

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



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

Réf:.....

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

MASTER

Thème

*Commande vectorielle de la machine synchrone
à aimants permanents MSAP*

Présenté par :

ABID ALI

Soutenu le : 30 Mai 2016

Devant le jury composé de :

Mme. RAHOUA Naima

MAA

Président

Mme. KHELILI Fatiha

MAA

Encadreur

Mme.HADRI-HAMIDA Amel

MCA

Examineur

Année universitaire : 2015 / 2016

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



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

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

MASTER

Thème

*Commande vectorielle de la machine synchrone à
aimants permanents MSAP*

Présenté par :

ABID Ali

signature

Avis favorable de l'encadreur :

KHELILI Fatiha

Avis favorable du Président du Jury

RAHOUA naima

signature

Cachet et signature

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



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

Thème :

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP

Proposé par : ABID Ali

Dirigé par : Mme. KHELILI Fatiha

RESUMES (Français et Arabe)

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

Le travail réalise dans ce mémoire représenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse montrant ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis.

Mots clés : MSAP, MLI et commande vectorielle

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

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التحكم أشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم حيث ان تجارب قياس التحكم حسب تغيرات إعدادات الآلة انعكاس السرعة أثبتت فعالية المنضومات الكلاسيكية المختارة

الكلمات المفتاحية : الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. نبض تعديل العرض و التحكم أشعاعي



Dédicace

En témoignage d'amour et d'affection, je dédie ce travail avec une grande fierté.

A mes parents qui ont été d'un dévouement exemplaire et d'un réconfort inestimable.

A mes frères, mes sœurs et toutes ma famille en reconnaissance de leurs encouragements.

A tous mes amis pour leur sympathie, leur humeur et leur solidarité envers moi.

Veillez, tous, accepter mes hautes salutations et considérations.

Que Dieu puisse vous protéger.

ABID Ali

Remerciements

Nous remercions allah le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de terminer ce présent travail.

J'exprime mes profondes gratitude à mes parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont endurés.

Nous remercions énormément Mm: khelili fatiha d'avoir accepté de nous encadrer et nous lui sommes très reconnaissant pour ces précieuses aides pendant le moment difficile.

Je tiens à remercier également les membres du jury d'examen pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation et aussi mes amis pour leur soutien et patience.

Liste des Figures

Fig. I.1 stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
Fig. I.2 Caractéristique du couple-angle électrique.....	4
Fig. I.3 Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.....	6
Fig. I.4 Moteur à rotor intérieur	8
Fig. I.5 Moteur à rotor extérieur	8
Fig. I.6 Moteur à flux axial	9
Fig. I.7 Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.....	11
Fig. II.1 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique	15
Fig. II.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel de Park	21
Fig. II.3 Circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park	25
Fig. II.4 Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension	28
Fig. II.5 Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.....	29
Fig. II.6 Schéma équivalent de l'onduleur	31
Fig. II.7 Schéma de simulation d'une MSAP dans le repère d-q	34
Fig. II.8 Résultat de la vitesse pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	32
Fig. II.9 Résultat de le couple pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	33
Fig. II.10 Résultat de le courant $I_d(\text{A})$ pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	33
Fig II.11 : Résultat de Le courant $I_q(\text{A})$ pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	33
Fig II.12 : Résultat de Tension $V_q(\text{V})$ pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	34
Figure II.13 : Résultat de Tension $V_d(\text{V})$ pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	34
Figure. II.14 Schéma de simulation d'une MSAP alimenté par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoïdale	35

Fig II.15 Résultats La vitesse (rad/s) de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	36
Fig II.16 Résultats de Le couple (N.m)de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	36
Fig II.117 Résultats de Le courant $I_d(\text{A})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	36
Fig II.118 Résultats de Le courant $I_q(\text{A})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	36
Fig II.19 Résultats de Tension $V_q(\text{V})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	37
Fig II.20 Résultats Tension $V_d(\text{V})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$	38
Fig. III.1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.....	40
Fig. III.2 Commande par orientation du flux de la MSAP avec $I_d = 0$	41
Fig. III.3 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.....	43
Fig. III.4 Bloc de défluxage.....	44
Fig. III.5 Description des couplages.....	45
Fig. III.6 Découplage par compensation.....	46
Fig. III.7 Commande découplée.....	47
Fig. III.8 Représentation de la commande par PI	47
Fig. III.9 Régulateur PI	48
Fig. III.10. Boucle de régulation du courant I_d	49
Fig. III.11 Boucle de régulation du courant I_d	50
Fig. III.12 Boucle de régulation de vitesse	50
Fig. III.13 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	53
Fig III.14 Résultat de Le couple (N.m) pour un démarrage à vide.....	53
Fig III.15 Résultat de Le courant $i_q(\text{A})$ pour un démarrage à vide.....	54
FigIII.16 Résultat de Le courant $i_d(\text{A})$ pour un démarrage à vide.....	54
FigIII.17 Résultat de La vitesse (rad/s) pour un démarrage à vide.....	54
Fig III.18 Résultat de le couple pour un démarrage à vide puis en charge de $C_r=8(\text{N.m})$ à $t=0.5$	55

Fig III.19 Résultat de Le courant $i_q(A)$ pour un démarrage à vide puis en charge de $C_r=8(N.m)$ à $t=0.5$55
Fig III.20 Résultat de Le courant $i_d(A)$ pour un démarrage à vide puis en charge de $C_r=8(N.m)$ à $t=0.5$	55
Fig III.21 Résultat de La vitesse (rad/s) pour un démarrage à vide puis en charge de $C_r=8(N.m)$ à $t=0.5$56
Fig III.22 Résultat de Le couple (N.m) pour un changement de vitesse de référence.....	57
Fig III.23 Résultat de Le courant $i_q(A)$ pour un changement de vitesse de référence.....	57
Fig III.24 Résultat de Le courant $i_d(A)$ pour un changement de vitesse de référence.....	57
Fig III.25 Résultat de La vitesse (rad/s) pour un changement de vitesse de référence.....	58
Fig III.26 Résultat de Le couple (N.m) pour la variation de la charge.....	59
Fig III.27 Résultat de Le courant $i_q(A)$ pour la variation de la charge.....	59
Fig III.28 Résultat de Le courant $i_d(A)$ pour la variation de la charge.....	59
Fig III.29 Résultat de La vitesse (rad/s) pour la variation de la charge.....	60
Fig III.30 Résultat de Le couple (N.m) pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	60
Fig III.31 Résultat de Le courant $i_q(A)$ pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	61
Fig III.32 Résultat de Le courant $i_d(A)$ pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	61
Fig III.33 Résultat de La vitesse (rad/s) pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	61

Notations des symboles utilisés

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents.
d, q	Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature.
α, β	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
F _{mm}	Force magnétomotrice
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
t	Temps (s)
P	Opérateur de Laplace
V _s	Tension instantanée des phase statorique (V)
I _s	Courant instantanée des phase (I)
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statoriques de la machine.
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statoriques de la machine.
L _a L _b L _c	Inductance propre des phase a,b,c respectivement (H)
ϕ_s	Flux statorique.
L _{ss}	Inductance statorique (H)
R _s	Résistance d'une phase statorique
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie.
p	Nombre de paire de pôles.
Ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
ω	La vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système triphasé.
C _e	Couple électromagnétique.
C _r	Couple résistant.
θ	L'angle entre les axes triphasé et les axes biphasé
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statoriques d'axe direct et en quadratique.
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statoriques d'axe direct et en quadratique.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axe direct et en quadratique.

L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
ω_s	Pulsation des tensions statoriques.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux des phases statoriques de la machine.
φ_f	Flux des aimants.
K_p	L'action proportionnelle du régulateur
K_i	L'action intégrale du régulateur

Sommaire

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1

Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

1.1. Introduction.....	3
1.2. La machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	3
1.2.1. Structure.....	3
1.2.2. Analyse du fonctionnement de la MSAP	4
1.3. Avantages et Inconvénients des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	5
1.4. Les domaines d'application de la MSAP	5
1.5 Alimentation des machines a aimants permanents.	7
1.6. Différents types de machines a aimants permanents	7
1.7. Principales structures de la msap	9
1.8. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents	11
1.9 Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP.....	12
1.10. Couple des machines a aimants permanents	12
1.11. Conclusion	13

Chapitre 2

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

2.1. Introduction.....	14
2.2. Hypothèses simplificatrices	14
2.3. Mise en équation de la machine.....	14
2.4. Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q	18
2.5. Mise sous forme d'équation d'état :	26
2.6. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension	29
2.7. Schéma de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension	35
2.8. Conclusion	38

Chapitre 3

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

3.1. Introduction.....	39
3.2. Principe de la commande vectorielle	39
3.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	42
3.4 Structure globale de la commande.....	42
3.5. Bloc de dé fluxage	43
3.6 Découplage par compensation.....	45
3.7. La régulation	47
3.8. Résultat des simulations et discussion	53
3.9. Conclusion	62
Conclusion générale.....	63
Bibliographie.....	64
Annexe.....	67

Introduction général

INTRODUCTION GENERALE

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

Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. [1]

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

Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques et l'électronique de puissance a permis d'implanter des techniques de commande sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

La régulation de la vitesse est assurée par les régulateurs de types soit, P, PI ou PID. Cependant, les régulateurs sont conçus à l'aide des techniques de commande destinées aux modèles parfaitement linéaires.

Plan du document :

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres.

Généralité sur la MSAP

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

Modélisation de la MSAP

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

Commande Vectorielle du MSAP

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

Chapitre I :

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

I.1 Introduction

Plusieurs travaux de recherche concernant aussi bien les aspects purement électromagnétiques que le contrôle et la commande de différents types de machines à aimants ont été effectués. Actuellement, ces travaux continuent en particulier dans le domaine des actionneurs embarqués. Etant donné le nombre important de structures de machines à aimants permanents, nous rappelons les avantages des aimants comparés aux bobinages inducteurs [1] :

- Aucune source d'énergie externe est nécessaire
- Le champ inducteur est maintenu pratiquement constant avec les aimants alors que cela nécessite une régulation dans le cas de bobines inductrices
- A énergie magnétique égale, le volume occupé par les aimants est plus faible que celui occupé par les bobines inductrices

I.2 La machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

I.2.1 Structure

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constitué de l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit.

La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud ; ainsi

que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. La figure (I,1), présente une structure d'une machine synchrone à aimant permanent.

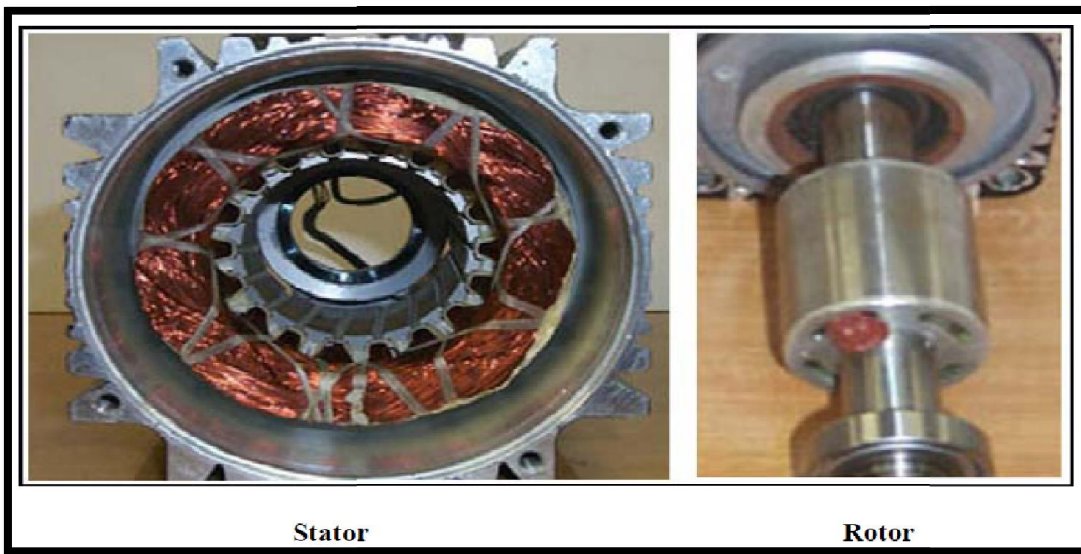


Figure I.1 :stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

1.2.2 Analyse du fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, 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. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90°. 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. La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :

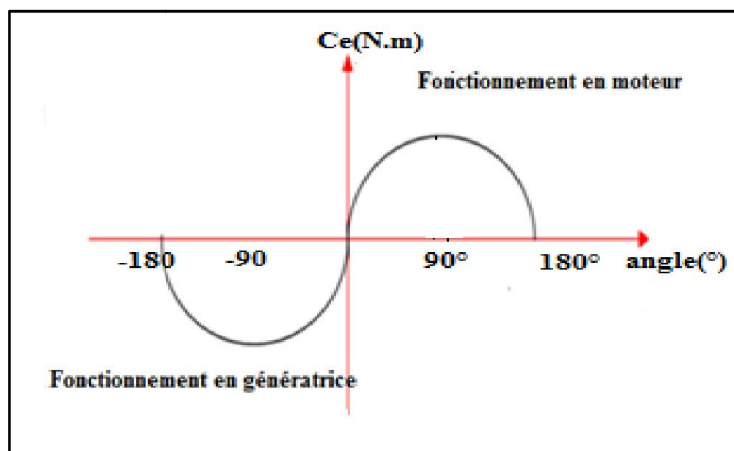


Figure I.2 :Caractéristique du couple-angle électrique

I.3 Avantages et Inconvénients des MSAP

I.3.1 Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages, on peut citer :

- Grande fiabilité.
- Puissances massives et volumiques importantes.
- Un rendement et facteur de puissance élevé.
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- Facteur économique
- Fonctionnement en survitesse.

I.3.2 Inconvénients .

- risqué de décrochage.
- Prix des aimants le rend plus cher
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.4 Les Domaines d'application de la MSAP

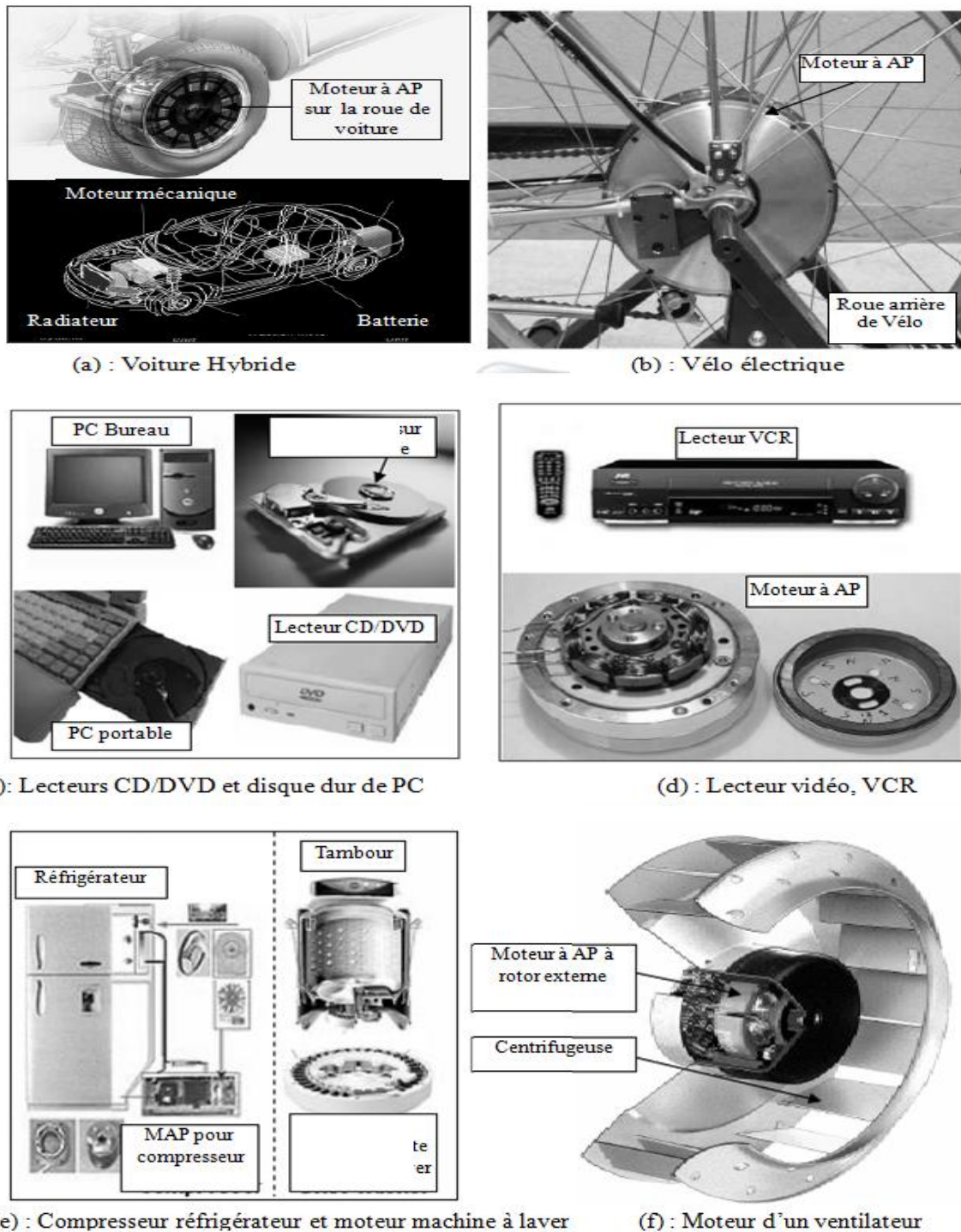
Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs mégawatts (systèmes de propulsion des navires), des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable,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

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
 - les applications de l'énergie de l'éolienne.
 - la production d'électricité.
- L'existence de champ magnétique en l'absence de courant est mise à profit pour la réalisation des capteurs, par exemple des capteurs de proximité.
- Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils

sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs.

- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.

La figure (I.3) présente les domaines d'application de la MSAP



Figure(I.3) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents[4]

I.5 Alimentation des machines a aimants permanents

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force-électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [10].

1.5.1. Moteur à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120°.

Les actionneurs correspondants sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

1.5.2. Moteur à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors).

I.6 Différents types de machines a aimants permanents

Il existe plusieurs manières de classer les machines synchrones à aimants permanents. La plus utilisée est celle qui est basée sur la façon de déposer les aimants et de les associer aux matériaux magnétiques au niveau du rotor. Cette classification permet de mettre en évidence les propriétés spécifiques de chaque type de structure de machine obtenue. On distingue ces trois grandes familles :

I.6.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor interne a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines à induction.

La figure (I.4) montre un exemple de moteur à rotor interne.

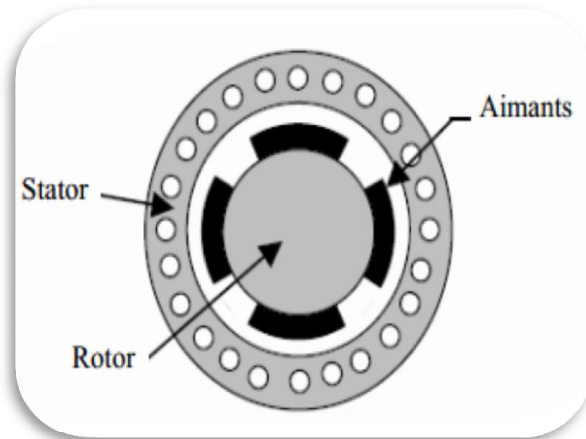


Figure.I.4 Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.6.2 Moteur à rotor extérieur

La figure (I.5) présente la section d'un moteur à rotor externe. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

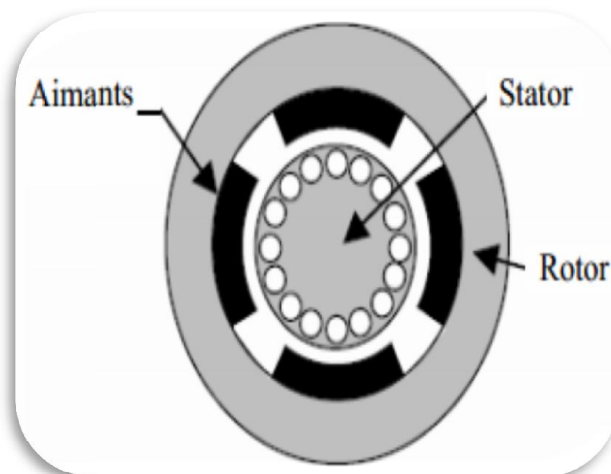


Figure.I.5 Moteur à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ.

Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son fai

blecoût et safragilité de fabrication.Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.6.3 Moteurs à flux axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques.Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer.

La figure (I.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

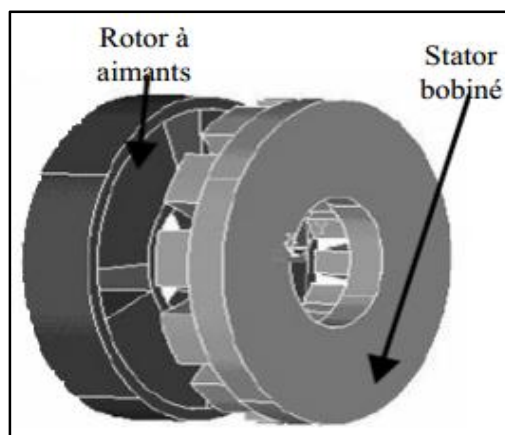


Figure.I.6 Moteur à flux axial

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactant à faible vitesse.

I.7 Principales structures de la MSAP

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leurs dispositions au niveau du rotor.

La différence entre les deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes

pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires [2].

I.7.1.Structures avec pièces polaires « Pôles saillants »

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réactif qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux.

Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés. Cependant, dans ce type d'inducteurs, la réaction d'induit est relativement plus importante.

I.7.2.Structures sans pièces polaires « Pôles lisses »

Les aimants, en forme de tuile ou en barre aux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (fig.1.7). Le sens d'aimantation peut être radial (figure 1.7.a), tangentiel (figure 1.7.b) ou mixte (figure 1.7.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important.

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.

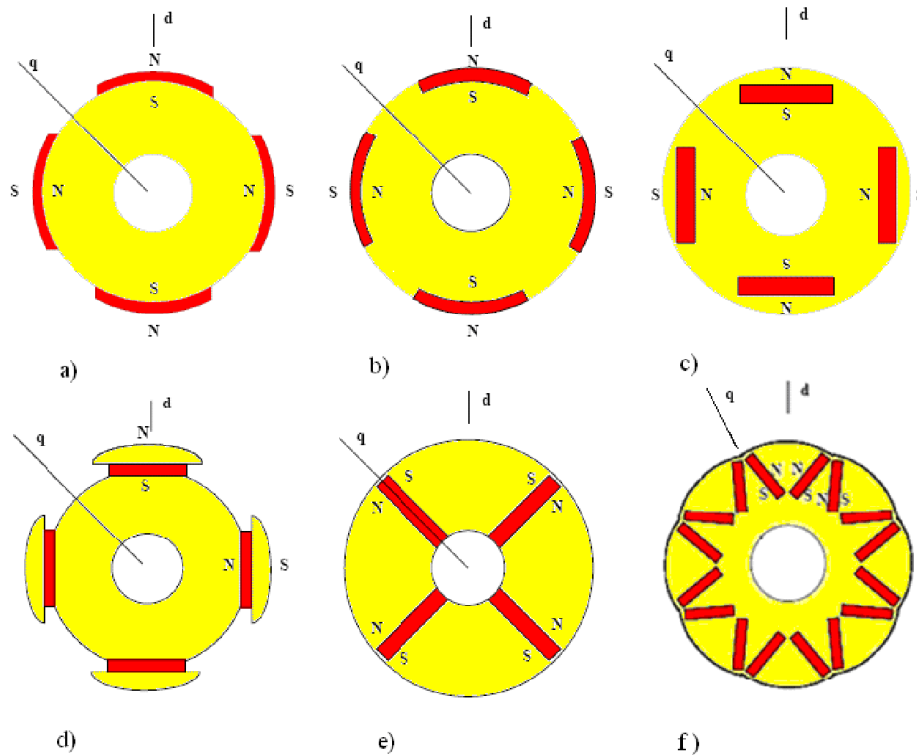


Fig. (1.7) Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.

- a) à aimants colées, sans pièces polaires.
- b) à aimants insérés.
- c) à aimants enterrés.
- d) à épanouissement polaire.
- e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

1.8 Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents

✓ Démarrage par un dispositif extérieur

Le démarrage de la machine synchrone n'est pas autonome, dans la pratique, pour mettre la machine en fonctionnement, alors qu'elle n'est pas raccordée au réseau, on la lance par une autre machine (génératrice électrique ou turbine) à une vitesse très proche de la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_0 / p$.

✓ Démarrage à fréquence progressive

Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur (dispositif électronique de puissance) on peut démarrer le moteur à partir d'une fréquence très faible que l'on augmente

progressivement. Il faut réduire la tension lorsque la fréquence est faible car il n'y a pas beaucoup de force contre-électromotrice. Certains moteurs synchrones destinés à être connectés au réseau disposent cependant d'une alimentation à fréquence variable (électronique ou autre) qui ne sert qu'au moment du démarrage.

I.9 Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP

- ✓ Les MSAPs n'exigent pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et dans les contacts frottant, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans les MS classiques l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est relativement faible.
- ✓ Les MSAPs n'exigent aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérisent par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans les MS classiques, l'entretien est exigé avec moins de sécurité.
- ✓ Les MSAPs diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.
- ✓ Les MS classiques peuvent avoir trois modes de fonctionnement, à excitation optimale, sous excitée, et sur excitée. Ce qui les rendent capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateurs de puissance réactive, ces avantages ne peuvent être donnés par les MSAPs.

La présence de l'inducteur à courant continu, rend le moteur synchrone classique plus coûteux qu'un MSAP, et nécessite de plus une alimentation et un réglage de l'excitation.

I.10 Couple des machines à aimants permanents

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couples.

a. Couple de détente

Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente.

Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants" o

ul'aimantation des pôles " plutôt que les encoches.

b. Couple de réluctance

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

c. Couple mutuel

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

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre on représente la machine synchrone à aimant permanent et leurs domaines d'application et aussi leurs avantages et les inconvénients.

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

Chapitre II:

**Modélisation de la machine
synchrone à aimant permanent**

II.1 Introduction

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Dans ce chapitre, nous étudions la modélisation de la machine synchrone à aimants Permanents, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple pour la simulation numérique utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.

II.2 Hypothèses simplificatrices

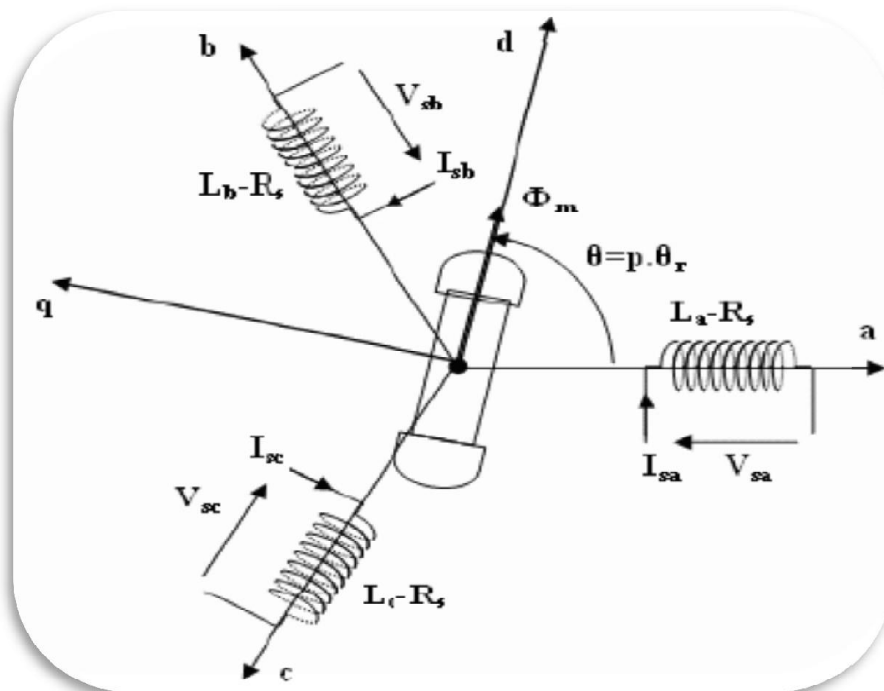
Afin de simplifier le modèle, ont considéré les hypothèses simplificatrices suivantes :

1. Machine à pôle lisses.
2. Machine non saturée.
3. Les pertes ferromagnétiques négligeables.
4. L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en comptes [14] [15].

II.3 Mise en équation de la machine

Le comportement de toute machine électrique est entièrement déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques [13].

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (II.1) :



Figure(II.1) Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisi de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a). Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe du rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [14].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega_s = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$.

avec:

p : nombre de paire de pôles de la machine [14][12].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

II.3. Les équations électriques

❖ au stator

Les équations dynamiques par phase de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} : Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Leur résistance.

Les équations précédentes peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Nous définissons $[V_s], [I_s], [\varphi_s]$ comme tensions, courants et flux triphasés du stator de la machine.

II.3.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \varphi_{ma} \\ \varphi_{sb} = L_{ab} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \varphi_{mb} \\ \varphi_{sc} = L_{ac} I_{sa} + L_{bc} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \varphi_{mc} \end{cases} \quad (II.3)$$

$L_{aa} I_{sa}$: Flux propre de la phase 'a' sur 'a'.

$L_{ab} I_{sb}$: Flux mutuel de la phase ‘b’ sur ‘a’.

$L_{ac} I_{sc}$: Flux mutuel de la phase ‘c’ sur ‘a’.

φ_{ma} : Flux mutuel de l’aimant sur la phase ‘a’.

❖ Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_{s,abc}] = [L_{ss}] [I_{sabc}] + [\varphi_{mabc}] \quad (II.4)$$

Avec $[\varphi_{mabc}]$: La matrice du flux de fuite du à l’aimant permanent.

En désignant par :

$$\begin{aligned} \varphi_{ma} &= \varphi_{\max} \cos(\theta) \\ \varphi_{mb} &= \varphi_{\max} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{mc} &= \varphi_{\max} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$[L_{ss}]$: La matrice d’inductance du stator variable avec la position du rotor.

$$\text{Et : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

En désignant par :

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$: Les inductances mutuelles entre phases statorique.

Dans les équations (II.3) (II.5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques de sorte que :

$(L_{ab}=L_{ba}), (L_{ac}=L_{ca}), (L_{bc}=L_{cb})$. La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position

électrique du rotor. Les inductances par phases L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont maximums lorsque l’axe q est

en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} sont à valeur maximale lorsque l’axe q est mi-chemin entre les phases [16][17].

Donc :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

II.3.3. Équation mécanique

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega_r = C_e - C_r \quad (11.7)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

Cr : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ce : Couple électromagnétique.

Ω_r : Vitesse mécanique de rotation ($\Omega_r = \omega/P$).

f : coefficient de frottement visqueux.

✓ La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (11.8)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variantes dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. On applique le modèle (d, q), dit de Park. Ce modèle représente bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Il

permette d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

II.4. Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q

Transformation de Park :

En écrivant les équations électriques des tensions en grandeurs réelles, on peut constater que le système n'est pas linéaire. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statorique sont transformés en enroulements orthogonaux (d, q). Le repère de Park ainsi construit, est un repère lié au rotor.

Pour passer du système triphasé, au système biphasé, dq,(réciproquement) il faut utiliser les transformations de suivantes :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (II.9)$$

Où :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq0}] \quad (II.10)$$

X_{abc} :représente les valeurs du courant, tension ou flux.

X_d, X_q : représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

θ : l'angle le électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe (1.9) et inverse (II.10) appelée matrice de Park, qui sont données par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (11.12)$$

L'angle θ est défini comme suit : $\theta = \int_0^t \omega(t) dt$

Tel que :

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

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de ω , on distingue :

- Référentiel lié au stator :

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

$$\omega_\theta = \omega_s = 0$$

- Référentiel lié au rotor :

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

$$\omega_\theta = \omega_r$$

- Référentiel lié au champ tournant :

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

$$\omega_\theta = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation.

On choisit le référentiel de Park. (d, q) lié au rotor.

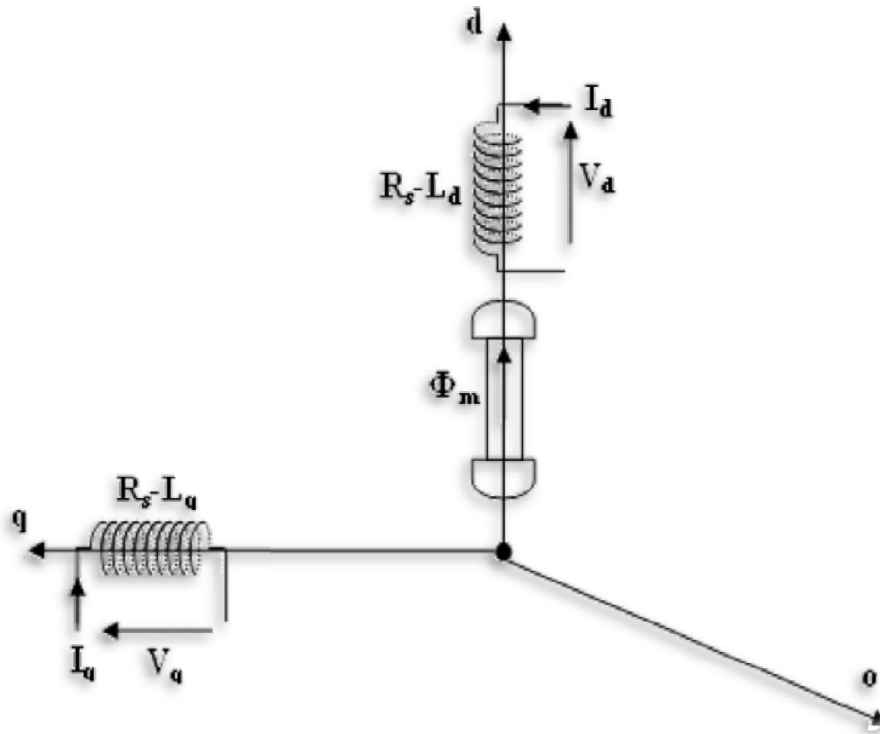


Fig.II.2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel de Park.

II.4.1 Mise en équations dans le système d'axes d-q

II.4.1.1 Équations électriques

Dans cette partie je représente les équations du MSAP pour un système biphase ; en appliquant la transformation de Park à l'équation (II.11) on obtient :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{sabc}] = [P(\theta)] \left([R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc}] \right) \quad (II.13)$$

En appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient :

$$[I_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1} [I_{s,abc}] \quad (II.14)$$

Telle que :

V_{dq0} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire de la tension.

I_{dq0} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire du courant.

On peut écrire l'équation de la tension (1.13) sous la forme :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)] \left([R_s] p[\theta]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) \quad (11.15)$$

$$[V_{dqo}] = P(\theta) [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [p(\theta)] [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \quad (11.16)$$

On a :

$$P(\theta) [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] = [R_s] [I_{dqo}] \quad (11.17)$$

$$\begin{aligned} [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) &= [p(\theta)] \left\{ \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dqo}] + [p(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right\} \\ &= [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) + \left[p(\theta) [p(\theta)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right) \right] \end{aligned} \quad (11.18)$$

Après simplification de l'équation (11.18) on a :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] = [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) + \left[\frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right]$$

En prenant le dérivé de l'équation (1.12), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} = p \omega_r \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{4}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{4}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (11.19)$$

En multipliant les équations [1.19] et [1.11] nous obtenons :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} = p \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11.20)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] = p \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \quad (II.21)$$

On remplace (1.17) et (1.18) dans l'équation (II.13) :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + p \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Puisque le système est équilibré $V_o = 0$ on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (II.23)$$

II.4.1.2 Équations des flux

$$[\varphi_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{s.abc}] \quad (II.24)$$

φ_{dqo} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire du flux.

On a :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Alors :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

On multiplie par la matrice $[P](\theta)$ on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_{\max} [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11.27)$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.28)$$

Donc les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent comme suivant :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_{ds} + \varphi_m \\ \varphi_q = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (11.29)$$

Où φ_m est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

➤ **Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q**

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (1.16) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d - L_q p \omega_r I_q + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_q = R_s I_q + L_d p \omega_r I_d + L_q \frac{dI_q}{dt} + p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (11.30)$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q présenté ci-dessous :

Avec :

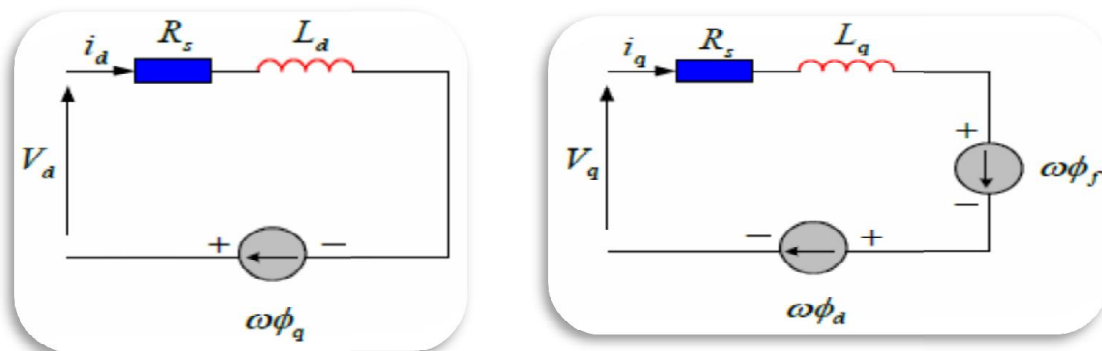
φ_m : Flux dû aux aimants.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

L_d : Inductance suivant l'axe d.

L_q : Inductance suivant l'axe q.

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.



a :Circuit équivalent de l'axe d

b : Circuit équivalent de l'axe q

Figure. II.3 :Circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park

II.4.1.3 Équation de couple et la puissance électromagnétique instantanée

Le couple électromagnétique "Ce "est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courant statoriques [18].

L'expression du couple Ce, est obtenue à partir de celle de la puissance instantanée absorbée par la machine :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (II.31)$$

En remplaçant (II.30) dans (II.31) et on obtient :

$$p(t) = [(R_s (I_d^2 + I_q^2))] + [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}] + \omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (II.32)$$

Où :

- ✓ Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).
- ✓ Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- ✓ Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] = p\Omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (II.33)$$

Sachant que :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega}$$

Donc :

$$C_e = p[\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (11.34)$$

En remplaçant φ_d et φ_q par leur expressions il vient :

$$C_e = p[(L_d - L_q)I_q I_d + \varphi_m I_q] \quad (11.35)$$

Le 1^{er} terme : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

Le 2^{ème} terme : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

L'équation de mouvement de la machine est :

$$C_e - C_r - f\Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (11.36)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

C_e : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation ($\omega = p\Omega$).

11.5 Mise sous forme d'équation d'état

On peut déduire la forme finale du modèle de la MSAP dans le référentiel d-q en fonctionnement normal, c'est-à-dire l'unique perturbation inconnue c'est le couple de charge appliqué à la machine et on considère les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation (φ_m) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variables d'état. Soit le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A][X] + [B][U] \\ Y = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (11.37)$$

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

[B] : la matrice d'entrée.

[C] : la matrice de sortie.

[D] : la matrice de transmission direct.

[U] : le vecteur de commande.

[X] : le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A] [X] + [B] [U]$$

On écrit l'équation suivant :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - L_q p \omega_r I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + L_q p \omega_r I_d + p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.38)$$

Donc:

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d + \frac{1}{L_q} V_q - \frac{1}{L_q} p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.39)$$

Ce système se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ($L_d=L_q=L_s$) :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d}{dt} I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & p \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p \omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p \omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Alors :

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \omega_m \\ -\frac{L_d}{L_q} p \omega_m & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p \omega_m \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

➤ **Schéma fonctionnelle de la MSAP**

D'après les équations précédant, on utilise la transformation de Laplace et on obtient le système d'équations suivant :

Avec : $p\omega_r = \omega$ vitesse électrique

$$\begin{cases} Ce = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_m I_q] \\ \frac{\Omega}{Ce - Cr} = \frac{1}{JS + F} \\ \frac{I_q}{V_q - \omega L_d I_d - \omega \varphi_m} = \frac{1}{L_q S + R_s} \\ \frac{I_d}{V_d + \omega L_q I_q} = \frac{1}{L_d S + R_s} \end{cases} \quad (II.41)$$

➤ **Bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension**

Dans cette partie, je simule en boucle ouverte le modèle que j'ai élaborée de la MSAP,

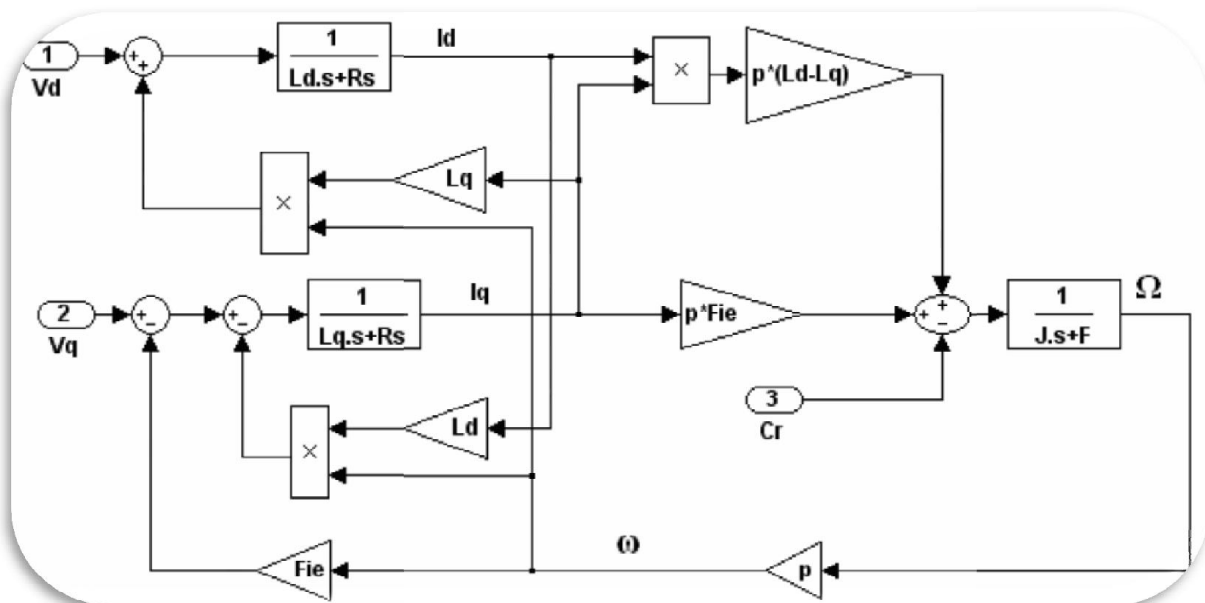


Figure. II.4: Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

Pratiquement la machine ne va pas tourner car le démarrage nécessite des fréquences faibles puis on augmente la fréquence progressivement jusqu'à on atteint la fréquence du synchronisme et pour cela on utilise un onduleur MLI pour alimenté la machine.

II.6 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [17]. Je vais présenter dans ce qui suit la modélisation de l'association de la MSAP.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (II.5)

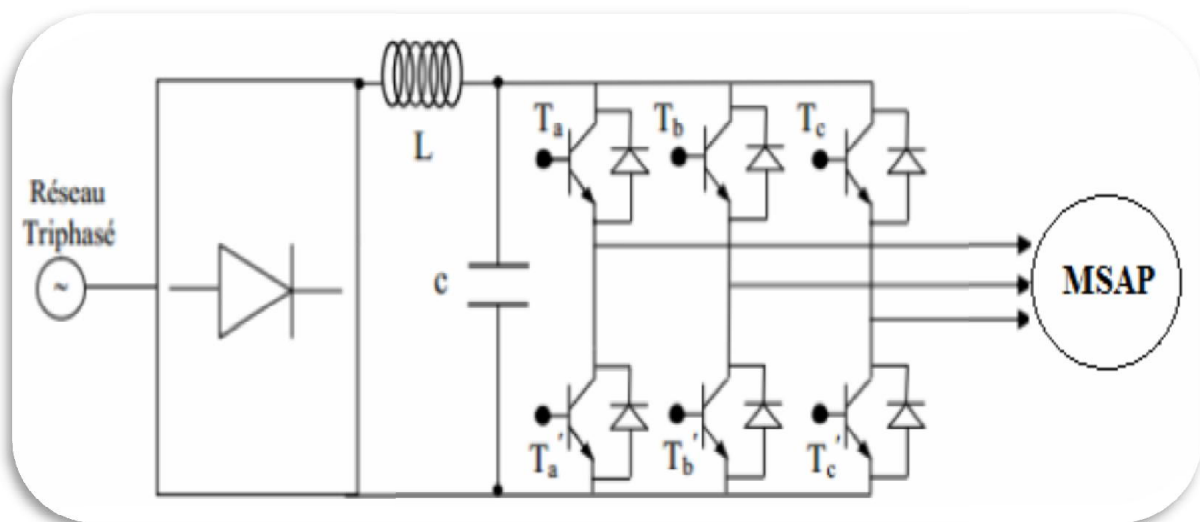


Figure. II.5: Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

II.6.1 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [19] [20].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ✓ Selon la source : " Onduleurs de tension, ou de courant ;
- ✓ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- ✓ Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

II.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement comme représenté dans la figure précédant où T_i et T_i' ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et S_i' sont les

Commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- ↪ Si $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T_i' est ouvert.
- ↪ Si $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est ouvert et T_i' est passant.

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes qui permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, et un onduleur de tension triphasé.

On considère que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions d'entrée de l'onduleur (V_{A0} , V_{B0} , V_{C0}), sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur, parce que la somme des courants des phases statoriques est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit. La figure (II.6) illustre la structure de l'onduleur triphasé.

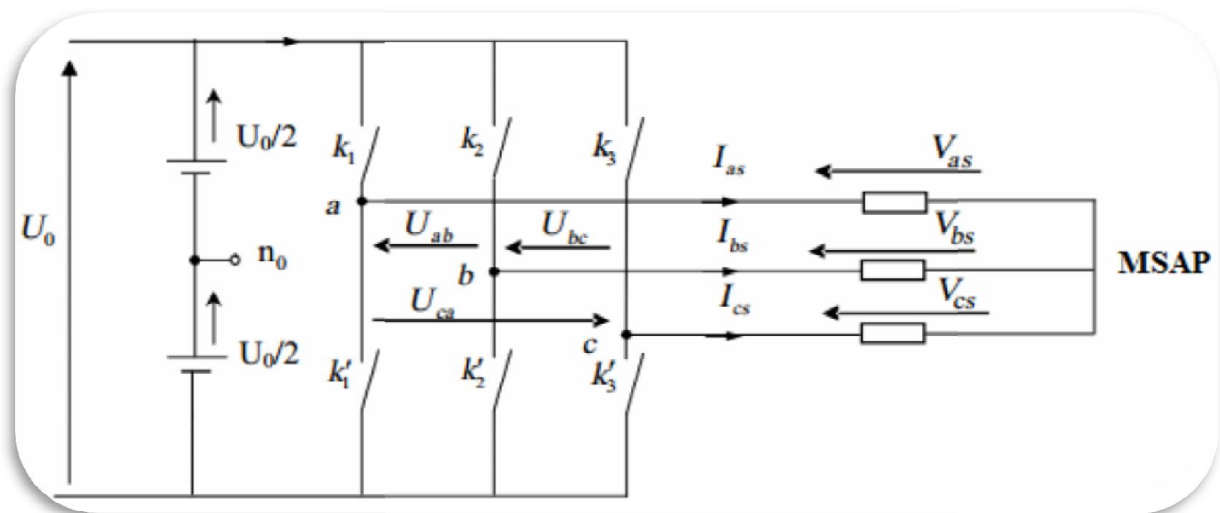


Figure. II.6 : Schéma équivalent de l'onduleur

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0 (S_a - S_b) \quad (II.42)$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0 (S_b - S_c) \quad (II.43)$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0 (S_c - S_a) \quad (II.44)$$

La tension V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasée équilibrées alors :

De (II.41) et (II.43) on trouve :

$$V_{as} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (II.45)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

➤ Bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension

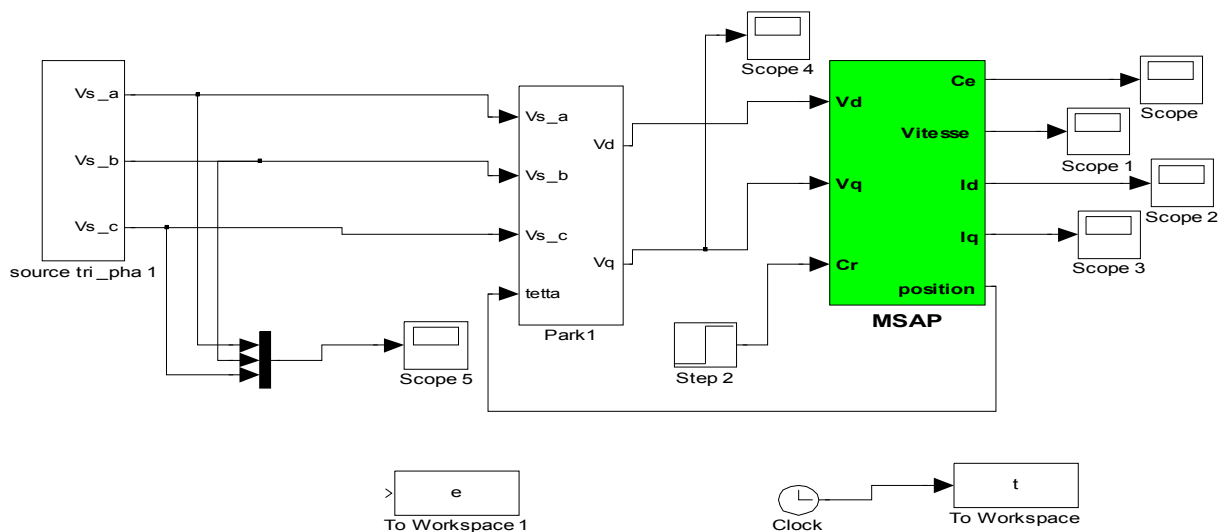


Figure (II.7) : Schéma de simulation d'une MSAP dans le repère d-q.

II. 6. 3 Résultats de simulation

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB. Les paramètres sont donnés dans l'annexe.

- Simulation du modèle de la machine à vide :

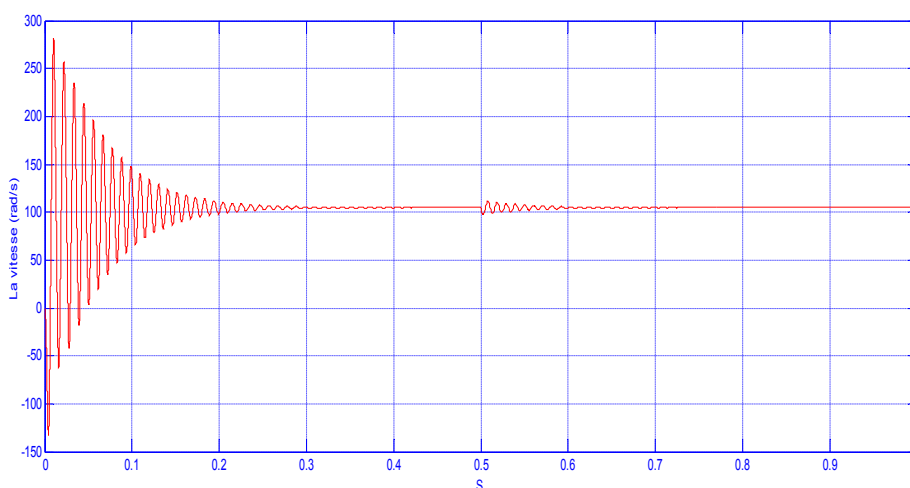


Figure (II.8) : Résultat de la vitesse pour un démarrage à vide puis en charge. de $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

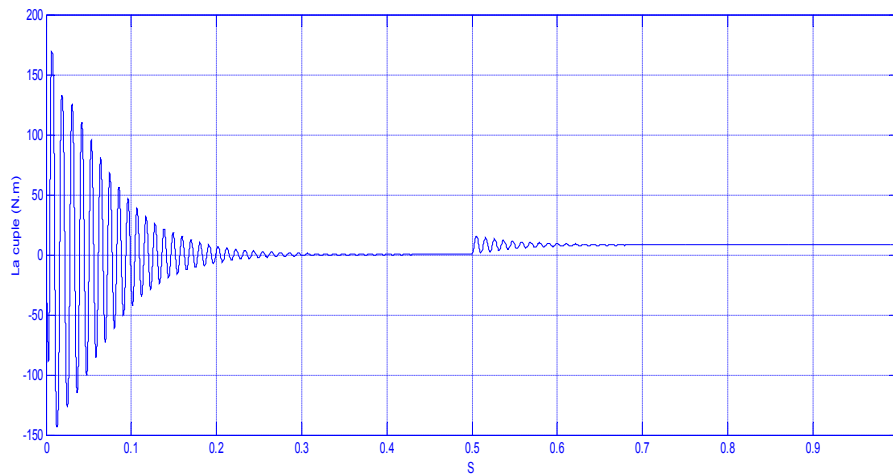


Figure (II.9) : Résultat de le couple pour un démarrage à vide puis en charge.
de $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

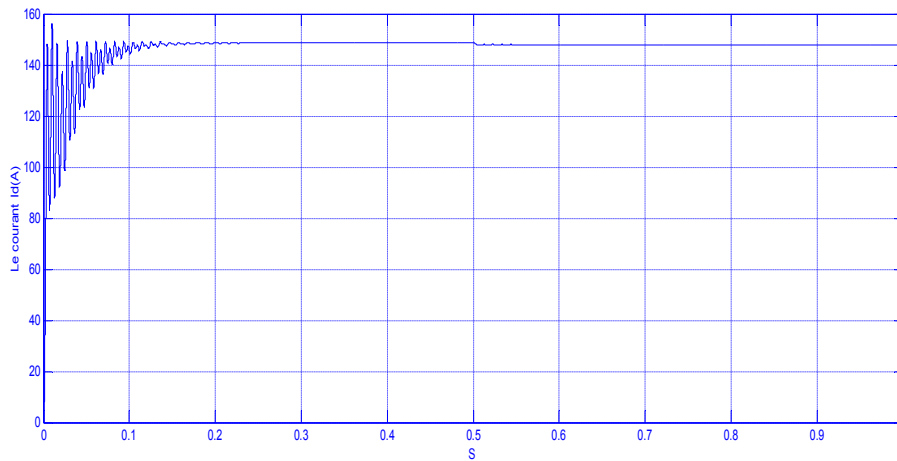


Figure (II.10) : Résultat de le courant $I_d(A)$ pour un démarrage à vide puis en charge.
de $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

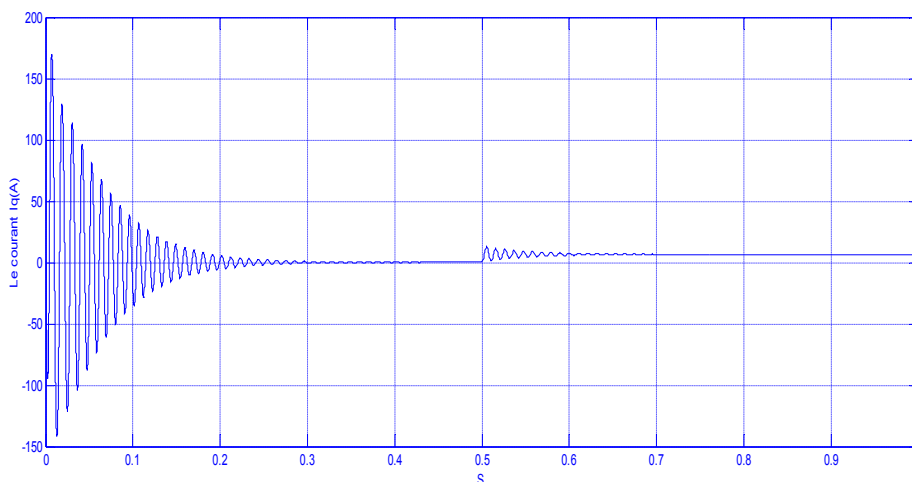


Figure (II.11) : Résultat de Le courant $I_q(A)$ pour un démarrage à vide puis en charge.
de $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

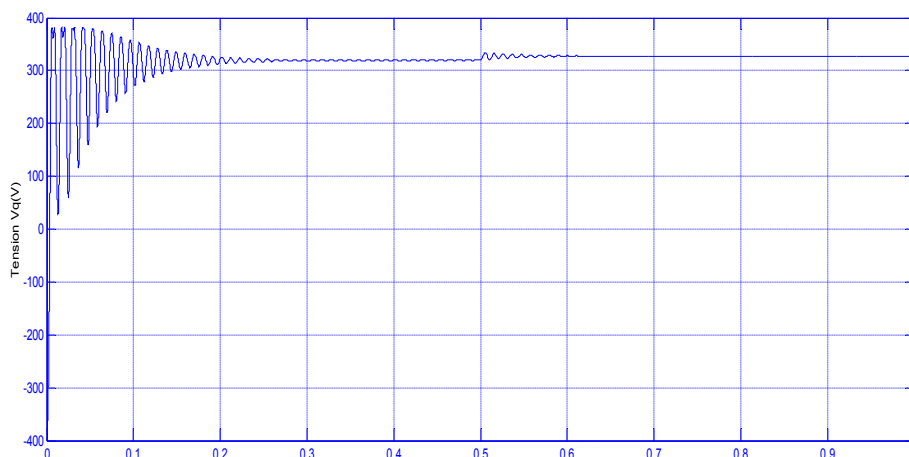


Figure (II.12) : Résultat de Tension Vq(V) pour un démarrage à vide puis en charge. de Cr=8N.m à t=0.5s

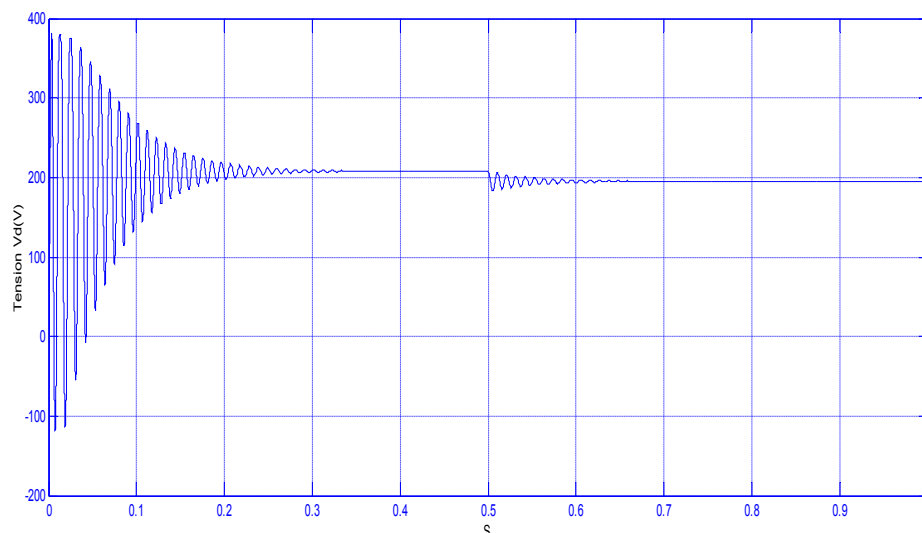


Figure (II.13) : Résultat de Tension Vd(V) pour un démarrage à vide puis en charge. de Cr=8N.m à t=0.5s

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoir parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

- L'allure de la courbe du couple et du vitesse pressente au démarrage des battement importants dans un court temps puis se stabilise au valeur du couple, vitesse choisit.
- Pour les courants i_d , i_q au début du démarrage on remarque des pics de courant assez important due a la f.e.m qui est du à une faible vitesse de démarrage, après ils se stabilise a ces valeurs nominales.

II.7 Schéma de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI triangulo-sinusoidal

La figure ci-dessous représente la simulation numérique de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI triangulo-sinusoidal :

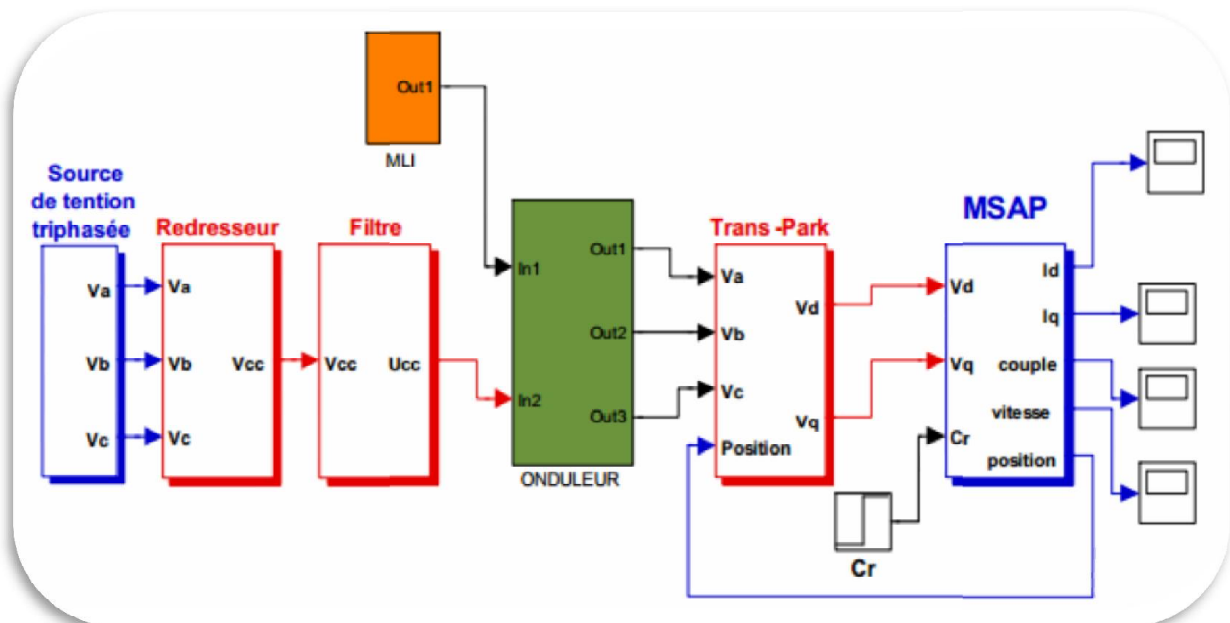


Figure. II.14 Schéma de simulation d'une MSAP alimentée par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangulo-sinusoidal

- Simulation du modèle de la machine associé avec l'onduleur :

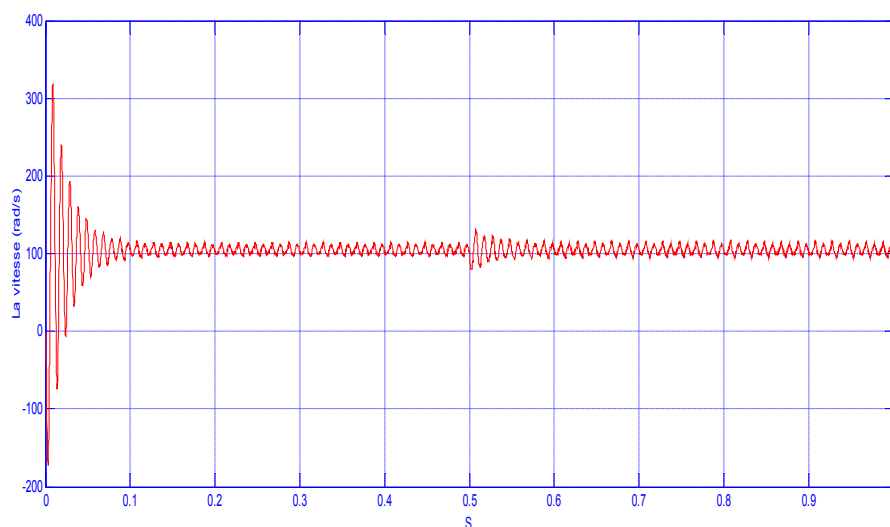


Fig II.15 Résultats La vitesse (rad/s) de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

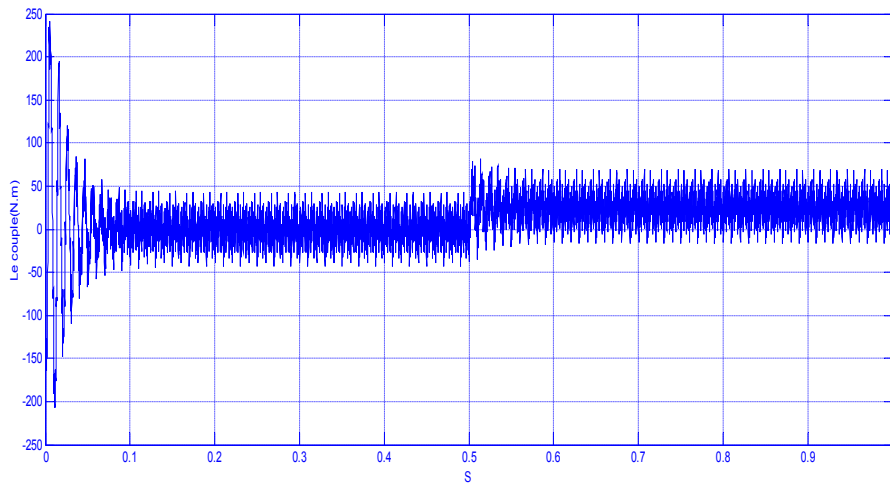


Fig II.16 Résultats de Le couple (N.m)de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

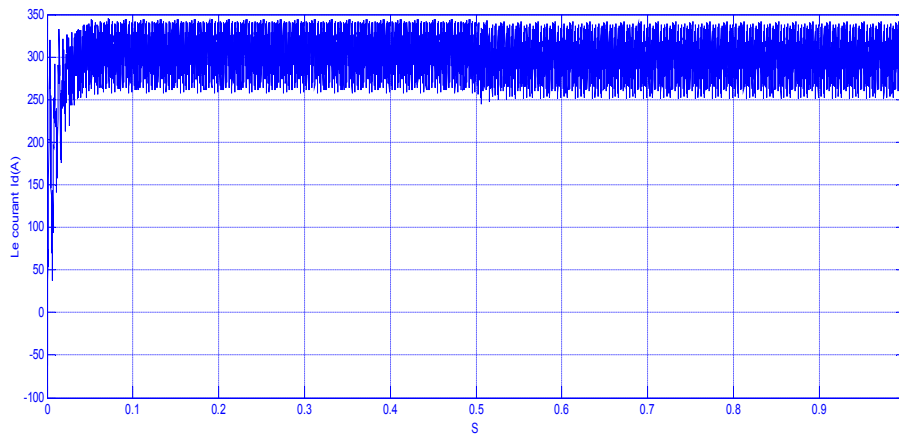


Fig II.117 Résultats de Le courant $I_d(\text{A})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

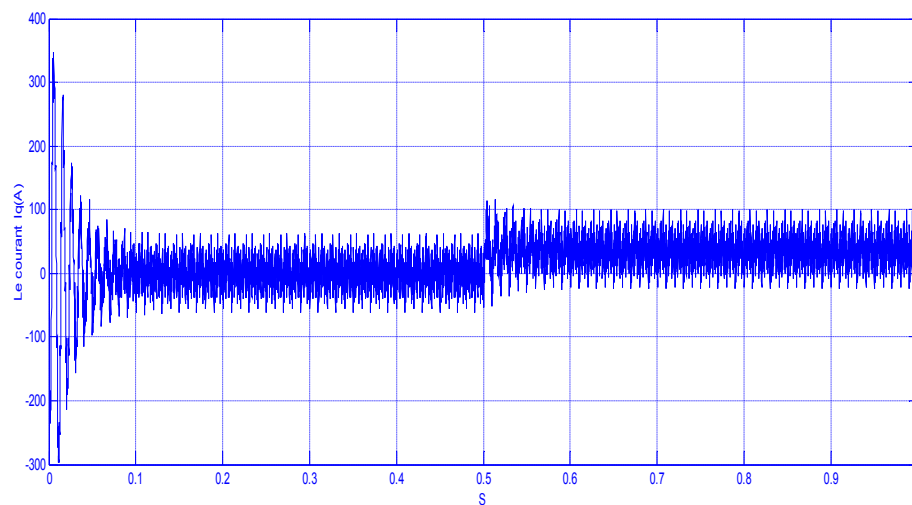


Fig II.118 Résultats de Le courant $I_q(\text{A})$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

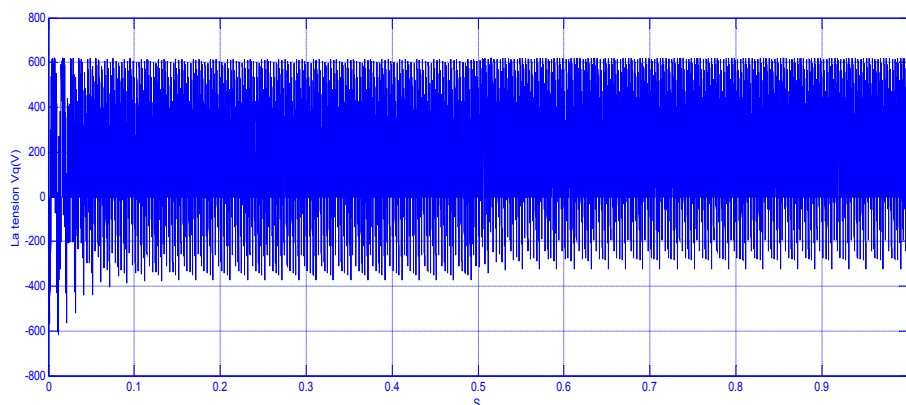


Fig II.19 Résultats de Tension $V_q(V)$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

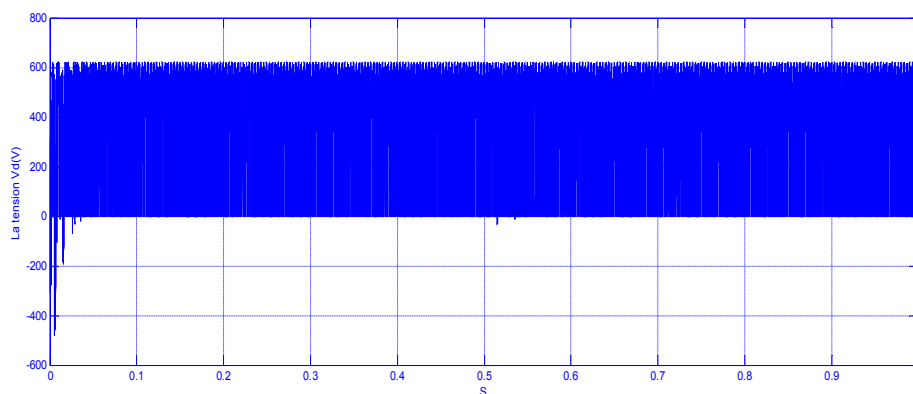


Fig II.20 Résultats Tension $V_d(V)$ de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=8N.m$ à $t=0.5s$

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

Lorsque on simule le modèle en association avec l'onduleur MLI on remarque que les résultats obtenus ont les même du modèle seul mais ils présentent des oscillations dues aux harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de l'onduleur et de la machine synchrone à aimants permanents au triphasé, puis dans le référentiel de Park, ce dernier qui nous simplifie les équations et nous permet d'aborder à la commande vectorielle facilement et la régulation de la vitesse.

Chapitre III :

**Commande Vectorielle de la
MSAP**

Conclusion général

Conclusion générale

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

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

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

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

Les avantages de cette technique sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant. pour finir le deuxième chapitre on a pris des résultats après a voir faire des simulation du modèle seul puis le modèle alimenté par l'onduleur.

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

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

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

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **R. IBTIOUEN**, " Modélisation des machines électriques", Cours de 1ère année PG, ENP (Cours non édité), 2001-2002.
- [2] **M. BOUSSAK**, "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse de doctorat à l'université Paris 06, 1989.
- [3] **G. LACROUX**, "Les aimants permanents", Editions technique et documentations, 1989.
- [4] **F. LEPRINCE-RINGUET**, " Aimants permanents, matériaux et applications".2 janvier 1958 à paris, est un ingénieur français
- [5] **A. YOUMSSI**, " Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents".Thèse de Doctorat d'Etat de l'INPL, 1992.
- [6] **P. BRISSONNEAU**, "Les aimants à base de terres rares : très performants mais coûteux", RGE N°3, pp 21-27, Mars 1987.
- [7] **R. LATEB**, "Modelisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application a la propulsion marine par POD", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [8] **G. LACOMBE**, "Définition et réalisation d'une nouvelle generation de logiciels pour la conception des moteurs futurs", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [9] **J. PURANEN**, "Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control applications: a comparative study", Thèse de Doctor de Science, Lappeenranta University of Technology, Finland , 2006.
- [10] **Ph. LAMELOT, J. GUEZEL**, " Les aimants permanents rendent les moteurs economes ", Technologie et Innovation ,2007.
- [11] **Kirk Donald**, "Optimal control theory ", Prentice Hall- Inc. Englewood cliffs, 1970.
- [12] **M. ZELMAT**, "Commande adaptative ", OP, 2001, Edition : 20.47.4440, I.S.B.N :9961.0.0510.4.
- [13] **R. ISERMANN, K.-H. LACHMANN, and D. MATKO**, " Adaptive control systems", Prentice Hal(1992).

- [14] **DOUAOUDI MOUNABI, HADJI AYACHE**, "Commande par DTC d'une MSAP", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [15] **HARIZ Abdelkader omar, BRIBECHE Abdelatif**, " Application de commande DTC sur la MSAP ", Thèse d'ingénieur en électronique, Université de Batna, 2009.
- [16] **G. STURTZER**, "Modélisation et commande des moteurs triphasés", Edition Ellipses, Markty. S. A2000.
- [17] **Y. AMARA**, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.
- [18] **D. LAHOUEL**, " Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [19] **G. SEGUIER, R. BAUSIERE**, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance", la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.
- [20] **F. LABRIQUE, G. SEGUIER**, "La conversion continu-alternatif ", Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [21] **Babak Nahid Mobarakeh**, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machine synchrones à aimants permanents : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres ", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.
- [22] : **P. LOPEZ, A.S. NOURI**, "Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants, Mathématiques et Applications", Springer Link, 2006.
- [23] : **N.M. BABAK**, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres", Thèse de doctorat, 2001.
- [24] : **A. GOLEA**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [25] : **M.S. MERZOUG**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.

[26] : **L. BENALIA**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ",
Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[27] : **F. BENCHABANE**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un
moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de
magistère, Université de Biskra, 2005.

[28] : **G. Grellet, G. Clerc**, "actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande",
Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997

.

Annexe

Annexe A

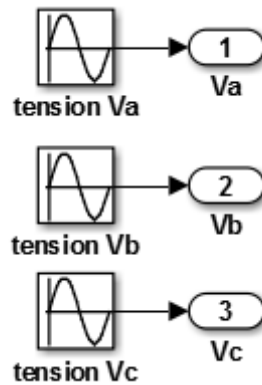
A. 1 paramètre de la MSAP :

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

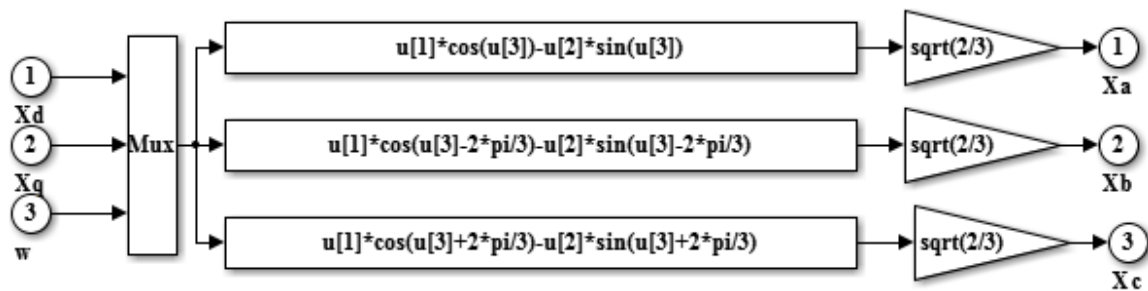
Paramètres	Valeurs
Fréquence [Hz]	50
Tension d'alimentation [V]	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique [Ω]	1.4
Inductance longitudinale L_d [H]	0.0066
Inductance transversale L_q [H]	0.0058
Flux d'aimant [Wb]	0.1546
Moment d'Inertie [Kg.m^2]	0.0176
Vitesse de rotation nominale [rad/s]	104.71
Coefficient de frottement [Ns /rd]	0.00038818

Annexe B

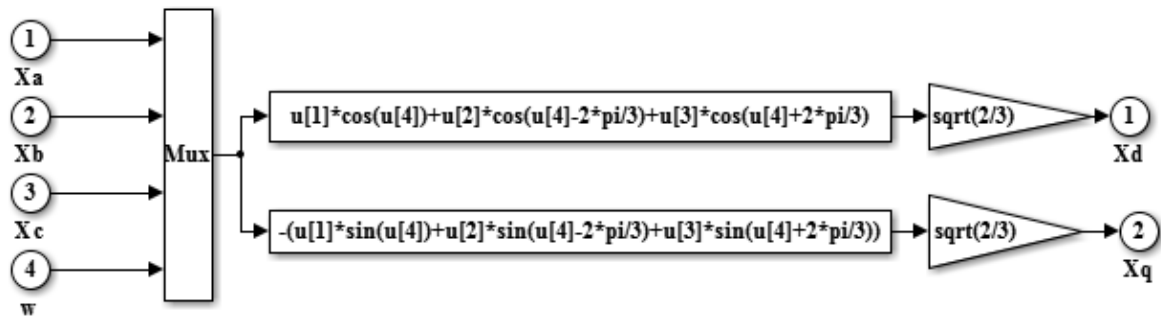
B.1 bloc de simulation de source de tension :



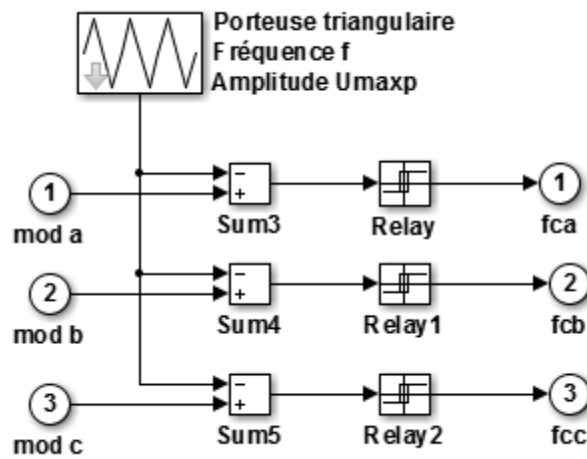
B.2 Block de simulation de transformation de Park inverse :



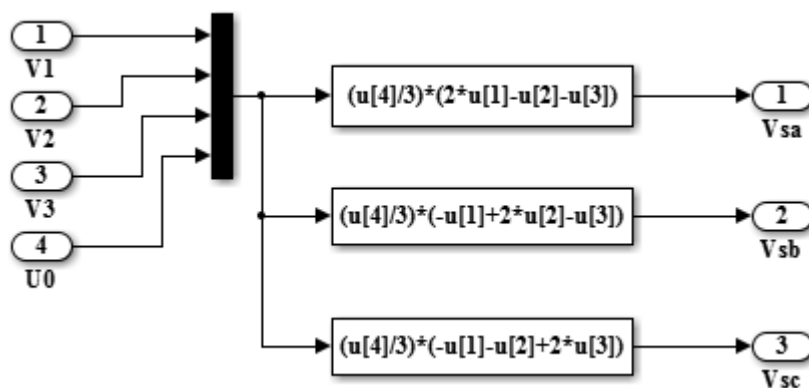
B. 3 Block de simulation de transformation de Park :



B. 4 Block de simulation de commande MLI :



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



B. 6Block de simulation de commande vectorielle :

