (I-2-b) : Aimants insérés	6
Figure (I-2-c) : Aimants enterrés.....	6
Figure (I-2-d) : Aimants à concentration de flux.....	7
Figure (I-3) Principales applications des machines synchrones à aimants permanents	10
Figure (I-4) : Création du couple moteur de la MSAP	11
Figure (I-5) : Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique.	13
Figure (I-6) : Représentation des enroulements de la MSAP dans le repère électrique	14
Figure (I-7) : Différents couples qui agissent sur le rotor	17
Figure (I-8) : Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique	18
Figure (I-9) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	20
Figure (I-10) : Représentation de la MSAP dans le repère ($\alpha - \beta$).....	22
Figure (I-11) : schéma de principe de l'association convertisseur-machine	24
Figure (I-12) : Redresseur à diodes.	24
Figure (I-13) : Schéma du filtre.....	25
Figure (I-14) : Schéma de principe d'un onduleur M.LI associé au stator de la MSAP.	26
Figure (I-15) : Représentation des transistors par des interrupteurs.....	27
Figure (I-16) : Schéma de principe de la MLI (sinus-triangle)	28
Figure(I-17-a) : modèle Simulink de la commande MLI sinus triangle.....	30
Figure (I-17-b) : modèle Simulink de l'onduleur alimenté par une source triphasée.....	30
Figure (I-18) : La tension de la porteuse et la référence en fonction du temps	31
Figure (I-19) : Instants de commutation des interrupteurs d'un bras de l'onduleur	31
Figure(I-20) : Les tensions simples v_{an} v_{bn} v_{cn} en fonction du temps	32
Figure (I-21) : les tensions composées v_{ab} v_{bc} v_{ca}	32
Figure (I-22) : modèle Simulink de l'association MSAP-Onduleur.....	33
Figure (I-23) : Vitesse de rotation (rad/sec)	33
Figure (I-24) : couple électromagnétique (N.m)	33
Figure (I-25) : flux φ_d	33

Chapitre II

Figure (II-1) : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.....	37
Figure:(II-2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	39
Figure:(II-3) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	39
Figure(II-4) : trajectoire du flux statorique.....	39
Figure(II-5) : Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué	40
Figure(II-6) : secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux	41
Figure (II-7) : choix du vecteur de tension	42
Figure(II-8) : schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse	43
Figure (II-9) : partage du cercle trigonométrique en six zones	45
Figure(II-10) : estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux	45
Figure (II-11) : comparateur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.....	47
correspondants.....	47
Figure(II-12) : comparateur de couple à deux niveaux	48
Figure (II-13) : comparateur de couple à trois niveaux	48
Figure (II-14) : Schéma bloc de régulation de la vitesse par un correcteur IP	49
Figure (II-15) : Modèle Simulink de la commande DTC.....	50
Figure(II-16) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t=1.5$ sec.....	51
Figure(II-17) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage vide suivi d'une inversion de sens à $t=1.5$ sec.....	53
Figure(II-18) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage vide suivi d'une application d'une charge de 4 (N.m) à $t=1.5$ sec.....	54

Chapitre III

Figure (III-1) Principe d'autopilotage de la MSAP.....	57
Figure (III-2) : les codeurs incrémentaux	58
Figure (III-3) : les codeurs absolus.....	59
Figure (III-4) : les résolveurs.....	60
Figure (III-5) : Schéma de principe d'un estimateur	62
Figure (III-6) : structure de base de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	64

Figure (III-7) : système à rétroaction.....	66
(Figure III-8) : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la MRAS	68
Appliqué un MSAP	68
Figure (III-9) : Schéma bloc de la commande DTC avec un estimateur MRAS.....	70
Figure (III-10) : modèle Simulink de commande sans capteur mécanique par l'estimateur de vitesse de type MRAS	70
Figure(III-11) : Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur deux niveau démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à t=1.5 sec.	71
Figure(III-12) : Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur deux niveau démarrage à vide suivi d'une inversion de charge à t=1.5sec	72
Figure(III-13) : Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur deux niveau démarrage à vide avec une basse vitesse	73

Listes des tableaux

Chapitre II

Table(II-1) : de sélection générale pour la commande DTC	41
Tableau(II-2) :localisation du vecteur flux statorique dans l'un des quatre	45
quadrants du plan (α, β).....	45
Tableau (II-3) Table de sélection de Takahashi	49

Notations et symboles

MSAP : Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.

MRAS: Model Reference Adaptative System

DTC : Direct Torque Control

DSC: Direct Self Control

DVMC: Direct Vector Modulation Control

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$: Axes magnétiques des enroulements statoriques

$\vec{R}_d, \vec{R}_q$: Axes direct et quadratique du rotor.

a, b, c : Indices des phases statoriques.

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques,

v_{ao}, v_{bo}, v_{co} : tensions simples de la machine,

v_{an}, v_{bn}, v_{cn} : Tensions de phase de la machine,

$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courants statoriques,

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques,

$\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}$: les valeurs crêtent (constante) du flux créé par l'aimant.

φ_f : le flux induit par l'aimant permanent.

φ_{aa} : flux propre de la phase 'a' sur 'a'

φ_{ba} : flux propre de la phase 'b' sur 'a'

φ_{ca} : flux propre de la phase 'c' sur 'a'

θ : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

ω : La pulsation électrique.

P : Le nombre de pair de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

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

L_{ss} :matrice inductance du stator (H)

L_{sc} : L'inductance cyclique d'un enroulement statorique

M_s : mutuelle inductance entre phase du stator.
 C_{em} : Couple moteur
 C_r : Couple de charge
 f_c : Coefficient de frottement
 j : Moment d'inertie
 d, q : indices de composantes de PARK directe et en quadrature.
 α, β : Axes de référentiel statorique.
 i_s, i_d, i_q : Courant statorique dans le repère d, q .
 $v_s d, q$: Tension statorique dans le repère d, q .
 $v_s \alpha, \beta$: Tension statorique dans le repère α, β
 $\overline{\varphi}_s$: Le vecteur de flux satoriques.
 $\overline{\varphi}_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.
 γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
 φ_s^* : la consigne de flux,
 $\hat{\varphi}_s$: le flux estimé.
 φ_d, φ_q : les flux statorique dans le repère d, q
 $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$: les flux statorique dans le repère α, β .
 φ_s : la largeur d'hystérésis du correcteur.
 C_{em}^* : la référence de couple,
 ΔC_e : la bande d'hystérésis du comparateur.
 C_f : La capacité du filtre
 l_f : self du filtre
 m : indice de modulation
 v_r : tension de référence
 v_p : tension porteuse
 A_r : taux de modulation.
 ω_r : pulsation électrique correspondant a la vitesse du rotor.
 T_e : Période d'échantillonnage

τ_c : Erreur du couple électromagnétique

τ_φ : Erreur du flux.

$\Delta\bar{\varphi}_S$: La variation du vecteur flux statorique.

ω_m : pulsation électrique correspondant à la vitesse du stator

ω_m^* : vitesse de référence.

Ccpl : L'amplitude du comparateur du couple.

T_P : La période de la porteuse.

$\hat{C}_{em}$: couple estimé.

$[P(\theta)]$: Matrice de passage direct de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice de passage inverse de Park.

Introduction générale

Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie 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, véhicules électrique, ...etc.).

Le modèle mathématique 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 machine à courant continu, de fait une transformation des coordonnées est nécessaire.

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande utilisant un algorithme simple et performant permet le contrôle du flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator essentiellement les tensions statorique par un choix adéquat des commandes des semi-conducteurs de l'onduleur.

pour un fonctionnement sur une large plage de vitesse un capteur mécanique est nécessaire pour la commande, mais en revanche cette solution suscite plusieurs inconvénients technique et économique (fragilité, coût élevé et nécessité de maintenance) ce qui impose son remplacement par un capteur logiciel ou calculateur dit estimateur ou observateur. Parmi ces estimateurs de vitesse qui offrent une structure et mise en œuvre simple relativement simple, nous avons choisis la technique dite MRAS (Model Référence Adaptative System), introduit par (LANDAU), est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, ne doit pas dépendre de la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé « modèle de référence ou (modèle – tension) » et le deuxième est « le modèle ajustable (adaptatif) ou (modèle – courant) » en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. L'erreur entre les sorties (flux, f.é.m., puissance réactive) des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée ω_r .

Notre mémoire dont l'objectif est l'étude de la commande DTC sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par la technique MRAS sera subdivisé en trois chapitres ;

Dans le premier chapitre on présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanent alimentée avec un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique MLI(sinus-triangle)

Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple (DTC) des machines synchrones à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

Le troisième chapitre est dédié à la commande sans capteur mécanique de la machine à l'aide d'un estimateur de vitesse de type MRAS

On terminera par une conclusion générale

Chapitre I

Modélisation de la MSAP
et son alimentation

I Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants permanents soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [1]. Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. La structure de toutes ces machines est relativement proche [2].

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine des vitesses variables. 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 [3]. Dans le but de commander un système électrique donné, il est nécessaire de donner son modèle mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle plus simple que possible. L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la transformation de système triphasé en un système biphasé équivalent dite transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires. La machine synchrone à aimants permanents est fortement pénalisée par l'absence du couple lors du démarrage. Elle doit être lancée à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique.

Généralement, elle est alimentée par un réseau électrique à fréquence fixe. Pour pallier à ces difficultés, elle doit être munie d'une alimentation à fréquence variable. Ainsi, un onduleur à deux niveaux commandé par technique MLI (sinus –triangle) est associé à la machine en vue de constituer un variateur de vitesse. Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéressera essentiellement à la constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP), ses avantages et ses inconvénients, ses domaines d'applications et son principe de fonctionnement. La deuxième partie sera consacrée à la modélisation et la simulation de l'ensemble machine et son système d'alimentation constitué par un onduleur de tension à deux niveaux et contrôlé par la stratégie MLI (sinus-triangle).

I.1 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP)

La machine synchrone est constituée de deux parties, la partie mobile ou rotor constituant l'inducteur et une partie fixe ou stator portant les enroulements constituant l'induit, la mince zone entre les deux parties précédentes est appelée l'entrefer

- **Stator** : il est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est logé dans les encoches creusées dans le circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée avec des pertes par hystérésis plus faibles [4].
- **Rotor** : les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine a rotor Bobiné) sont remplacé par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f-é-m) alternatives [4]. L'interaction des champs rotorique et statorique donne naissance au couple électromagnétique.

La figure (I-1) représente une image des parties de la machine synchrone à aimant permanent (le stator et le rotor)

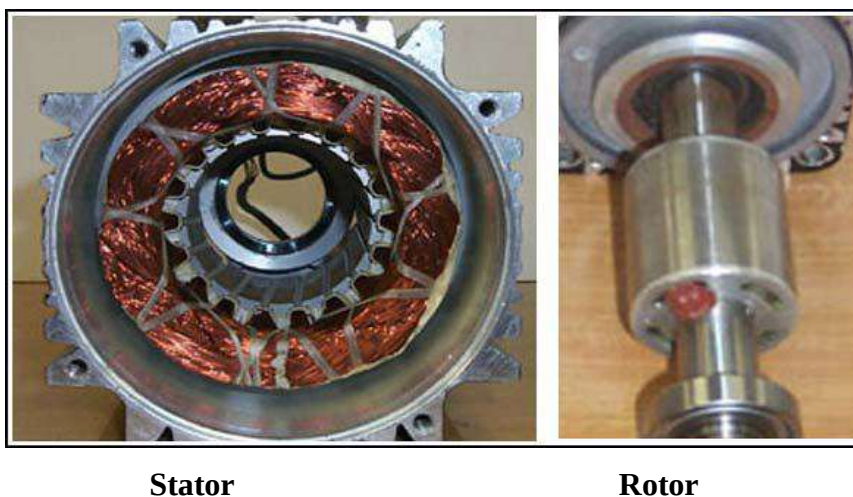


Figure (I-1) : stator et rotor de la machine synchrone à aimant permanent

I.1.1 Les rotors des machines synchrones à aimant permanent

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante [1] :

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

I.1.1.1 Machine Synchrone à aimant permanent en surface :

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur le rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (I-2-a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc son faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. [1].

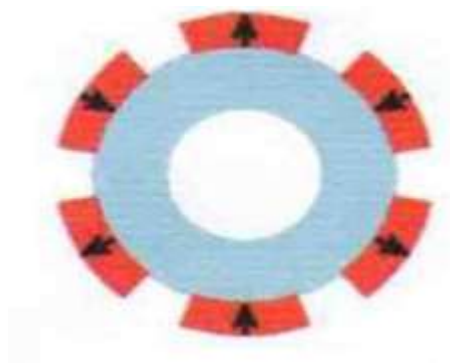


Figure (I-2-a) : Aimants en surface

I.1.1.2 Machine Synchrone à aimants permanents insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (1-2-b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple relucant en plus du couple des aimants. [1].

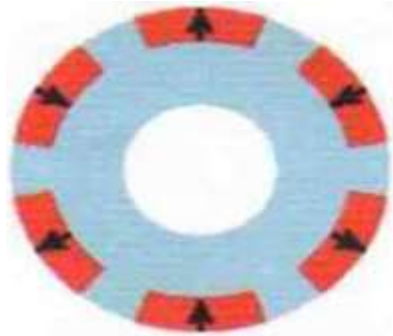


Figure (I-2-b) : Aimants insérés

I.1.1.3 Machine Synchrone à aimants permanents enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I-2-c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. 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 [1].

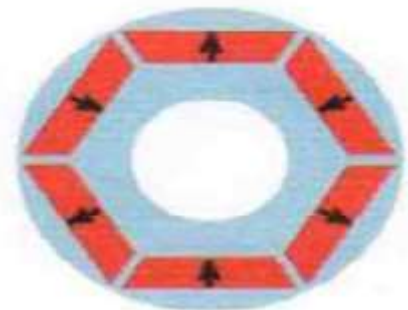


Figure (I-2-c) : Aimants enterrés

I.1.1.4 Machine Synchrone à 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 aimants dans le sens de la circonférence figure (I-2-d). Les pôles magnétiques se forment alors au 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. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques [1].

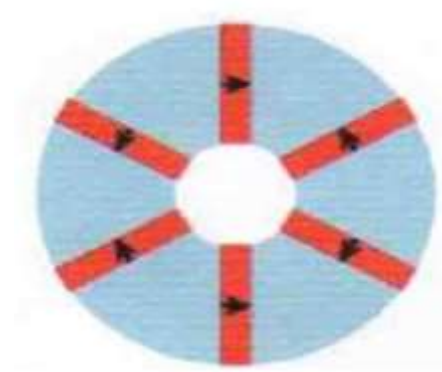


Figure (I-2-d) : Aimants à concentration de flux

I.2 avantages et inconvénients de la MSAP

La MSAP à plusieurs avantages mais aussi elle a quelques inconvénients :

➤ Les avantages [1]

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute technologie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les machines à aimants permanents (MSAP) ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances qu'on va citer ultérieurement dans le paragraphe 1.3. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques

(servomoteur à vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importante permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) [4].
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement à très haute vitesses [4].

➤ **Les inconvénients [5]**

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants.
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.

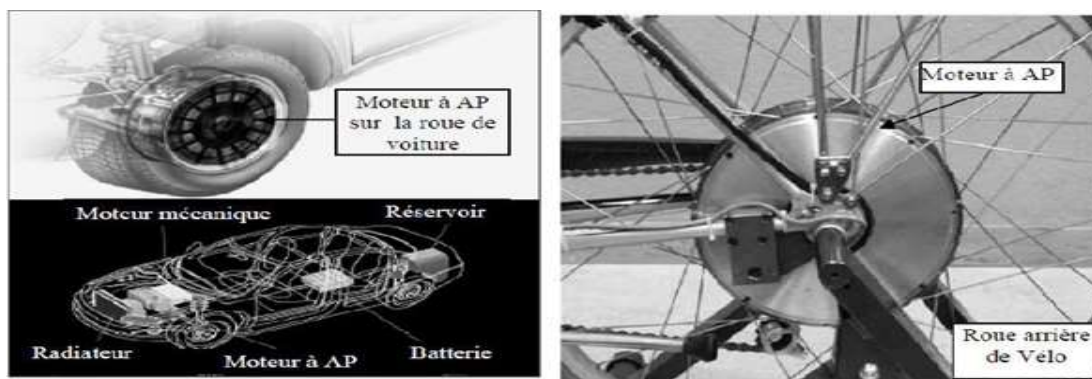
I.3 Les domaines d'application

La MSAP est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières [5], comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).

- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.

Elles sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (I-3) illustre quelques applications de ces machines. Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de Kilowatts ou l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [6].



a) : Voiture hybride

b) : vélo électrique



c) : lecteurs CD/DVD et disque dur de pc

d) : lecteur vidéo, VCR

Figure (I-3) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.4 Principe de fonctionnement de la MSAP en mode moteur

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements électriques, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui de moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance. Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. Le stator alimenté par un système de tensions triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique tourne à la vitesse $\frac{f}{p}$ tours par secondes avec :

- f : La fréquence d'alimentation des bobinages statoriques.
- p : Le nombre de paires de pôles.

Le rotor composé de p aimants permanents va alors s'aligner avec le champ tournant. Le rotor tourne ainsi à la même vitesse que le champ tournant. La vitesse de rotation du rotor est donc $\Omega = \frac{\omega}{p}$, le moteur synchrone ne peut démarrer directement à pleine tension depuis le réseau de fréquence 50Hz (Car le rotor à une vitesse nulle au démarrage) $\Omega \neq \frac{\omega}{p}$ Pour une alimentation directe en 50 Hz, il faudrait donc au préalable amener la charge à la vitesse nominale par un moteur auxiliaire puis connecter l'alimentation ou bien utiliser une source d'alimentation à fréquence variable

Autre principe de fonctionnement en moteur de la MSAP : Le moment magnétique $\vec{M}$ de l'aimant placé dans un champ magnétique uniforme $\vec{B}$ est soumis à un couple électromagnétique dont le moment est $C_e = \vec{M} \wedge \vec{B}$. C'est le moment magnétique tournant qui entraîne l'aimant en rotation. Pour conserver le couple constant, il faut que l'angle $\alpha = (\vec{M}, \vec{B})$ soit constant, autrement dit que l'aimant et le champ tournant tournent à la même vitesse. D'où le nom de machine synchrone. Les figures (1-4) illustrent bien le principe de fonctionnement de la machine en mode moteur

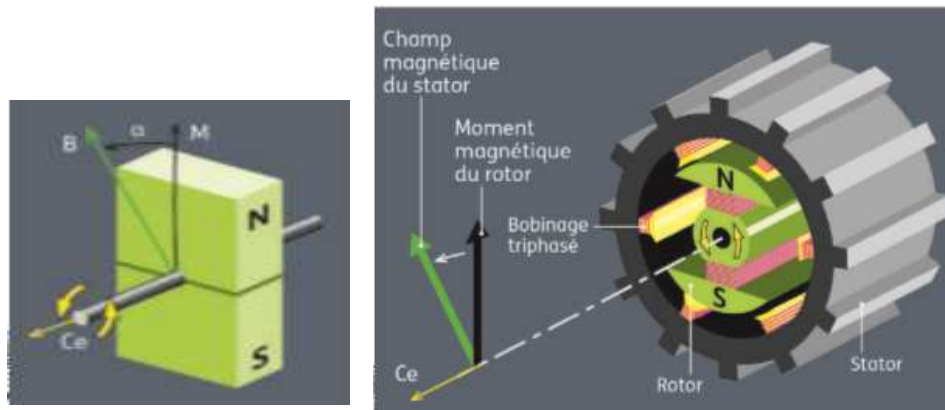


Figure (I-4) : Création du couple moteur de la MSAP

Le rotor a un moment magnétique représenté en noir, le stator porte des bobinages triphasés qui créent un champ tournant représenté en vert dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation dépend de la fréquence des courants statoriques et du nombre de paires de pôles magnétiques de la machine

I.5 Modélisation des MSAP

Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler, d'établir une modélisation adaptée, et d'interpréter ses dynamiques propres. La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus.

I.5.1 Problématique de la modélisation

Le modèle des machines électrique à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et la commande se verra plus complexe, du fait que :

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable.
- Le degré du système électromécanique est généralement plus élevé que celui des systèmes à base des machines à courant continu.
- Le système est non linéaire à coefficient variables et a entrées et sorties multiples.

On peut citer quatre types de machine synchrone :

- Machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires et à entrefer lisse $L_d = L_q$.
- Machine synchrone à rotor bobine et à pôles saillants $L_d > L_q$ (effet de la saillance : augmentation du couple max).
- Machine synchrone à aimants permanents enterrés au rotor $L_d < L_q$ (possibilité de vitesse de rotation élevée).

I.5.2 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 aisée. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courant alternatif [7]. Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Les f.é.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.

I.5.3. Représentation de la machine dans l'espace électrique

Dans notre étude, la machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est due à ces derniers (flux d'excitation constant), représenté par la figure (I-5).

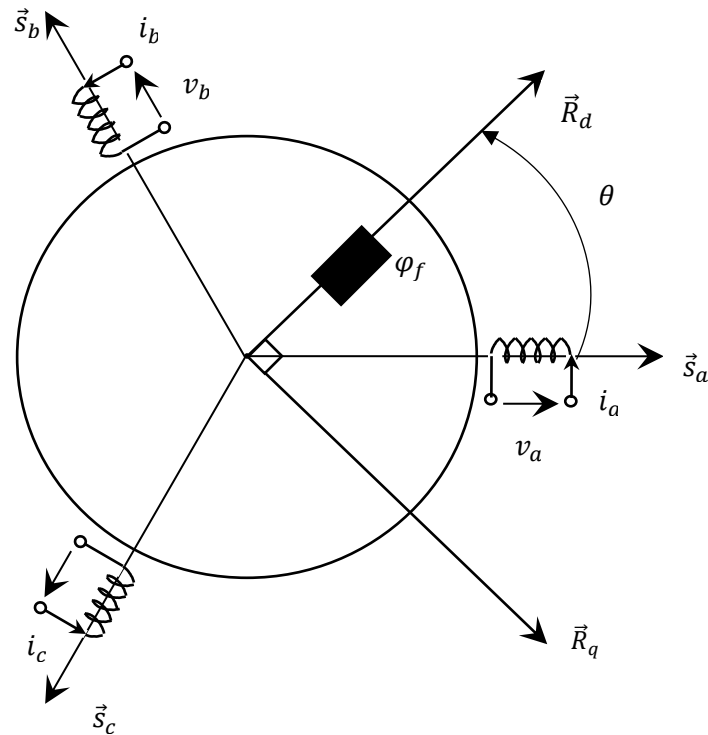


Figure (I-5) : Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique.

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$: Axes magnétiques des enroulements statoriques.

$\vec{R}_d, \vec{R}_q$: Axes direct et quadratique du rotor.

a, b, c : Indices des phases statoriques.

Une autre représentation qui est une représentation classique et qui demeure utilisée où le système d'aimants est assimilée à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant if représente par la figure (I-6).

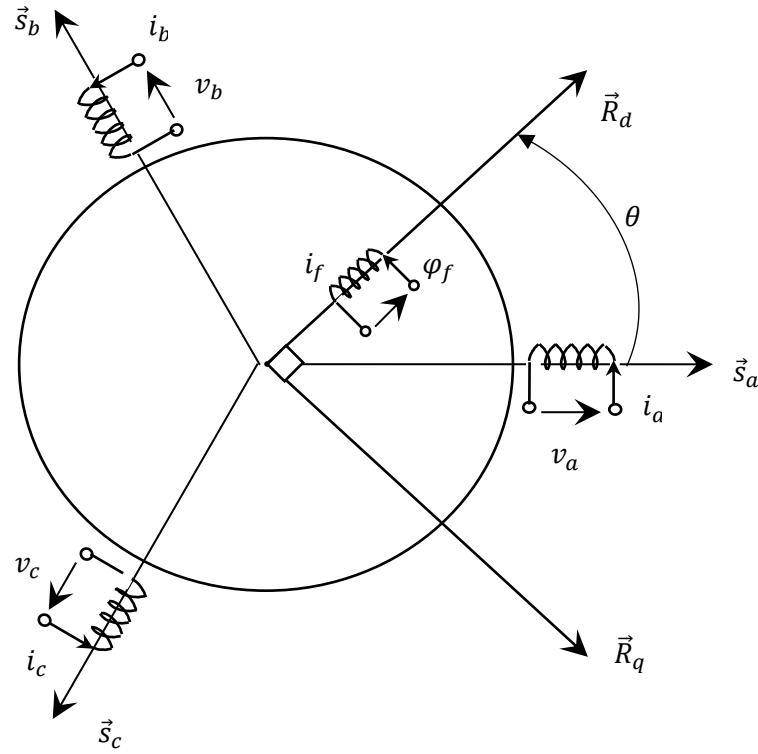


Figure (I-6) : Représentation des enroulements de la MSAP dans le repère électrique

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Équations électriques.
- Équations magnétiques.
- Équation mécanique.

Équations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ V_b = R_s I_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ V_c = R_s I_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Sous la forme matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I-2})$$

Avec $[R_S] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice résistances du stator.

Où :

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ Vecteur tensions statoriques,

$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ Vecteur courants statoriques,

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$ Vecteur flux statoriques,

Équations magnétique

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes

(dans l'équation (I-5)). Les flux dans les trois phases :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{ss}I_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{ss}I_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{ss}I_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I-3)$$

Avec :

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

$$\text{Et } \begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (I-4)$$

Notons :

- $\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}$: les valeurs crêtent (constante) du flux créé par l'aimant.
- φ_f : le flux induit par l'aimant permanent.
- θ : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

$$\theta = \int_0^T \Omega. dt$$

Et : $\omega = P. \Omega$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

P : Le nombre de pair de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Comme exemple, pour la phase 'a' le flux ' φ_a ' est la somme des termes :

- $\varphi_{aa} = L_s I_a$: le flux propre de la phase 'a' sur 'a'
- $\varphi_{ba} = L_s I_b$: flux propre de la phase 'b' sur 'a'
- $\varphi_{ca} = L_s I_c$: flux propre de la phase 'c' sur 'a'
- φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase 'a'

L'expression du flux total dans la phase 'a' est donnée par :

$$\begin{aligned}\varphi_a &= \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s I_a + M_s I_b + M_s I_c + \varphi_{fa} \\ \varphi_a &= L_s I_a + M_s (I_b + I_c) + \varphi_{fa} \\ \varphi_a &= (L_s - M_s) I_a + M_s (I_a + I_b + I_c) + \varphi_{fa}\end{aligned}\tag{I-5}$$

Du fait qu'on a un système équilibré donc $(\vec{I}_a + \vec{I}_b + \vec{I}_c) = 0$ d'où l'expression du flux dans la phase 'a' :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) I_a + \varphi_{fa} = L_{sc} I_a + \varphi_{fa}$$

Et de même pour les phases b et c :

$$\varphi_b = (L_s - M_s) I_b + \varphi_{fb} = L_{sc} I_b + \varphi_{fb}$$

$$\varphi_c = (L_s - M_s) I_c + \varphi_{fc} = L_{sc} I_c + \varphi_{fc}$$

- $L_{sc} = (L_s - M_s)$
- L_s : l'inductance propre d'une phase statorique.
- M_s : mutuelle inductance entre phase du stator.

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions (I-1). On obtient

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + L_{sc} \frac{d}{dt} I_a + \frac{d}{dt} \varphi_{fa} \\ V_b = R_s I_b + L_{sc} \frac{d}{dt} I_b + \frac{d}{dt} \varphi_{fb} \\ V_c = R_s I_c + L_{sc} \frac{d}{dt} I_c + \frac{d}{dt} \varphi_{fc} \end{cases}\tag{I-6}$$

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Équations mécanique

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \cdot \Omega \quad (I-7)$$

Où

C_{em} : Couple moteur

C_r : Couple de charge

f_c : Coefficient de frottement

j : Moment d'inertie

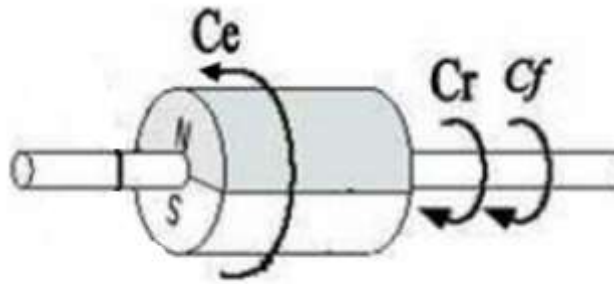


Figure (I-7) Différents couples qui agissent sur le rotor

On remarque que le système d'équations (I-6), est à coefficients variables en fonction de θ (flux φ_{fa}) qui contient des termes complexes. La résolution analytique de ce système est très difficile, ce qui nous conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position et faciliter la résolution de ce système

I.6 Modélisation de la machine synchrone dans le repère biphasé de PARK

I.6.1 Transformation de PARK

Pour supprimer les non-linéarités du système d'équations différentielles on utilise la transformation de PARK qui est destinée à transformer le modèle de la

machine triphasée en courant alternatif, en une machine où les variables électriques deviennent des grandeurs continues, donc elle fait correspondre aux variables réelles triphasées leurs composantes directes d'axe "d", transversale d'axe "q" et homopolaire "o" représentées par la figure (I-8)

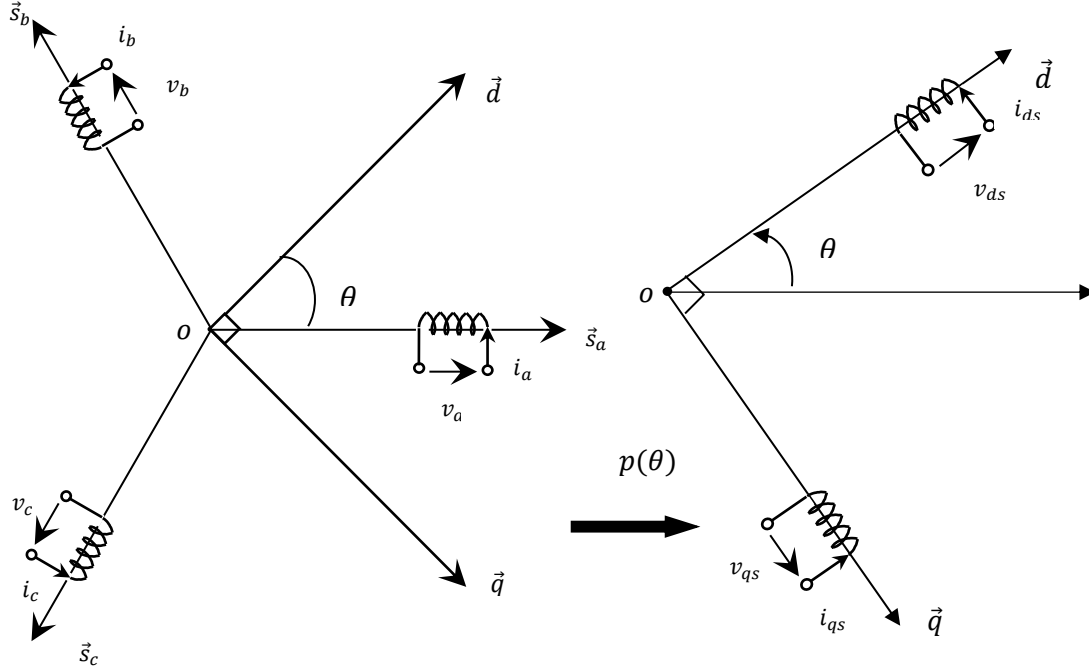


Figure (I-8) : Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique

d, q : indices de composantes de PARK directe et en quadrature.

Ce passage doit conserver l'invariance de la f.é.m. et de la puissance instantanée qui est assurée par la matrice de passage $[P(\theta)]$ dite la matrice de PARK. [5].

- **Passage triphasé au biphasé**

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Avec

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

- **Passage biphasé au triphasé**

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Puisque cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée.

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Tel que la position sera définie par

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$$

La variable «x» peut présenter, une tension, un courant ou un flux.

I.6.2 Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK

I.6.2.1. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix du repère d'axe d, q qui dépendent des objectifs d'application :

1. Axes tournants à la vitesse du rotor.
2. Axes liés au stator.
3. Axes liés au champ tournant.

Dans notre cas, si on choisit le référentiel lié au rotor $(\vec{d}, \vec{q}) = (\vec{R}_d, \vec{R}_q)$ pour ce choix les grandeurs rotoriques sont inchangeables

I.6.2.2 Équations électriques

En faisant un calcul développé de l'équation (I-1) en introduisant la matrice de PARK, les équations électriques dans le repère de Park sont données par :[5]

$$\begin{cases} v_d = R_S i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ v_q = R_S i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

La représentation de la MSAP dans le référentiel de PARK est schématisée par la figure (I-9) qui suit.

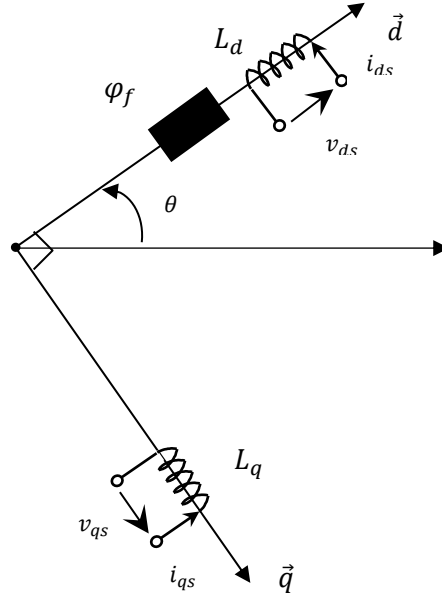


Figure (I-9) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

d, q : indices des composantes de PARK directe et en quadrature.

I.6.2.3 Relations entre flux et courants

La relation entre flux et courant dans le repère (d, q) avec $\theta = \psi$:

$$[\varphi_{dqs}] = [p(\theta)][\varphi_{abc,s}] \quad (\text{I-14})$$

avec un calcul simple utilisant la matrice de PARK, conduit à :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \phi_f \\ \varphi_{qs} = L_{qs}i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

En remplaçant les expressions de φ_d et φ_q dans le système (I-13), on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - L_{qs} \omega \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{ds} \omega \cdot i_{ds} + \phi_f \omega \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Où

L_{ds} : Inductance suivant l'axe «d»

L_{qs} : Inductance suivant l'axe «q»

I.6.2.4. Expression du couple électromagnétique

La puissance instantanée électrique aux bornes de la machine est :

$$P_e(t) = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} \quad (I-17)$$

En utilisant les propriétés de la matrice de PARK, et après un calcul simple on trouve

$$P_e(t) = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} \quad (I-18)$$

En remplaçant les expressions de v_{ds} et v_{qs} dans l'équation (I-18), il vient :

$$P_e(t) = [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)] + \left[\left(i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right) \right] + [(i_{qs}\varphi_{ds} - i_{ds}\varphi_{qs})\omega] \quad (I-19)$$

- Le premier terme représente les pertes joules dans l'induit.
- Le deuxième terme représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieure de la machine, comme " ω " est la vitesse instantanée de rotation, on déduit l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (I-20)$$

Puis en remplaçant φ_d et φ_q de (I-15) dans (I-19), on trouve

$$C_{em} = p \left((L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds} + \varphi_f i_{qs} \right) \quad (I-21)$$

$(L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds}$: Couple supplémentaire du à la saillance des pôles.

$\varphi_f i_{qs}$: Couple obtenu avec une machine à pôles lisses.

D'où, l'équation mécanique générale de la machine est :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = p \left((L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds} + \varphi_f i_{qs} \right) - C_r \quad (I-22)$$

1.6.2.5. Modèle en courant de la MSAP

En déduisant la forme finale des équations de la MSAP (I-16) dans le référentiel (d-q)

avec i_{ds}, i_{qs} : courants statoriques et ω : vitesse de rotation comme variables d'état, on obtient le modèle d'état en courant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ds}} i_{ds} + \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \omega i_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_{ds}} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{qs}} i_{qs} + \frac{L_{ds}}{L_{qs}} \omega i_{ds} - \frac{\varphi_f}{L_{qs}} \omega + \frac{V_{qs}}{L_{qs}} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{3p^2}{2j} \left((L_{qs} - L_{ds}) i_{ds} i_{qs} + \varphi_f i_{qs} \right) - \frac{f}{j} \omega - \frac{pC_r}{j} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{qs} - L_{ds}) i_{ds} i_{qs} + \varphi_f i_{qs}] \end{cases} \quad (I-23)$$

I.7 Transformation de Concordia

Dans ce cas, on choisit le référentiel est lié au stator (référentiel stationnaire $\psi = 0$) : axes désignés par (α, β) . C'est le repère naturel ou stationnaire de la machine. Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs. Les équations électriques de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

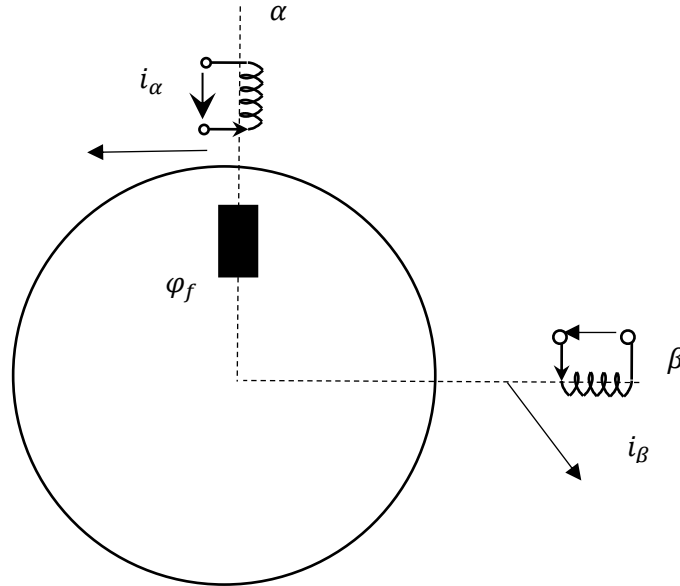


Figure (I-10) : Représentation de la MSAP dans le repère $(\alpha - \beta)$

- **Equations de tensions**

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot \varphi_f \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot \varphi_f \cos \theta \end{cases} \quad (I-24)$$

- **Equations de flux**

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + \varphi_f \sin \theta \end{cases} \quad (I-25)$$

- **Equations du couple électromagnétique**

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-26)$$

I.8 Modélisation de l'alimentation de la MSAP

I.8.1 Introduction

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine synchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur. Dans le domaine de la commande des moteurs synchrones de puissance inférieure à 500 kW, une structure de puissance fait maintenant l'unanimité est l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), en anglais (pulseWidth Modulation) soit PWM. Les progrès en coût et en performances accomplis par les interrupteurs de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer. La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsions d'amplitude fixe, positives ou négatives et modulées en largeur dont l'objectif est la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courant. Cela permettra de réduire la pollution du réseau électrique en harmonique, avec minimisation des pertes dans le système et par conséquent augmenter le rendement [4].

I.8.2 Modélisation de l'association convertisseur–MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, ou la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor. La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, après redressement, la tension continue est filtrée par des composants passifs « C » ou « LC », pour être finalement appliquée à l'onduleur, qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Le schéma de principe de l'association convertisseur –machine est donnée par la figure suivante :

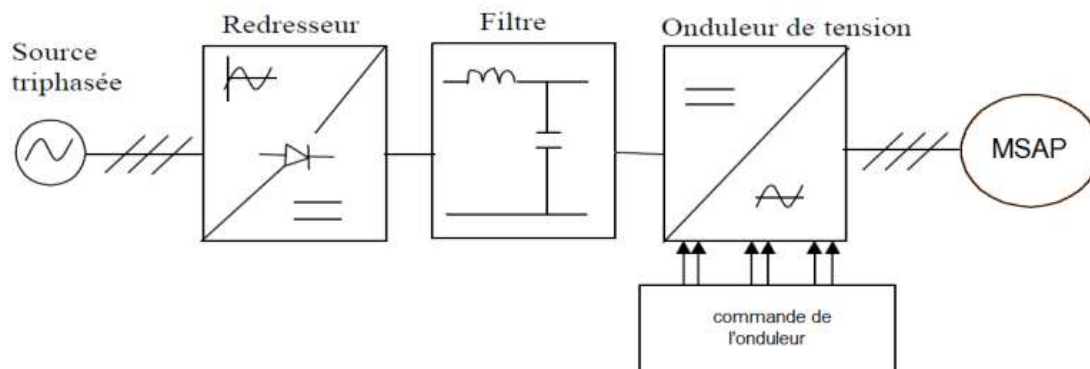


Figure (I-11) : schéma de principe de l'association convertisseur-machine

I.8.2.1 Le redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Il est représenté par la figure (I-12), La conversion d'énergie électrique permet de disposer une source de courant continu à partir d'une source alternative

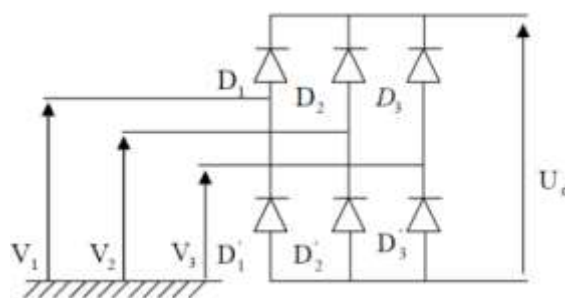


Figure (I-12) : Redresseur à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1 , D_2 , D_3). Cathode commune assurant l'allée du courant redressé I_d , et trois diodes (D'_1 , D'_2 , D'_3) à anode commune assurant le retour du courant redressé.

I.8.2.2 Le filtre

Un filtre (L_f , C_f) est inséré entre le redresseur et l'onduleur pour avoir une tension sensiblement constante, et un courant légèrement ondulé. La capacité " C_f " a pour but de supprimer les brusques variations de la tension " U_d " durant les intervalles de commutation ainsi pour absorber le courant négatif restitué par la charge à travers les diodes de récupérations de l'onduleur. La self " L_f " permet de rendre le courant " I_d " pris à la source sensiblement constant, le filtre est schématisé par la figure (I-13).

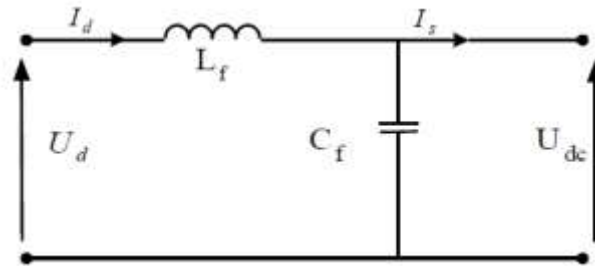


Figure (I-13) : Schéma du filtre.

I.8.2.4 Modélisation et simulation de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc. Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - Onduleurs de tension
 - Onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases :
 - Monophasé
 - Triphasé
- Selon le nombre de niveaux :
 - Onduleur à 2 niveaux,
 - Onduleur à trois niveaux, etc.

Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissance (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. À titre indicatif, les transistors MOSFET sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que

les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques KHZ a une dizaine de KW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20kHz à une dizaine de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [8], [9].

Application à un onduleur triphasé de tension à deux niveaux:

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative, chaque bras de l'onduleur est constitué de deux transistors T_j et T_j' shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération D_j et D_j' . Cela permet de découper la tension d'entrée et l'appliquée dans un sens, tant dans l'autre, au récepteur par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, ces derniers sont considérés comme des éléments binaires idéalisés. L'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

Le schéma de principe de l'onduleur est donné par la figure (I-14).

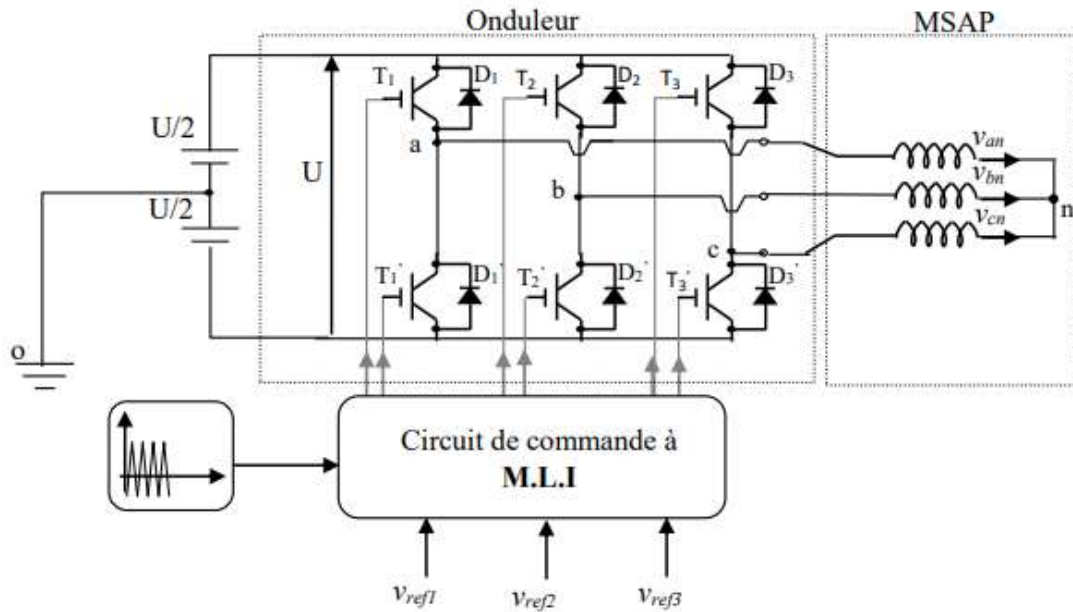


Figure (I-14) : Schéma de principe d'un onduleur MLI associé au stator de la MSAP.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur, comme le montre l'équation (I-27) :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

Sachant que $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \dots \dots \dots (1) \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \dots \dots \dots (2) \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \dots \dots \dots (3) \end{cases} \quad (I-28)$$

En faisant la somme des équations (1), (2) et (3) du système (I-28) on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (I-29)$$

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (I-30)$$

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I-31)$$

En substituant l'équation (I-31) dans le système (I-28) on aura :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (I-32)$$

Afin de simplifier l'étude, nous avons choisi à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion S_j ($j=1, 2, 3$) qui est représentée par la figure (I-15).

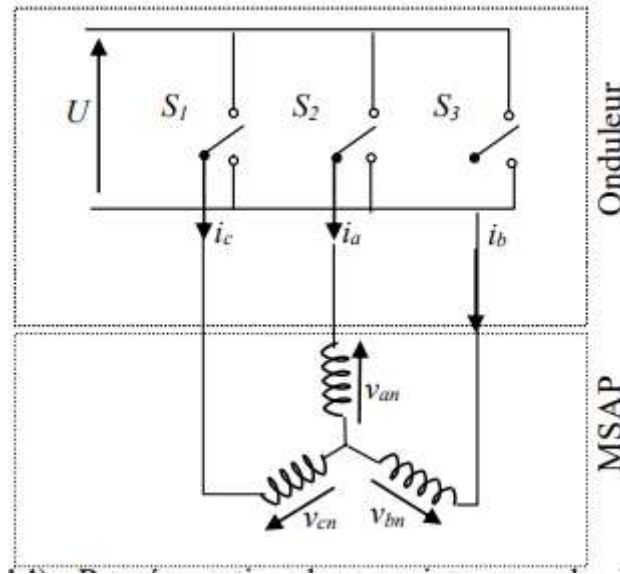


Figure (I-15) : Représentation des transistors par des interrupteurs

Nous définissons les fonctions logiques tel que :

$S_j = 1$ Si K_j est connecté à la borne positive de la source

$S_j = -1$ Si K_j est connecté à la borne négative de la source

Les tensions de branches v_{ao}, v_{bo}, v_{co} peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques S_j par :

$$\begin{aligned} v_{ao} &= \frac{1}{2} U S_1 \\ v_{bo} &= \frac{1}{2} U S_2 \\ v_{co} &= \frac{1}{2} U S_3 \end{aligned} \quad (\text{I-33-a})$$

En remplaçant v_{ao}, v_{bo}, v_{co} dans la relation (II-32), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-33-b})$$

reste à déterminer les fonctions logiques S_j celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I.9 Principe de la stratégie de commande par M.L.I (sinus-triangle)

Le principe de stratégie de la commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs. Les grandeurs de sortie de commande donnent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine.

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par la comparaison d'une onde sinusoïdale basse fréquence (référence) à une onde triangulaire haute fréquence (porteuse) comme le montre la figure (I-16), les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulatrice.

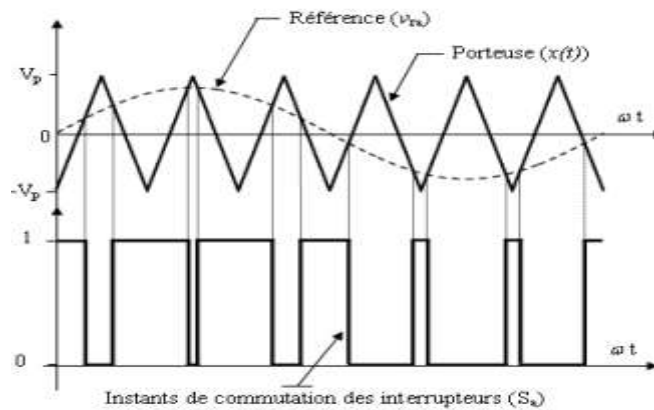


Figure (I-16) : Schéma de principe de la MLI (sinus-triangle)

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

I.9.1 Modélisation de la commande MLI sinus – triangle

- **Équations de la porteuse**

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

- **Équations des tensions triphasées de référence**

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ra} = v_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rb} = v_r \sin \left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rc} = v_r \sin \left(2\pi f_r t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

- **Équations des états des interrupteurs de l'onduleur**

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a, S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I-36) suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

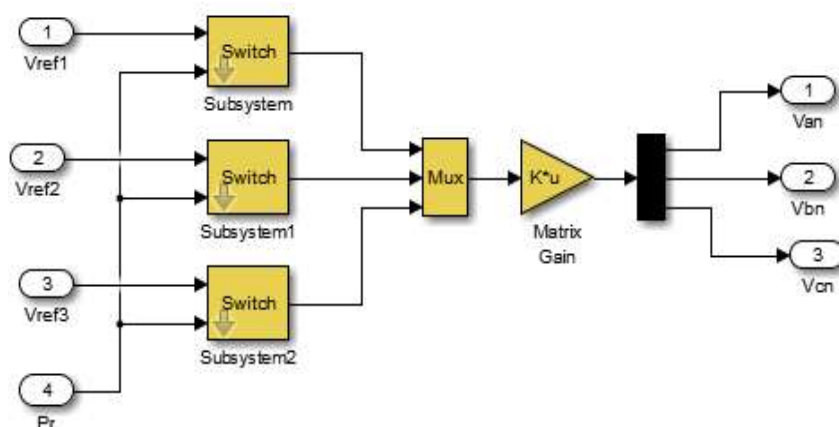
- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f_r , ($m = f_p/f_r$)
- Le taux de modulation r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse. $A_r = \frac{V_r}{V_p}$

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l'on fait varier l'amplitude de la tension de référence.

I.10 Simulation de l'association MSAP-Onduleur

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'études préalables, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (Matlab/Simulink) pour la simulation de la machine synchrone à aimant permanent et son alimentation de l'association (Machine- Onduleur) avec un taux de modulation de $r=0.9$ et un indice de modulation de $m=20$

I.10.1 . Résultats de la simulation du principe de la MLI



Figure(I-17-a) : modèle Simulink de la commande MLI sinus triangle

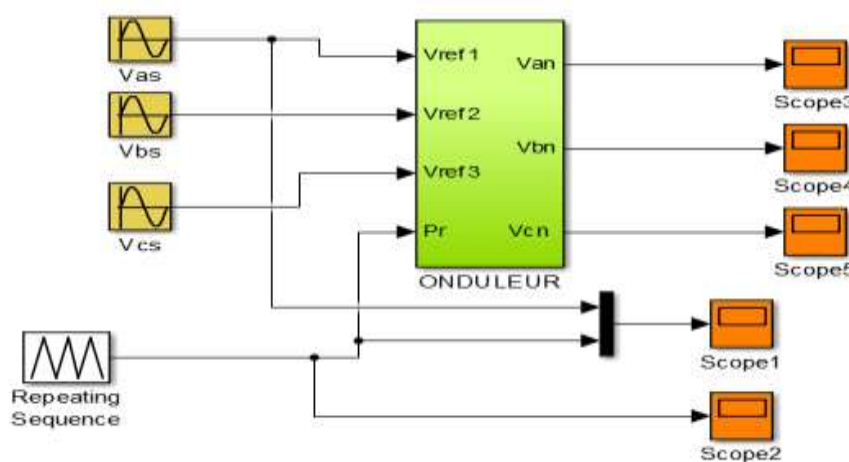


Figure (I-17-b) :modèle Simulink de l'onduleur alimenté par une source triphasée

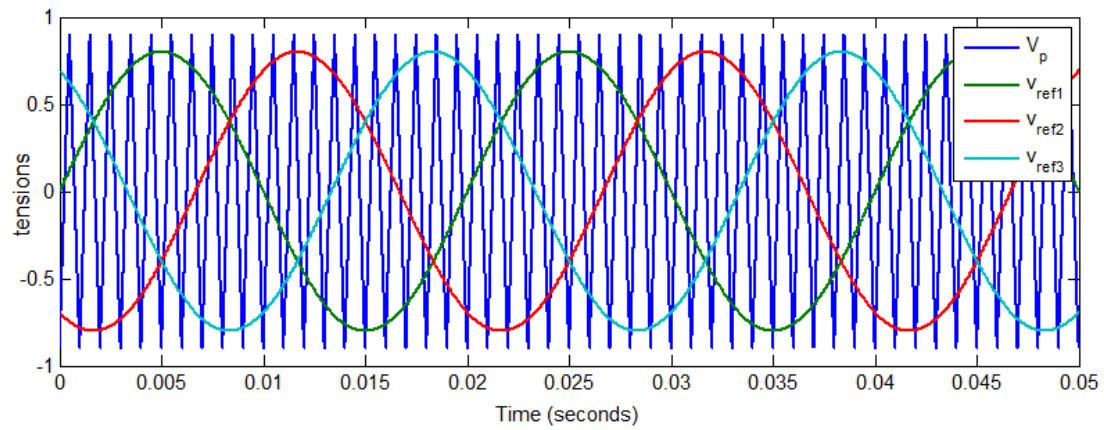


Figure (I-18) : La tension de la porteuse et la référence en fonction du temps

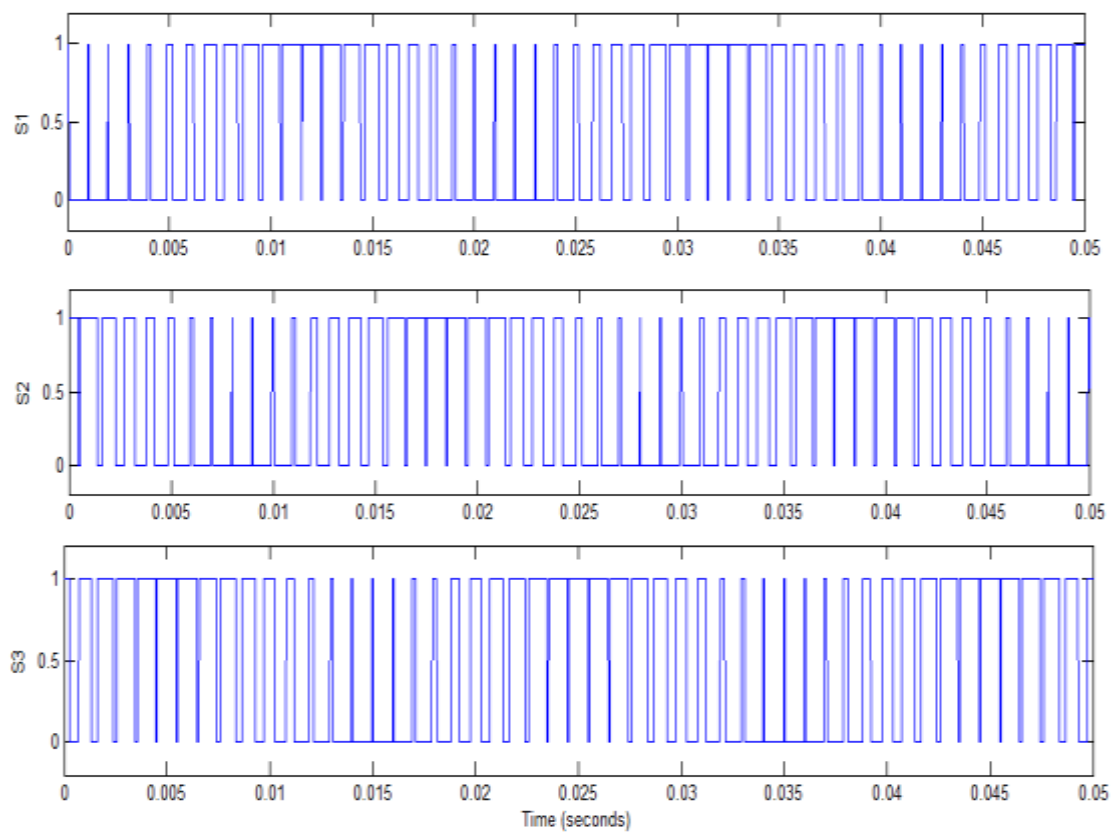
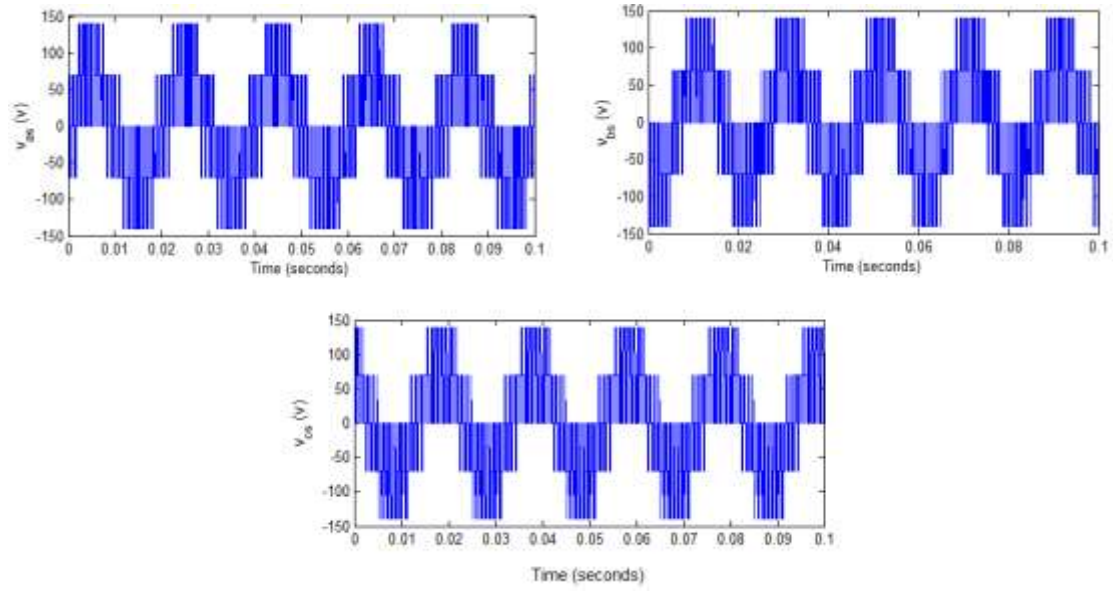


Figure (I-19) : Instants de commutation des interrupteurs d'un bras de l'onduleur



Figure(I-20) : Les tensions simples v_{an} v_{bn} v_{cn} en fonction du temps

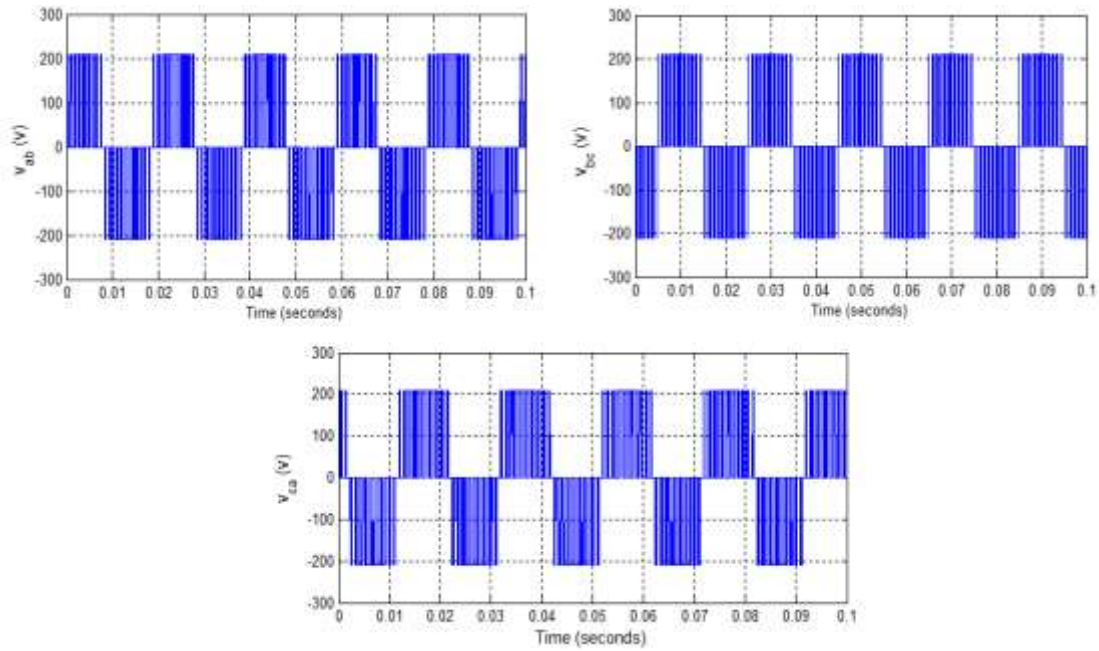


Figure (I-21) : les tensions composées v_{ab} v_{bc} v_{ca}

I.10.2 résultats de simulation de l'association MSAP-Onduleur

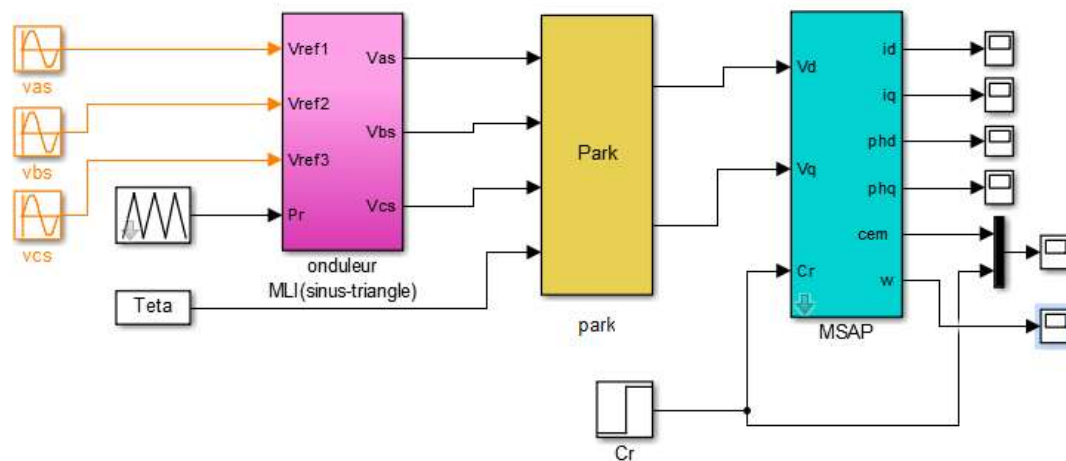


Figure (I-22) : modèle Simulink de l'association MSAP-Onduleur

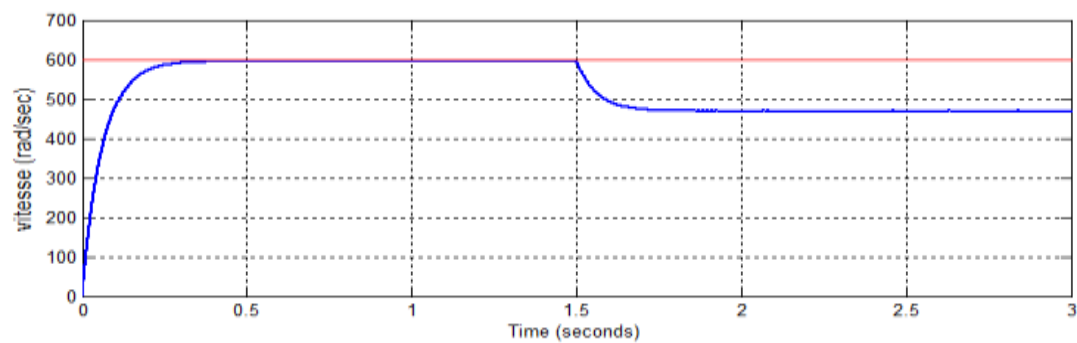


Figure (I-23) : Vitesse de rotation (rad/sec)

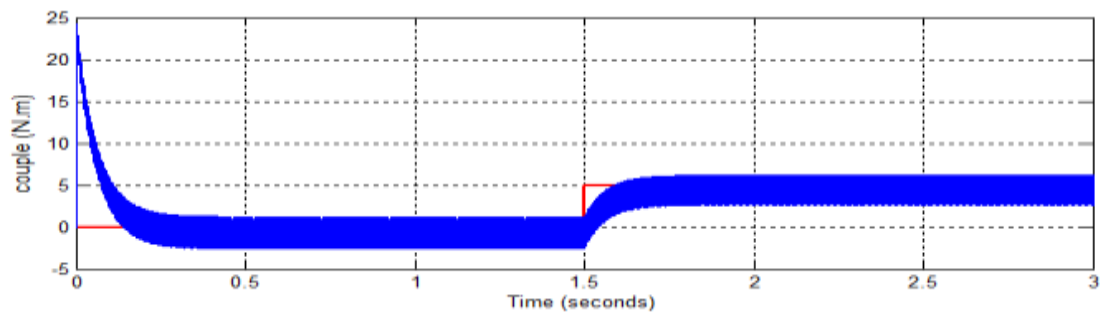
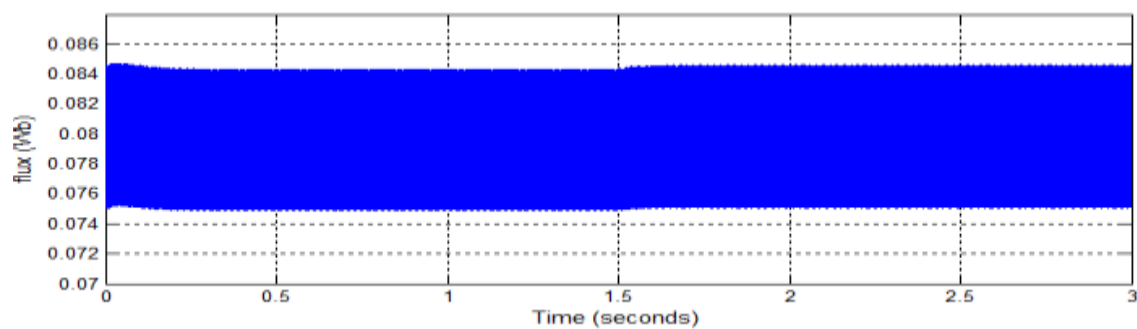


Figure (I-24) : couple électromagnétique (N.m)

Figure (I-25) : $\text{flux } \varphi_d$

I.10.2.1 Interprétation

Les résultats de simulation montre que le démarrage à vide sous pleine tension permet d'avoir un établissement rapide ou réponse dynamique rapide de la machine avec ($t = 0.4 \text{ s}$).

Suite à l'application d'un échelon de couple résistant C_r de (5 N.m) à l'arbre de la machine à l'instant $t = 1,5 \text{ sec}$. on constate que le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple de charge.

Une chute de vitesse, non compensée ce qui exige une commande adaptée afin de rejeter cette perturbation qui affecte automatiquement les autres grandeurs (flux et courant).

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par une présentation générale de la machine synchrone à aimant permanent ; sa construction et son principe de fonctionnement ont été exposé brièvement. Ensuite nous avons passé à la modélisation ou la représentation en équations de la machine, et on a aboutit comment la représentation de Park peut simplifier ces équations, en tirant un modèle réduit et simple.

Pour assurer un fonctionnement de la machine dans une large gamme de vitesse, on lui associe un convertisseur statique. Nous avons choisis dans notre étude, un onduleur à deux niveaux contrôlé par la technique MLI sinus- triangle. L'onduleur a été modélisé en négligeant les pertes par commutation, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs. Les résultats de la simulation nous ont permis lors de l'application du couple de charge de voir l'impact de cette perturbation sur les variables internes de la machine (vitesse, flux...etc). La commande en boucle ouverte n'est pas performante. pour pallier à ces inconvénients, on fait appel à des commandes plus élaborées qui permettent d'avoir un contrôle plus important ; la commande direct du couple fera l'objet du chapitre suivant

Chapitre II

Commande direct du
couple (DTC) de la
MSAP

II Introduction

La DTC venu de la nomination anglosaxone «Direct Torque Control», est basée sur l'orientation du flux statorique a été développée par des chercheurs Allemands et Japonais TAKAHASI et Depenbrock en 1987 pour l'usage de la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées [10]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par orientation du flux. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle [11]. Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes DTC

1. Commande par une table de commutation DTC classique ;
2. Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987
3. Commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans notre étude, on s'intéressera à la commande DTC classique de la MSAP Ou nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible. Dans ce chapitre on exposera les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées (correcteurs à hystérésis) ainsi que la structure générale et la simulation numérique de cette commande.

II.1 Principe de la commande DTC

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les

grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Le principe de la DTC est basé sur le choix direct des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles [12]. Selon les erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs. Les caractéristiques générales de la DTC sont :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;
- la mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants ;
- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

La commande DTC de la MSAP est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure (II-1) :[13]

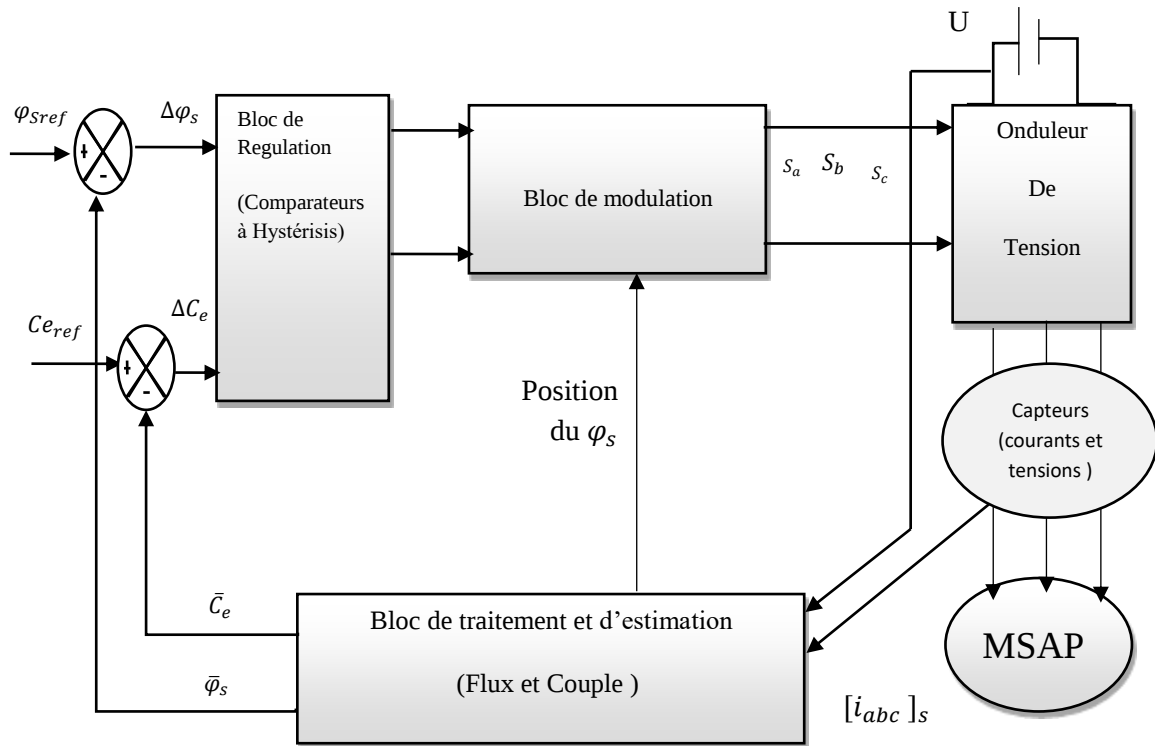


Figure (II-1): Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

II.2 Les avantages et les inconvénients de la commande DTC

➤ Les 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.

➤ Les inconvénients

- l'existence des 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 ; [14]

II.3 Contrôle de flux et de couple

II.3.1 Contrôle du flux statorique

La tension statorique dans un repère $(\alpha - \beta)$ liés au stator est donnée par l'équation suivante, [15]

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II-1})$$

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt \quad (\text{II-2})$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t \bar{v}_s dt \quad (\text{II-3})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$. On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s(K+1) \approx \bar{\varphi}_s(K) + \bar{v}_s \cdot T_e \quad (\text{II-4})$$

$$\bar{\varphi}_s(T_e) \approx \varphi_s(0) + \bar{v}_s \cdot T_e \quad (\text{II-5})$$

$$\Delta\varphi_s \approx v_s \cdot T_e \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage K

$\bar{\varphi}_s(K+1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage $K+1$

$\Delta\bar{\varphi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimant permanent, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, φ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [16]. Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\varphi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP.

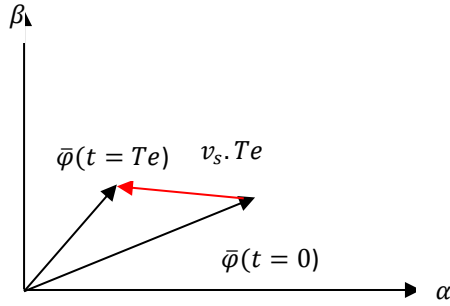


Figure:(II-2) Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

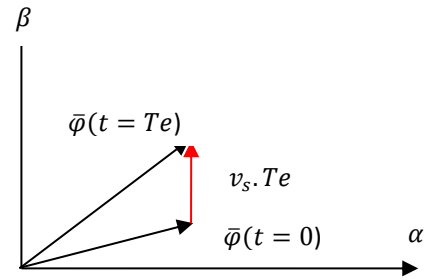
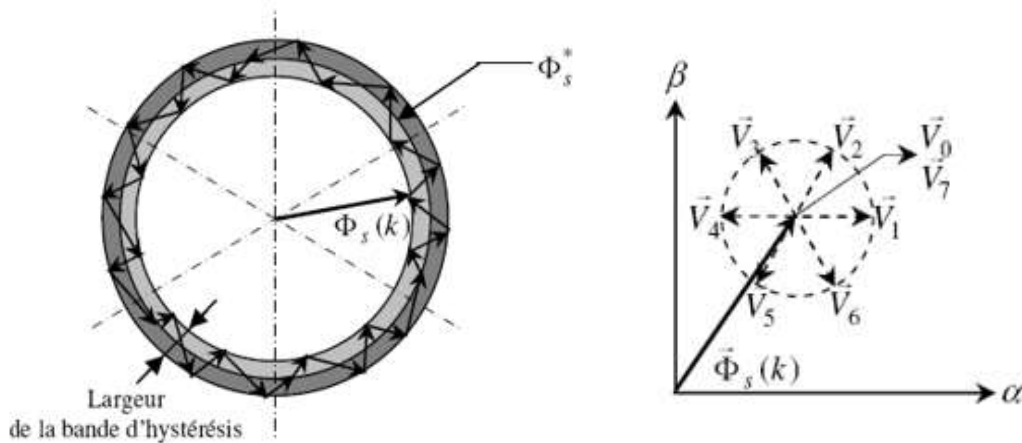


Figure:(II-3) Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

« La composante de flux » de vecteur tension (composante radial), change l'amplitude de vecteur flux et sa « composante de couple », (composante tangentielle), change la position du vecteur flux.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux Figure:(II-4) Cela n'est possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante de flux des vecteurs tensions appliqués doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante, [16].



Figure(II-4) :trajectoire du flux statorique

II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [13], Figure:(II-5) :

$$C_e = K(\vec{\varphi}_s \wedge \vec{\varphi}_r) = k \|\vec{\varphi}_s\| \|\vec{\varphi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{II-7})$$

$$\text{Tel que } K = \frac{P}{Lq}$$

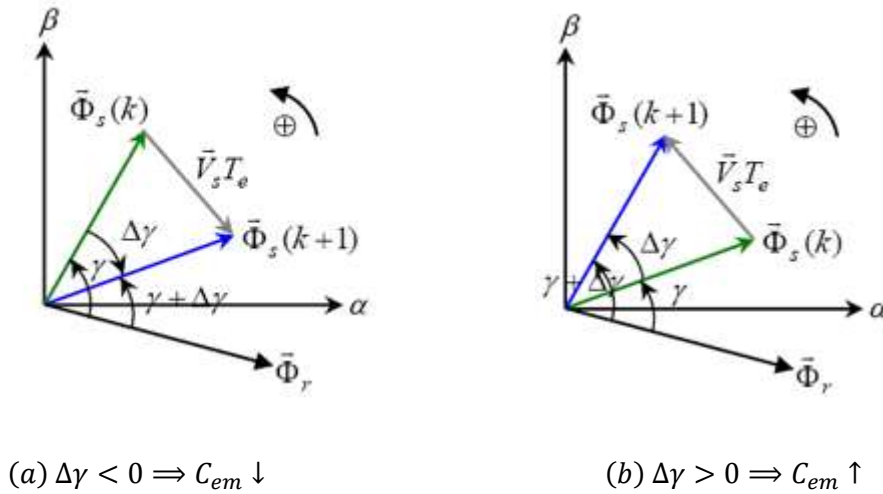
Avec :

$\vec{\varphi}_s$: Le vecteur de flux statoriques.

$\vec{\varphi}_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\vec{\varphi}_r$ et $\vec{\varphi}_s$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\vec{\varphi}_s$ (à partir de $\vec{v}_s$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\vec{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée, [15].

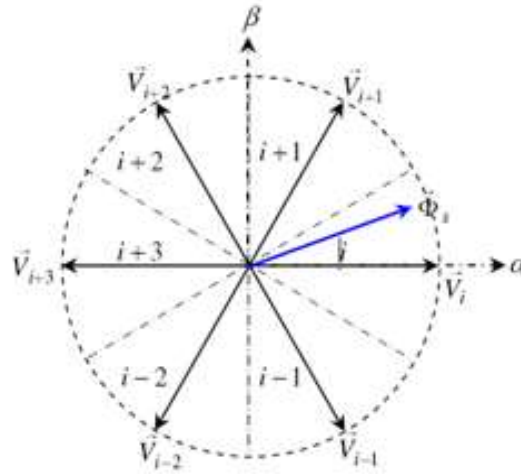


Figure(II-5) :Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

II.4 Sélection de vecteur tension

Le choix du vecteur V_s dépend d'une part de la variation désirée pour le module du flux dans sa bande d'erreur, et d'autre part de la variation souhaitée du couple dans sa bande d'erreur. On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel lié au stator Figure(II-6) en le décomposant en six secteurs symétriques (cas d'un onduleur à 2 niveaux) par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, Il est montré dans

la même figure que si la position du vecteur flux se trouve dans le secteur i la variation du flux et du couple est assurée en sélectionnant l'un des vecteurs non nuls comme indiqué dans le (Tableau II-1)



Figure(II-6) :secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux

		$\bar{V}_s$
Φ_s	Croît	$\bar{V}_{i-1} \bar{V}_i \bar{V}_{i+1}$
	Décroît	$\bar{V}_{i-2} \bar{V}_{i+2} \bar{V}_{i+3}$
C_{em}	Croît	$\bar{V}_{i+1} \bar{V}_{i+2}$
	Décroît	$\bar{V}_{i-1} \bar{V}_{i-2}$

Table(II-1) : de sélection générale pour la commande DTC

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs

$\bar{v}_i$ et $\bar{v}_{i+1}$ ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit dans la figure suivante :

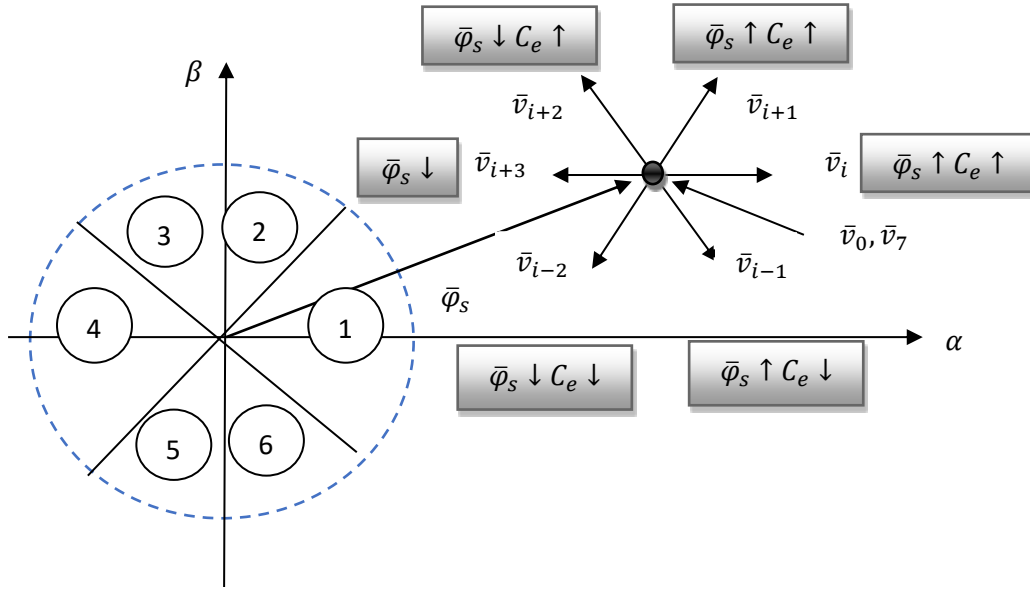


Figure (II-7): choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur $\bar{v}_s$ dépend :

- De la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (α, β) ;
- De la variation souhaitée pour le module de $\bar{\varphi}_s$;
- De la variation souhaitée pour le couple ;
- De sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$;

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

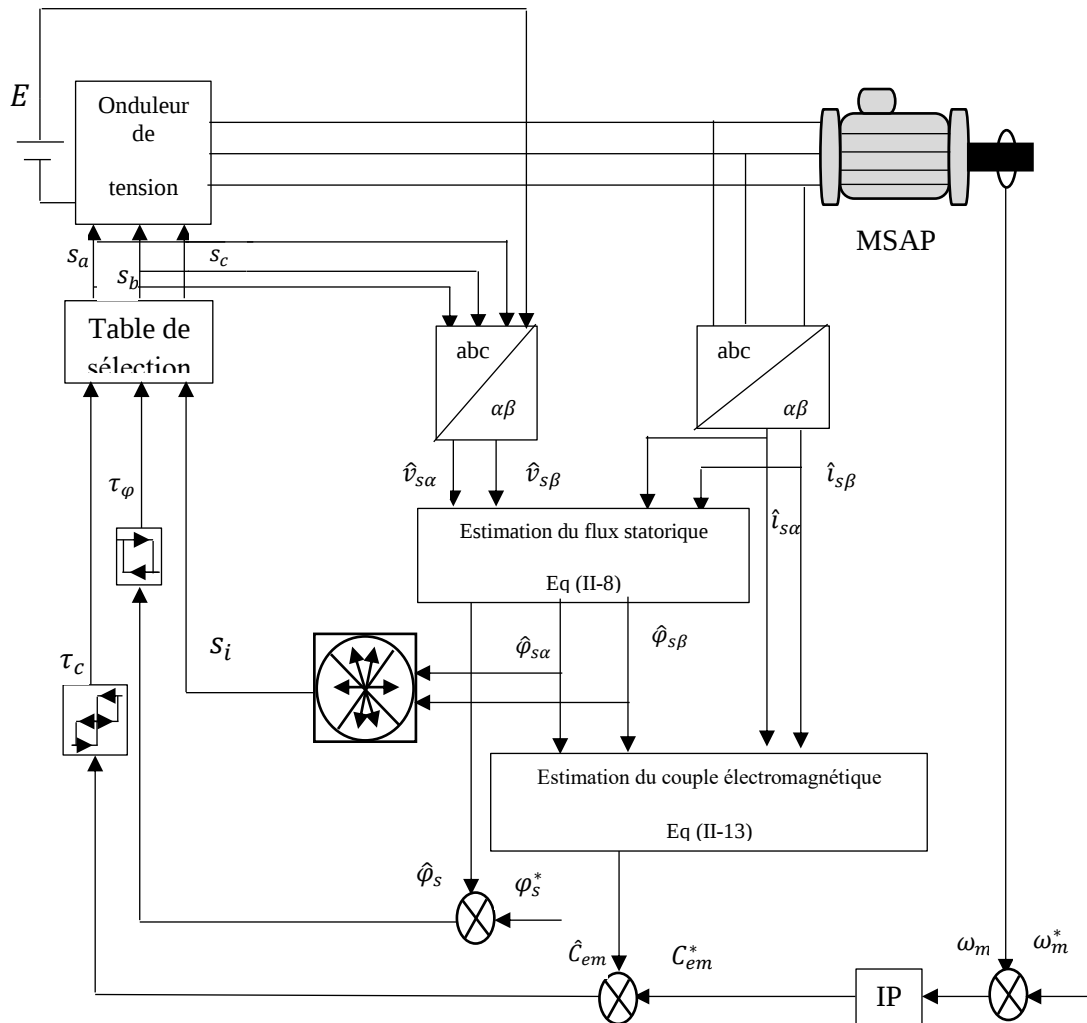
- Si $\bar{v}_{i+1}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et c_e croît ;
- Si $\bar{v}_{i+2}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et c_e décroît ;
- Si $\bar{v}_{i-1}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et c_e croît ;
- Si $\bar{v}_{i-2}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et c_e décroît ;
- Si $\bar{v}_0$ et $\bar{v}_7$ sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée ; d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ inchangé.

Exemple : pour $i = 1$, le flux croît en sélectionnant les vecteurs (V6, V1, V2) et décroît pour (V3, V4, V5), de même, le couple croît en choisissant les vecteurs (V2, V3) et décroît pour (V5, V6)

II.5 Mise en œuvre de la commande DTC d'un MSAP

La Figure (II-8) montre le schéma bloc de la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à 2 niveaux. La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de commande généré par le régulateur de vitesse.

Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées par deux comparateurs à hystérésis représentés par les Figures (II-11), (II-12), (II-13). Les valeurs de sorties correspondantes ainsi que le numéro du secteur de position du flux statorique sont utilisées pour sélectionner le vecteur tension approprié à partir d'une table de sélection afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur.



Figure(II-8) :schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse

II.5.1 Estimation du flux statorique et de sa position

La structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), L'estimateur classique du " modèle tension " est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux φ_s statorique est estimée à partir de ses composantes, [12] :

$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ en utilisant le système d'équations (II-8) :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) . dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) . dt \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

qui nécessite la connaissance du vecteur courant statorique $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ et du vecteur tension statorique $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$. Les composantes du vecteur courant statorique $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées (i_a, i_b, i_c) :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs et la tension E du bus continu:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = E \sqrt{\frac{3}{2}} (S_a - 0.5(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Pour choisir le vecteur tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteurs du plan (α, β)

Pour la commande directe du couple, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision la valeur de l'angle. $\theta_s = \arctg \left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \right)$. IL suffit de connaître le secteur dans lequel évolue le flux statorique pour faire le choix du vecteur tension à appliquer. Pour définir ce secteur, on commence d'abord par déterminer le quadrant dans lequel se trouve le vecteur flux statorique (Figure II-9), en fonction des signes de $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$

Tableau (II-2) puis on localise le secteur d'appartenance en comparant $\varphi_{s\alpha}$ à $\varphi_{s\alpha \max}$ et $\varphi_{s\beta}$ à $\varphi_{s\beta \max}$ Figure (II-10)

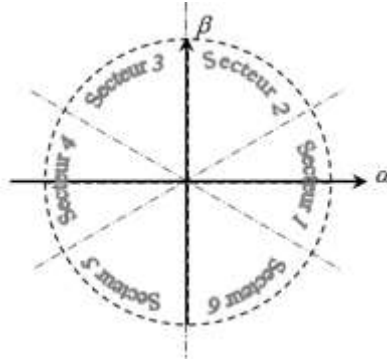


Figure (II-9): partage du cercle trigonométrique en six zones

Signe de $\Phi_{s\alpha}$	Signe de $\Phi_{s\beta}$	Quadrant
+	+	1
-	+	2
-	-	3
+	-	4

Tableau(II-2) :localisation du vecteur flux statorique dans l'un des quatre quadrants du plan (α,β)



Figure(II-10) :estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \varphi_s \sin(\alpha) \\ \varphi_{s\beta} = \varphi_s \sin(\alpha) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Le maximum du demi-secteur est de 30° , dans cette condition on a :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha \max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi_s \\ \varphi_{s\beta} = \frac{1}{2} \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

II.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2}p[\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}] \quad (\text{II-13})$$

sont obtenues, sa formule est donné : On peut remarquer dans cette équation que l'estimation du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statoriques.

II.5.3 Comparateurs à hystérésis :

II.5.3.1 Comparateurs à hystérésis du flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II-11). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne (Cflx) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ou diminuée de façon à le maintenir constant dans sa bande : [17], [18], [19], [20].

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (\text{II-14})$$

Avec :

φ_{sref} : la consigne de flux,

$\Delta\varphi_s$: la largeur d'hystérésis du correcteur.

- Si l'erreur de flux est positive, il faut augmenter le flux et ($C_{flx} = 1$)
- Si l'erreur de flux est négative, il faut affaiblir le flux et ($C_{flx} = 0$)

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie en fonction de l'intervalle de contrôle des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs (FigureII-11)

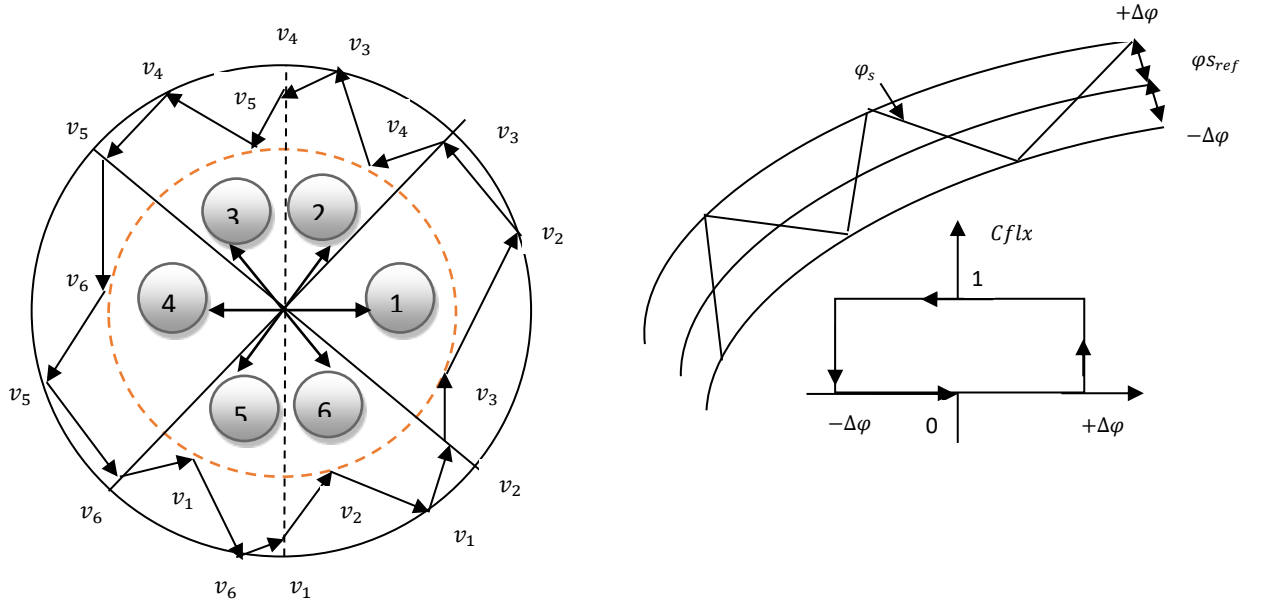


Figure (II-11): comparateur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.

II.5.3.2 Compérateurs à hystérésis du couple :

Le comparateur de couple a pour fonction de maintenir le couple tel que :

$$|C_{e_{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (II-15)$$

Avec :

$C_{e_{ref}}$ = la référence de couple,

ΔC_e = la bande d'hystérésis du comparateur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

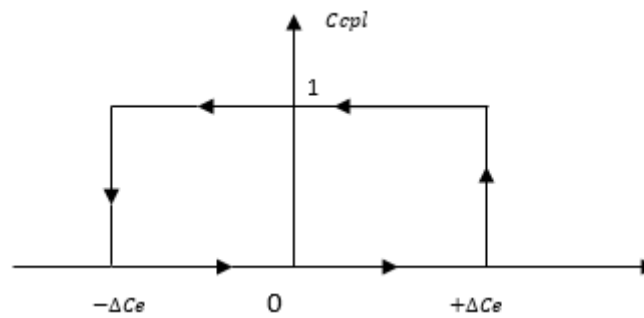
- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux,

II.5.3.2.1 Comparateur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les

vecteurs v_{i+1} et v_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

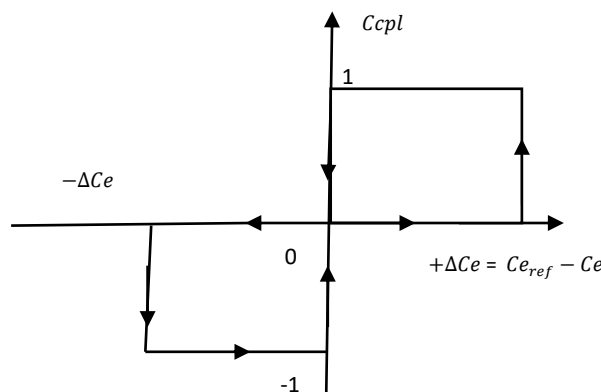
Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones, on s'aperçoit que pour chaque zone i il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais. Ceci permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs, dominant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [20].



Figure(II-12): comparateur de couple à deux niveaux

II.5.3.2 Comparateur à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation soit pour un couple positif ou négatif. La figure (II-13) montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple. La sortie du correcteur représentée par la variable booléenne $Ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue $Ccpl = 1$ pour une consigne positive et $Ccpl = -1$ pour une consigne négative ou diminuée $Ccpl = 0$ [22].



Figure(II-13) : comparateur de couple à trois niveaux.

II.5.4 Table de sélection de vecteur tension

En fonction des sorties des régulateurs à hystérésis et du secteur où se trouve le flux statorique, les vecteurs de tension sont choisis afin de maintenir le flux et le couple à l'intérieur des bandes d'hystérésis.

Le Tableau (II-3) proposé par Takahashi donne toutes les sélections possibles

		Secteur					
r_Φ	r_c	1	2	3	4	5	6
1	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau (II-3) Table de sélection de Takahashi

II.5.5 Régulation de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation,

il est bien connu que le choix d'un régulateur PI ne permet pas d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

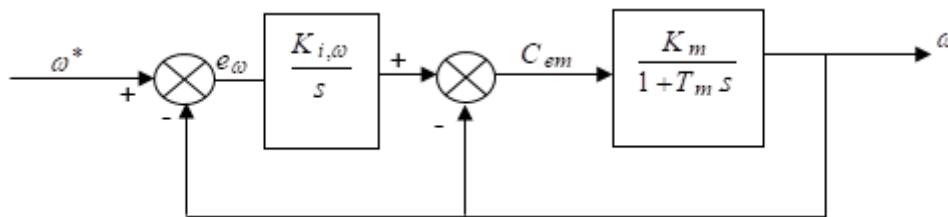


Figure (II-14) : Schéma bloc de régulation de la vitesse par un correcteur IP

La fonction en boucle fermée est donnée par ;

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K \cdot K_{i,\omega} \cdot K_{p,\omega}}{T_m}}{\frac{(1 + K_m \cdot K_{p,\omega})}{T_m} + \frac{K_m \cdot K_{i,\omega} \cdot K_{p,\omega}}{T_m}} \quad (\text{II-16})$$

De la même manière, pour dimensionner ce correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront :

$$\begin{aligned} K_p, \omega &= (2\varepsilon \omega_0 T_m - 1) / K_m \\ K_i, \omega &= \omega_0^2 T_M / (K_m K_p, \omega) \end{aligned} \quad (\text{II-17})$$

Avec : $K_m = \frac{P}{f}$ et $T_m = \frac{J}{f}$

II.6 Simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une machine synchrone à aimant permanent triphasée alimentée en tension, dont les paramètres sont mentionnés dans l'annexe. La simulation numérique est réalisée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Afin d'illustrer les performances dynamique et statique du système, on a simulé les régimes suivants :

- Variation du couple de charge avec poursuite de la vitesse
- Inversion du sens de la rotation
- Test à basses vitesses.

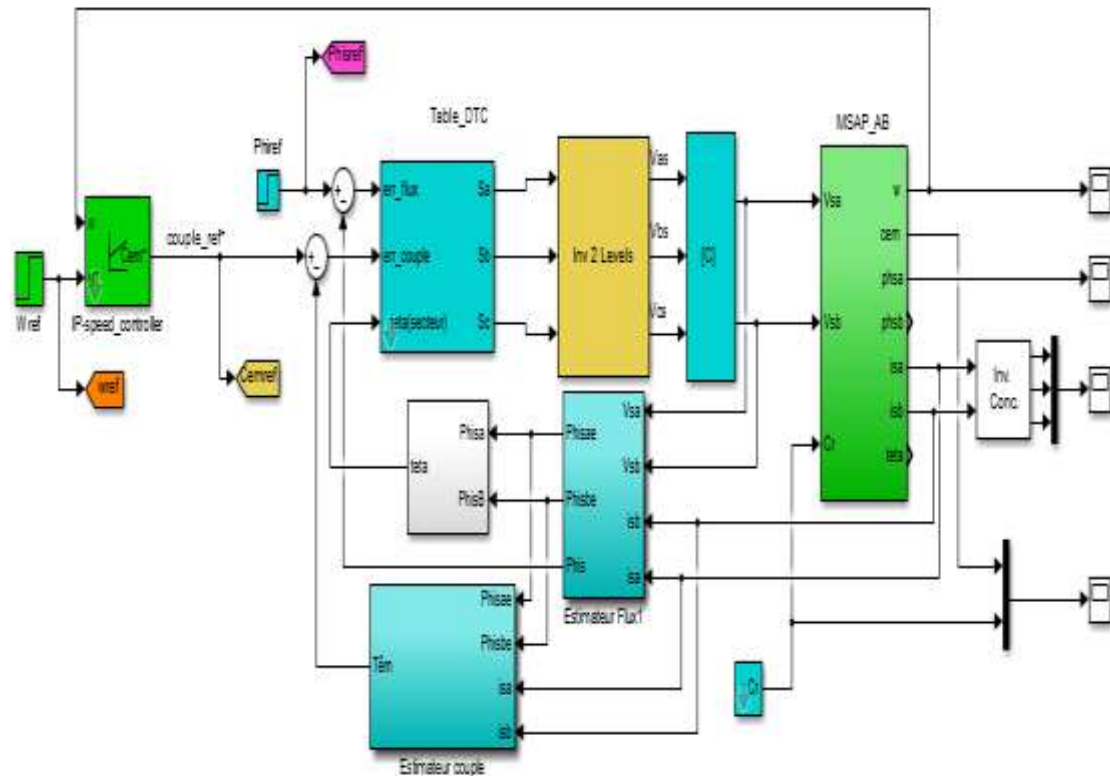
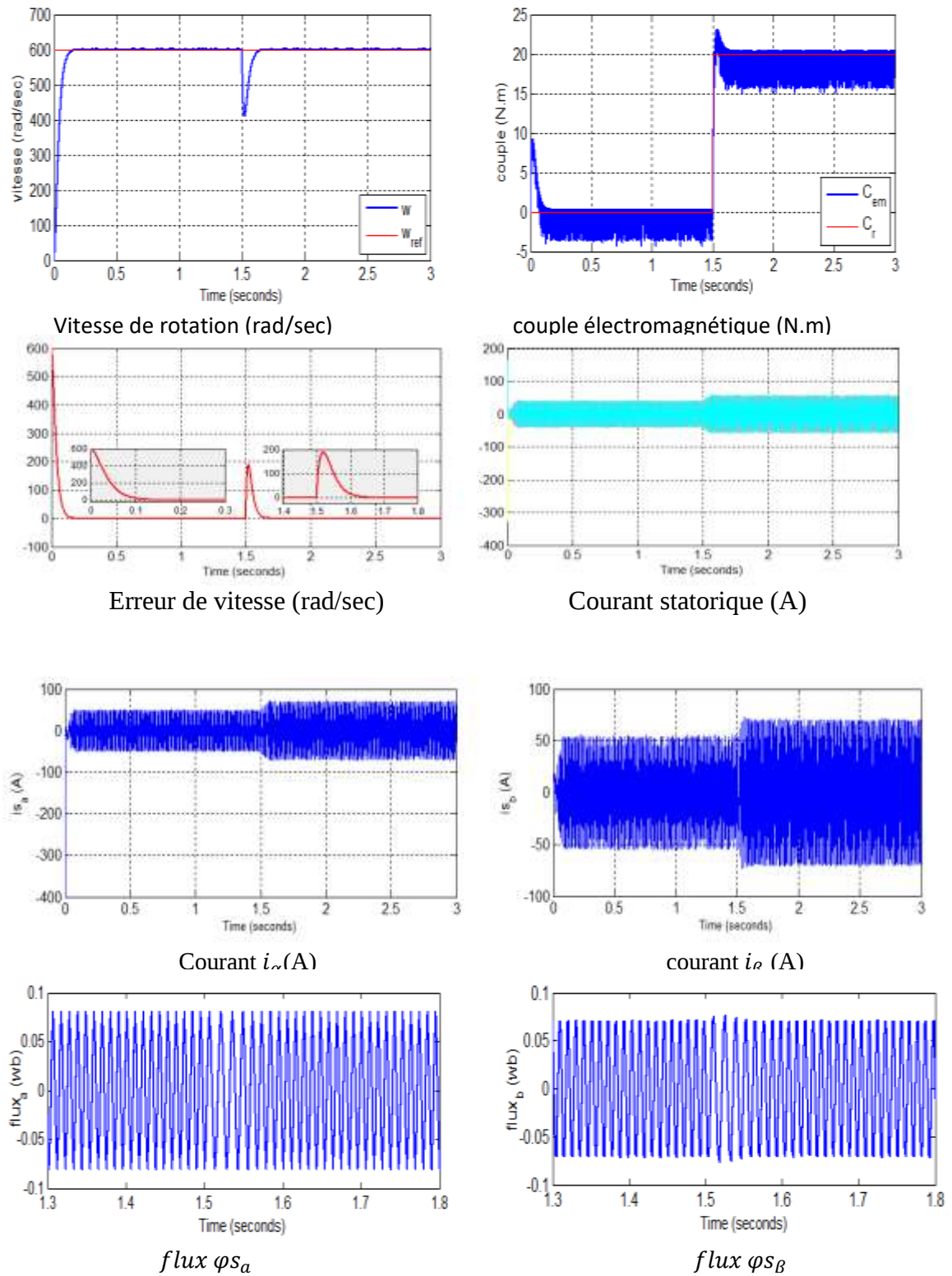


Figure (II-15) Modèle Simulink de la commande DTC

II.6.1 Résultats de Simulation

- Variation du couple de charge avec poursuite de la vitesse (600 rad/sec)



Figure(II-16) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t=1.5$ sec.

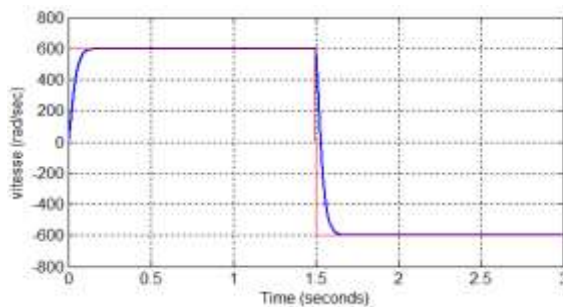
Interprétation :

La figure (II-16) représente la réponse du système de contrôle au démarrage à vide suivie d'une application de charge ($C_r = 20 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 1.5 \text{ s}$, pour une vitesse de référence de 600 rad/s . pour cette essai on a utilisé un régulateur d'hystérésis du couple a trois niveaux et un régulateur de flux à deux niveaux. Les résultats de simulation montrent que le couple électromagnétique repent au démarrage à vide avec un pic de 9 N.m et se stabilise après environ 0.1 s . En régime statique suit parfaitement sa valeur de référence , reste à signaler que le couple présente certains ondulations.

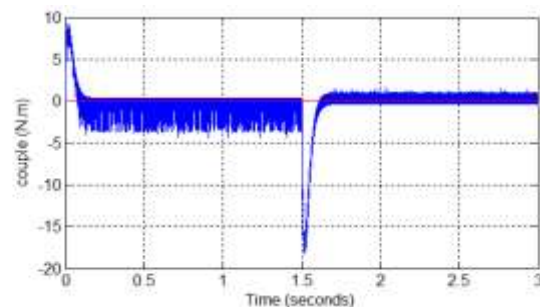
La vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis elle atteint sa référence à l'instant ($t = 1.5 \text{ s}$) et elle diminue pendant l'application de la charge, et subit ensuite une perturbation a quelque instant avant de se stabiliser (rejet de perturbation). La perturbation du couple n'affecte pas le flux ce qui montre un découpage parfait de (flux-couple).

• Inversion du sens de rotation du moteur a l'instant 1.5 seconde (600 rad/sec)

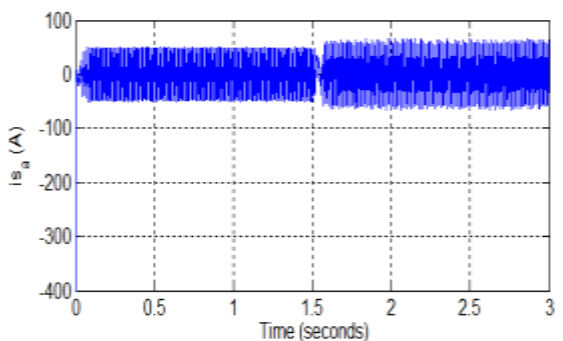
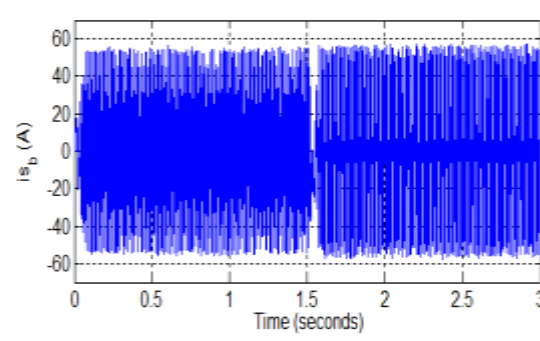
La Figure (II-17) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 600 rad/s à -600 rad/s à l'instant $t = 1.5 \text{ s}$ (essai à vide).

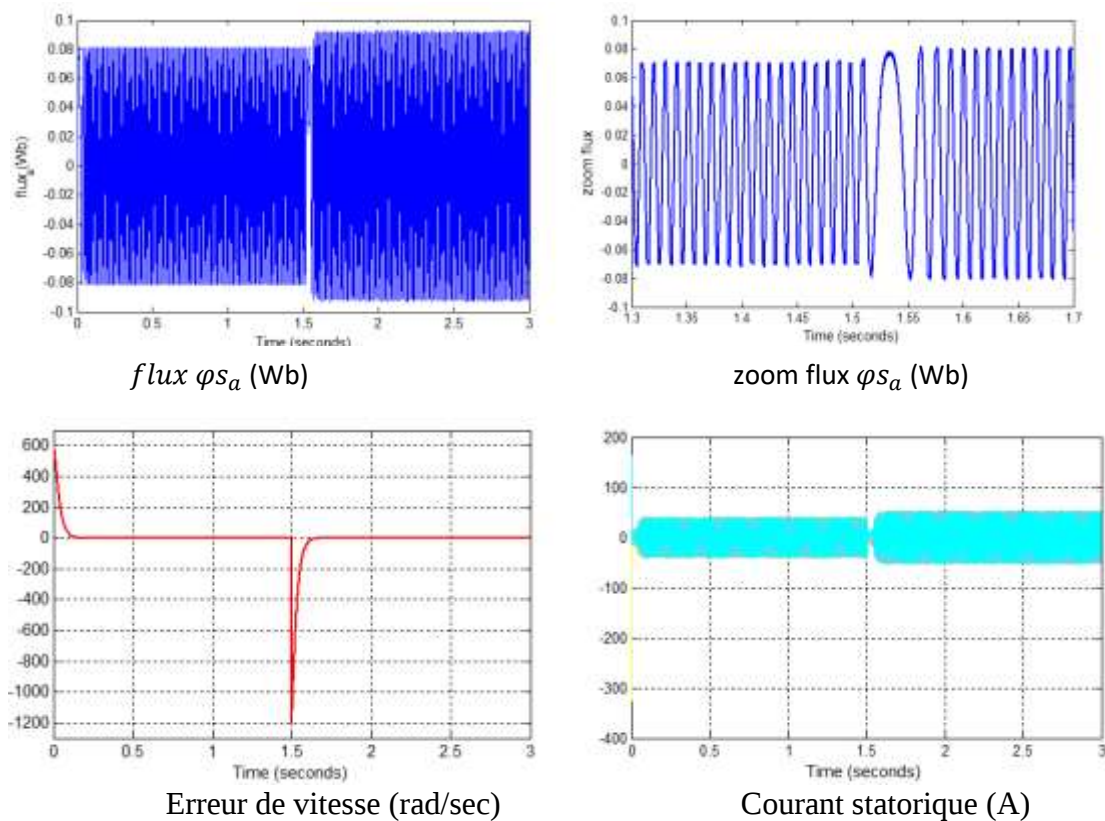


Vitesse de rotation (rad/sec)



couple électromagnétique (N.m)

Courant i_α (A)courant i_β (A)

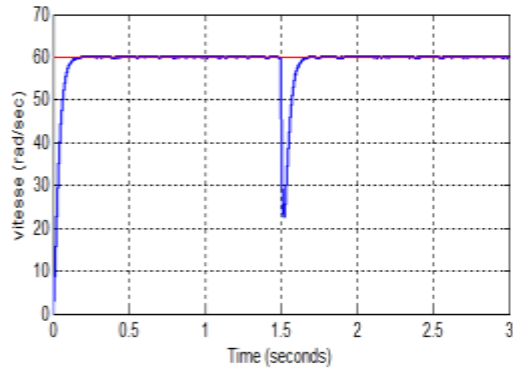


Figure(II-17) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage vide suivi d'une inversion de sens a $t=1.5$ sec

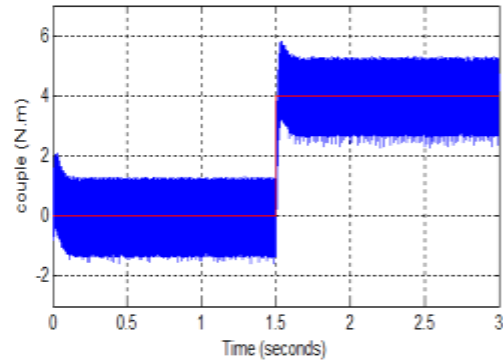
Interprétation :

La figure (II-17) présente la réponse du moteur à l'inversion de vitesse. Dans ce cas, on va utiliser un régulateur d'hystérésis du couple a trois niveau puisque le moteur tourne dans les deux sens de rotation. En réponse à ce changement, le couple prend la valeur minimale puis remonte après quelques instants à la valeur du couple résistant. Il force le moteur à changer son sens de rotation. Un changement instantané est observé sur l'allure du courant. Lors de l'inversion de la sens de rotation il n'y a aucun dépassement ce qui montre l'efficacité du régulateur IP.

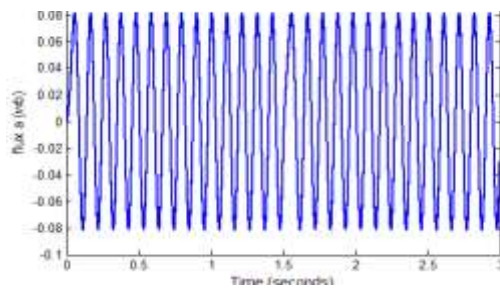
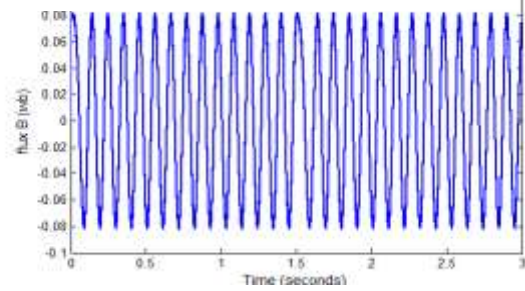
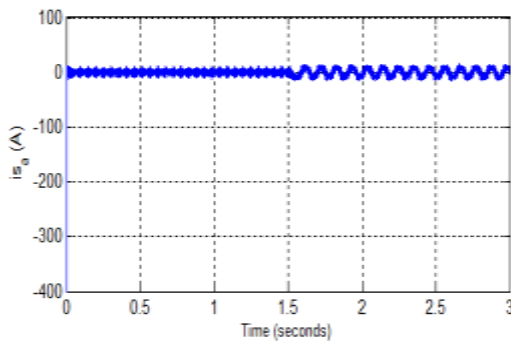
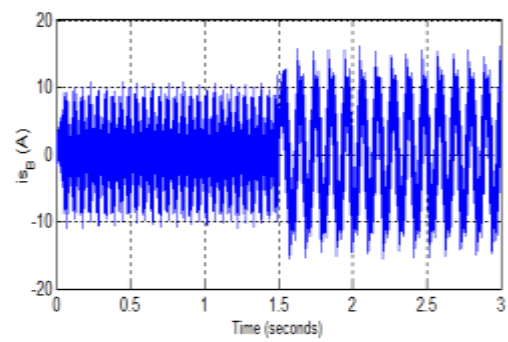
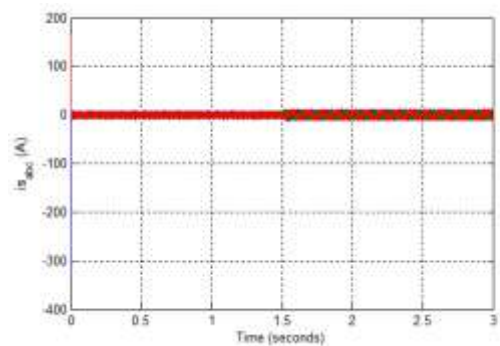
- Variation du couple de charge avec poursuite de la vitesse (60 rad/sec)



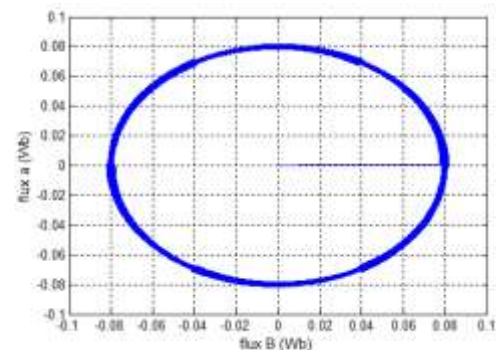
Vitesse de rotation (rad/sec)



couple électromagnétique (N.m)

 $\text{flux } \psi_a$  $\text{flux } \psi_\beta$ Courant i_α (A)courant i_β (A)

Courant stator (A)

trajectoire flux ($\alpha\beta$)

Figure(II-18) : Résultats de simulation de la MSAP à démarrage vide suivi d'une application d'une charge de 4 (N.m) a $t=1.5$ sec

Interprétation

La figure (II-18) représente la réponse du système de contrôle au démarrage à vide suivie d'une application de charge ($C_r = 4 \text{ N.m}$), pour une vitesse de référence de 60 rad/s . pour cette essai on a utilisé un régulateur d'hystérésis du couple a trois niveau. le couple électromagnétique repart au démarrage à vide avec un pic de 2 N.m et se stabilise après environ 0.1 s à cause de l'inertie. en régime statique il suit parfaitement sa valeur de référence malgré la présence de certaines ondulations.

La vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis elle atteint sa référence et elle diminue pendant l'application de la charge, et subit ensuite une perturbation a quelque instant avant de se stabiliser (rejet de perturbation). La perturbation du couple n'affecte pas le flux qui suit une trajectoire presque circulaire ce qui montre un découpage parfait de (flux-couple).

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur de tension à deux niveaux, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP. Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques et statique du couple très satisfaisants. Cependant le capteur mécanique constitue un maillon faible dans la chaine de commande pour des raisons technique (encombrement, fragilité, nécessité de maintenance....etc.) et économique (cout du capteur). De fait il est nécessaire de réaliser une commande sans capteur mécanique ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande sans capteur
mécanique de la MSAP

III Introduction générale

Le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant (fréquence du courant statorique) qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. En général, les MSAP sont auto-commutées au moyen de capteurs directs tels que des sondes à effet Hall, des codeurs optiques incrémentaux, ou des capteurs électromagnétique de type résolveur. Ces capteurs donnent une information sur la position du rotor quelle que soit la vitesse. Mais vu, les inconvénients de l'utilisation des capteurs mécanique tel que : l'encombrement, le cout et la nécessité de la maintenance, l'idée d'éliminer ces capteurs est née et les recherches sur la commande sans capteur des machines ont commencé. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur l'utilisation des estimateurs de vitesse ou des observateurs.

III.1 L'autopilotage de la machine synchrone

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage. Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine [22].

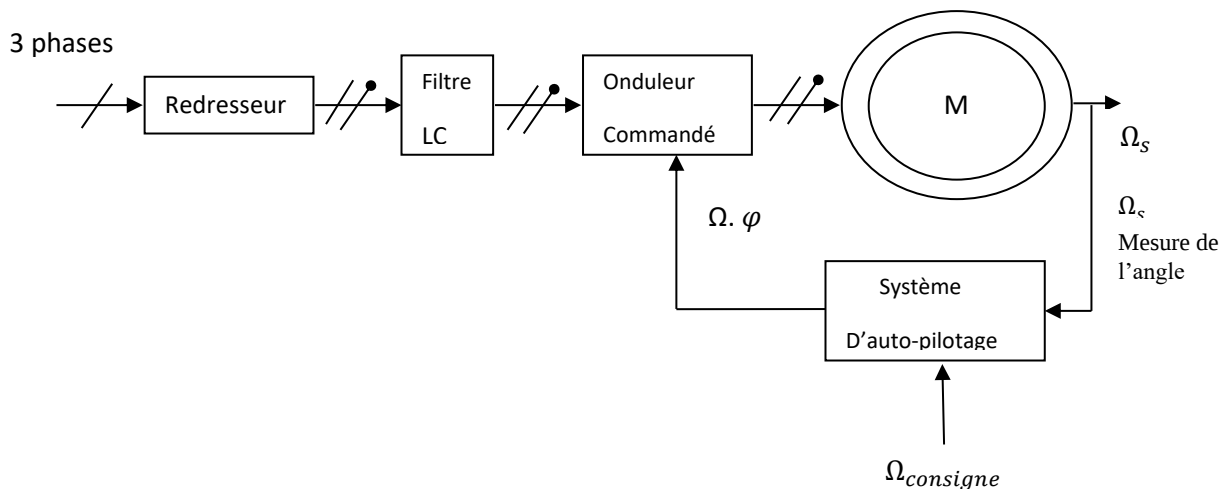


Figure (III-1) Principe d'autopilotage de la MSAP

III.2 Les capteurs mécaniques utilisés dans l'autopilotage de la machine

En général, les MSAP sont auto-commutées au moyen de capteurs directs tels que des sondes à effet Hall, des codeurs optiques incrémentaux, ou des capteurs de type résolveur. Ces capteurs donnent une information sur la position du rotor quelle que soit la vitesse. Dans la majorité des applications industrielles utilisant la commande sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants, il est indispensable de connaître la position initiale du rotor [23] [24] [25]. Si le moteur démarre sans connaître cette position, il y aura un mouvement aléatoire avant que l'algorithme d'estimation de la position du rotor en régime dynamique converge vers la bonne valeur de la position [26] [27] [28] [29]. Ce type de réponse peut être catastrophique pour certaines applications industrielles. A l'arrêt, les courants et les tensions aux bornes du moteur sont nuls, alors il est impossible de déterminer la position initiale du rotor puisqu'il n'y a aucune information disponible.

L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

Parmi les capteurs de positions utilisées, on cite :

- Le Codeur Incrémental

- Codeur Absolu
- Capteur électromagnétique (Résolveur)
- capteur à effet-hall

III.2.1 Les codeurs incrémentaux

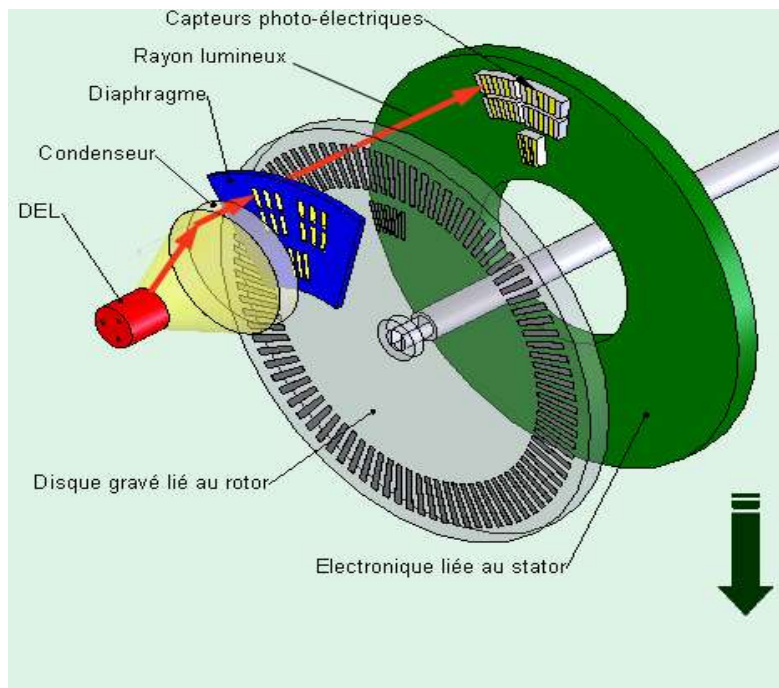


Figure (III-2) : les codeurs incrémentaux

Les codeurs incrémentaux génèrent un signal carré en sortie dont l'état change à chaque fois que l'arbre tourne d'un certain angle. Le nombre de crêtes par tour définit la résolution du capteur. À la différence du codeur absolu, le codeur incrémental ne fournit pas une valeur absolue de la position (seulement relative). Cela a pour avantage de rendre le capteur moins cher car moins compliqué technologiquement. La première application des codeurs incrémentaux est le suivi de position. Cela s'effectue par le compte du nombre de crêtes mis en relation avec la position initiale. Mais ils peuvent tout aussi bien être utilisés afin de mesurer la vitesse d'un composant. Cela s'effectue par le calcul du rapport entre le nombre de crêtes et le temps total d'opération.

- **Avantages**

Le codeur incrémental est de conception simple (son disque ne comporte que deux pistes) donc plus fiable et moins onéreux

- **Inconvénients**

Il est sensible aux coupures du réseau : chaque coupure du courant peut faire perdre la position réelle du mobile à l'unité de traitement. Il faudra alors procéder à la réinitialisation du système automatisé. Il est sensible aux parasites en ligne, un parasite peut être comptabilisé par le système de traitement comme une impulsion délivrée par le codeur.

III.2.2 Codeur Absolut

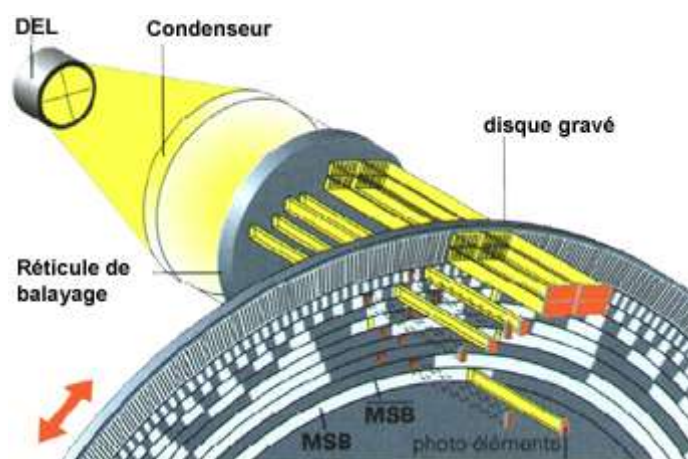


Figure (III-3) : les codeurs absolus

Les codeurs absolus génèrent des informations sur la position, l'angle et le nombre de tours dans des pas angulaires spécifiques au type. Un type de code univoque est attribué à chaque pas angulaire. Le nombre de types de code existants par tour détermine la résolution. Chaque type de code constitue une référence univoque et ainsi une position absolue. Une initialisation de référence après la mise en marche n'est donc pas nécessaire. Un codeur mono tour mesure la position absolue dans un tour. Un codeur multi tours établit le nombre de tours en plus de la position dans un tour.

- **Avantages**

Il est insensible aux coupures du réseau : la position du mobile est détenue dans un code qui est envoyé en parallèle au système de traitement. L'information de position est donc disponible dès la mise sous tension. Si le système de traitement «saute» une information de position délivrée par le codeur, la position réelle du mobile ne sera pas perdue car elle restera valide à la lecture suivante.

- **Inconvénients**

Il est de conception électrique et mécanique plus complexe aussi son coût sera plus élevé qu'un codeur incrémental. Les informations de position sont délivrées « en parallèle » ; son utilisation mobilisera donc un nombre important d'entrées du système de traitement (A.P.I. par exemple).

III.2.3 Capteur électromagnétique (Résolveur)

Les résolveurs sont des capteurs analogiques de position angulaire absolue sur un tour. Ils donnent à tout instant la position angulaire de l'axe. Le résolveur est un transformateur rotatif. Le bobinage du rotor est alimenté par un signal sinusoïdal à haute fréquence (env. 10 kHz). Il induit une tension de même fréquence dans les deux enroulements du stator disposés à 90 degrés l'un par rapport à l'autre. L'amplitude de ces tensions induites dépend du sinus, respectivement du cosinus de l'angle de rotation. Un circuit électronique les met en forme et délivre un signal analogique proportionnel à l'angle.

- **Avantages**

Fiable, robuste, précis, longue durée de vie

- **Inconvénients**

Encombrant, lourd, coûteux, nécessite de solides compétences pour la spécification et le déploiement

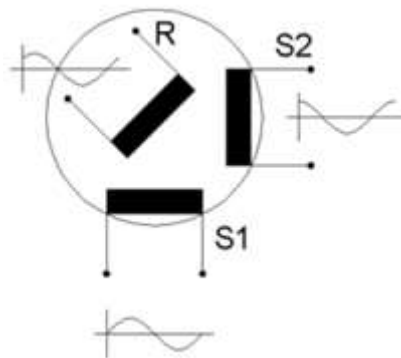


Figure (III-4) : les résolveurs

III.3 Généralités sur les méthodes d'estimation de la position dans les MSAP

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position ou de vitesse par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...etc.) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs.

Les capteurs <<physiques>> ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité. Le remplacement de ces capteur par des capteurs dit <<logiciels >> peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût (cas de certaines applications grand public : ventilateurs, machines à laver, ...), ou à celui de fiabilité (cas de l'aéronautique). Ainsi, la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents est un problème industriel posé depuis les années 90. De nombreuses méthodes ont été proposées pour y répondre parmi lesquelles les plus importantes sont les méthodes basées sur des modèles et les méthodes reposant sur la saillance de la machine

III.4 Observateurs et Estimateurs

Les premiers travaux sur la commande sans capteur [30] n'avaient, à leur disposition, que peu de puissance de calcul qui pouvait être dédiée à l'observation. Ils utilisent donc des estimateurs, qui sont en général plus simples à mettre en œuvre. Le principal désavantage de ces estimateurs est leur performance. Les erreurs sur les paramètres (résistance, inductance, flux permanent), les phénomènes non modélisés le bruit de mesure, et les perturbations ont un impact important sur l'estimation, qui peut être encore amplifié par des problèmes d'intégrateur. La mesure de la dérivée du courant peut également poser un problème. Pour toutes ces raisons on leur préfère en général les observateurs

III.4.1 Définition d'un estimateur

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK, ce qui leur permet d'être rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine. Ils sont peu robustes aux variations de ses paramètres (résistances statorique et rotorique,...etc.). Le schéma de principe d'un tel

estimeur est présenté par la Figure (III-5). Ayant comme entrées les entrées du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus. La reconstruction du vecteur d'état ne fait pas, ici, appel à la mesure de la sortie $y(t)$.

On distingue généralement deux types d'estimateurs :

- Estimateurs de flux
- Estimateurs de vitesse

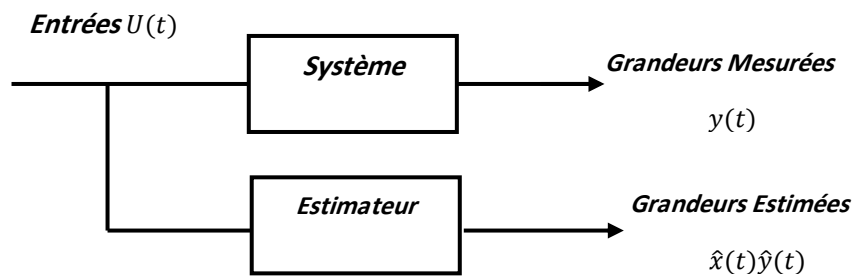


Figure (III-5) : Schéma de principe d'un estimateur

III.4.2 Estimateurs de flux

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes [31] :

- Estimateur de flux basé sur un modèle en courant,
- Estimateur de flux basé sur une méthode d'élimination,
- Estimateur de flux basé sur un modèle en tension
- Estimateur de flux d'ordre complet.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine. Une étude détaillée de la dynamique de ces estimateurs dans [31] conclut que les méthodes d'estimation du flux proposées ci-dessus, ont toutes un ou deux des inconvénients liés aux problèmes suivants :

- La nécessité de connaître la vitesse.
- La sensibilité à la variation des paramètres de la machine

Pour essayer de résoudre le dernier problème, certains chercheurs ont proposé l'identification en ligne des paramètres. Pourtant, l'adaptation en ligne des paramètres, en plus de sa complexité, ne rend pas la technique d'estimation parfaitement indépendante de la variation de ces paramètres. De plus, ces techniques d'estimation

dépendent de l'excitation fondamentale de la machine, ce pour les basses vitesses jusqu'à l'arrêt [31], [32].

III.4.3 Estimateurs de flux et de vitesse

Les estimateurs déjà cités dans la section précédente peuvent être améliorés pour estimer la vitesse de la machine asynchrone.

Ces techniques se divisent en quatre catégories :

- Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux.
- Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.é.m.).
- Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS),
- Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman

III.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS

La méthode dite MRAS (Model Reference Adaptive System), est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [33], [34]. Introduite par LANDAU, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé « modèle de référence » l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Ou « Ajustable », Le modèle de référence (ou modèle-tension) ne doit pas dépendre explicitement de l'information sur la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. L'erreur produite par le décalage entre les sorties (flux, fém, puissance réactive) des deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation (un régulateur PI) qui génère la vitesse estimée $\hat{\omega}$. Comme illustré sur la Figure (III-6).

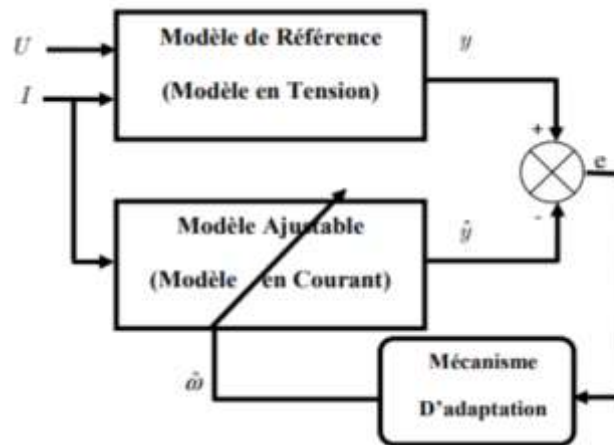


Figure (III-6) : structure de base de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS

III.5.1 Types de structures MRAS:

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y , tels que :

- MRAS basé sur le flux rotorique.
- MRAS basée sur la puissance réactive.
- MRAS basé sur le courant statorique.
- MRAS basé sur l'estimation de la f.é.m.

III.6 Commande DTC avec un estimateur de vitesse de type MRAS basé sur le courant

L'idée principale de l'introduction du système adaptatif de référence de modèle (MRAS) est de concevoir un contrôleur en boucle fermée avec des paramètres qui peuvent être mis à jour pour modifier la réponse du système. La sortie d'un système est comparée à la réponse souhaitée. Le résultat de cette comparaison est un signal d'erreur. Les paramètres de contrôle sont mis à jour en fonction de ce signal. Le système adaptatif doit converger vers le modèle de référence jusqu'à ce que l'erreur soit nulle et que les paramètres de contrôle soient en eux-mêmes des valeurs idéales

Dans ce travail, nous avons choisis un estimateur MRAS de la vitesse basé sur le courant statorique. Les équations des tensions et des flux sont exprimées dans le référentiel (d, q) par [équation (I-13)] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ v_{qs} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Par substitution des équations (III-1) et (III-2) le modèle actuel est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_r L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} v_q - \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Le modèle du système peut être simplifié en utilisant les variables d'état équivalent

i'_d et i'_q , et les variables de contrôle v'_d , v'_q

$$\begin{cases} i'_d = i_d + \frac{\varphi_f}{L_d} \\ i'_q = i_q \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

$$\begin{cases} v'_d = v_d + \frac{R_s \varphi_f}{L_d} \\ v'_q = v_q \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Avec les nouvelles variables (somme des tensions et courants), le modèle en courant sera décrit par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

III.6.1 Conception du système ajustable

Les équations du système (III-6) peuvent être converties en équations d'état du modèle ajustable, en considérant la variable ω_r comme paramètre ajustable à estimer et peut être notée $\hat{\omega}_r$

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

Où

$\hat{i}'_d, \hat{i}'_q$ sont les valeurs équivalentes estimées des courants suivant les l'axes d q respectivement.

$\hat{\omega}_r$ est la valeur estimée de la vitesse électrique du rotor.

Dans ce travail, le modèle de référence est le modèle de la machine elle-même et le modèle ajustable est celui présenté par l'équation (III-7) Il est à signaler que le point critique dans ce processus est d'avoir un mécanisme d'adaptation qui assure la stabilité et la convergence du système.

III.6.2 Mécanisme d'adaptation

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence. Pour la MRAS le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par Landau, fondé sur l'idée de comparer la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un mécanisme d'adaptation pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyperstabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs. [35],Figure (III-7).

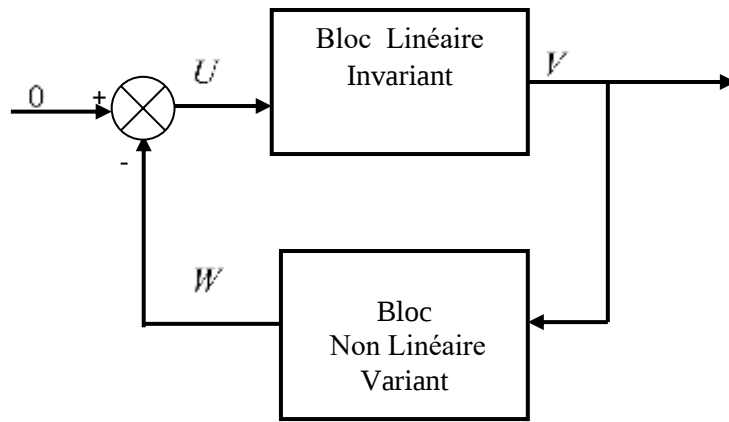


Figure (III-7) : système à rétroaction

Le système est dit asymptotiquement hyper stable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites:

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de Popov:

$$\int_0^t W^T d\tau \geq -\gamma^2 \text{ Pour } (t > 0) \quad (\text{III-8})$$

Ou $-W$ et (V) sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire

Et : γ une constante positive.

III.6.3 Application du mécanisme d'adaptation

L'équation générale de l'erreur est obtenue en soustrayant l'équation (III-6) de l'équation (III-7) peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{de}{dt} = Ae - w \quad (III-9)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}, j = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, e = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = i'_s - \hat{i}'_s, i'_s = \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix}, \hat{i}'_s = \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}$$

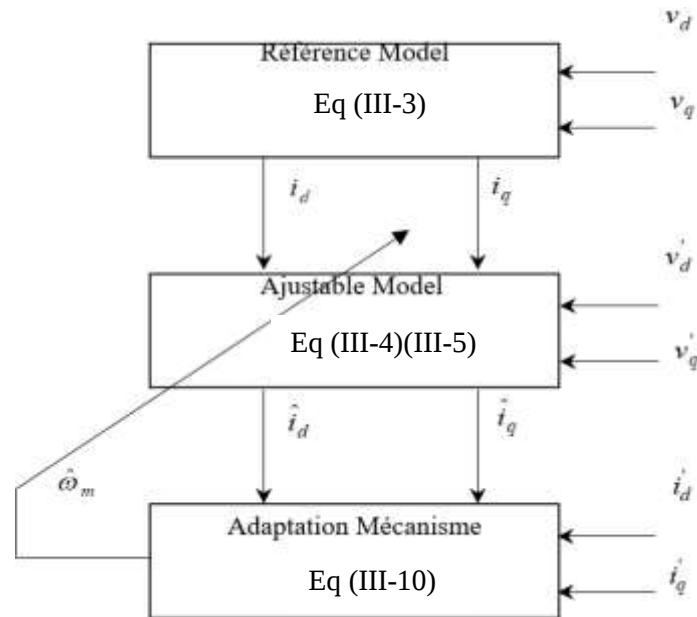
$$w = j(\hat{\omega}_r - \omega_r)\hat{i}'_s$$

Parce que la constante de temps mécanique est beaucoup plus grande que celle électrique, la vitesse ω_r dans la matrice «A» peut être considérée comme un paramètre invariant dans le temps. Donc il est facile de considérer que le système donné par l'équation (III-8) est un système non linéaire à boucle fermée variant dans le temps, alors la théorie d'hyper stabilité de Popov peut être utilisée pour concevoir le mécanisme d'adaptation.

le mécanisme d'adaptation est un PI donné par l'équation (III-10). [33].

$$\hat{\omega}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left[\frac{L_d}{L_q} (i'_q - \hat{i}'_q) \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} (i'_d - \hat{i}'_d) \hat{i}'_q \right] + \hat{\omega}_r(0) \quad (III-10)$$

La figure (III-8), montre le modèle de l'estimateur MRAS basé sur le courant appliqué à la MSAP en vue de l'estimation de la vitesse



(Figure III-8) : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la MRAS
Appliqué un MSAP

III.7 Simulation de la commande DTC avec un estimateur de vitesse de type MRAS basé Sur le courant statorique

Pour évaluer les performances de la commande DTC classique sans capteur mécanique en utilisant un estimateur de vitesse de type MRAS (Model reference adaptatif system) de la machine synchrone à aimant permanent, nous avons procédé à une série de tests:

- poursuite de vitesse : fonctionnement en charge à haute vitesse
- poursuite de vitesse et inversion du sens de rotation : fonctionnement en charge et à faible vitesse

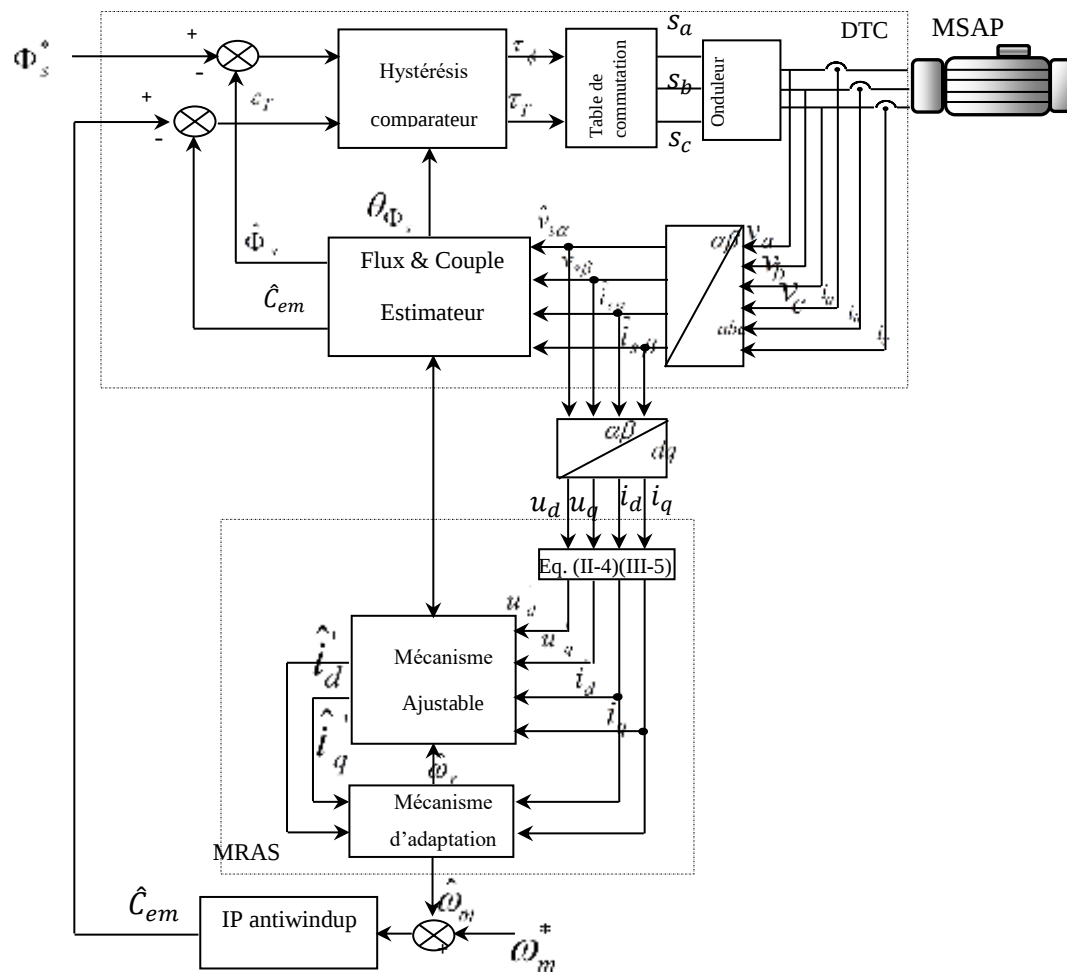


Figure (III-9) : Schéma bloc de la commande DTC avec un estimateur MRAS

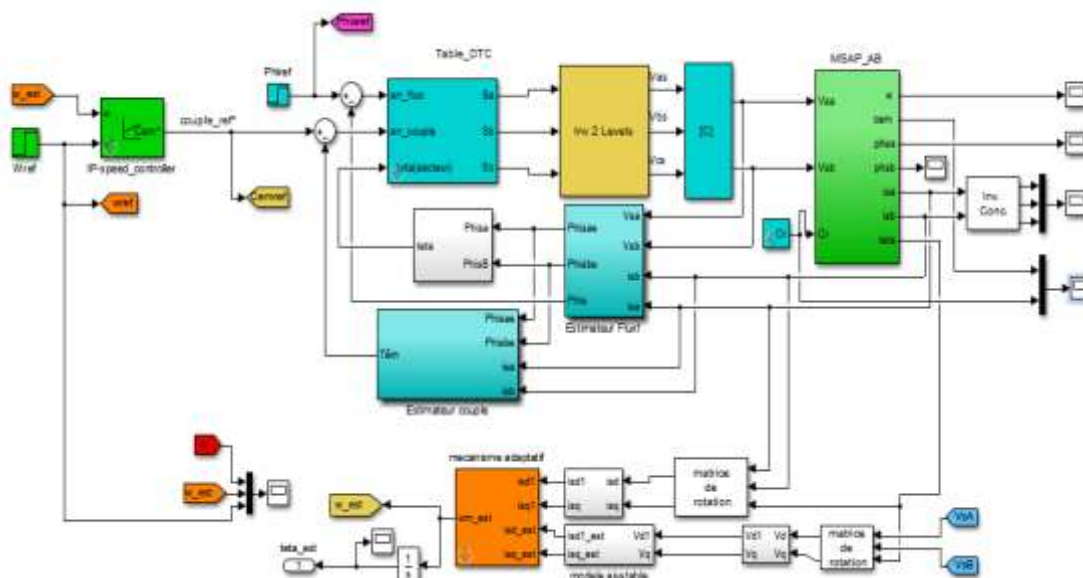
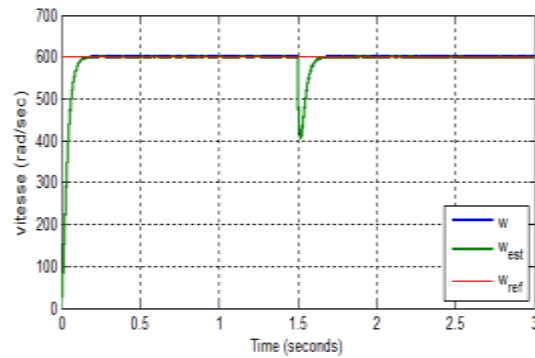
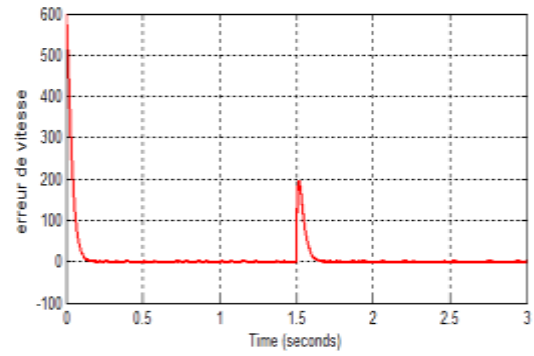


Figure (III-10) : modèle Simulink de commande sans capteur mécanique par l'estimateur de vitesse de type MRAS

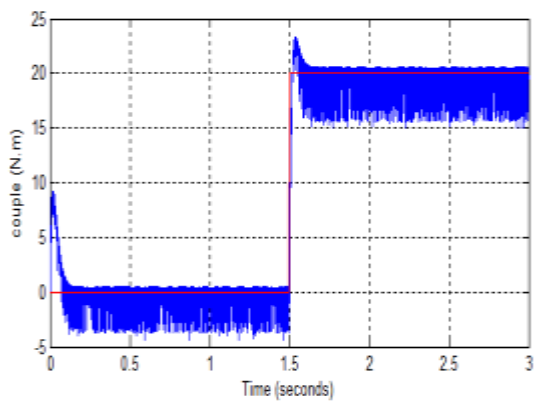
III.7.1 Résultats de Simulations :



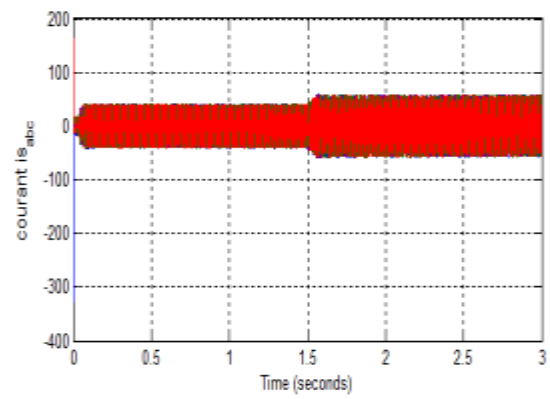
Vitesse de rotation (rad/sec)



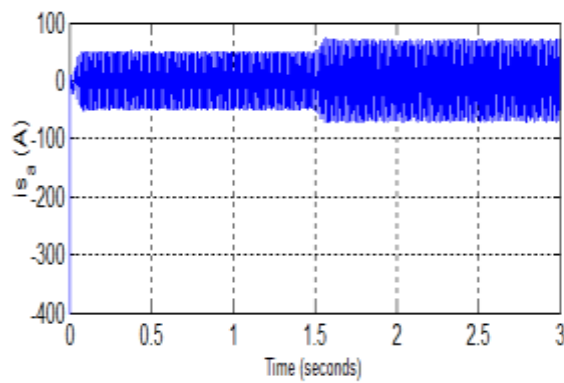
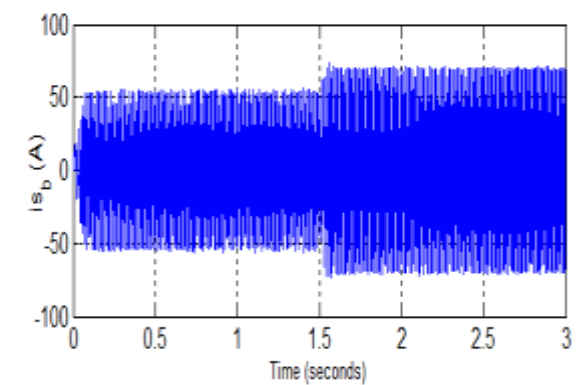
Erreur de vitesse estimé (rad/sec)

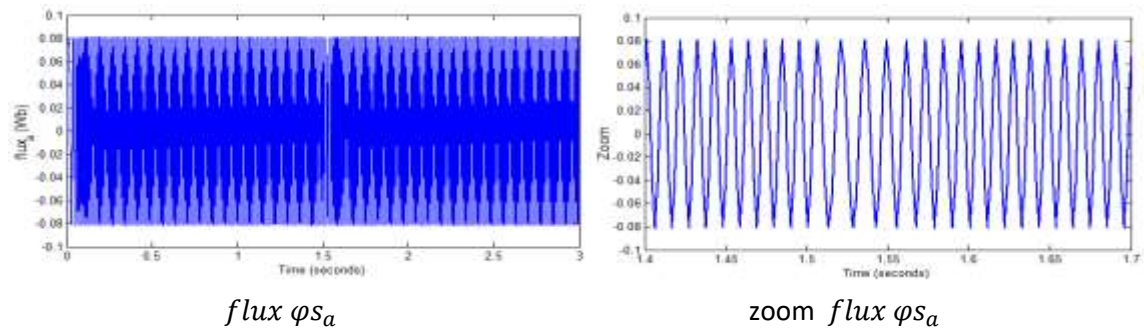


couple électromagnétique (N.m)



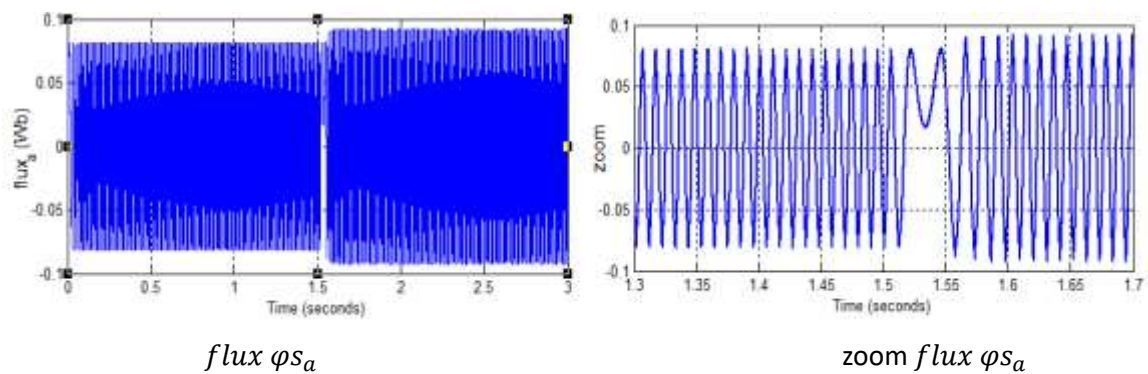
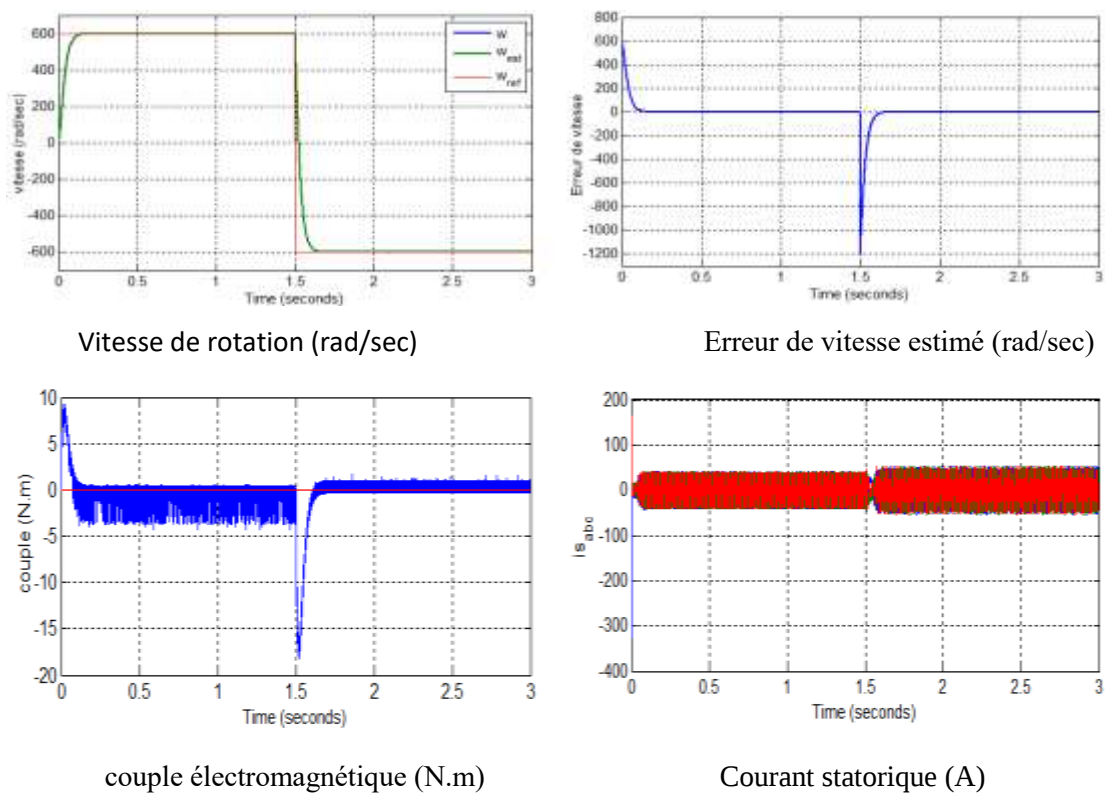
Courant statorique (A)

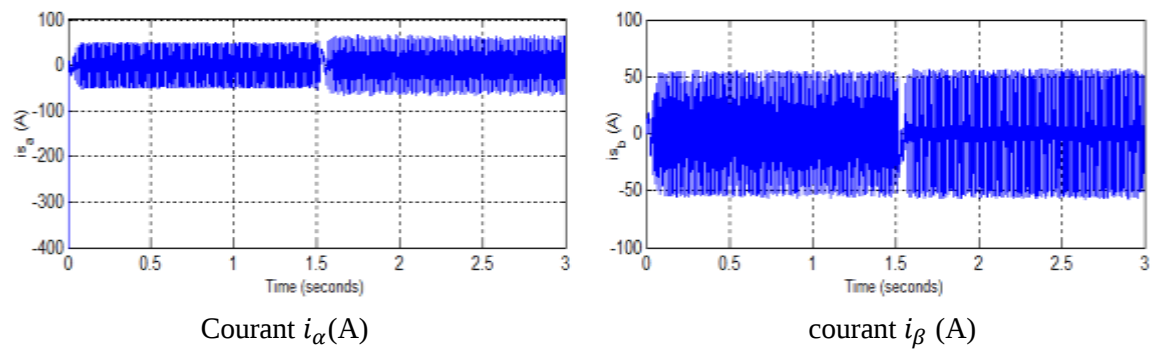
Courant i_α (A)courant i_β (A)



Figure(III-11) : Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur deux niveau démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t=1.5$ sec.

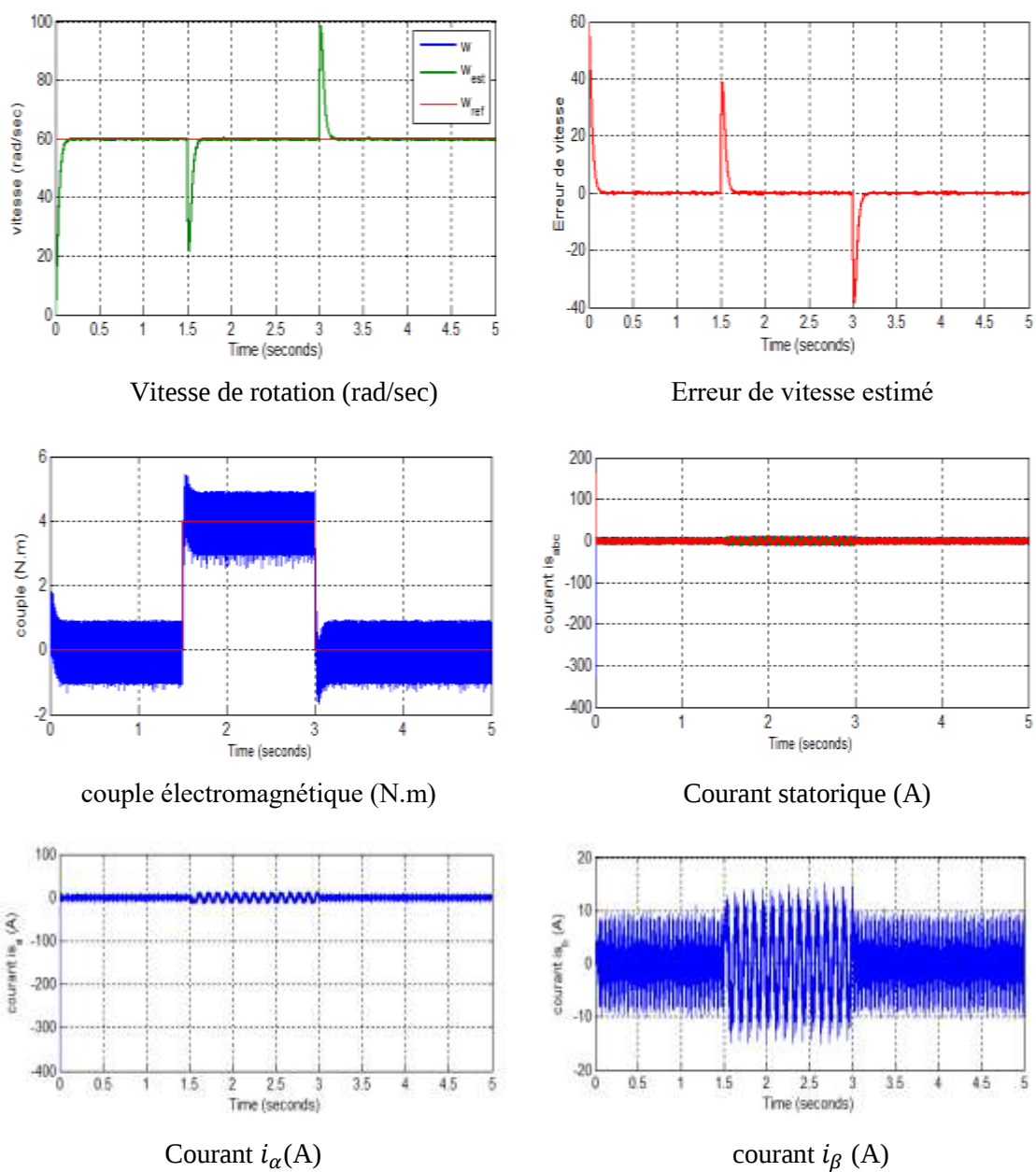
- Inversion du sens de la vitesse à l'instant 1.5 second :

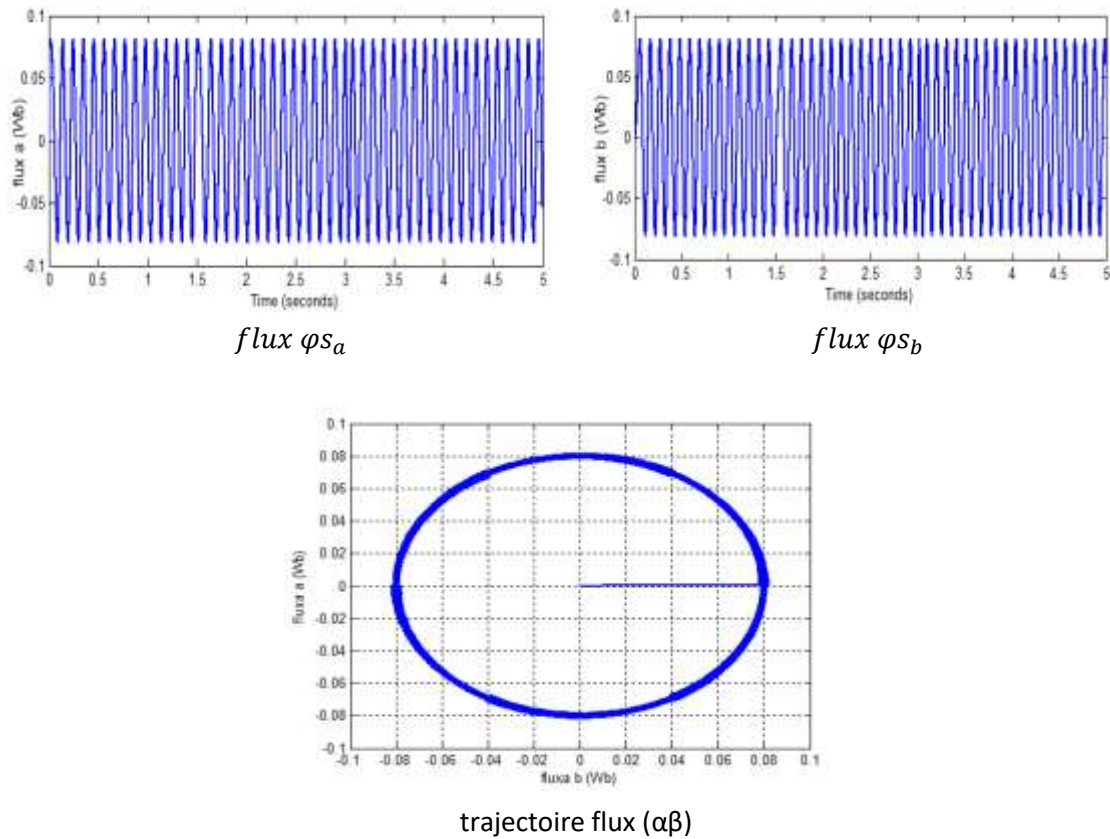




Figure(III-12) : Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur deux niveau démarrage à vide suivi d'une inversion de sens à $t=1.5\text{sec}$

- Test à basse vitesse





Figure(III-13) : Résultats de simulation à basse vitesse

Interprétation :

- **Variation du couple de charge avec poursuite de la vitesse**

Dans cette étude, par simulation, nous considérons que tous les paramètres du moteur sont connus et constants. les résultats de simulation figure (III-10) représente la réponse du système de contrôle a un démarrage à vide ensuite l'application de la charge $C_r=20\text{N.m}$. montre que le couple répond Instantanément à la perturbation de charge à l'instant ($t=1.5\text{s}$). La vitesse w et w_{est} sont comparables et les erreurs sur la vitesse sont nulle en régime statique et sont observés lors de l'application d'une perturbation de charge. Le flux statorique n'est pas perturbé lors de l'application d'un couple de charge ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple

- **Inversion du sens de la rotation**

La figure (III-12) représente la réponse du système de contrôle au un démarrage à vide ensuite une inversion du sens à l'instant 1.5 sec. Dans ce cas, on va utiliser régulateur à hystérésis à deux niveaux puisque le moteur tourne dans les deux sens de rotation, et que la vitesse estimée suit la consigne imposée dans les deux sens de rotation, l'erreur entre cette valeur estimée et la vitesse réelle ou mesurée est acceptable, ce qui montre le bon asservissement de la vitesse .

- **Test à basse vitesse à vide et en charge**

La figure (III-13) représente la réponse du système de contrôle a démarrage vide en premier temps puis l'application d'une charge de $C=4\text{N.m}$ à l'instant $t=1.5\text{s}$ et l'élimination du couple de charge à l'instant 3s. le couple répond Instantanément à la perturbation de charge et son élimination aux instants $t=1.5\text{s}$ et $t=3\text{s}$. La vitesse w et w_{est} sont comparables et les erreurs sur la vitesse sont nulle en régime statique et sont observés lors de l'application d' une perturbation de charge. Le flux suit une trajectoire quasi circulaire .

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande sans capteur mécanique d'un MSAP par l'estimateur de vitesse de type MRAS. La vitesse est estimée et comparée à partir des grandeurs mesurées et intégrée dans le modèle. Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de constater les bonnes performances de notre estimateur dans cette commande : le rejet de la perturbation de charge en temps très court, Un bon asservissement en haute et faible vitesse et un découplage parfait (couple-flux).

Conclusion générale

Conclusion générale

Les exigences de plus en plus pointues de la technologie ont fait que les machines à aimant permanent sont de plus en plus utilisées plus particulièrement dans des applications industrielles exigeantes en encombrement et en puissance et aussi dans la production de l'énergie électrique. Les performances de ces structures peuvent être accrues en élaborant des modèles d'étude représentant le plus fidèlement possible leur comportement statique et dynamique.

Le moteur synchrone à aimant permanent offre une construction simple et robuste (ni ballais, ni collecteur, ni enroulement au rotor) ce qui le rend plus fiable.

Afin de prévoir le comportement dynamique ou statique de la machine dans différents régimes de fonctionnement, une modélisation est basée essentiellement sur la transformation de Park. On y montre qu'à l'aide de cette transformation le modèle devient plus simple.

Afin de faire fonctionner la machine dans les entrainement à vitesses variables, le moteur est alimentée par un onduleur a deux niveau de tension commandé par la technique MLI(sinus-triangle).

La stratégie de commande choisie est la DTC (direct torque control) qui offre une structure simple et performante permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques, en utilisant des tables de sélection des vecteurs de tensions basées sur l'emploi de régulateurs à hystérésis du flux et du couple, et un calcul de la position du flux statorique. Pour un fonctionnement sur une large plage de vitesse la commande DTC nécessite l'utilisation d'un capteur mécanique, afin de mesurer la vitesse ou la position rotorique, l'association du capteur entraine un surcout et une fragilité du système. de ce fait, l'idée de le remplacer par un estimateur de vitesse nous a poussé à choisir un estimateur de type MRAS.

La technique MRAS, offre une structure performante en termes de stabilité et moins d'efforts de calculs. les résultats de simulation satisfaisants justifient ce choix.

Enfin, nous espérons que cette étude par simulation aide à mieux comprendre l'utilité de la commande sans capteur mécanique qui est devenue actuellement un axe de robustesse très intéressant dans les différentes applications industriels.

Annexe

Annexe

Paramètres des moteurs de traction PMSM 18kW

<i>Résistance statorique</i>	$R_s = 3.03 \, \Omega$
<i>Inductance cyclique statorique</i>	$L_d = L_q = L_s = 0.2e-3 \, H$
<i>le flux induit par l'aimant permanent.</i>	$\varphi_f = 0.08 \, Wb$
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 4$
<i>Moment d'inertie du moteur</i>	$J = 0.0031 \, (kg.m^2)$
<i>Coefficient de frottement</i>	$f = 2.38e-5 \, kg.m^2/s$
<i>Tension de la batterie</i>	$E = 210 \, v$
<i>Tension efficace du réseau d'alimentation</i>	$v = 150 \, v$

Références bibliographies

Références bibliographies

- [1] Annane Adel ‘‘Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable’ M.C. Université d’Annaba 2009/2010
- [2] BOUKAIS Boussad, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [3] RACHID.A, Électrotechnique « Modélisation et simulation des machines électriques », Ellipses Edition 2011.
- [4] Bouteffaha Ahmed (les machines synchrones Technologies Experiment Findings) January 2019 University Mustapha Stambouli of Mascara January 2019.
- [5] M. Barda Bendaha , «Identification des paramètres d’une machine synchrone à aimant permanent en vue d’une intégration dans des simulateurs en temps réel », Mémoire de Magistère en Électronique, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran 04/02/2015.
- [6] S. Hamecha, «Étude et commande d’une éolienne à base d’une machine synchrone à aimant permanent», Mémoire de Magister en électrotechnique, université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2013
- [7] G.Gre33et, G.clerc (Actionneurs électriques), Edition Eyrolles, 1997.
- [8] khaled yahia ((estimation en ligne de l’état et des paramètres du mas triphasé)) thèse de magister univ-biskra2005
- [9] Yacoub k ((réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction)) thèse de magister univ-batna 2005
- [10] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [11] Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.

- [12] Akkouchi Kamel, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone, » Mémoire de Magister, université Badji Mokhtar, Annaba, 2007
- [13] C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [14] MESLOUB Hayette, ' Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents', Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016
- [15] S,KHADAR « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par D TC » Mémoire de Master , M'sila, 2016.
- [16] H. Terrafi, « Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire Master, M'sila, 2015.
- [17] A. Aneur, " 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.
- [18] 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.
- [19] R. Kechida, "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magistère, Université d'El-Oued, 2010.
- [20] A. Elbacha, M.T. Lamchich, M. Cherkaoui, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement", 4ème Conférence Internationale – JTEA'06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie
- [21] B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna.

- [22] S.Ramdani. commande par backstepping du moteur synchrone a aimant permanent alimenté par onduleur de tension mémoire de master, université abou bekr bellkaid telemcen, 2013
- [23] Pillet M., "A specific SPC chart for small batch control", *Quality Engineering – Etats-Unis* - 8(4), 581-586 (1996)
- [24] Boussak M., ,,,Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1413–1421, Nov. 2005
- [25] Persson J., Markovic M., Perriard Y., ,,,A new standstill position detection technique for nonsalient permanent-magnet synchronous motors using the magnetic anisotropy method,““ *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 43, no. 2, pp. 554–560, Feb. 2007
- [26] Khlaief A.,Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants, Mémoire de mastère de l’Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 11 août 2007.
- [27] Enamul H M., Zhong L., Rahman M F.,A ‘sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive,’ *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1376–1383, Nov. 2003.
- [28] Schmidtm P., Gasperi M., Ray G., Wijenayake A H. ‘Initial rotor angel detection of a non sailent pole permanent magnet synchronous machine,’ *IEEE Ind. Applicat. Society*, New Orleans, Louisiana, October 5–9, 1997.
- [29] Tursini M., Petrella R., Parasiliti F.,Initial rotor position estimation method for PM motors, ‘ *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 6, pp. 1630–1640, Nov./Dec. 2003.
- [30] Rusong Wu and Gordon R. Slemon. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(5) :10051011, 1991.
- [31] Roux W., R Harley G., Habetler T G. ‘Detecting rotor faults in low power permanents magnet synchronous machines, ‘ *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 322–328, Jan. 2007.

- [32] Degner M. W., Lorenz R. D. ‘Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier frequency signal injection, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 3, pp. 736–742, May/Jun. 2000
- [33] Harakawa M., Dufour C., Nishimura S., Nagano T. ‘ Real-time simulation of a PMSM drive in faulty modes with validation against an actual drive system, ‘ EPE’09, Barcelona, Sept. 2009, pp. 1–9.
- [34] Rahman M F., Haque M E., Tang L., Zhong L. ‘ Problems associated with the direct torque control of an interior permanent-magnet synchronous motor drive and their remedies, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 4, pp. 799–809, Aug. 2004.
- [35] Sam K. Y., Kim S K., Kwon Y A. MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous motor, Proceedings of SICE Annual conference, pp. 1632–1637, 2003.