



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



MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies

Génie Electrique

Electromécanique

Réf :

Présenté et soutenu par :

Amin Ghorabi

Hamza Chetti

Le: Dimanche 19 juin 2022

**Commande vectorielle en tension du moteur synchrone à
aimants permanents associé à un onduleur trois niveaux**

Jury :

Mr	Salhi Ahmed	Pr	Université de Biskra	Président
Mr	Ghoggal Adel	Pr	Université de Biskra	Examineur
Mr	Amar Golea	Pr	Université de Biskra	Rapporteur

Année Universitaire : 2022/2021



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث 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: Electromécanique

Option: Electromécanique

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

MASTER

Thème

Commande vectorielle en tension du moteur synchrone
à aimants permanents associé à un onduleur trois
niveaux

Présenté par:

Amin Ghorabi

Hamza Chetti

Avis favorable de l'encadreur:

Mr. Amar Golea

Cachet et signature

Signature Avis favorable du président du jury



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث 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: Electromécanique

Option: Electromécanique

Résumé (Français et Arabe)

Le travail réalisé dans ce mémoire représente la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par deux type d'onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI et hystérésis et l'onduleur de tension à trois niveaux (NPC) commandé aussi par MLI et hystérésis. Des tests de robustesse de la commande sont réalisés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse ont montrés ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis.

تطرقنا من خلال هذا العمل المنجز في هذه المذكرة إلى عرض و دراسة التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المرتبطة بنوعين من المموج (العاكس الكهربائي). حيث أن النوع الأول هو مموج جهد ذو مستويين يتم التحكم فيه بطريقتين الأولى تضمين عرض النبضة (MLI) و الثانية (Hystérésis). أما النوع الثاني فهو مموج جهد ثلاثي المستويات ذو نقطة محايدة مثبتة يتم التحكم فيه بنفس الطريقتين السابقتين. حيث أن تجارب قياس قوة التحكم حسب تغيرات إعدادات الآلة و كذا انعكاس السرعة أثبتت فعالية المنضومات الكلاسيكية المختارة.

DÉDICACE

Tous les mots n'expriment pas la gratitude, L'amour, le respect, aussi, c'est ne tout simplement que

Je dédis cette mémoire de fin d'études

Au poulx de l'amour et du don abondant, sans attente et sans retour, à celle qui m'a soutenu dans le labeur et la naissance de cette œuvre, à celle qui m'a comblé de sa tendresse et de son amour, à la joie du foyer et du confort de l'œil, à "**ma chère mère**" qui, quoi que je dise d'elle, je ne remplirai pas son droit, que je lui souhaite santé et bien-être continus.

À celui qui était une bougie qui a illuminé mon chemin et qui m'a appris la diligence, la persévérance et l'amour de la connaissance, et à marcher sur les traces du Bien-aimé, l'Élu, sur lui soit la meilleure des prières et la paix. A "**mon chère père**" bien-aimé, que Dieu prolonge sa vie.

A ceux qui m'ont appris le sens de la vie ils sont plus précieux que mes yeux Mes frères: **Mohammed - Taieb - Bilal - Nour El Houda**.

À ma **fiancée** que Dieu se bénisse mutuellement avec une longue vie

À ma chère amie et compagne **Amine Ghorabi**.

Et à toute la famille **Chetti** et **Lebbouz**, les amis et tous ceux qui nous ont aidés dans cette recherche.

Chetti Hamza

DÉDICACE

Tous les mots n'expriment pas la gratitude, L'amour, le respect, aussi, c'est ne pas tout simplement que

Je dédis cette mémoire de fin d'études

Au puits de l'amour et du don abondant, sans attente et sans retour, à celle qui m'a soutenu dans le labeur et la naissance de cette œuvre, à celle qui m'a comblé de sa tendresse et de son amour, à la joie du foyer et du confort de l'œil, à "**ma chère mère**" qui, quoi que je dise d'elle, je ne remplirai pas son droit, que je lui souhaite santé et bien-être continus.

À celui qui était une bougie qui a illuminé mon chemin et qui m'a appris la diligence, la persévérance et l'amour de la connaissance, et à marcher sur les traces du Bien-aimé, l'Élu, sur lui soit la meilleure des prières et la paix. A "**mon chère père**" bien-aimé, que Dieu prolonge sa vie.

À ma chère amie et compagne : **Hamza Chetti**

Et à toute la famille **Ghorabi**, les amis et tous ceux qui nous ont aidés dans cette recherche.

Ghorabi Amin

Remerciements

Au préalable à ce mémoire nous remercions Allah qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'études.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Mr. Amar Golea pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continuel tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner leurs conseils

On n'oublie nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.

NOTATIONS ET SYMBOLES

MCC	Moteur a courant continu
MSAP	Machine synchrone à aimant permanents.
d-q	Axes longitudinale et transversal (transformation de Park).
Br	Induction rémanente.
Hcb	Champs coercitif de l'induction
Hcj	Champs coercitif qui annulent l'aimantation intrinsèque du matériau.
BHmax	Densité d'énergie maximale.
V_a, V_b, V_c	Tension de phases statorique.
i_a, i_b, i_c	Courant de phases statorique
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux de phases statorique.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
L_s	Inductance propre d'une phase statorique.
L_d, L_q	L'inductance d'axes direct et quadrature.
M_s	Inductance mutuelle entres phases du stator.
L_{sc}	Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
φ_f	Flux crée par les aimants au rotor.
Ω	Vitesse mécanique de rotation de la machine.
J	Moment d'inertie du moteur.
Fr	Coefficient de frottement visqueux.
Ce	Couple électromagnétique délivré par le moteur.
Cr	Couple résistant, ou de charge.
P	Nombre de paires de pôles.
w_r	Vitesse électrique du rotor

$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
V_q, V_d	Tensions statorique d'axes direct et en quadrature.
U_d	Tension à la sortie du redresseur.
U_f	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
S	L'opérateur de Laplace.
C	Capacité de filtrage
L_f	Inductance de filtrage
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
X_q, X_d	Réactances longitudinale et transversale.
φ	Déphasage du courant par rapport à la tension.
τ_e	Constante du temps électrique
τ_m	Constante du temps mécanique.
$K_{PV} K_{iV}$	Coefficient du régulateur de vitesse
$K_P K_i$	Coefficient du régulateur de courant.
K_t	Coefficient dû à l'aimant.
DC	Courant continue
AC	Courant Alternative
$U_{ab} U_{bc} U_{ca}$	Les tensions composées.
THD	Total Harmonique Distorsion.
NPC	Structure et principe de fonctionnement.
FP	Fréquence de porteuse.
Fr	Fréquence de la référence.
f	Fréquence
FFT	Faste Fourier Transforme

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	3
Figure I.2: Rotor à aimants permanents	4
Figure I.3: Cycle d'hystérésis	5
Figure I.4: Matériaux magnétiques durs	5
Figure I.5: Matériaux magnétiques doux	5
Figure I.6: différents types des aimants permanents	6
Figure I.7: Aimants en surface	8
Figure I.8: Aimants insérés	8
Figure I.9: Aimants enterrés	9
Figure I.10: Aimants à concentration de flux	9
Figure I.11: Modélisation de la Machine Synchrone	12
Figure I.12 : modèle de park de la machine synchrone	13
Figure I.13: circuits électriques équivalents suivant les deux axes d et q	15
Figure I.14: Représentation du MSAP dans le repère triphasé (a, b, c)	16
Figure II.1: Schéma de l'association MSAP onduleur de tension de 2 niveaux	21
Figure II.2: Représentation le redresseur triphasée double alternance	22
Figure II.3: Schéma du filtre	23
Figure II.4: Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux	24
Figure II.5: Principe de contrôle du courant par hystérésis	26
Figure II.6: Principe de génération des ordres de commande	27
Figure II.7: Contrôle par hystérésis sous PSIM (<i>onduleur deux niveaux</i>)	28
Figure II.8: Résultats de Contrôle par hystéries sous PSIM <i>onduleur deux niveaux</i>	29
Figure II.9: Schéma de principe de MLI sinus triangle	29
Figure II.10: Contrôle par MLI sous PSIM <i>onduleur deux niveaux</i>	31
Figure II.11: Résultats de Contrôle par MLI sous PSIM <i>onduleur deux niveaux</i>	32
Figure II.12: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	33
Figure II.13: Interrupteur bidirectionnel en courant	34
Figure II.14: Différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur	35
Figure II.15: Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoidale	37
Figure II.16: Contrôle par MLI sous PSIM <i>onduleur trois deux niveaux</i>	38
Figure II.17: Résultats de Contrôle par MLI sous PSIM <i>onduleur trois deux niveaux</i>	39
Figure II.18: Contrôle des courants par hystérésis <i>onduleur trois deux niveaux</i>	40

Figure II.19: Résultats de Contrôle des courants par hystérésis <i>onduleur trois deux niveaux</i>	41
Figure III.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant	42
Figure III.2 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	44
Figure III.3 : Découplage par compensation	46
Figure III.4 : Commande découplée	46
Figure III.5 : Boucle de régulation de courant. I_d	47
Figure III.6 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse	48
Figure III.7 : schéma <i>de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI à deux niveaux (PSIM)</i>	49
Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide et on charge	50
Figure III.9 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation	51
Figure III.10: schéma <i>de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI à trois niveaux (PSIM)</i>	52
Figure III.11 : Résultats de simulation du démarrage à vide et on charge	53
Figure III.12 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation	54
Figure III.13 : Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en tension et régulier En courant	55
Figure III.14 : Bloc de défluxage	56
Figure III.15: schéma <i>de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à Hystérésis a deux niveaux (PSIM)</i>	57
Figure III.16 : Résultats de simulation du démarrage à vide et on charge	58
Figure III.17 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation	59
Figure III.18: schéma <i>de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur a Hystérésis trois niveaux (PSIM)</i>	60
Figure III.19 : Résultats de simulation du démarrage à vide et on charge	61
Figure III.20 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation	62

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
Chapitre I: Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	
I.1.Introduction	3
I.2.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	3
I.3.Les différents types des aimants permanents	6
I.4.Etude de différente configuration de la MSAP	7
I.4.1.Aimants en surface	7
I.4.2.Aimants insérés	8
I.4.3.Aimants enterrés	8
I.4.4.Aimants à concentration de flux	9
I.5. Avantages des machines synchrones à aimants permanents	10
I.6.Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents	10
I.7.Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de Machines	10
I.8.Domaine d'application	10
I.9.Modélisation de la Machine Synchrone à aimants permanents (MSAP)	11
I.9.1.INTRODUCTION	11
I.9.2.MODELE DE LA MACHINE A ENROULEMENT D'EXCITATION	12
I.9.3. Modélisation de la machine synchrone triphasée	12
I.9.4.Hypothèses simplificatrices	15
I.9.5.Equations de la machine dans le repère (a, b, c)	15
I.9.6.Modèle de Park	18
I.9.7.Modélisation du MSAP dans le plan de Park	19
I.10.CONCLUSION	20
Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux	
II.1. Introduction	21
II.2.Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension deux niveaux	21
II.2.1.Constitution de l'alimentation de la MSAP	21
II.2.1.1.Modélisation du redresseur à diode	22
II.2.1.2.Modélisation du filtre	23
II.2.1.3.Définition de l'onduleur	23
II.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée	24
II.4. Différents types de commande des interrupteurs	26
II.4.1.Contrôle des courants par hystérésis	26
II.4.1.a. Avantages	26

II.4.1.b. Inconvénients	27
II.4.1.1. Contrôle des courants par hystérésis sous PSIM (Onduleur de tension deux niveaux)	27
II.4.2. Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I)	29
II.4.2.a. Avantages	30
II.4.2.b .Inconvénients	30
II.4.2.1. Contrôle des courants par (M.L.I) Onduleur de tension deux niveaux	31
II.5. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension trois niveaux	32
II.5.1. Introduction	32
II.5.2. Structure topologique de l'onduleur	33
II.5.3. Différentes configurations électriques du bras d'onduleur	34
II.5.4. Stratégie de commande de l'onduleur trois niveaux	36
II.5.5. Contrôle des courants par (M.L.I) sous PSIM	38
II.5.6. Contrôle des courants par hystérésis sous PSIM	40
II.6. CONCLUSION	41

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

III.1. Introduction	42
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	42
III.3. Structure globale de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI	43
III.3.1. Découplage	44
III.3.2. Découplage par compensation	44
III.3.3. Détermination des régulateurs de courants	46
III.3.4. Détermination du régulateur de vitesse	48
III.4. Résultats de simulation de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI	49
A) Deux niveaux	49
B) Trois niveaux	52
III.5. Structure globale de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à hystérésis	55
III.5.1. BLOC DE DÉFLUXAGE	56
III.6. Résultats de simulation de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à hystérésis	57
A) deux niveaux	57
B) Trois niveaux	60
III.7. Conclusion	63
Conclusion générale	64
BIBLIOGRAPHIE	65

A white scroll graphic with a black outline and rounded corners. The scroll is unrolled, showing the title. The top and bottom edges are slightly curved, and there are small grey circles at the top corners representing the scroll's binding.

Introduction générale



Introduction générale

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

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.)[2], Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC Le moteur synchrone est fortement pénalisée par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance. [3]

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

Toutefois, la machine synchrone présente un sérieux problème à la commande, La difficulté est que son modèle dynamique est fortement non linéaire, montrant un couplage entrée-sortie. À la suite de ce développement, le domaine des entraînements électriques à vitesse variable s'est considérablement développé et le contrôle des moteurs électriques a fait de grands progrès. En fait, l'augmentation de la demande industrielle est à l'origine de l'utilisation de plus en plus puissante des technologies de régulation et de contrôle des machines. En utilisant la méthode de contrôle du contrôle vectoriel, ces actionneurs atteignent des performances similaires à celles des moteurs à courant continu excités séparément. La stratégie consiste à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (flux de l'aimant), c'est-à-dire à le réduire à une seule composante en

quadrature I_q . Le flux et le couple sont alors pilotés et découplés par deux courants indépendants. Par conséquent la dynamique du couple peut être plus rapide.

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [4].

Ce travail se présente en trois chapitres:

- **Le premier chapitre:** Nous avons présenté des générales sur les moteurs synchrones à aimants permanents et les domaines d'application du MSAP selon les caractéristiques et les différents types d'aimants permanents qui constituent les éléments de base de tels moteurs, Les différentes structures d'aimants sur le rotor, les avantages et inconvénients, et enfin nous montrons Modélisation des machines MSAP.
- **Le deuxième chapitre:** Nous avons présenté la modélisation et la simulation de l'onduleur deux et trois niveaux. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur deux et trois niveaux. La modulation de largeur d'impulsions MLI et l'hystérésis. D'autre part nous avons présenté aussi les avantages et les inconvénients associées aux deux techniques. Les résultats de simulation montrent que le contrôle par hystérésis assure une forme du courant plus sinusoïdale que dans le cas du contrôle par MLI, car le contrôle du courant est direct. L'onduleur trois niveaux présente une légère amélioration en comparant avec l'onduleur deux niveaux à cause de la technique utilisée.
- **Le troisième chapitre:** fera l'objet au principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP Ainsi les techniques de la commande vectorielles par en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux la présentation de la méthode de simulation et les résultats de simulation obtenus.

Chapitre I:

Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

I.1.Introduction:

L'évolution de la technologie et des industriels et domestique en plus des contraintes de réduction de la consommation d'énergie ont poussé les industriels à adopter des machines compactes à haut rendement. Parmi ces machines en situe à très bonne place les machines à aimants permanents Dans les entraînements à vitesse continuellement variables et même dans certaines applications industrielles nécessitant une certaine gamme de puissance, les machines synchrones à aimants permanents s'imposent grâce à de nombreux avantages (Pas d'excitation au niveau du rotor et donc pas de pertes rotorique, meilleur rendement et couple massique élevé) [5]

I.2.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

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 génère 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 la machine synchrone.

- **Le stator** : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques
- **Le rotor** : se compose d'aimants permanents, les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [6].



Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types [7] [8]:

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

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

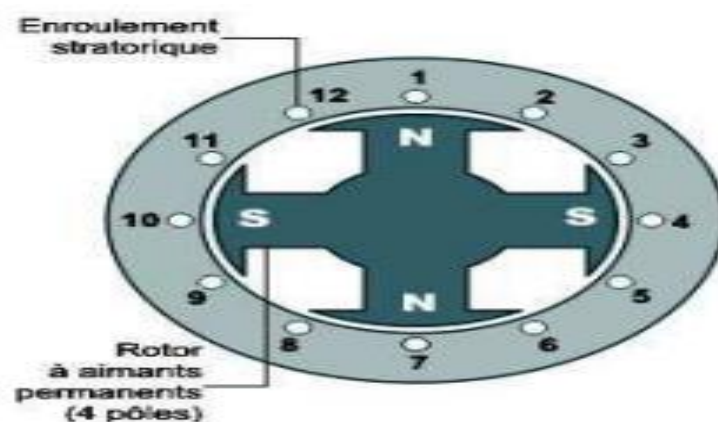


Figure I.2: Rotor à aimants permanents

- **Aimant permanent** : On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés.

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

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la des aimantations, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieure.

➤ **Caractéristique générales des aimants permanents :**

A partir de la largeur du cycle d'hystérésis Figure I.3 et selon la propriété magnétique deux grandes familles des matériaux utilisés au niveau des machines électriques sont classés [9] :

Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents [Figure I.4].

Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en Présence d'une excitation extérieure [Figure I.5].

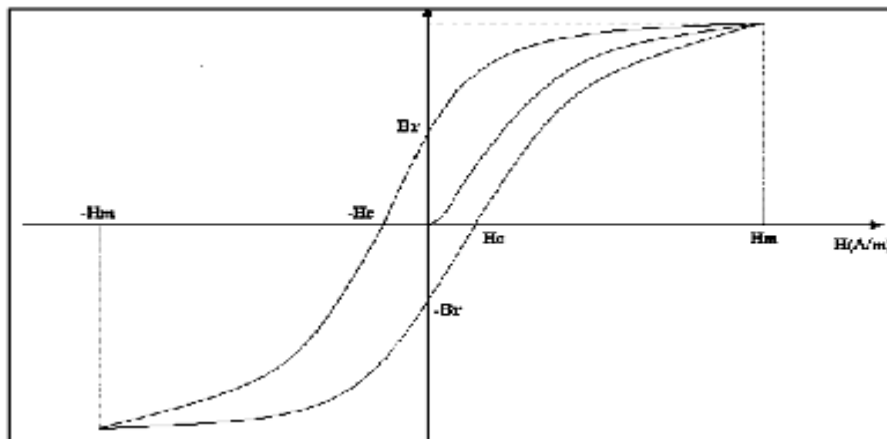


Figure I.3: Cycle d'hystérésis

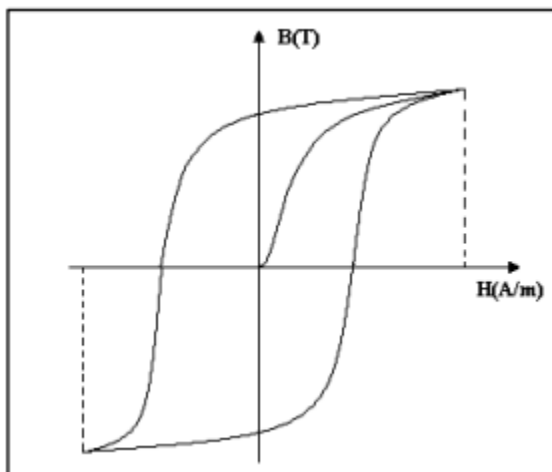


Figure I.4: Matériaux magnétiques durs.

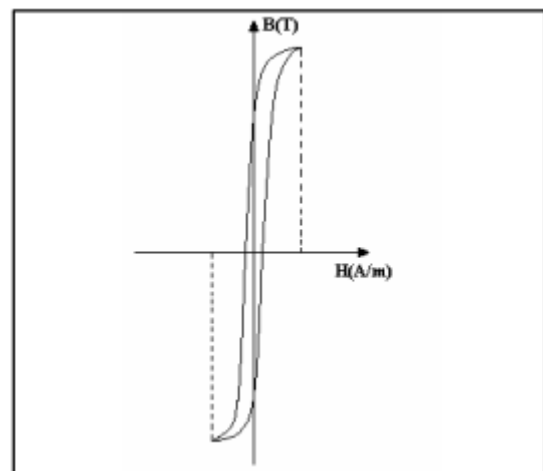


Figure I.5: Matériaux magnétiques doux

Le seconde quadrant du plan B-H sont retenues pour caractériser et classer un aimant à l'aide des certains paramètres qui sont [9]:

Chapitre I: Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

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

I.3. Les différents types des aimants permanents :

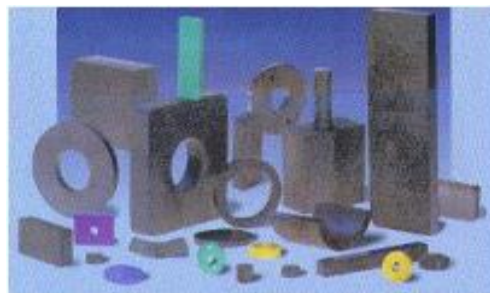
Il existe une grande variété de matériaux pour les aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Le choix de la nature des aimants d'une machine à une influence non négligeable sur son couple massique et sur la puissance finale des aimants permanents. On distingue trois types d'aimants permanents [10] :



(a) Aimants terres- rares



(b) aimant ferrites



(c) Aimants Alnico

Figure I.6: différents types des aimants permanents [11]

A) Les terres rares :

Ils sont durs et ont un cycle d'hystérésis large, ils représentent des aimants plus performants avec une induction rémanente élevée et un champ coercitif important. L'inconvénient reste le coût élevé. On distingue trois familles :

Chapitre I: Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

- Les aimants Samarium Cobalt ;
- Les aimants au Cobalt avec d'autres éléments de terres rares ;
- Les aimants au Néodyme-Fer-Bore.

B) Les ferrites :

Les ferrites sont fabriqués à partir d'oxyde de fer associé à du manganèse, du Nickel ou du Zinc, assemblés par frittage (agglomération à chaud). Ce sont des céramiques, c'est-à-dire des produits très durs mais fragiles et peut résistant aux efforts de traction. Ces matériaux sont caractérisés par un champ coercitif assez important et une bonne température de curie. Le faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

C) Les aimants métalliques (Alnico) :

Ce sont des alliages à base de Fer, Nickel et Aluminium, auxquels on rajoute du cobalt et du Titan, on vu d'améliorer leur propriétés.

I.4. Etude de différente configuration de la MSAP

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs configurations rotorique.

Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

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

I.4.1. Aimants en surface :

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimants radialement, comme montré sur la Figure I.7 cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc fiable cout de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. 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 permanents 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. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les mêmes [12],

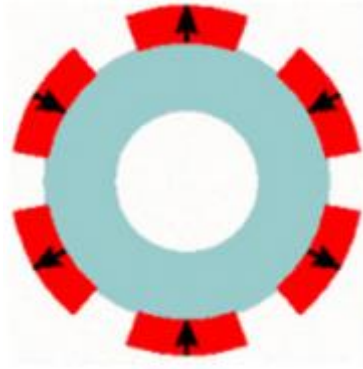


Figure I.7: Aimants en surface

I.4.2. Aimants insérés:

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la Figure I.8 Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants permanents. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d .

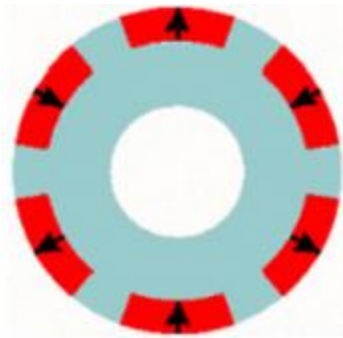


Figure I.8: Aimants insérés

I.4.3. Aimants enterrés:

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor Figure I.9 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. La réactance synchrone dans l'axe d est plus petite que celle de l'axe q . Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

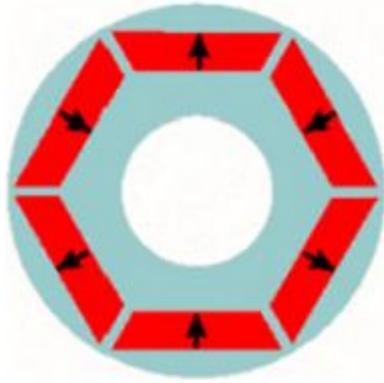


Figure I.9: Aimants enterrés

I.4.4. Aimants à concentration de flux :

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence Figure I.10 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 générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance [13]

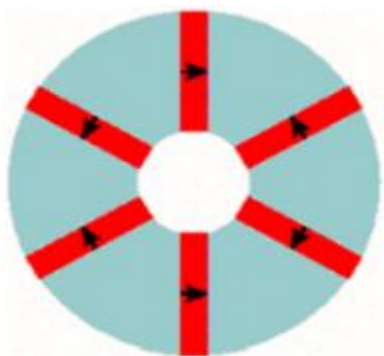


Figure I.10: Aimants à concentration de flux

I.5. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone à cage d'écurueil et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec les progrès actuels des aimants permanents, les moteurs synchrones à aimants sont de plus en plus utilisés dans le système d'entraînements à vitesses variable à hautes performances [14]. Son choix dans ce domaine est attractif et concurrent par rapport à des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, on cite principalement :

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.
- ✓ Compacité, occupe moins d'espace qu'un moteur asynchrone.
- ✓ Réduction de la consommation d'énergie.
- ✓ Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais).

I.6. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

- ✓ Coût élevé des Aimants.
- ✓ La présence de pulsation de couple
- ✓ Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.7. Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

I.8. Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [15].

- 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.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne

I.9.Modélisation de la Machine Synchrone à aimants permanents (MSAP) :

I.9.1.INTRODUCTION

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques. Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement [16], [17], En particulier, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux et les véhicules électriques, Cette large utilisation est devenu possible avec les hautes performances des aimants permanents, ce qui a permis à la machine synchrone d'avoir une densité de puissance, un rapport couple inertie et une efficacité élevés en le comparant avec la machine à induction ou la machine à courant continu.

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux groupes:

- les machines à démarrage direct avec un enroulement amortisseur pour développer le couple de démarrage
- les machines alimentées par des onduleurs, [18] généralement, les machines alimentées par des onduleurs ne possèdent pas d'enroulements amortisseurs (fonctionnement en boucle fermée).

Il est possible de classer les systèmes d'entraînement à machines synchrones à aimants permanents sans enroulement amortisseur en deux types. Le premier type utilise une contre-réaction de position continue. La force contre-électromotrice idéale du moteur est sinusoïdale et si les courants imposés à la machine sont sinusoïdaux, un couple constant est produit avec de faibles pulsations. Il y a aussi la possibilité d'alimenter ce type de machine par des onduleurs de tension à MLI. En ce qui concerne le deuxième type, l'information sur la position du rotor est demandée (par exemple chaque 60° électrique) et le courant statorique est trapézoïdal.

Avec l'absence de la cage au rotor, la machine synchrone à aimants peut avoir différentes configurations suivant la disposition des aimants.

I.9.2. Modèle de la machine à enroulement d'excitation

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure représentée par la figure Cette structure comporte un enroulement triphasé (a, b, c) au stator et au rotor un enroulement d'excitation et des enroulements amortisseurs en court-circuit, qu'on suppose assimilables à deux enroulements en quadrature d'axes $\mathbf{O}d$ et $\mathbf{O}q$.

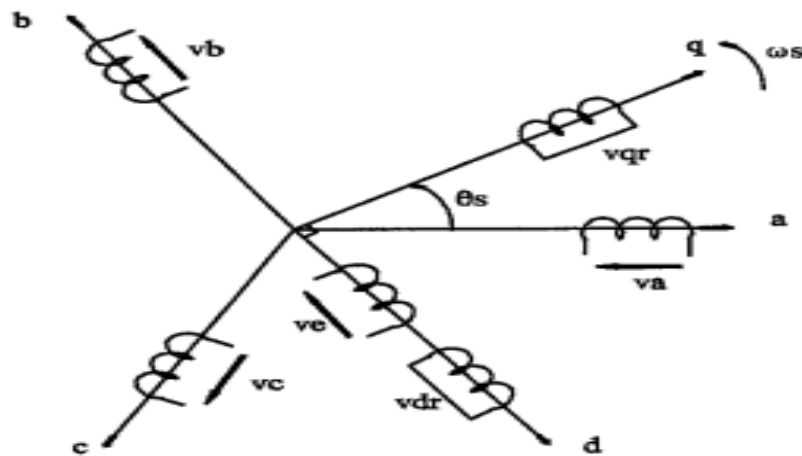


Figure I.11: Modélisation de la Machine Synchrone

I.9.3. Modélisation de la machine synchrone triphasée

Pour transformer la machine triphasée en machine biphasée, on modifie les enroulements statorique en enroulements orthogonaux en utilisant la transformation de Park définie dans le deuxième chapitre. Les enroulements rotorique ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà ordonnés selon deux axes perpendiculaires

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, flux et tensions un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes \mathbf{d} et \mathbf{q} . Ce changement de variable est la substitution aux enroulements réels \mathbf{a} , \mathbf{b} , et \mathbf{c} , en enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère $\mathbf{O}d$, $\mathbf{O}q$ et dont les conducteurs restent liés au stator [19].

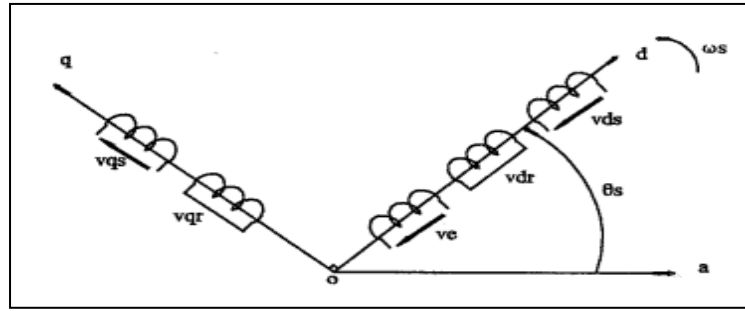


Figure I.12: Modèle de Park de la machine synchrone

Le modèle de la machine synchrone dans un référentiel od, oq lié au champ tournant ou au rotor est donné par les équations suivantes :

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + I_s \cdot P_{i_{qs}} + W_r \cdot \Phi_{ds} + L_{mq} \cdot P(I_{qs} + I_{qr}) \quad (I.1)$$

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + I_s \cdot P_{i_{ds}} - w_r \cdot \Phi_{qs} + L_{md} \cdot P(I_{ds} + I_{dr} + I_e) \quad (I.2)$$

$$0 = R_r \cdot I_{qr} + I_r \cdot P_{i_{qr}} + L_{mq} \cdot P(I_{qr} + I_{qs}) \quad (I.3)$$

$$0 = R_r \cdot I_{dr} + I_r \cdot P_{i_{dr}} + L_{md} \cdot P(I_{ds} + I_{dr} + I_e) \quad (I.4)$$

$$V_e = R_e \cdot I_e + I_e \cdot P_{i_e} + L_{md} \cdot P(I_{ds} + I_{dr} + I_e) \quad (I.5)$$

Avec:

R_s : résistance statorique.

R_r : résistance d'amortisseur.

R_e : résistance de l'enroulement d'excitation.

L_s : inductance de fuite statorique.

L_r : inductance de fuite d'amortisseur.

L_e : inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.

L_{mq} : inductance magnétisante suivant l'axe q.

L_{md} : inductance magnétisante suivant l'axe d.

w_r : vitesse de rotation électrique.

w_s : vitesse de synchronisme.

Φ_{ds} : composante du flux statorique suivant l'axe d.

Φ_{qs} : composante du flux statorique suivant l'axe q.

I_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d..

I_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q.

I_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d.

I_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q.

I_e : courant d'excitation.

V_{ds} : composante de la tension statorique suivant l'axe d.

V_{qs} : composante de la tension statorique suivant l'axe q.

V_e : tension d'excitation.

P : opérateur de Laplace.

Dans le cas de la machine synchrone $w_r = w_s = (n_p \cdot \Omega)$.

Chapitre I: Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Avec :

n_p : nombre de paires de pôles.

Ω : vitesse mécanique de rotation.

L'équation mécanique est donnée par la formule suivante :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.6)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante:

$$C_e = n_p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (I.7)$$

Les composantes du flux statorique Φ_{ds} et Φ_{qs} sont données par les équations suivantes:

$$\Phi_{ds} = L_{ds} \cdot I_{ds} + L_{md} \cdot (I_{dr} + I_e) \quad (I.8)$$

$$\Phi_{qs} = L_{qs} \cdot I_{qs} + L_{mq} \cdot I_{qr} \quad (I.9)$$

Avec:

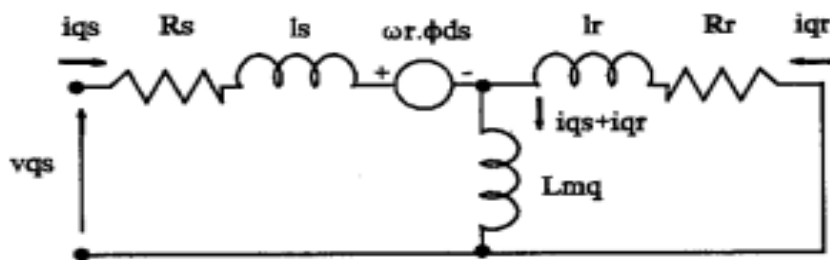
$$L_{ds} = I_s + L_{md} \quad (I.10)$$

$$L_{qs} = I_s + L_{mq} \quad (I.11)$$

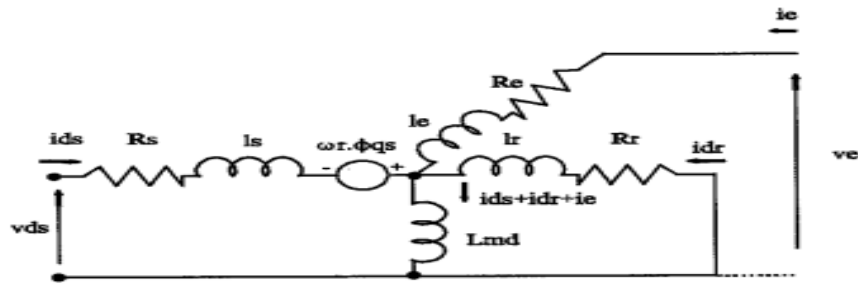
En remplaçant les équations (I.8) et (I.9) dans les équations (I.1) et (I.1), la dynamique de la machine peut être représentée sous forme matricielle par le système d'équations suivant:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + P_{Lqs} & \omega_r \cdot L_{ds} & P_{Lmq} & \omega_r \cdot L_{md} & \omega_r \cdot L_{md} \\ -\omega_r \cdot L_{qs} & R_s + P_{Lds} & -\omega_r \cdot L_{mq} & P_{Lmd} & P_{Lmd} \\ P_{Lmq} & 0 & R_r + P_{Lqr} & 0 & 0 \\ 0 & P_{Lmd} & 0 & P_{Lmd} & R_e + P(I_e + L_{md}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Cette dynamique peut être aussi représentée par des circuits électriques équivalents suivant les deux axes **d** et **q** [20].



Circuit équivalents suivants l'axe q



Circuit équivalents suivants l'axe d

Figure I.13: circuits électriques équivalents suivant les deux axes **d** et **q**

I.9.4.Hypothèses simplificatrices :

Le modèle de la machine synchrone à aimants est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe, du fait que [21] :

- ✓ Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable;
- ✓ Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi au système lors de son fonctionnement, est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans le cas de la MSAP, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ L'hystérésis, et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables ;
- ✓ Circuit magnétique est supposé non saturé ;
- ✓ Harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices (F.m.m.).
- ✓ Circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

I.9.5.Equations de la machine dans le repère (a,b,c)

La représentation des enroulements dans le repère (a, b, c) pour une machine synchrone triphasé à aimants permanents est donnée par la Figure I.13

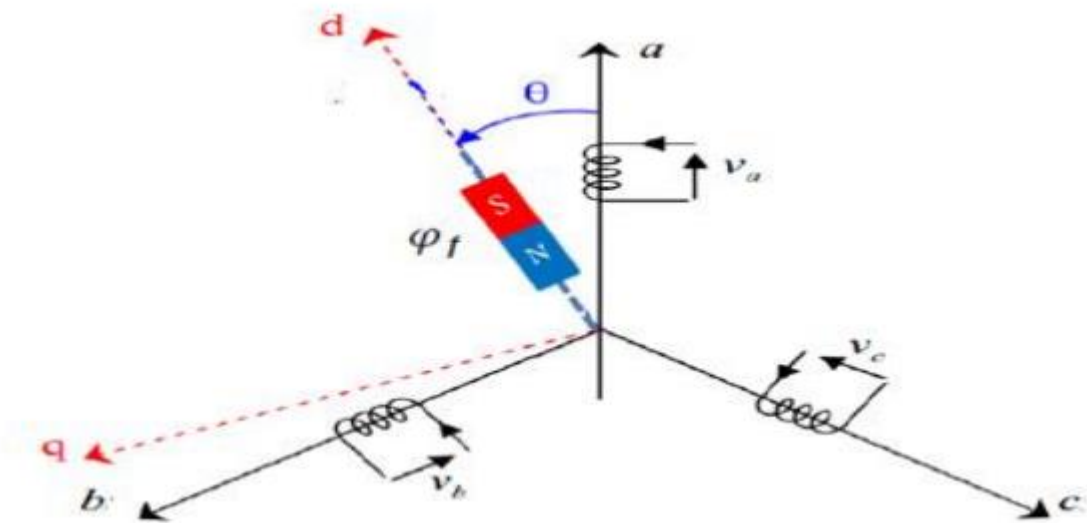


Figure I.14: Représentation du MSAP dans le repère triphasé (a, b, c)

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie 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 d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [22].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ 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 $\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine [22].

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

A) Equations électriques :

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

$$[V] = [R_s] + [I] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (I.13)$$

Avec :

$[V] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statorique.

$[i] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courants statorique.

$[\varphi] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Vecteur flux statorique.

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

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

b) Equations magnétiques :

Flux statorique:

$$[\varphi] = [L_s] [I] + [M_{sf}] [I_f] \quad (I.14)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée et d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$ Posons :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.15)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Et

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Avec :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

$$[M_{sf}] = M_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

M_{sf} : est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

c) Equations mécanique :

La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt}$$
$$C_e - C_r - Fr\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.19)$$

Avec :

J : Moment d'inertie du moteur.

Fr : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant, ou de charge.

I.9.6.Modèle de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_r par rapport au rotor.

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées [23][24].

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

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

Son inverse $[P(\theta)]^T$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Le passage du système de coordonnées (d, q) au système de coordonnées (α , β), est assuré par la matrice de rotation tel que:

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

I.9.7. Modélisation du MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

A) Equations électriques

$$\begin{cases} Vd = R_s I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega \varphi_q \\ Vq = R_s I_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (I.23)$$

B) Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.24)$$

En introduisant (I.23) dans (I.24) on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} Vd = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \\ Vq = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.25)$$

C) Expression du couple électromagnétique :

La puissance électrique absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (I.26)$$

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

$$P(t) = (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I.27)$$

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

$$P(t) = (R_s(i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + P\omega((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q)) \quad (I.28)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet Joule $P_j = (R_s (i_d^2 + i_q^2))$
- Puissance électromagnétique : $P_{em} = P\omega((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q)$
- La variation d'énergie magnétique emmagasinée : $P_v = (L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt})$

Le couple électromagnétique est exprimé par : $C_{em} = P((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q)$

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

I.10.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des générales sur les moteurs synchrones à aimants permanents et les domaines d'application du MSAP selon les caractéristiques et les différents types d'aimants permanents qui constituent les éléments de base de tels moteurs, Les différentes structures d'aimants sur le rotor, les avantages et inconvénients, et enfin nous montrons Modélisation des machines MSAP.

Chapitre II:



Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

II.1. Introduction:

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu/alternatif. Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue E . La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvons trouver plusieurs structures d'onduleur de tension existantes, chacune est adaptée à une application ou à un cahier des charges spécifique. Dans notre étude, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux. Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée, avec des transistors MOS, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [25].

II.2. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension deux niveaux

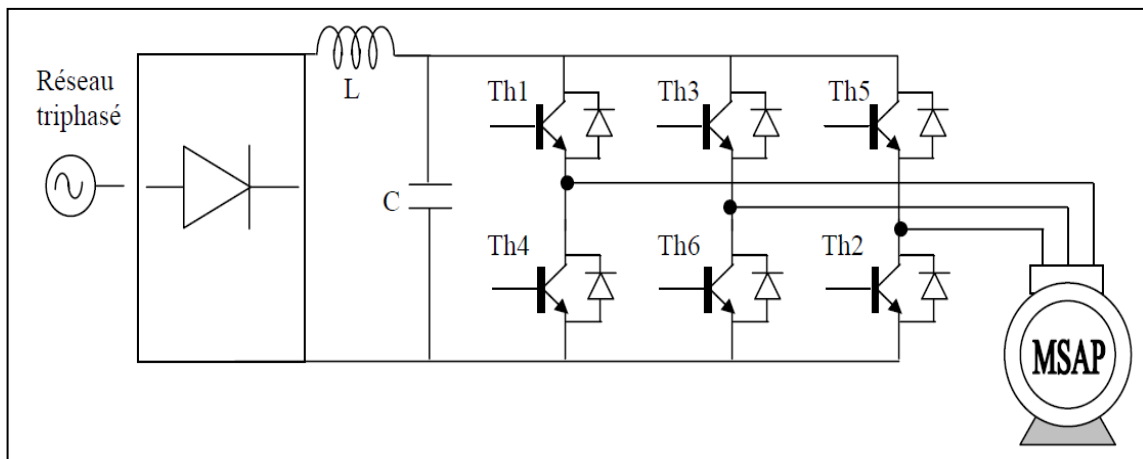


Figure II.1: Schéma de l'association MSAP onduleur de tension de 2 niveaux

II.2.1. Constitution de l'alimentation de la MSAP

- La Source électrique à courant alternatif : la source électrique alternative est généralement obtenue par un réseau triphasé électrique.
- Redresseur : il permet de transformer une tension alternative en tension continue.
- Filtrage : il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, représente une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.

- Onduleur : il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable différents éléments constituant la chaîne d'alimentation

II.2.1.1. Modélisation du redresseur à diode [26]

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure II.2.

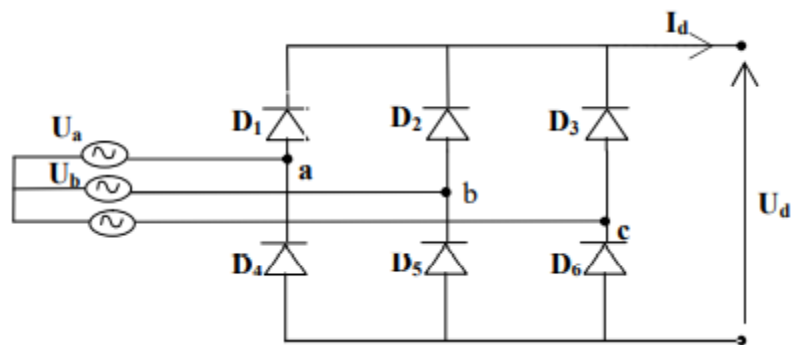


Figure II.2: Représentation le redresseur triphasée double alternance

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6), à anode commune assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit:

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.2})$$

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance (les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique) pour se raccorder au réseau, absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues sous le nom de charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau [27].

II.2.1.2. Modélisation du filtre

Ce filtre est constitué d'une capacité C qui sert à supprimer les variations brusque de la tension U_{red} durant la commutation des interrupteurs et d'une inductance L qui élimine les ondulations du courant I_d à la sortie du redresseur.

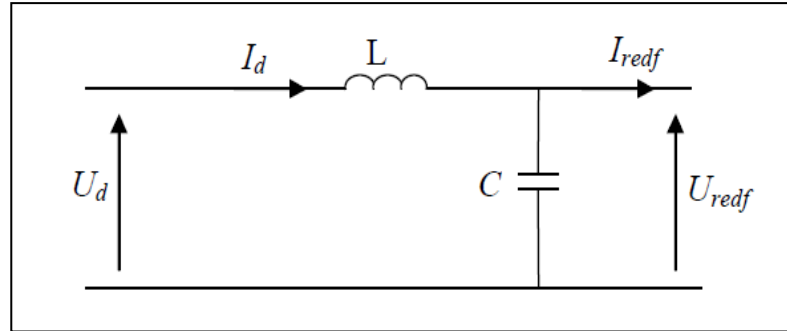


Figure II.3: Schéma du filtre

D'après le schéma précédent, on peut obtenir les équations régissant le fonctionnement du filtre LC telle que :

$$U_{red} = L \frac{dI_d}{dt} + U_{redf} \quad (II.3)$$

$$\frac{dU_{redf}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I_{redf})$$

II.2.1.3. Définition de l'onduleur

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 la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [28].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

1-Selon la source :

- onduleurs de tension
- onduleurs de courant

2- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).

3- Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc....).

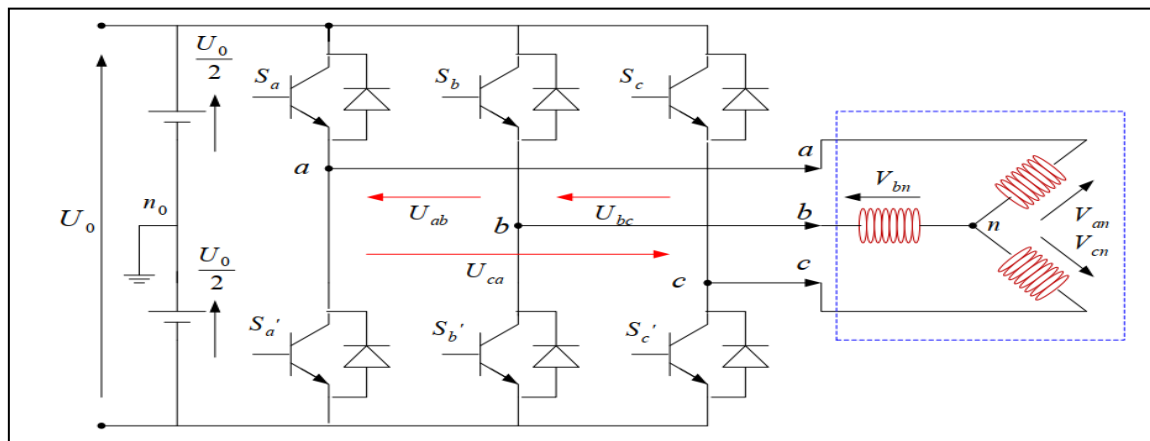


Figure II.4: Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

II.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée [29]

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension 'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques. On appelle et les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si = 1, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert.
 Si = 0, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} &= V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} &= V_{cno} - V_{ano} \end{aligned} \quad (II.4)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, Donc :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{1}{3} [U_{ab} - V_{ca}] \\
 V_{bn} &= \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\
 V_{cn} &= \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}]
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{aligned}
 V_{an} + V_{no} &= V_{ano} \\
 V_{bn} + V_{no} &= V_{bno} \\
 V_{cn} + V_{no} &= V_{cno}
 \end{aligned} \tag{II.6}$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} [V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \tag{II.7}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (i = a, b, c) = \text{on a} : V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$

On a donc :

$$\begin{aligned}
 V_{ano} &= (S_a - 0.5) U_0 \\
 V_{bno} &= (S_b - 0.5) U_0 \\
 V_{cno} &= (S_c - 0.5) U_0
 \end{aligned} \tag{II.8}$$

En remplaçant (II.8) dans (II.7) on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3} V_{ano} - \frac{1}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3} V_{ano} + \frac{2}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3} V_{ano} - \frac{1}{3} V_{bno} + \frac{2}{3} V_{cno}
 \end{aligned} \tag{II.9}$$

En remplaçant (II.8) dans (II.9)

$$\begin{Bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{Bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{Bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{Bmatrix} \tag{II.10}$$

II.4. Différents types de commande des interrupteurs ;

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- Control des courante par hysteresis
- Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I).

II.4.1. Contrôle des courants par hystérésis [30]

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Curent Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La Figure II..5 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont.

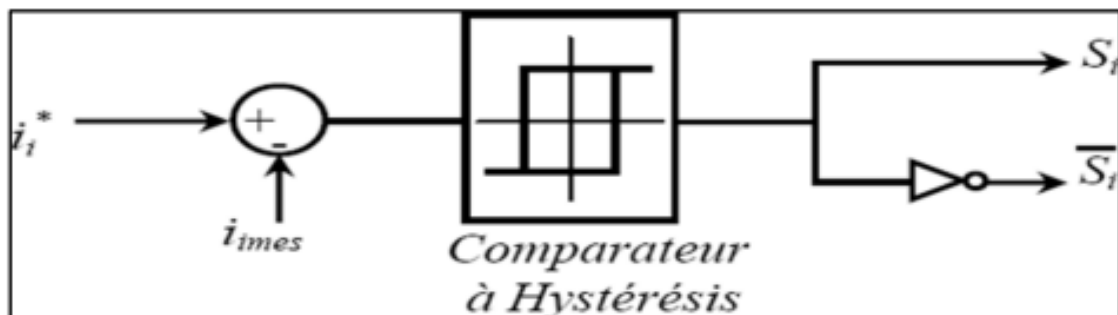


Figure II.5: Principe de contrôle du courant par hystérésis

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en **tout** ou **rien**.

II.4.1.a. Avantages :

- Au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre.
- Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique.

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

- Une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limité automatiquement le courant.

Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants. La fréquence de commutation bien malgré qu'elle reste inconnue et variable, la technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications de redresseur contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la Figure II.6 où ΔI est la largeur de la bande hystérésis.

II.4.1.b. Inconvénients :

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine
- La tension de bus continue
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant est instantané est maintenu dans une bande tolérance

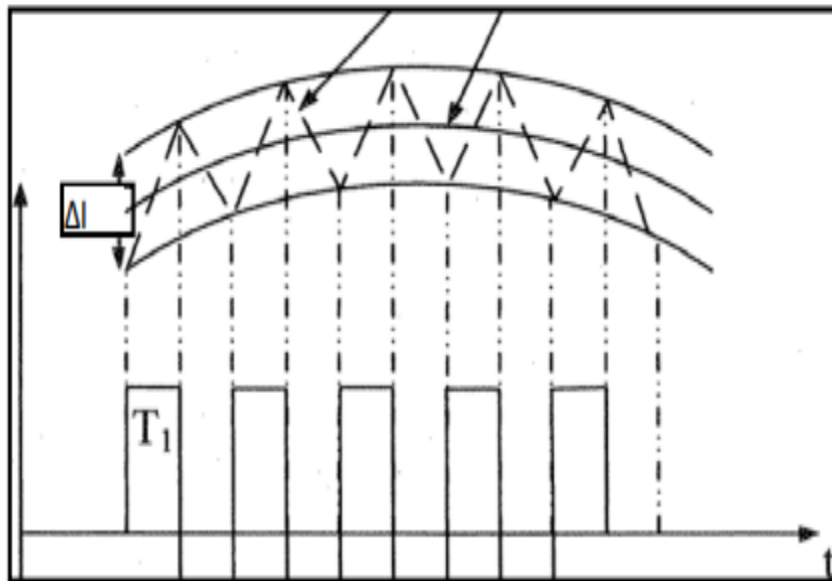


Figure II.6: Principe de génération des ordres de commande

II.4.1.1. Contrôle des courants par hystérésis sous PSIM (Onduleur de tension deux niveaux)

L'onduleur est alimenté par une source continue de 500V, il débite sur une charge RL de résistance $R=10\Omega$, et d'inductance $L=0.02H$.

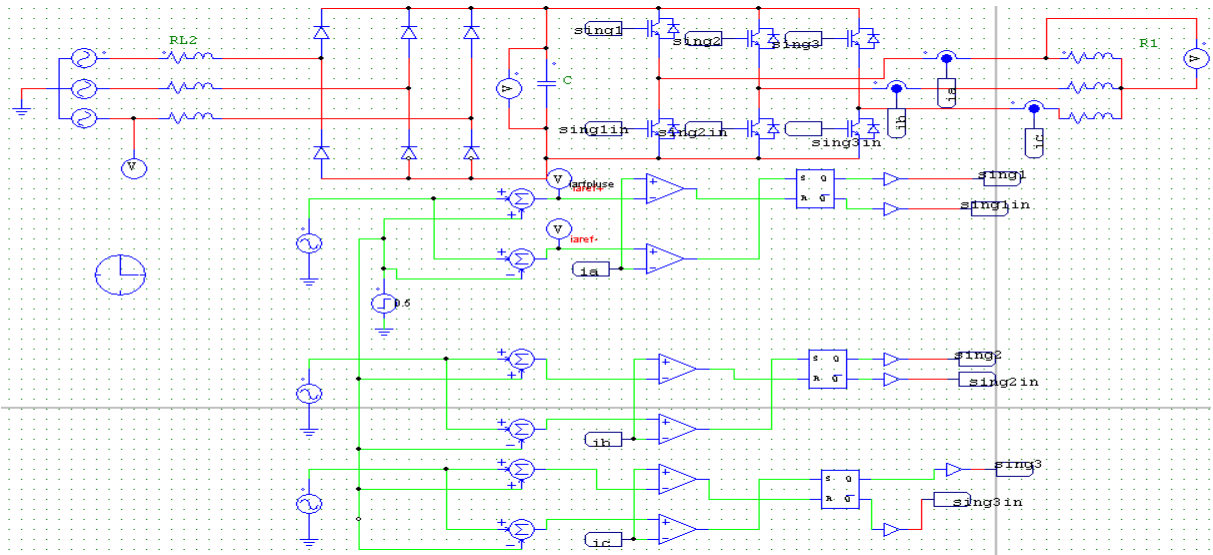
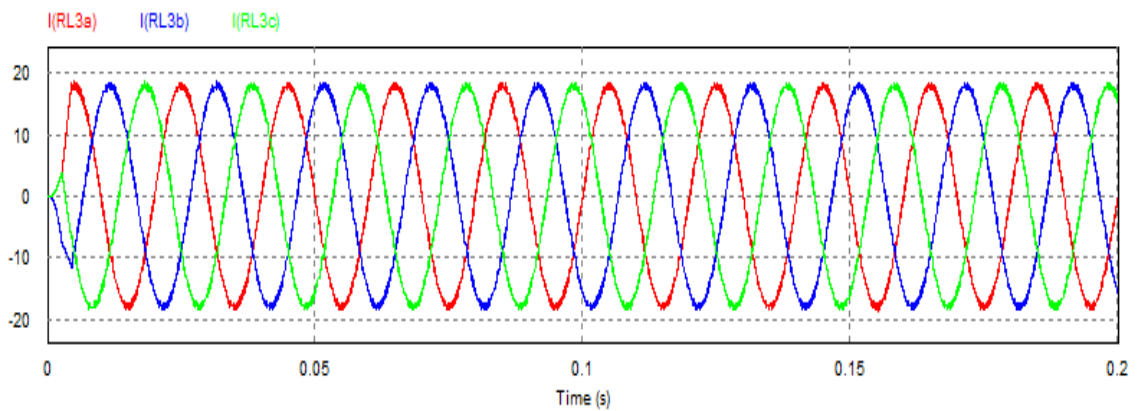
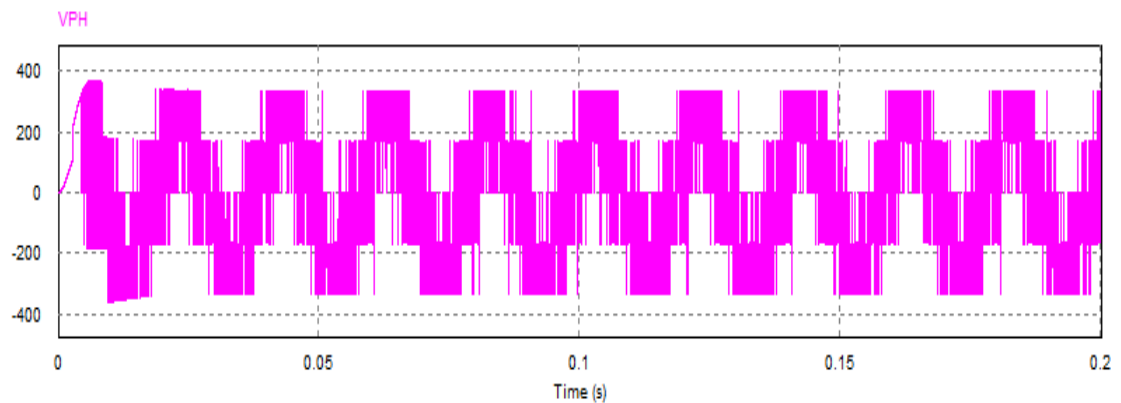


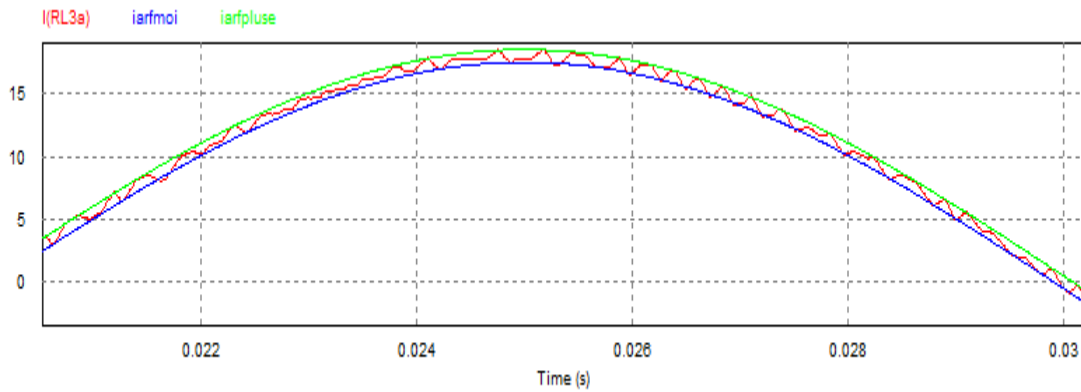
Figure II.7: Contrôle par hystérésis sous PSIM (onduleur deux niveaux)



a) Courant de la charge



b) Tension d'une phase de la charge



c) Bande d'hystérésis

Figure II.8: Résultats de Contrôle par hystérésis sous PSIM *onduleur deux niveaux*

Les résultats de simulation montrent le courant de phase avec une forme sinusoïdale associée à des harmoniques à haute fréquence, qui sont dues au contrôle du courant par hystérésis. La tension de phase est hachée à haute fréquence. La courbe (c) montre la bande d'hystérésis. La fréquence de commutation qui est variable est inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis.

II.4.2. Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I)

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [31]

Le schéma de principe de cette technique est donné par la Figure II.9

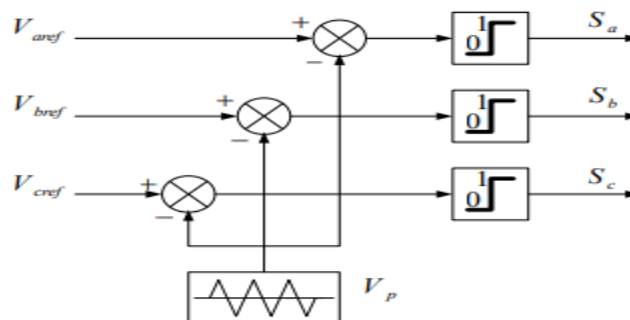


Figure II.9: Schéma de principe de MLI sinus triangle

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

- SI $V_{iref} \geq V_p \Rightarrow Si = 1$
- SI NON $Si=0, i=a, b, c$

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1\right) & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3\right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

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 , ($m = \frac{f_p}{f}$),
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de la modulation, V_{pm} , ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La modulation de largeur d'impulsion présente les principaux avantages suivants.

II.4.2.a. Avantages

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue

II.4.2.b. Inconvénients :

- Le signal alternatif est de forme carrée et non pas sinusoïdale, ce qui génère une quantité importante d'harmoniques parasites.

II.4.2.1. Contrôle des courants par (M.L.I) Onduleur de tension deux niveaux

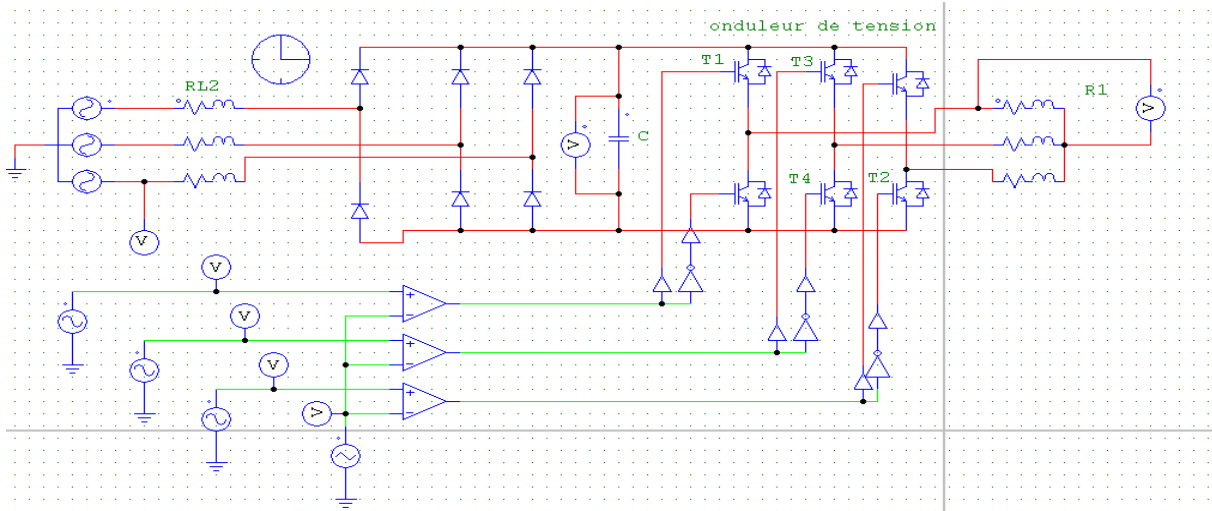
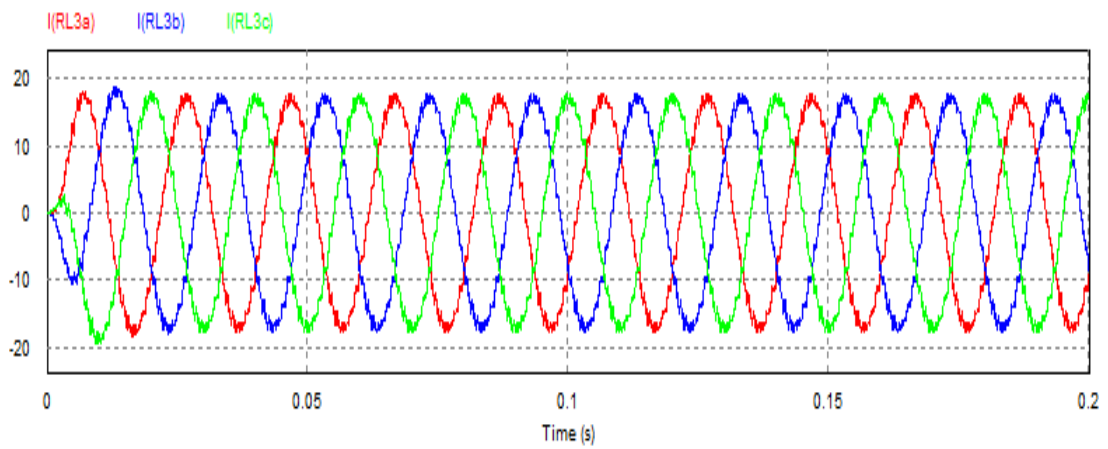
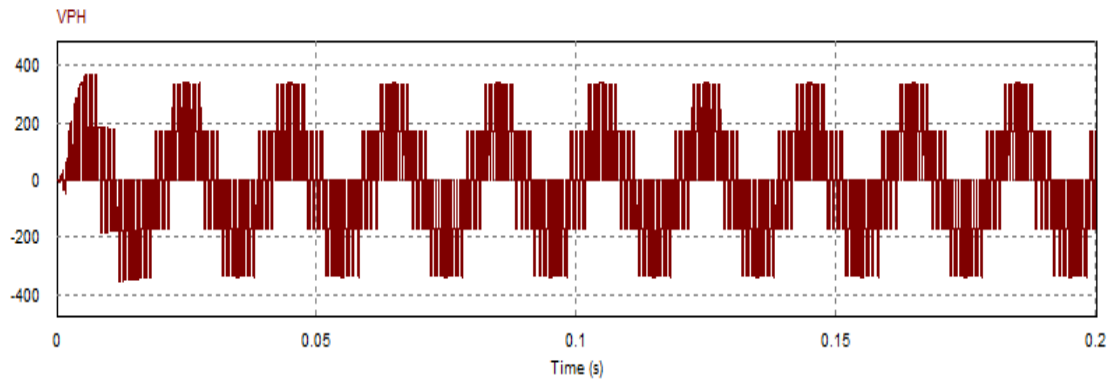


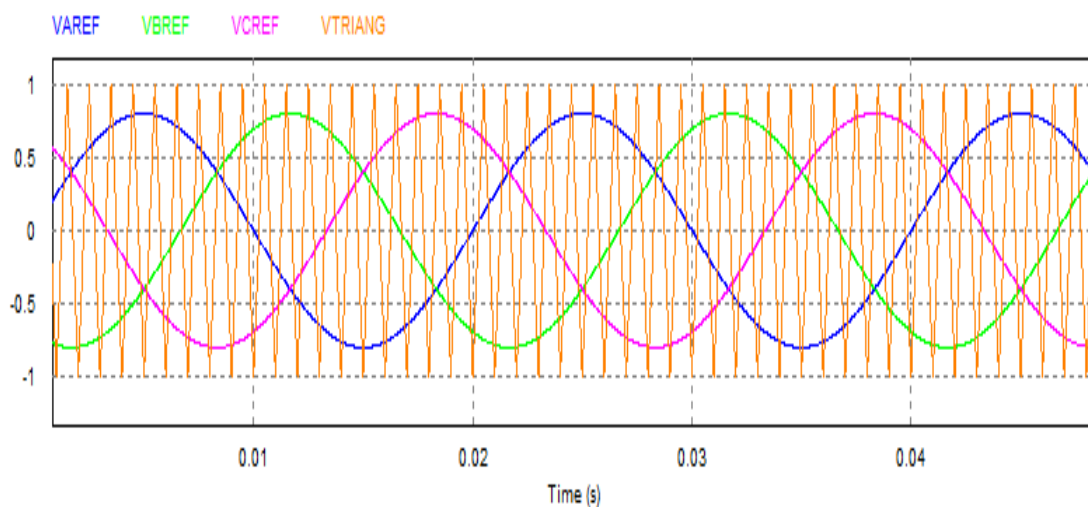
Figure II.10: Contrôle par MLI sous PSIM *onduleur deux niveaux*



a) Courants de la charge



b) Tension d'une phase de la charge



c) Tensions de référence et tension triangulaire

Figure II.11: Résultats de Contrôle par MLI sous PSIM *onduleur deux niveaux*

Les résultats de simulation montrent l'allure du courant de charge d'une forme sinusoïdale associée à des harmoniques à haute fréquence dues au contrôle du courant par MLI. La tension de phase a pratiquement la même allure que dans le cas du contrôle par hystérésis. La courbe (c) montre l'algorithme de la MLI (la comparaison entre la tension de référence et la portasse).

II.5.Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension trois niveaux

II.5.1.Introduction :

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants semi conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier lié également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentent un

contenu harmonique réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux. La première topologie a été initialement proposée par A. Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension. Nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement) et les stratégies de commande [32].

II.5.2. Structure topologique de l'onduleur :

L'ide de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. [32]

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage $C1$ et $C2$ de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension ($E/2$). Étant connectés entre eux en un point neutre noté I_{d0}

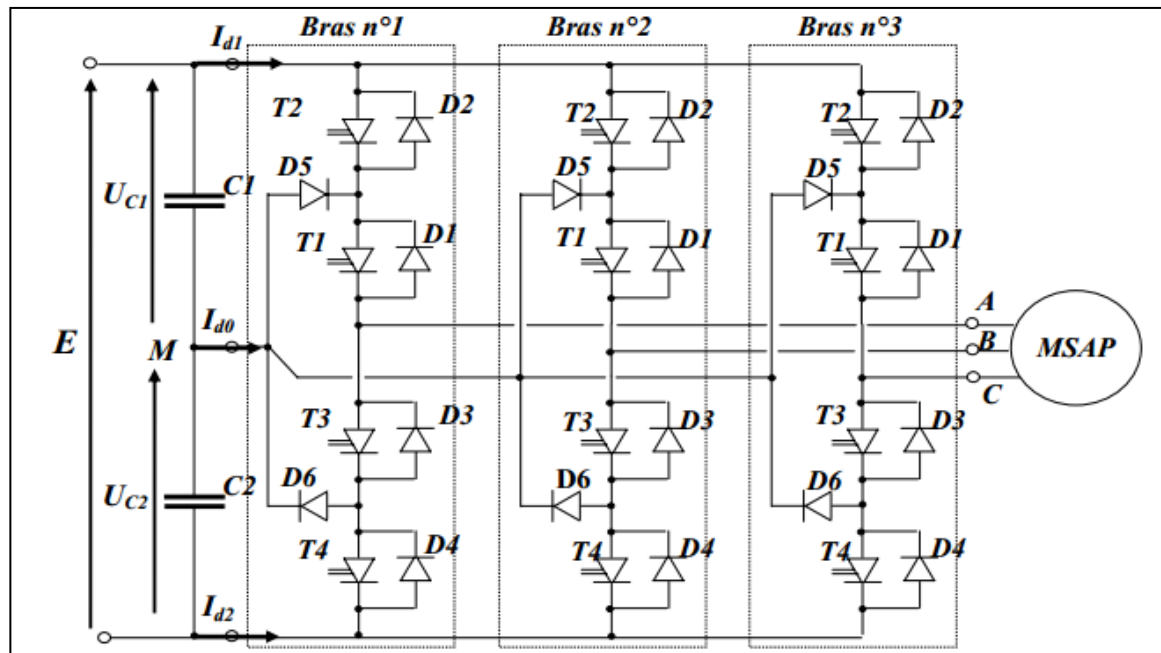


Figure II.12: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel.

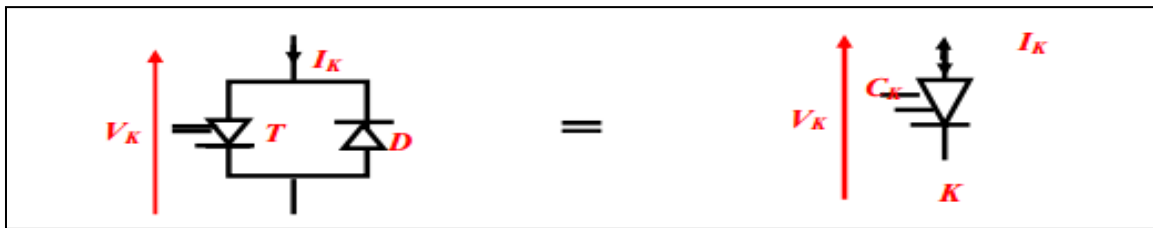


Figure II.13: Interrupteur bidirectionnel en courant

Avec : C_K la commande de l'interrupteur (K)

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe BKS (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur.

II.5.3. Différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4=16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4 . Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles :

- **Configuration 0** : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie VAM est imposée par la charge ; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

- **Configuration 1** : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 1 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $VAM = +UC = +E/2$.

- **Configuration 2** : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 0 0 0)$

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

L'interrupteurs K1 est passant et (K2, K3, K4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

- **Configuration 3** : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 1)$

Les interrupteurs (K1, K2) sont bloqués et (K3, K4) sont passants et la tension de sortie : $V_{AM} = -U_C = -E/2$.

- **Configuration 4** : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 0)$

L'interrupteurs K3 est passant et (K2, K1, K4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

Les autres configurations sont à éviter, car :

- ✓ Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues.
- ✓ Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.

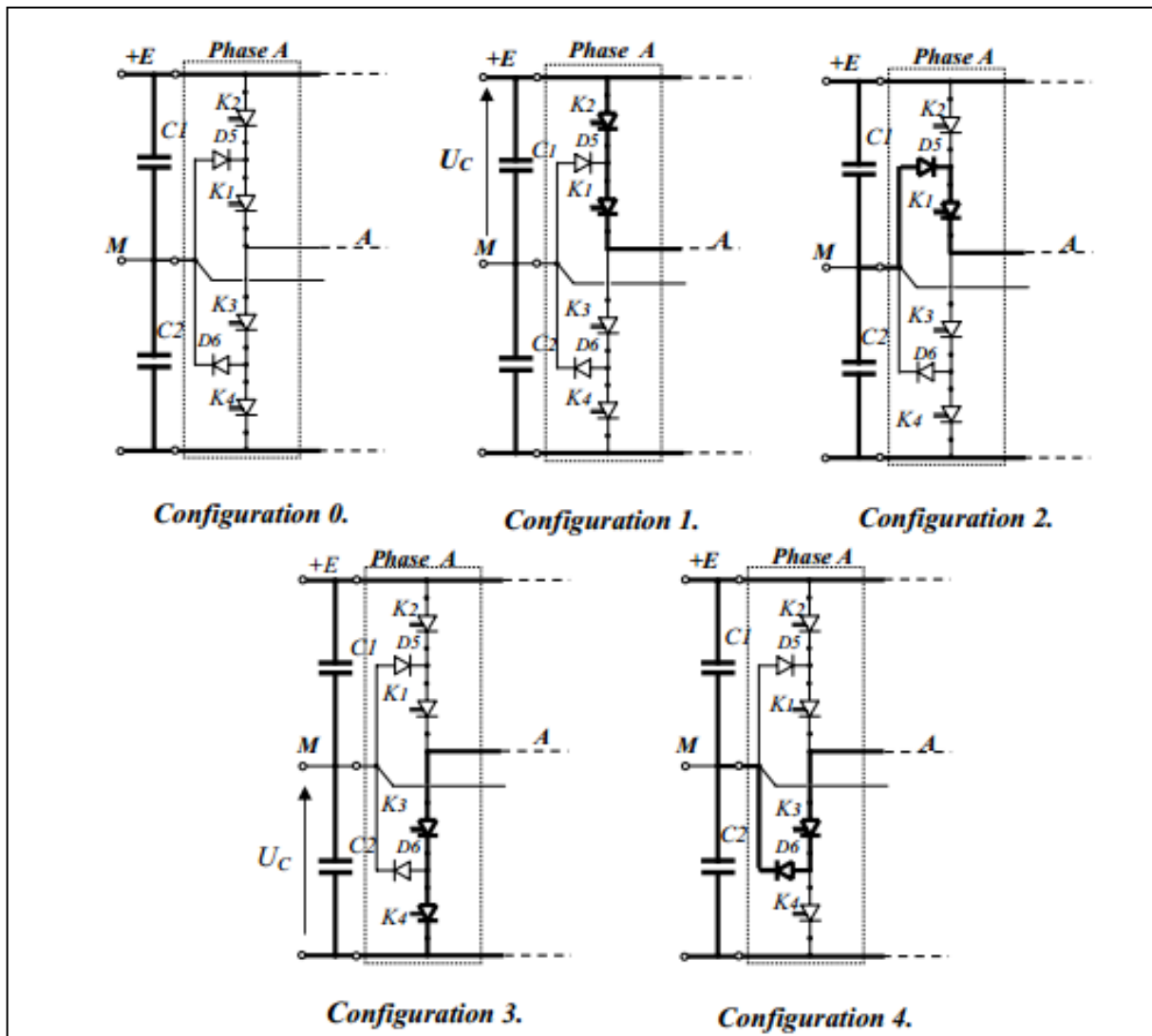


Figure II.14: Différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur

II.5.4.Stratégie de commande de l'onduleur trois niveaux :

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur trois niveaux, peuvent être classées comme suit :

- Command à pleine onde.
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale) .
- La MLI vectorielle.

a)Command pleine onde :

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI [33].

b) La commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale):

[34], [35],[36],

La MLI consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet .

- ✓ De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage.
- ✓ De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi-conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmentent les pertes par commutations.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont [37]

L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence : $m = \frac{f_p}{f_r}$

- ✓ Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse : $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$
- ✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD_v , définit par le rapport de la somme

quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension :

$$THDv = \left(\frac{\sum_{i=2}^n Vi^2}{\sum_{i=L}^n Vi^2} \right)^{1/2}$$

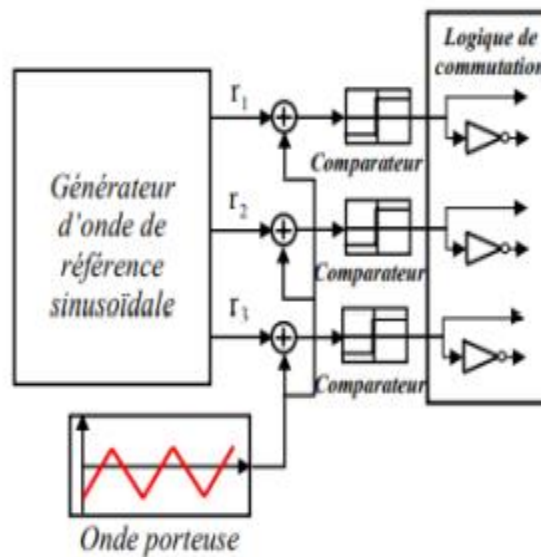


Figure II.15: Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoïdale [38].

c) MLI vectorielle

Utilisée dans les commandes modernes des machines synchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées, de surcroît, à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle [39].

II.5.5. Contrôle des courants par (M.L.I) sous PSIM :

✚ Onduleur de tension trois niveaux :

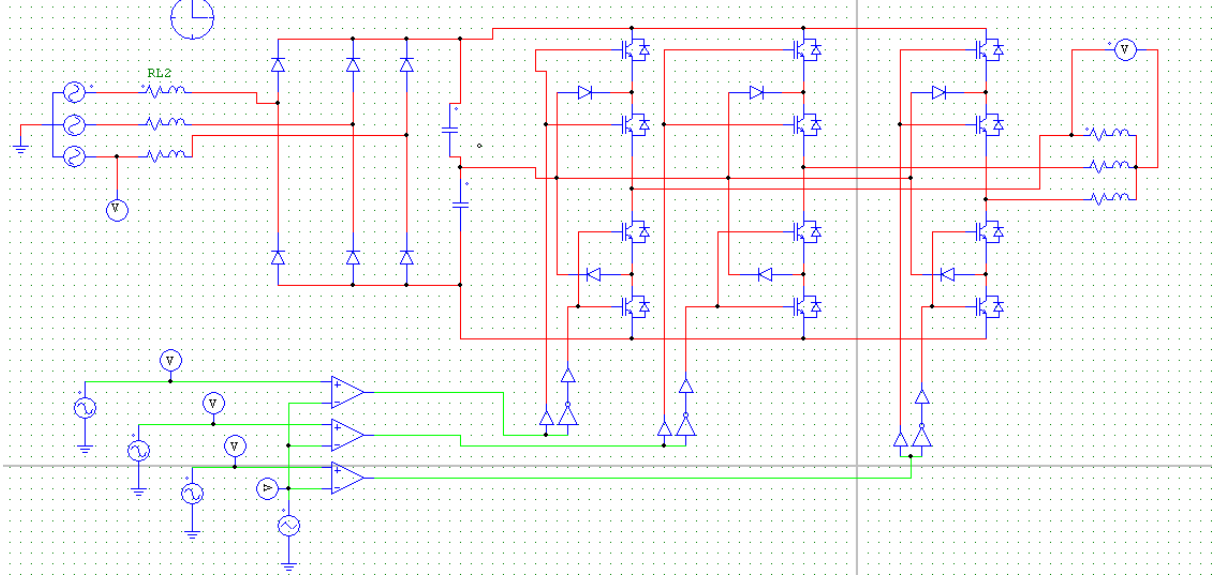
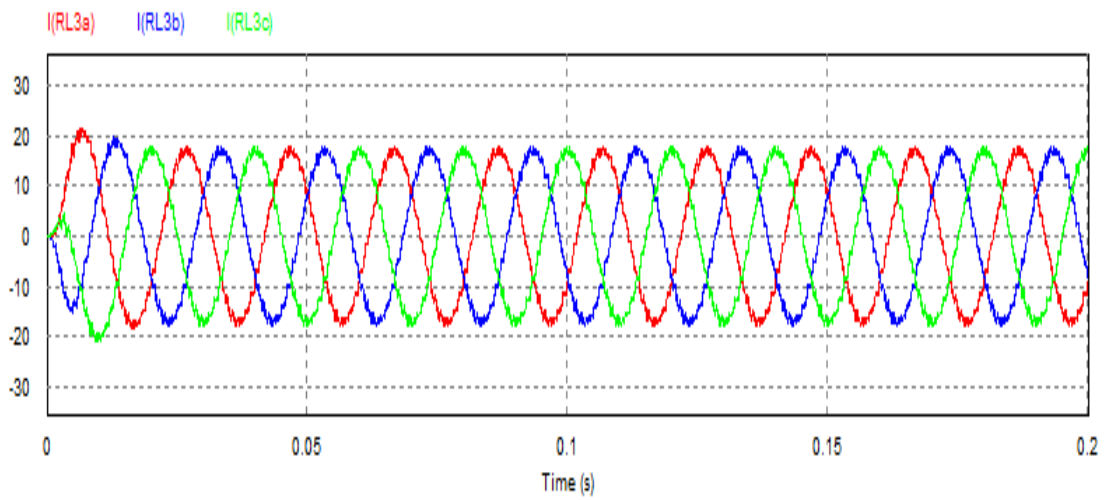
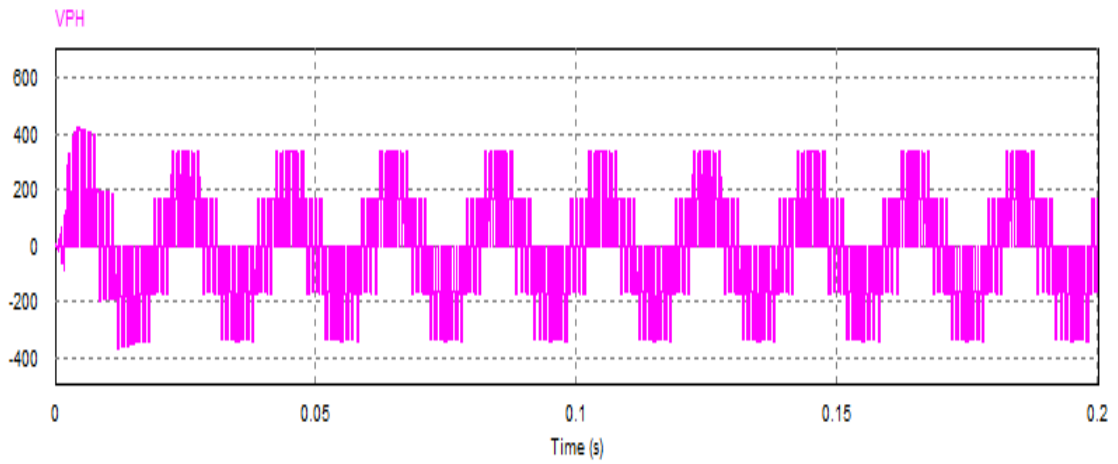


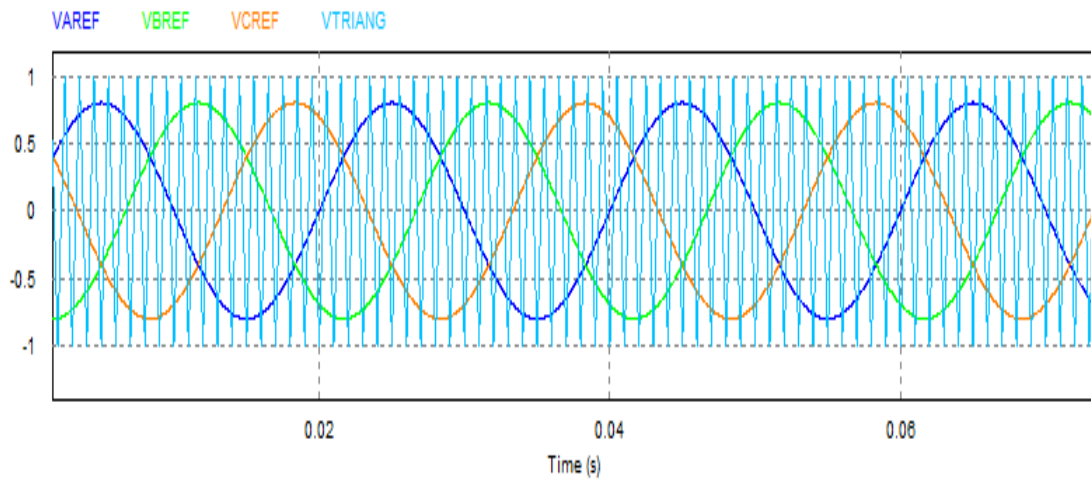
Figure II.16: Contrôle par MLI sous PSIM *onduleur trois deux niveaux*



a) Courants de la charge



b) Tension d'une phase de la charge



c) Tensions de référence et tension triangulaire

Figure II.17: Résultats de Contrôle par MLI sous PSIM onduleur trois deux niveaux

Les résultats de simulation montrent l'allure du courant de charge, la tension de phase et l'algorithme de la commande. On constate une légère amélioration au niveau de l'allure du courant.

II.5.6. Contrôle des courants par hystérésis sous PSIM

➤ Onduleur de tension trois niveaux

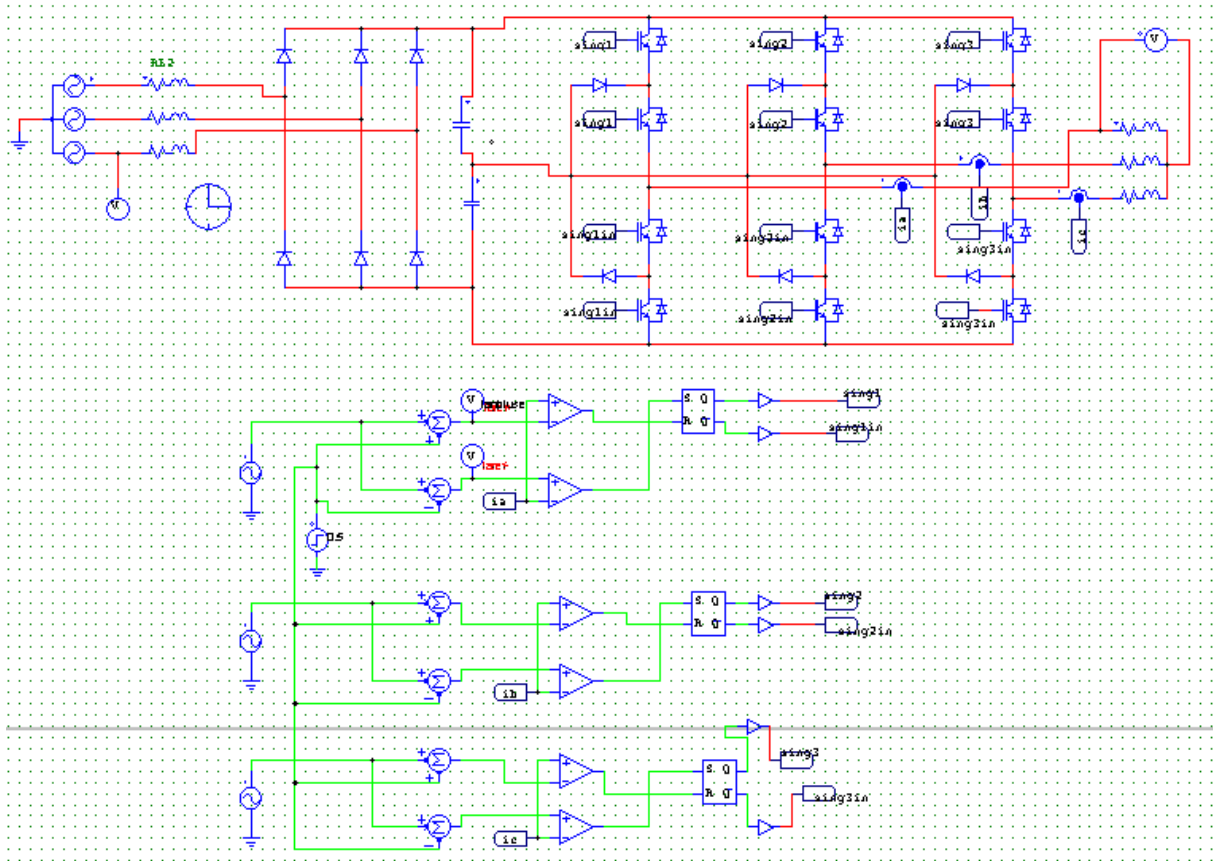
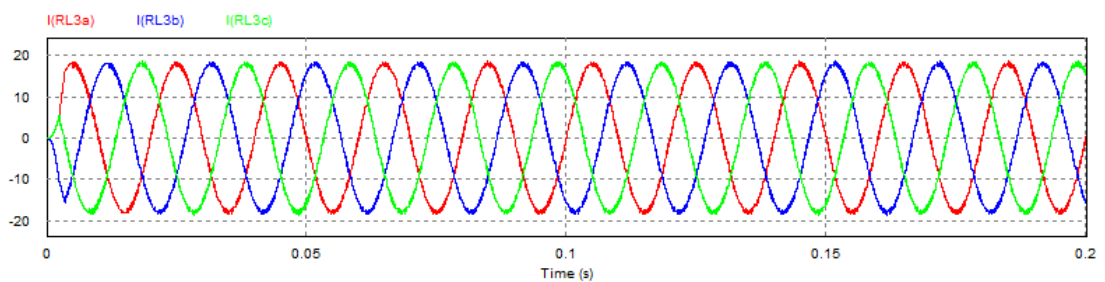
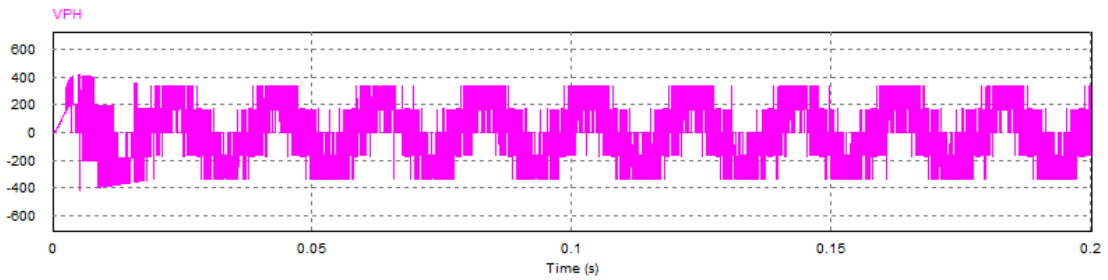


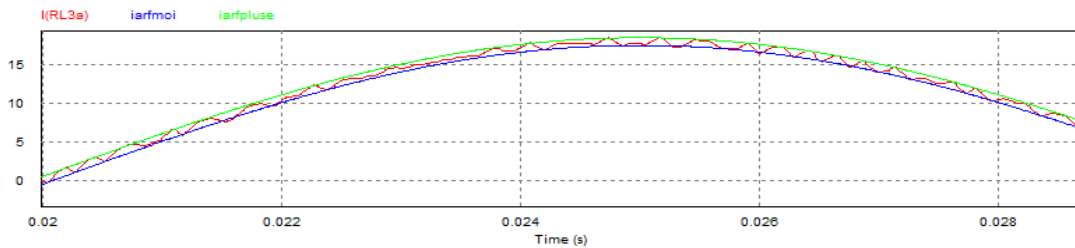
Figure II.18: Contrôle des courants par hystérésis *onduleur trois deux niveaux*



a) Courants de la charge



b) Tension d'une phase de la charge



c) Bande d'hystérésis

Figure II.19: Résultats de Contrôle des courants par hystéries onduleur trois deux niveaux

Les résultats de simulation montrent une légère amélioration de la forme du courant en comparant avec l'onduleur deux niveaux.

II.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation de l'onduleur deux et trois niveaux. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur deux et trois niveaux. La modulation de largeur d'impulsions MLI et l'hystérésis. D'autre part nous avons présenté aussi les avantages et les inconvénients associées aux deux techniques. Les résultats de simulation montrent que le contrôle par hystérésis assure une forme du courant plus sinusoïdale que dans le cas du contrôle par MLI, car le contrôle du courant est direct. L'onduleur trois niveaux présente une légère amélioration en comparant avec l'onduleur deux niveaux à cause de la technique utilisée.

Chapitre III:

**Commande vectorielle en
courant et en tension de la
MSAP associée à
Onduleur deux et trois
niveaux**

La commande vectorielle de la MSAP

III.1.Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [40]. Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke [41]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par deux type d'onduleur de tension à deux niveaux commande par MLI et hystérésis et l'autre onduleur de tension à trois niveaux (NPC) commande par MLI et hystérésis.

III.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [42].

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [42]

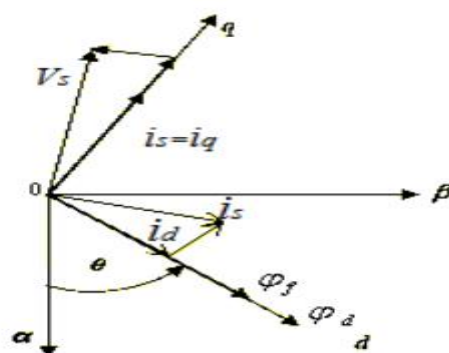


Figure III.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

La Figure III.1 montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [43].

$$i_d = 0 \rightarrow i_q = i_s \quad (\text{III.1})$$

Donc:

$$\varphi_d = \varphi_f \quad (\text{III.2})$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = P\varphi_f i_q \quad (\text{III.3})$$

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

$$C_e = K_t i_q \quad (\text{III.4})$$

Avec:

$$K_t = p\varphi_f \quad (\text{III.5})$$

III.3. Structure globale de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI :

La référence du courant direct I_{ds}^* est fixée égale à zéro et la sortie du régulateur de vitesse constitue la référence du couple C_{em}^* . Les références des courants I_{qs}^* et I_{ds}^* sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine I_{ds} et I_{qs} .

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_{ds}^* et V_{qs}^*

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qs}^* . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{ds}^* est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du Bloc de découplage V_{ds}^* et V_{qs}^* passent par une transformation biphasé vers triphasé ce qui nous donne les trois tensions de référence V_a^* , V_b^* et V_c^* de la commande

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

MLI, et qui doit comparer avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI.

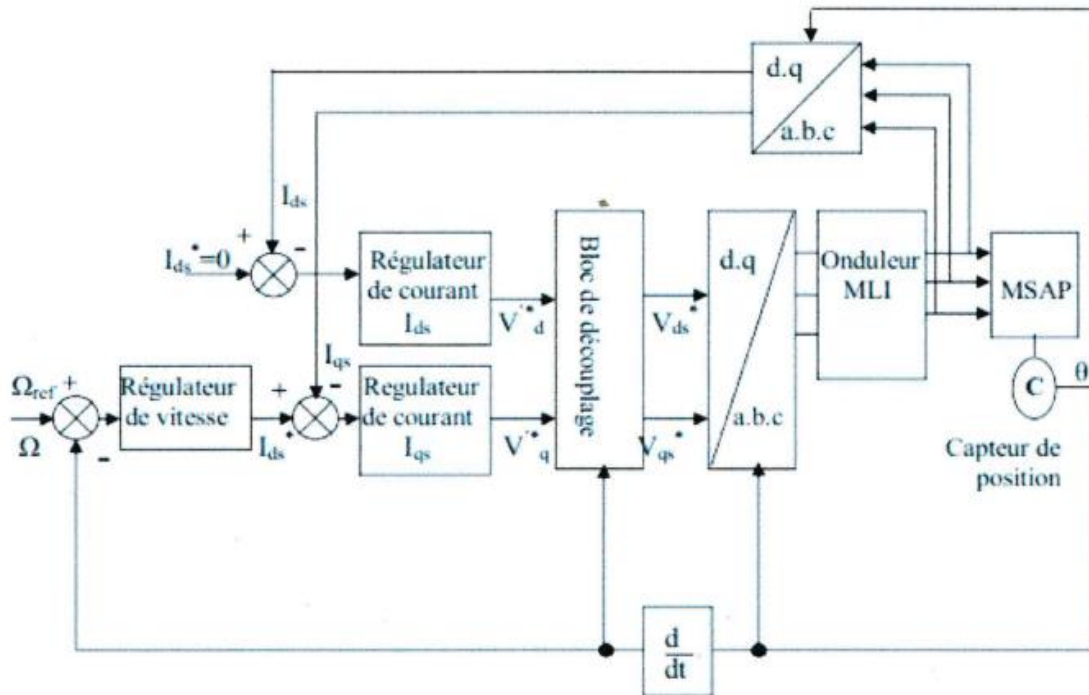


Figure III.2 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.3.1. Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants, I_d et I_q . Ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires et $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_d \frac{di_q}{dt} \right) - \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [44]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.3.2. Découplage par compensation :

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

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande, e_d et e_q représentées dans la Figure III.3 telle que: [44].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{d1} - e_q \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_S i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_S i_q \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Et

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

p : Opérateur de Laplace :

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

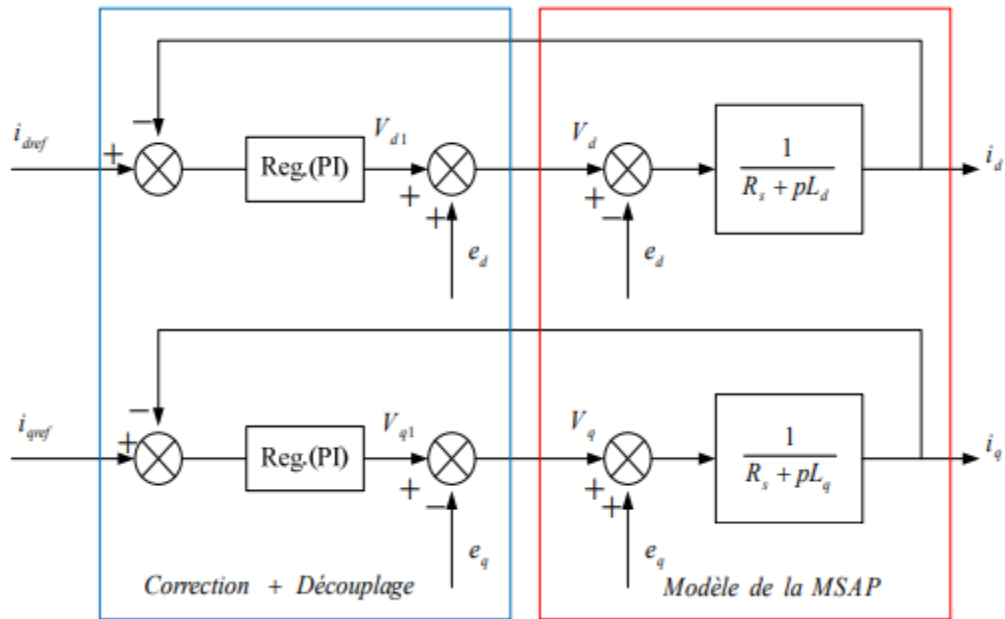


Figure III.3 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure III.4.

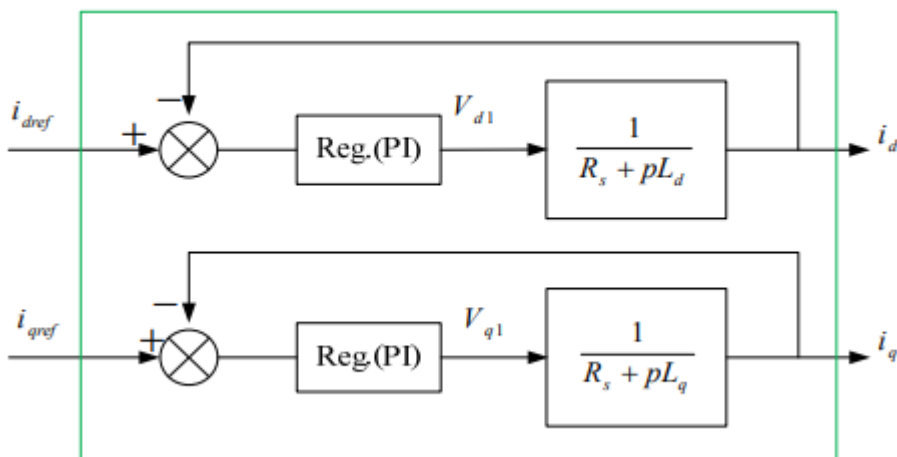


Figure III.4 : Commande découplée.

III.3.3. Détermination des régulateurs de courants :

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

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée).

Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel- intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système. Le système présente donc pour la régulation I_d de un schéma bloc selon la **Figure III.5**

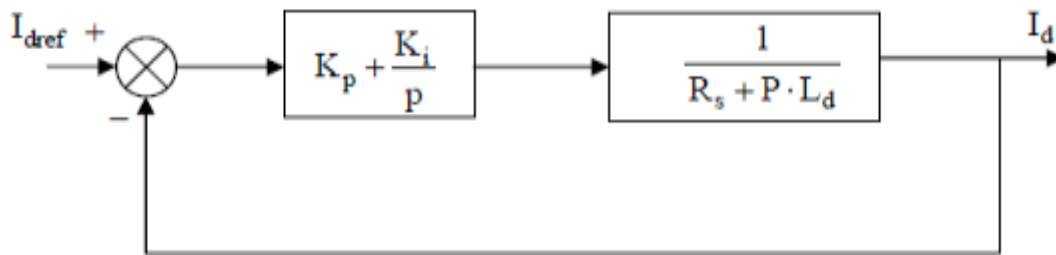


Figure III.5 : Boucle de régulation de courant. I_d

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

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

$$F_{bo}(p) = \left(kp + \frac{ki}{p} \right) \cdot \left(\frac{1}{Rs + pLd} \right) \quad (III.11)$$

Composant le pôle $\left(\frac{LD}{RS} \right)$ par $\left(\frac{Kp}{Ki} \right)$ ce que ce traduit par la condition :

$$\left(\frac{LD}{RS} \right) = \left(\frac{Kp}{Ki} \right) \quad (III.12)$$

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

$$F_{bo}(p) = \frac{ki}{p.Rs} \quad (III.13)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1 ère ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{Rs}{ki} \quad (III.14)$$

$$F_{bo}(p) = \frac{1}{\frac{Rs}{ki} \cdot p + 1} \quad (III.15)$$

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$ki = \frac{Rs}{\tau_{bf}} \quad (III.16)$$

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

$$kp = 3 \frac{Ld}{trep} \quad (III.17)$$

$$ki = 3 \frac{Rs}{trep} \quad (III.18)$$

III.3.4.Détermination du régulateur de vitesse :

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel Figure III.6 où le régulateur adopté est un régulateur PI.

On a: $\Omega(p) = 1/(J \cdot P + f)(Ce(p) - Cr(p))$ (III.19)

Avec: $Ce = PI_{qref} \phi_f = k_t \cdot I_{qref}$ (III.20)

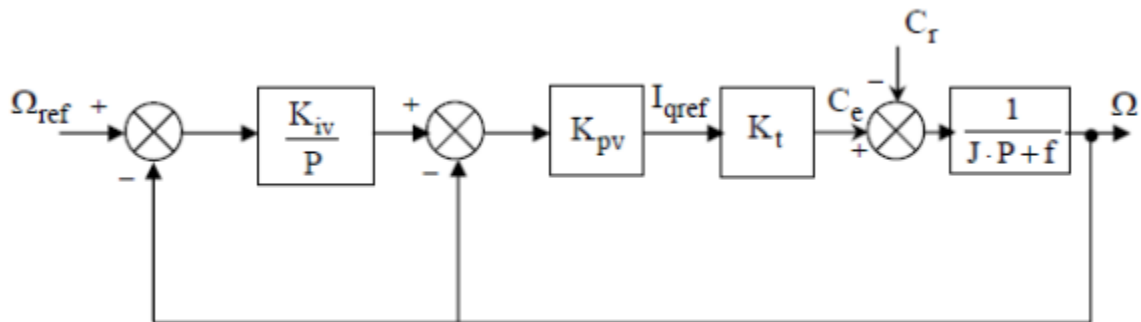


Figure III.6 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

Avec:

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

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

$$F_{bf}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\varepsilon \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2} \quad (III.21)$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}}{J} \quad (III.22)$$

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

$$2. \varepsilon. \omega_o = \frac{f}{J} + K_{PV} \cdot \frac{K_t}{J} \quad (\text{III.23})$$

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

III.4. Résultats de simulation de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI

A) deux niveaux :

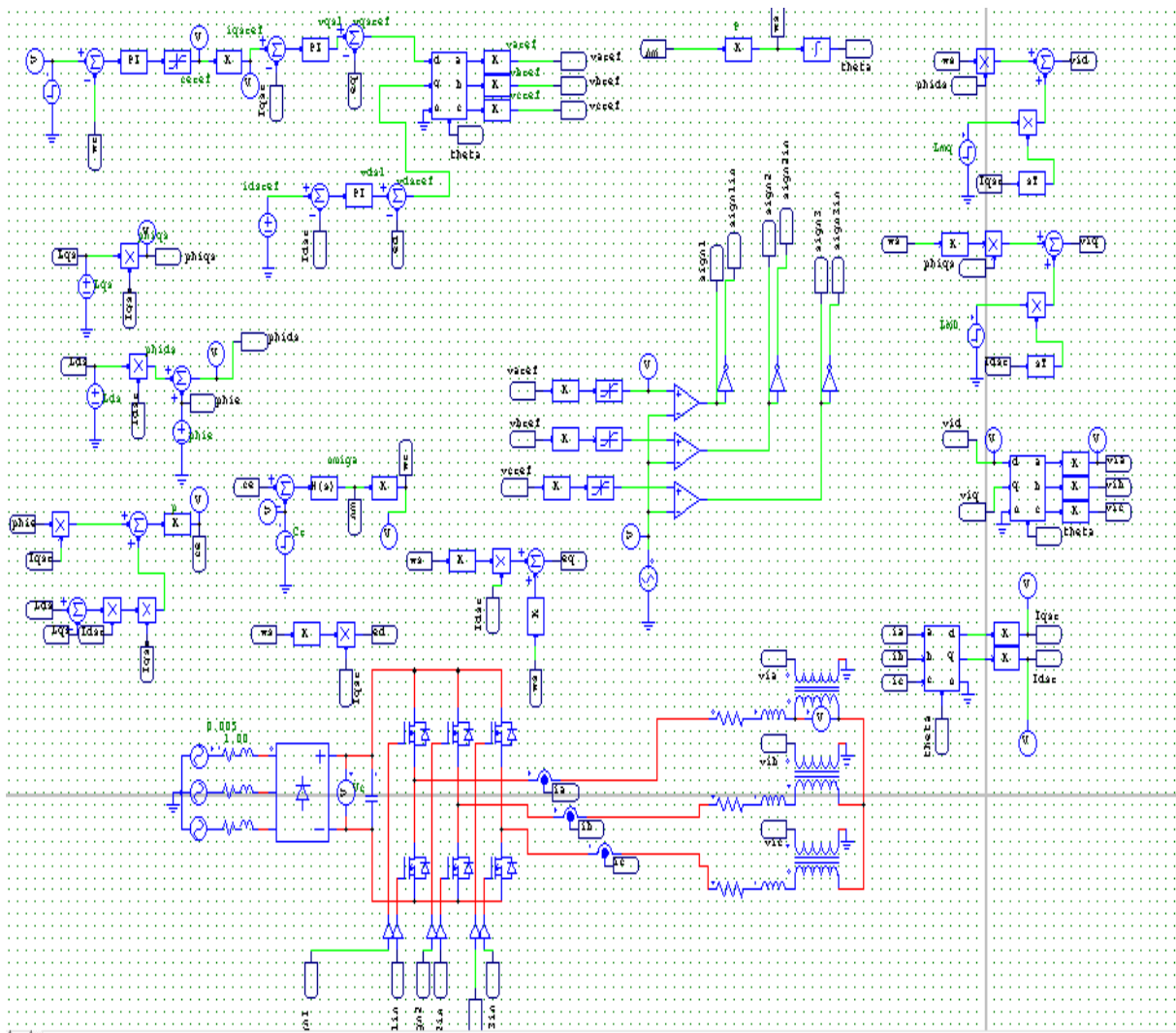
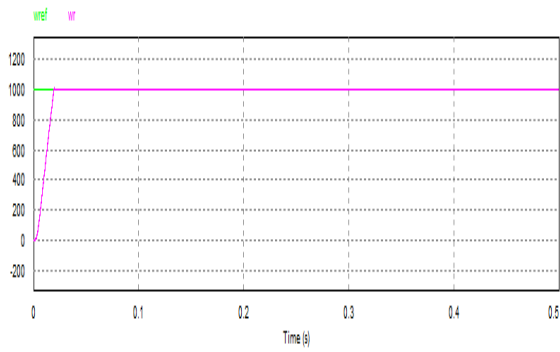


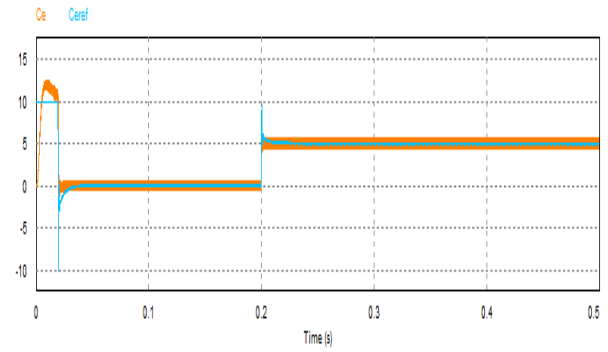
Figure III.7 : schéma de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI a deux niveaux (PSIM)

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

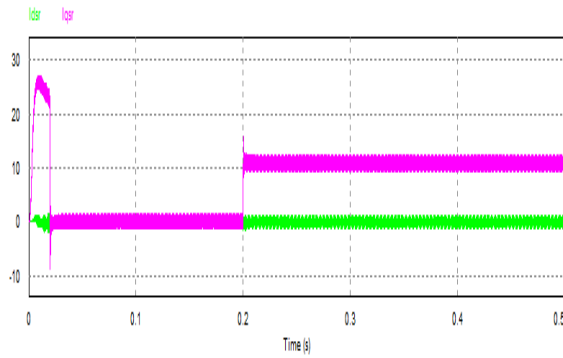
Essai à vide suivi par l'application d'une charge



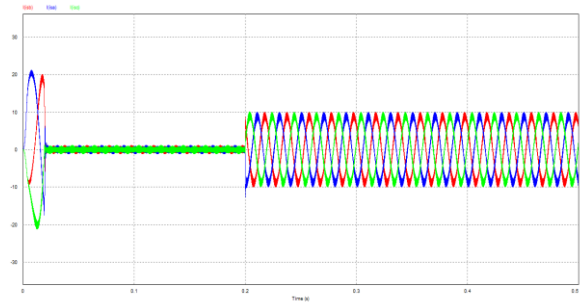
a) vitesse de rotation (tr/min)



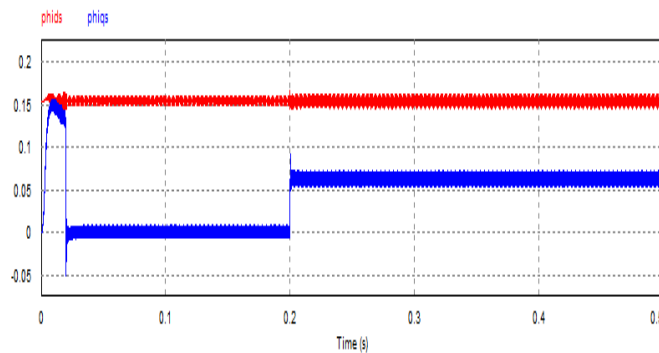
b) Couple (N.m)



c) Courants I_d et I_q (A)



d) Courants de charge (A)

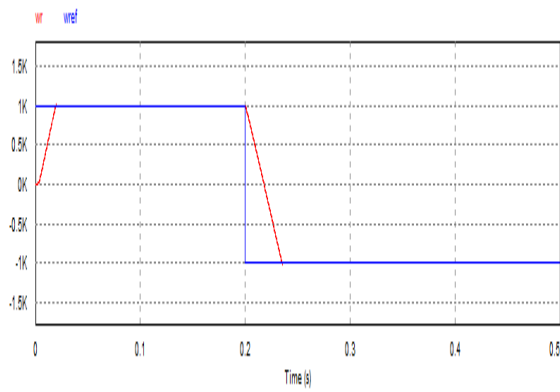


e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs}

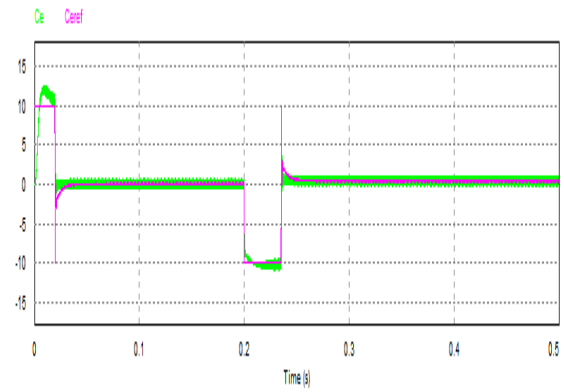
Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application D'une charge

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

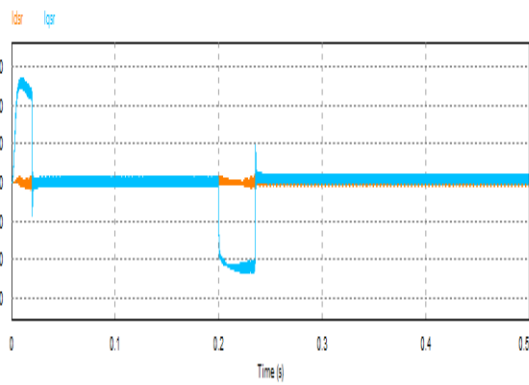
Essai pour une inversion du sens de rotation ;



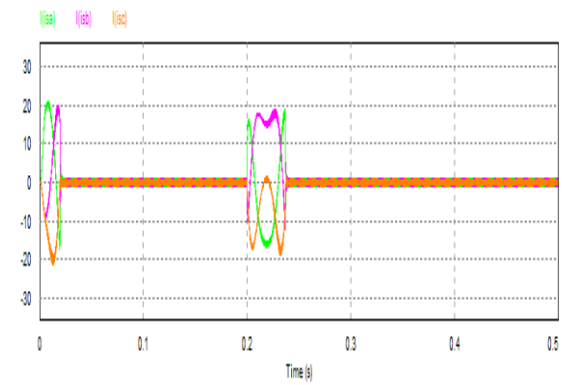
a) vitesse de rotation (tr/min)



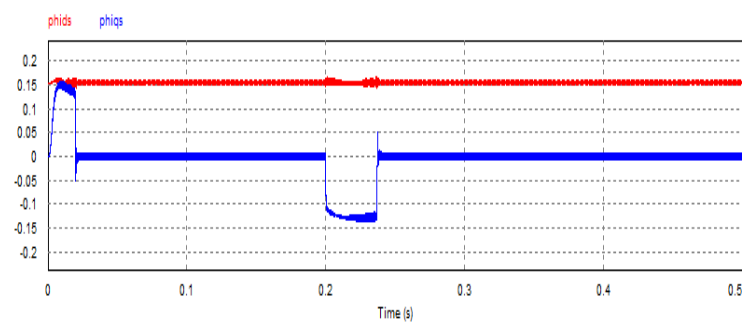
b) Couple (N.m)



c) Courants I_{ds} et I_{qs} (A)



d) Courants de charge (A)



e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs}

Figure III.9 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

B) Trois niveaux :

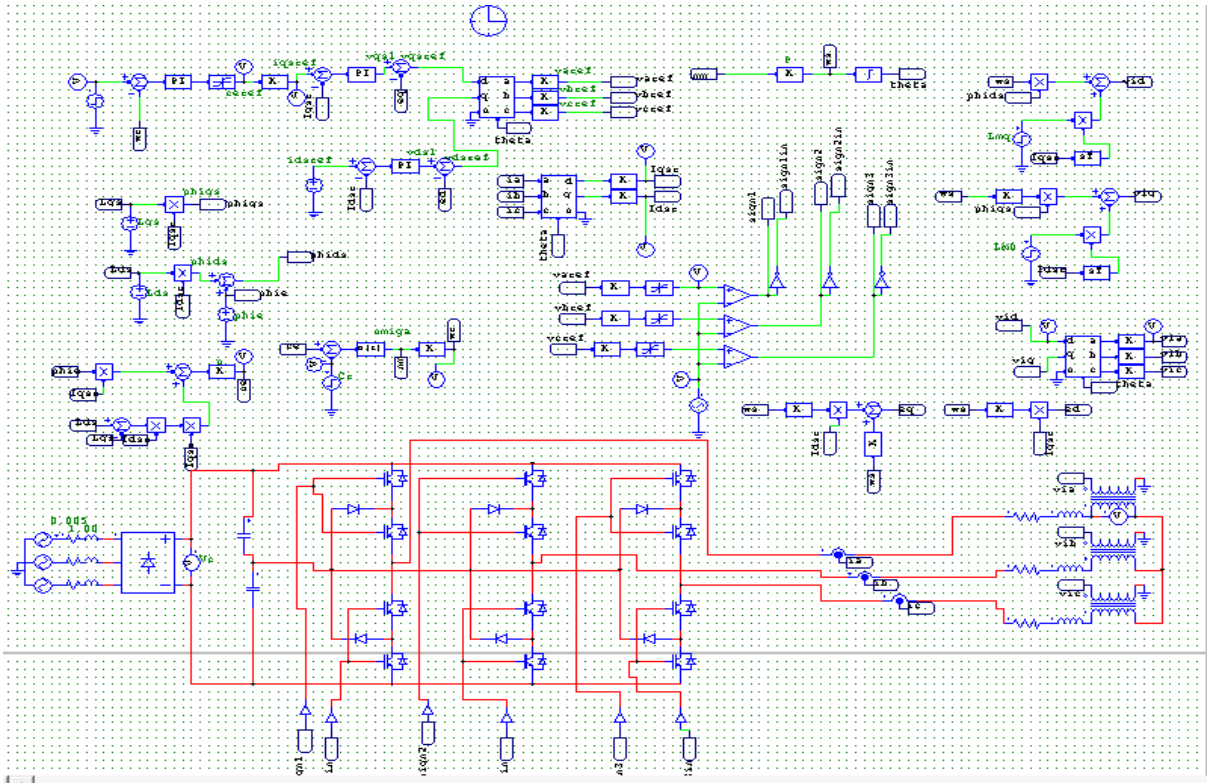
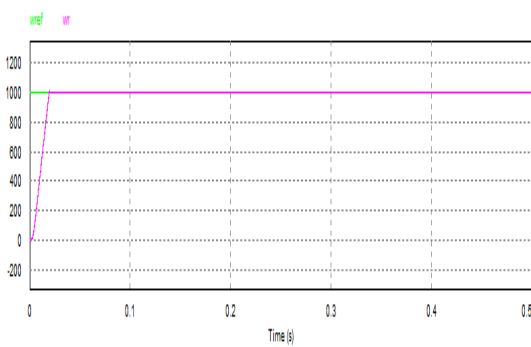
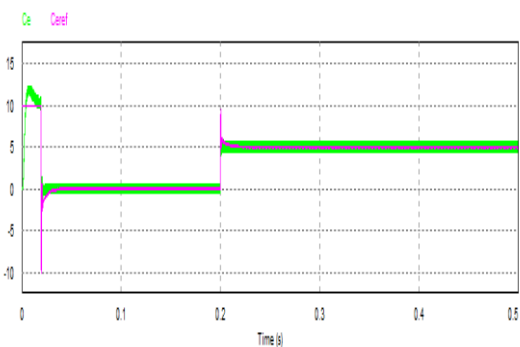


Figure III.10: schéma de la commande vectorielle en tension associée à un onduleur à MLI à trois niveaux (PSIM)

Essai à vide suivi par l'application d'une charge

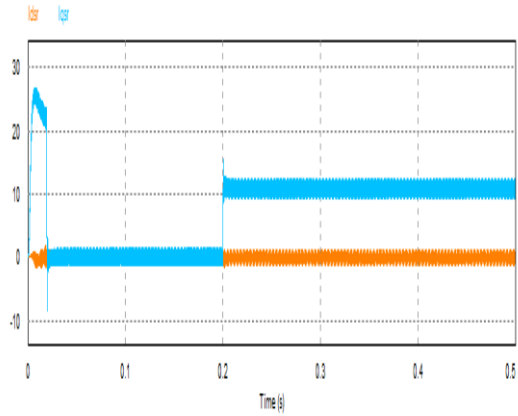


a) vitesse de rotation (tr/min)

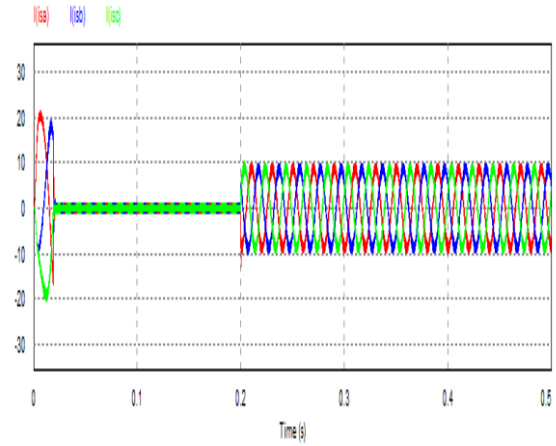


b) Couple (N.m)

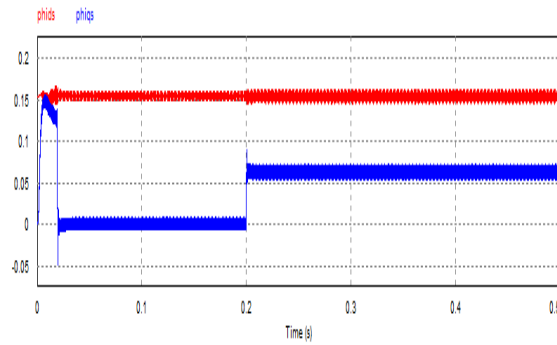
Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants I_{ds} et I_{qs} (A)



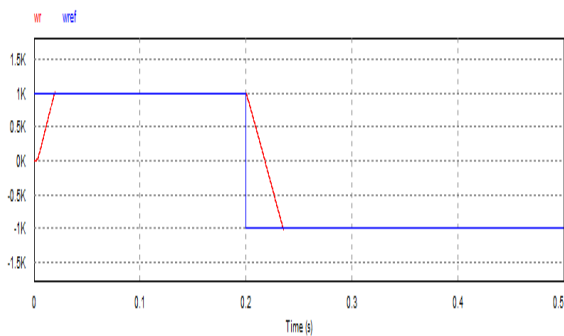
d) Courants de charge (A)



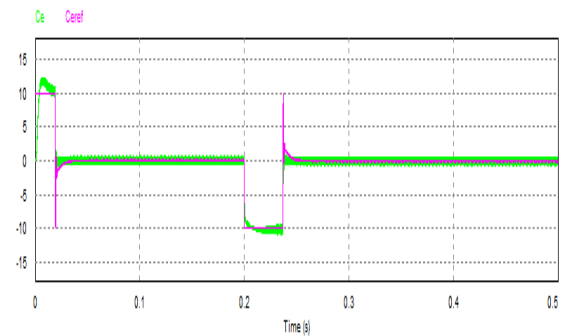
e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs}

Figure III.11 : Résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge

Essai pour une inversion du sens de rotation

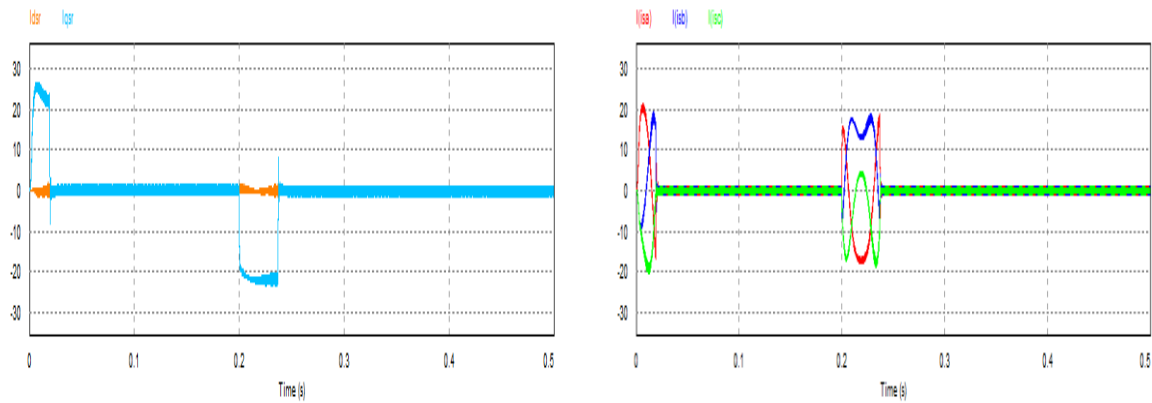


a) vitesse de rotation (tr/min)



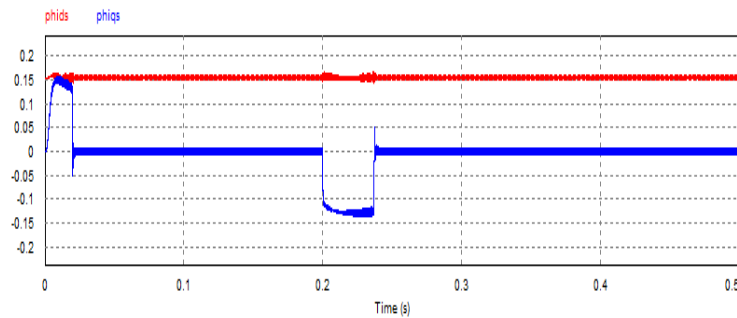
b) Couple (N.m)

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants I_{ds} et I_{qs} (A)

d) Courants de charge (A)



e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs}

Figure III.12 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

Interprétation des résultats:

Essai à vide suivi par l'application d'une charge:

Pour un échelon de consigne de 1000 (tr/min), la Figure (III.11) représente les résultats de simulation de l'essai à vide suivi par l'application d'une charge. On remarque que la vitesse suit exactement sa valeur de référence avec un temps de réponse acceptable. Le couple électromagnétique après un régime transitoire est autour de zéro. Le courant statorique à vide est pratiquement très faible. La composante du flux statorique ϕ_{ds} est constante par contre la composante ϕ_{qs} suit l'allure du courant i_{qs} . La composante du courant statorique i_{ds} est autour de zéro par contre la composante i_{qs} est l'image du couple.

Après l'application de la charge à l'instant $t=0.2$ s ($C_r=5$ N.m), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence.

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

L'allure du courant i_{ds} reste pratiquement nul et i_{qs} présente un pic et suit très rapidement l'appelle de la charge. La réponse du couple est très rapide, ce qui caractérise la commande vectorielle. Le courant statorique augmente en suivant l'appelle de la charge avec une forme quasi sinusoïdale.

Pour l'onduleur à trois niveaux on trouve pratiquement les mêmes remarques avec une légère amélioration au niveau de la réduction du chattering (oscillations du couple) du couple.

Essai d'inversion du sens de rotation :

Dans l'essai de la Figure III.12 On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle + 1000tr/min à la valeur -1000tr/min à l'instant $t=0.2$ s. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement. Le découplage entre le couple et le flux est toujours assuré.

III.5. Structure globale de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à hystérésis :

L'organigramme de simulation de la commande sinusoïdale par hystérésis classique est donné par la Figure III.13 ci-après. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine i^*_q . Par la transformation de Park, on obtient les valeurs de référence des courants de phases i^*_a, i^*_b et i^*_c et chaque courant de phase mesuré i_a, i_b et i_c est contrôlé indépendamment par un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l'onduleur.

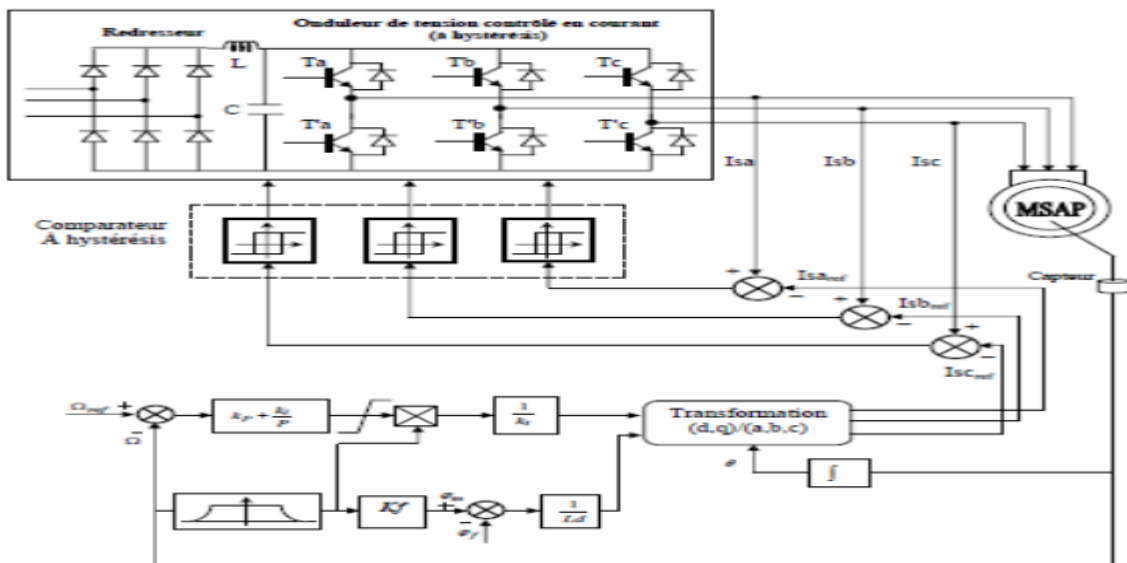


Figure III.13 : Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en tension et régulier encourant

III.5.1.BLOC DE DÉFLUXAGE

Le bloc de de fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est Défini par la fonction non linéaire suivante:

- Sous-vitesse $\Phi_{ref} = \Phi_{rnom}$ pour $|\Omega| \leq \Omega_{nom}$ (III.24)
- Survitesse $\Phi_{ref} = \Omega_{nom} * \Phi_{rnom} / |\Omega|$ pour $|\Omega| > \Omega_{nom}$

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale

Φ_{rnom} : Le flux rotorique nominale

Φ_{ref} : Le flux rotorique de référence

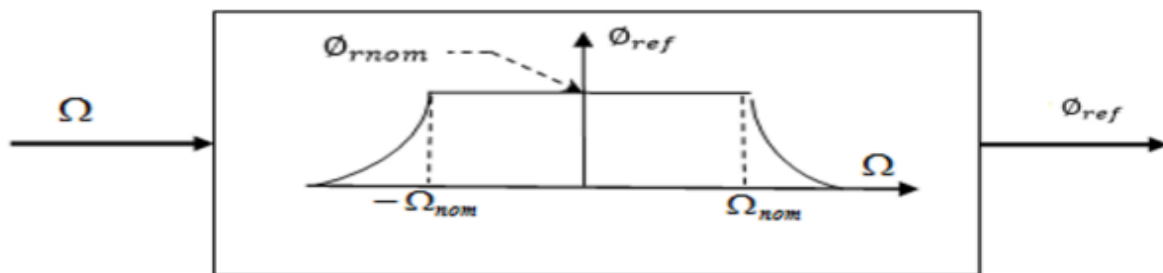


Figure III.14 : Bloc de défluxage

La vitesse est mesurée directement et il est possible de faire sa régulation par contre réaction, en utilisant un régulateur PI avec ses deux degrés de liberté qui permet de fixer des caractéristiques dynamiques pour un point de fonctionnement. Au niveau du calcul des paramètres du régulateur, nous utiliserons l'approche analytique rigoureuse que nous avons présentée dans le troisième chapitre et qui permet d'écrire:

$$Ki = \frac{4.J}{\tau_1^2} \tag{III.25}$$

Pour calculer le paramètre ki dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, comme le couple est donné par $i_q s$, la constante de temps τ_1 , associée au régulateur de vitesse est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q donnée par L_{qs}/R_s qui caractérise la dynamique du couple. Par conséquent:

$$kp = ki. \tau_1 \tag{III.26}$$

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

III.6. Résultats de simulation la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à hystérésis :

A) deux niveaux

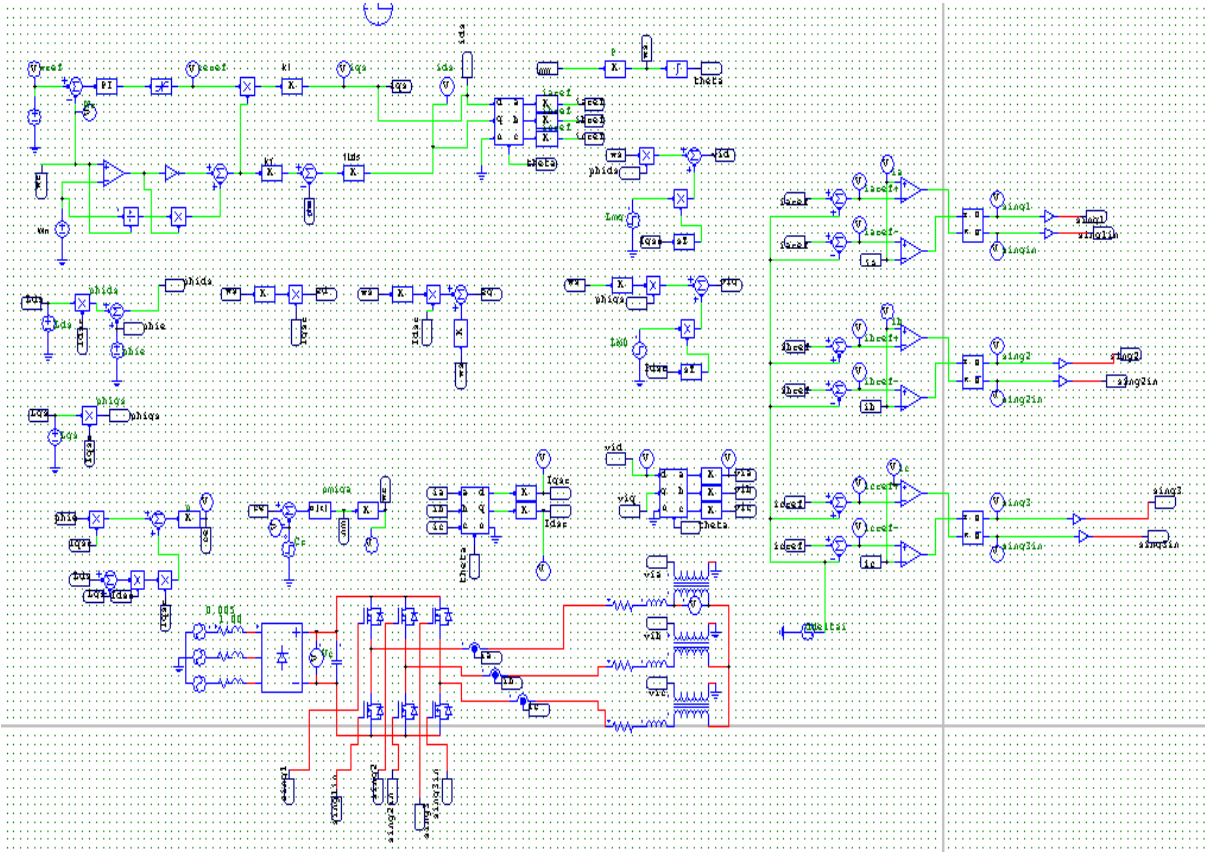
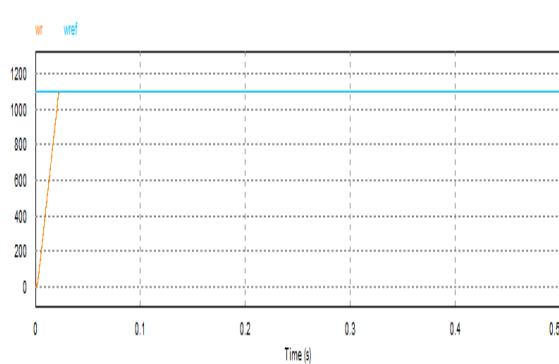
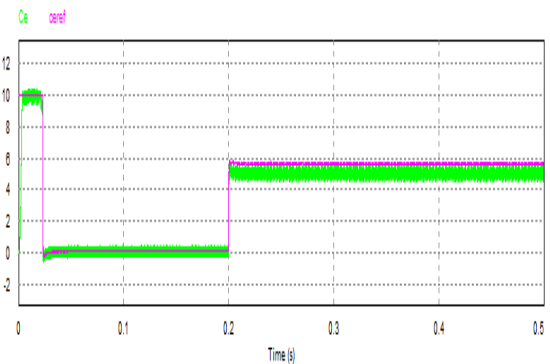


Figure III.15: schéma de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur Hystérésis a deux niveaux (PSIM)

Essai à vide suivi par l'application d'une charge

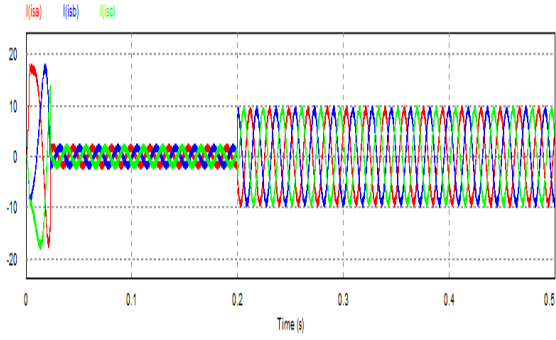


a) vitesse de rotation (tr/min)

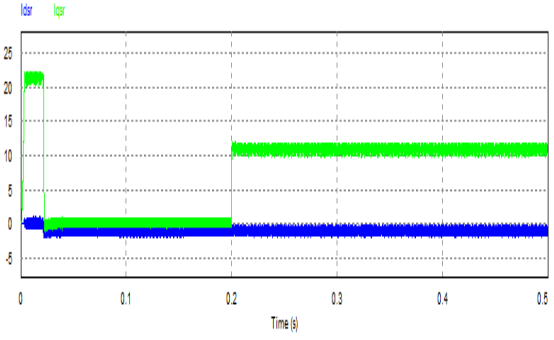


b) Couple (N.m)

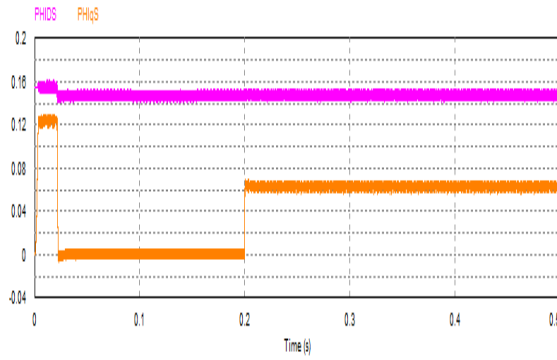
Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants de charge (A)



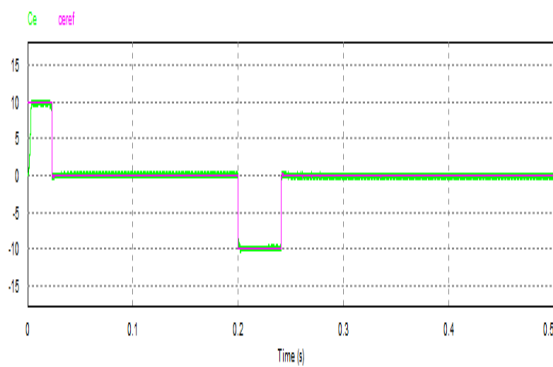
d) Courants Ids et Iqs (A)



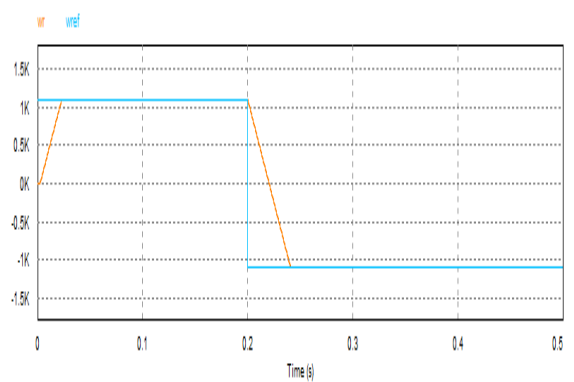
e) phids et phiqs

Figure III.16 : Résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application D'une charge

Essai pour une inversion du sens de rotation

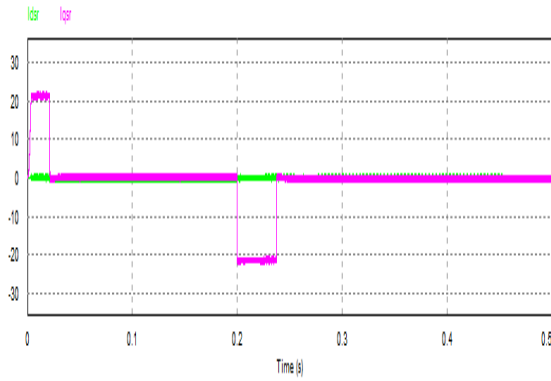


a) couple (N .M)

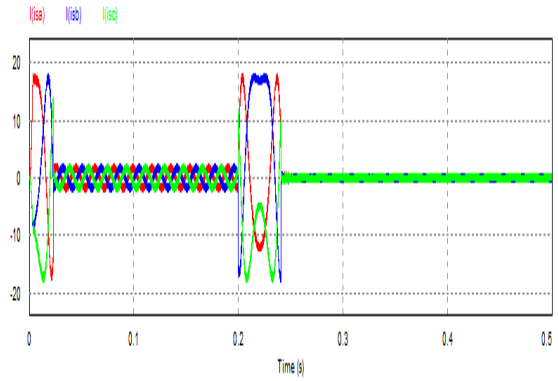


b) vitesse de rotation (tr /min)

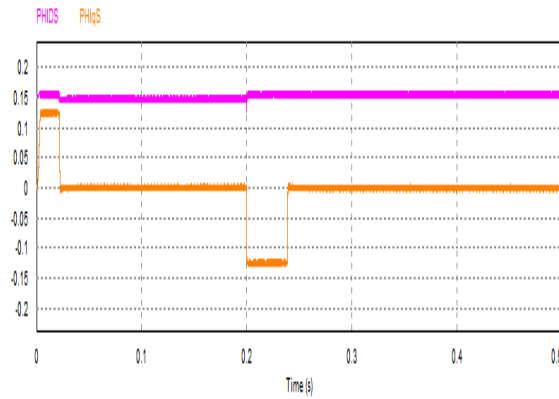
Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants I_{ds} et I_{qs} (A)



d) Les Courants de charge



e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs}

Figure III.17 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

a) Trois niveaux

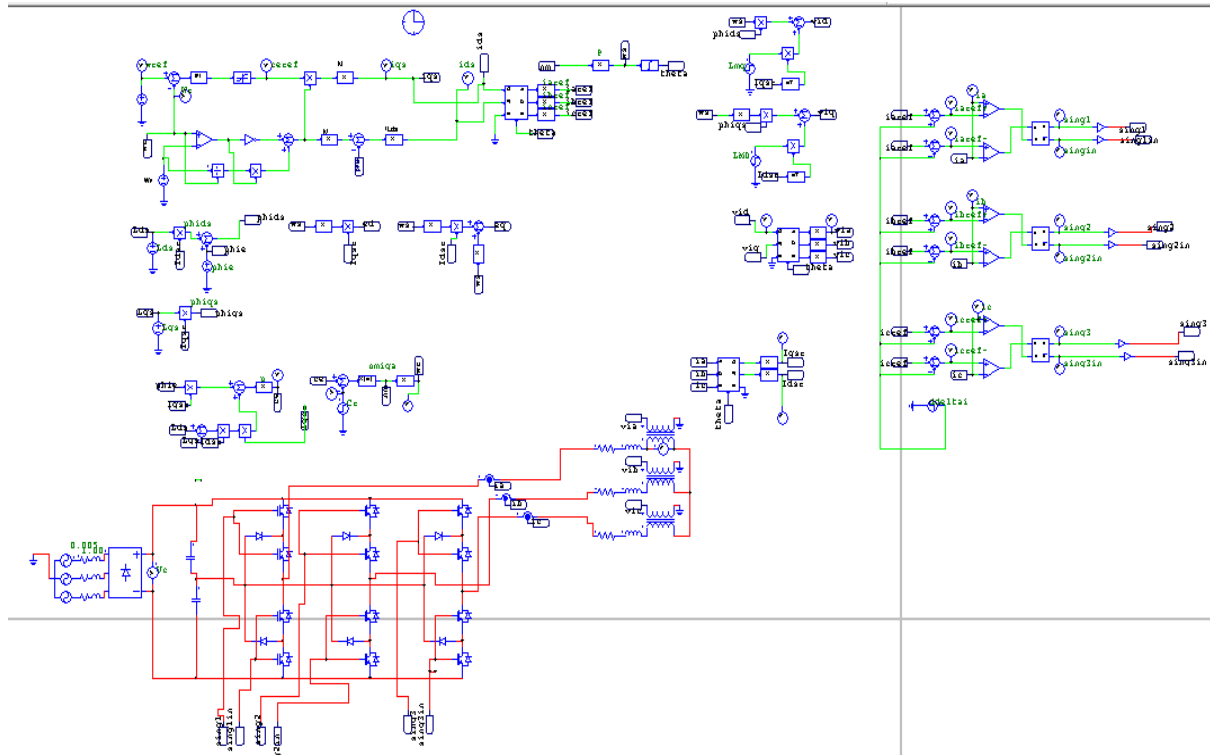
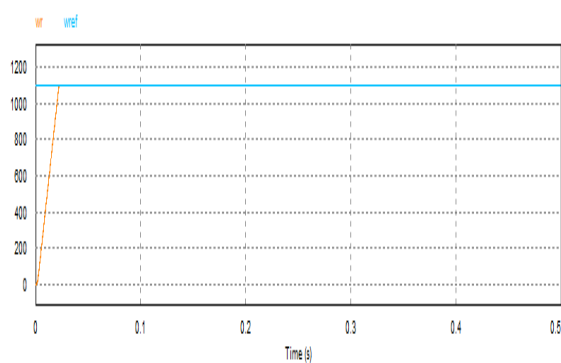
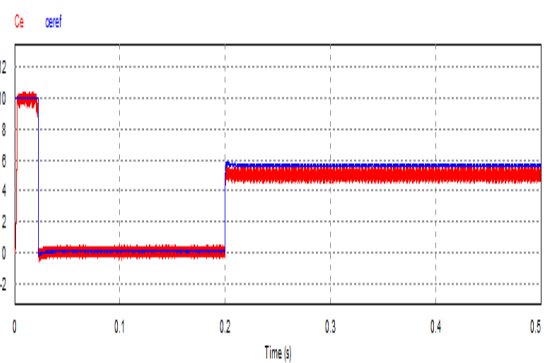


Figure III.18: schéma de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à Hystérésis trois niveaux (PSIM)

Essai a vide suivi par l'application d'une charge

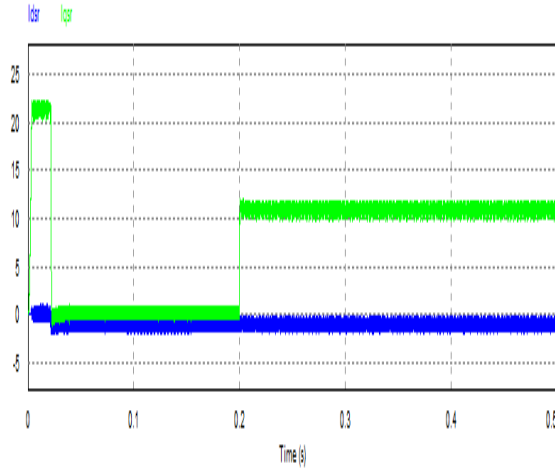


b) vitesse de rotation (tr/min)

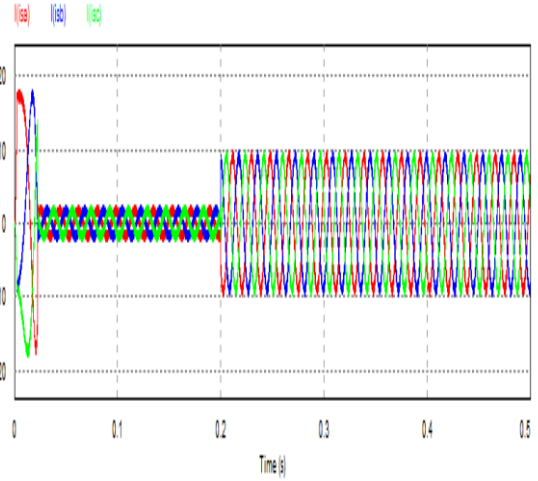


a) Couple (N.m)

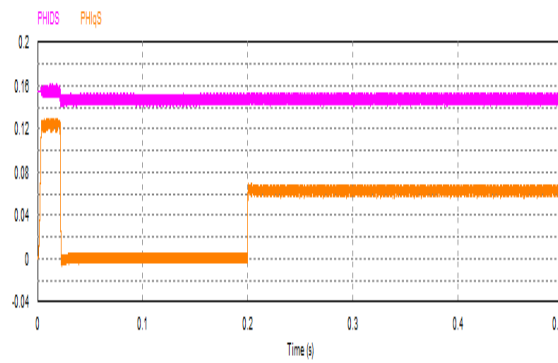
Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants Ids et Iqs (A)



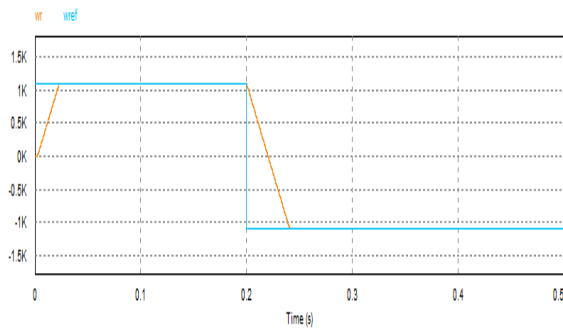
d) Courants de charge



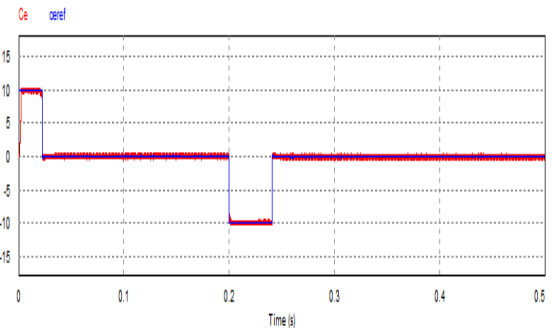
e) phids et phiqs

Figure III.19 : Résultats de simulation du démarrage à vide et on charge

Essai pour une inversion du sens de rotation

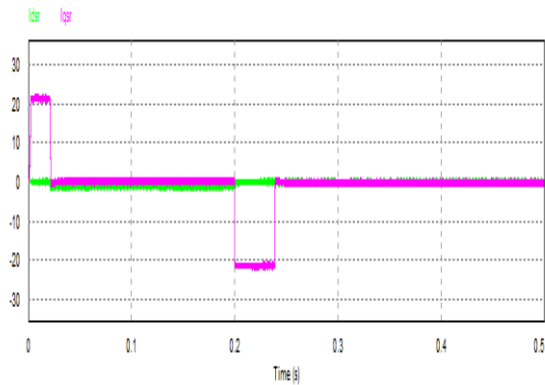


a) vitesse de rotation (tr/min)

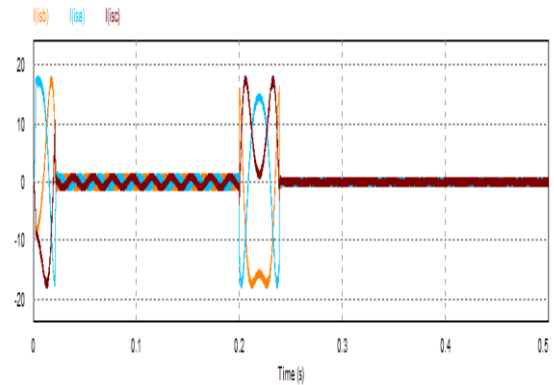


b) Couple (N.m)

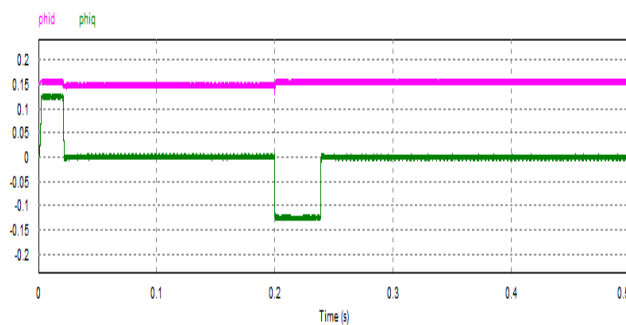
Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux



c) Courants I_{ds} et I_{qs} (A)



d) Courants de charge (A)



e) ϕ_{id} et ϕ_{iq}

Figure III.20 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation

Interprétation des résultats:

Essai à vide suivi par l'application d'une charge:

On observe que l'allure de la vitesse suit exactement sa valeur de référence et est rapidement atteinte avec un temps de réponse acceptable.

La composante du courant I_{ds} est autour de zéro ce qui assure le découplage entre le couple et le flux. La composante I_{qs} est l'image du couple (propriété de la commande vectorielle). Elle présente un pic lors du démarrage puis elle est presque autour de zéro à vide ; en appliquant la charge à $t=0.2$ s, la valeur de I_{qs} augmente à la valeur 10A .

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

Chapitre III: Commande vectorielle en courant et en tension de la MSAP associée à Onduleur deux et trois niveaux

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ($I_{ds}=0$) et que le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_{qs} . Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale le flux d'entrefer est égal au flux rotorique.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle à hystérésis donne un faible temps de réponse que la commande vectorielle à MLI ; ainsi que le courant présente une forme plus lisse qu'avec l'onduleur à MLI, car le courant est contrôlé d'une façon directe. Le couple électromagnétique présente moins d'ondulations et que la réponse est plus rapide.

Essai d'inversion du sens de rotation :

Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

En introduisant un onduleur trois niveaux, les remarques précédentes restent valables ; mais on constate une légère amélioration au niveau de l'allure du courant statorique et les ondulations du couple (chattering).

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande vectorielle en courant et en tension associée avec des onduleurs deux et trois niveaux. Les onduleurs sont contrôlés par les deux méthodes MLI et hystérésis. Les résultats de simulation montrent des performances élevées soit en tension soit en courant. La commande vectorielle en courant donne une dynamique plus rapide que le modèle en tension, car on contrôle les courants d'une façon directe. L'introduction de l'onduleur trois niveaux améliore la forme d'onde du courant et minimise le chattering du couple.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire traite la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par deux types d'onduleurs de tension à deux et trois niveaux(NPC), commandé par MLI et hystérésis.

Au début de ce mémoire on a vu la présentation de la machine synchrone à aimants permanents, ça structure, ces composants, les caractéristiques des aimants et différents types des rotors ; puis on a vu les avantages et les inconvénients de cette machine. Par la suite nous avons présenté la modélisation de la MSAP, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Ensuite nous avons présenté la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension deux et trois niveaux. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur deux et trois niveaux, la modulation de largeur d'impulsions (MLI)et l'hystérésis. Des résultats de simulation sont présentés, en comparant les performances. L'onduleur trois niveaux présente plus de performances.

Enfinement la dernière partie a été consacrée à la commande vectorielle en tension et en courant associée à un onduleur deux et trois niveaux commandé par MLI et hystérésis. La commande vectorielle assure le découplage entre le flux et le couple ce qui donne une dynamique très rapide au couple. Les résultats de simulation confirment l'étude théorique. La commande vectorielle en tension nécessite un découplage supplémentaire entre les axes d et q pour avoir plus de performances. La commande vectorielle en courant donne une dynamique rapide au courant et conséquent au couple, car le courant est contrôlé d'une façon directe. L'association de l'onduleur trois niveaux à la commande vectorielle permet d'améliorer la forme du courant et minimiser le chattering au niveau du couple. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable

BIBLIOGRAPHIE

- | |
|--|
| <p>[1] A. KADDOURI," Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.</p> |
| <p>[2] G. Grellet, G.Cerc, " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997</p> |
| <p>[3] A.AISSA, " COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005</p> |
| <p>[4]. M.I. Hemmami,"Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.</p> |
| <p>[5] G. P. Nyoumea, mémoire présenté à l'université du québec en abitibi-temiscamingue comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie- "Modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur machine synchrone à aimants permanents", Université du Québec en Abitibi Témiscamingue (2018).</p> |
| <p>[6] Messai.S, "Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents". Mémoire de master, université Larbi Ben M'Hidi-Oum El bouaghi2015.</p> |
| <p>[7] R. LATEB," Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006</p> |
| <p>[8] B.TOUNSI," Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006</p> |
| <p>[9]BOURAHLI Sara, FAID Sabrina, « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de fin d'étude, Université de M'sila, 200</p> |

<p>[10] C. Ait Slimani, F. Aouchiche, mémoire de fin d'études de Master académique-thème- "Etude de défauts de désaimantation et d'excentricité statique dans la (MSAP) par la méthode des éléments finis", Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (2015)</p>
<p>[11] T. Yacine, B. Hacene, diplôme de Master académique option : automatique et système –thème -"Commande en vitesse d'un véhicule électrique par mode glissant", Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (2018).</p>
<p>[12] ABDELLAOUI Hassina, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone a aimants permanents par variables électriques », Mémoire de magister, Université mouloud mammeri, tizi-ouzou.</p>
<p>[13] Jawad Ahmed FAROOQ : Etude du problème inverse en électromagnétiques en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimant permanents. Thèse de doctorat, Université BELFORT-MONTBELIARD ,5 décembre 2000</p>
<p>[14] A. Ivanov-Smolenski : Machines électriques Tome 2. Livre, Technique Soviétique, 1983.</p>
<p>[15] A. Kassatkine, " Electrotechnique élémentaire", Eddition Mir, Moscou, 1987.</p>
<p>[16] Bose B. K., Power electronics and AC drives, Englewoods Cliffs, Prentice Hall, NJ, 1986.</p>
<p>[17] Capolino G. A. and Henao H., "Design and simulation of power electronics control circuits using EMTP", Proc. IEEE Work. Comp. POW. Elect. Lewisburg (USA), 1990, pp. 47-61.</p>
<p>[18] Motor Drives, Part I: the Permanent-magnet Synchronous Motor drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 25, n°2, 1989, pp. 265-273. Pillay P. and Krishnan R., "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent-magnet</p>
<p>[19] Chatelain J., Machines électriques, Presses polytechniques romandes, CH-1015 Lausanne (Suisse), 1983.</p>
<p>[20] Bose B. K., "Adjustable Speed AC Drives-A Technology Status Review", Proc. IEEE, vol. 70, n°2, February 1982, pp. 116-135.</p>
<p>[21] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., „„Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance,““ J.Phys. III France 5 (1995) 1255-1268, , pp. 1255, Aug. 1995.</p>
<p>[22] A. Kaddouri, " Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec,Nov.2000</p>

[23] **S. Baris Ozturk**, «Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors », Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005

[24] **Leila Parsa**, «Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors".Thesis of doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005

[25] **M. A. Ferreira. de Sousa**," Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[26] **M r Zegueb Boubaker**, thème Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 30 /06 /2008

[27] **A. Boulahia** : « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique », Mémoire de Master, Université de Constantine, 2009

[28] **D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, and F Blaabjerg**, "DSP Based direct torque control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) ", IEEE Proceedings, International Symposium on Industrial Electronics, vol.3, pp.723 – 727, 2002.

[29] **Zegueb.B**, "commande d'une Machine synchrones à Aimants Permanent Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire " mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2008

[30] **Houili Mohamed. Hamza SidAli**: «Etude et simulation des différents montages redresseurs», de Master, Université de Biskra : Septembre 2020

[31] **Mr. Noureddine BOUNASLA** : «Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Mémoire de Magister en Electrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif -1 : 2014

[32] **benzemamouche.h.**" application de la mli vectorielle aux onduleurs Multiniveaux a base de gto et d'igbt \& mémoire magistere, université d'Annaba 2010.

[33] **TOUFOUTI Riad**, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de constantina, 02/06/2008

[34] **O.Bouakaz**, "Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

<p>[35] Y.Ben Ramdhaneu and Al, "Elaboration and Comparison of Different Methods for Neutral Point Voltage Control of NPC Inverter", IEEE Conference, Stockholm, June 1995.</p>
<p>[36] T.Abdelkrim, "Etude et Implémentation de Différents Algorithmes Numériques de Modulation de Largeur d'Impulsions d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux", Mémoire De Magister, EMP 2004.</p>
<p>[37] D.G.Holmes, T.A.Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters", IEEE Press Wiley-interscience, 2003</p>
<p>[38] Allag Abdelkrim, "Etude des Techniques Optimal à MLI pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone", Mémoire De Magister, Biskra.</p>
<p>[39] TOUFOUTI Riad, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de constantina, 02/06/2008</p>
<p>[40] R. Sadouni., " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile " , Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010</p>
<p>[41] G. Grellet, G. Clerc., " Actionneurs électriques, principes, modèles, commande " , Editions Eyrolles, 1997</p>
<p>[42] D. Lahouel," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.</p>
<p>[43] A. Golea," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines " , Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994</p>
<p>[44]. 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 Magister, Université de Biskra, 2005</p>