

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Kasdi Merbah – Ouargla



Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'électronique et de télécommunication

Mémoire de master

Domaine : Sciences et technologie

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique et Systèmes

Réalisé par :

- ❖ TAHRI Mohammed Dia
- ❖ KORICHI Manar

Thème

**Analyse des performances de la technique de contrôle
V/f en boucle ouverte pour un moteur à induction à six
phases alimenté par un onduleur multiphasé**

M ^r . Tidjani Zakaria	MAA	Examineur	UKMO Ouargla
M ^{me} . Soury Samira	MAA	Encadreur	UKMO Ouargla
M ^{me} . Ameer Fatima	MCA	Président	UKMO Ouargla

Année Universitaire 2024 /2025



Dédicace

Avec une profonde gratitude et des mots sincères, je dédie ce
modeste projet de fin d'études

à la personne la plus chère à ma vie, ma mère.

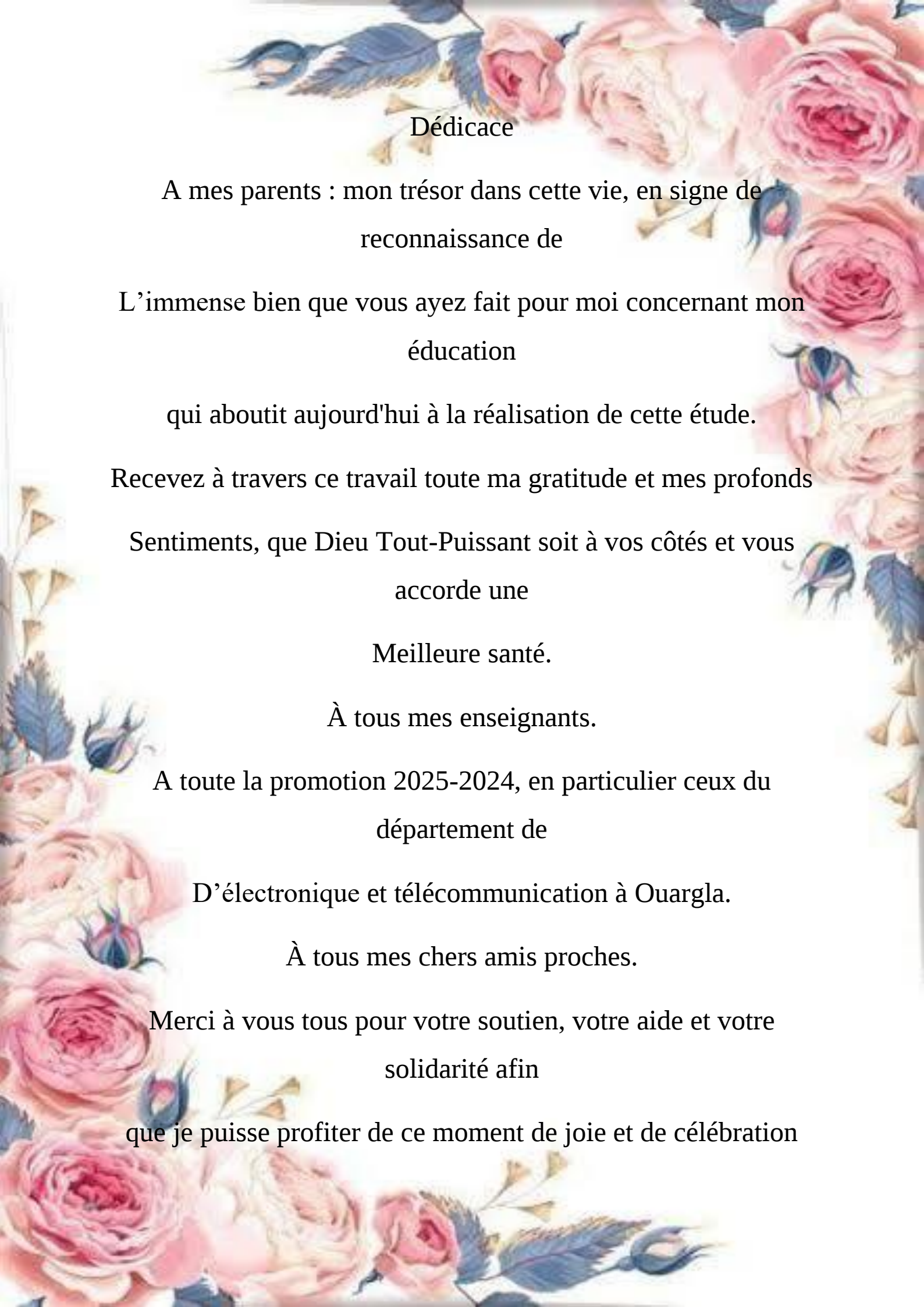
À l'homme qui a fait de moi un homme, mon père (que Dieu
lui fasse miséricorde).

À mes chers frères,

j'espère pouvoir un jour leur rendre la pareille.

Je demande à Dieu de leur accorder bonheur et longue vie.

Je dédie également ce projet à ma famille, à mes amis,
à tous mes professeurs et à tous ceux qui me sont chers.



Dédicace

A mes parents : mon trésor dans cette vie, en signe de
reconnaissance de

L'immense bien que vous ayez fait pour moi concernant mon
éducation

qui aboutit aujourd'hui à la réalisation de cette étude.

Recevez à travers ce travail toute ma gratitude et mes profonds

Sentiments, que Dieu Tout-Puissant soit à vos côtés et vous
accorde une

Meilleure santé.

À tous mes enseignants.

A toute la promotion 2025-2024, en particulier ceux du
département de

D'électronique et télécommunication à Ouargla.

À tous mes chers amis proches.

Merci à vous tous pour votre soutien, votre aide et votre
solidarité afin

que je puisse profiter de ce moment de joie et de célébration



REMERCIEMENTS

Nous disons merci

Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a
donné la force
de faire ce Modeste travail.

Merci pour nos aimables familles. Merci pour nos professeurs,
Surtout pour notre cher professeur pour **Mme. SOURI Samira**
(MAA)

Son

Encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement
De ce travail.

Merci pour le jury **Mr. Tidjani Zakaria (MAA)** et **Mme.**
Ameur fatima. Merci pour tous ce qui nous ont tendus la
main d'aide.

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont
contribué
de près ou de loin, à la réalisait

Liste des matières:

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralisée des machines multiphasées et la modélisation	
I.1 Introduction:.....	3
I.2 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone multi-phase [6] :	3
I.3 Configuration de machine multi phase :	4
I.3.1 Machine multi phasées de type 1 :	4
I.3.2 Machine multi phasées de type 2 :	6
I.3.3 Machines hexa phases:	7
I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :	7
I.4.1 Avantages:	7
I.4.2 Segmentation de haute capacité:.....	8
I.4.3 La fiabilité:	8
I.4.4 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :	8
I.4.5 Inconvénients [14]:.....	9
I.5 Construction de la machine:.....	9
I.5.1 Stator:	9
I.5.2 Le rotor:	9
I.5.3 Enroulements:.....	10
I.6 Modélisation de la moteur asynchrone hexaphasé :	10
I.7 Hypothèses simplificatrices :	11
I.8 La transformation de park:	11
I.9 La transformation de Park inverse :	12
I.10 Le modèle mathématique de moteur hexa-phasé :	12
I.10.1 Equation de tension:	12
I.10.2 Equation de flux:	13
I.10.3 Equation de courants:	13
I.10.4 Equation mécanique:	14
I.10.5 Expression du couple électromagnétique:	14

I.11	Simulation du moteur asynchrone hexaphasé et Interprétation des résultats :.....	14
I.12	Interprétation des résultats	18
I.13	Conclusion	19
Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur Hexa-phasé		
II.1	Introduction :	20
II.2	Classification des onduleurs :	20
II.3	Les différents types d'onduleur :	21
II.4	Principe de fonctionnement de l'onduleur hexa-phasé :.....	22
II.5	Commande par Modulation de Largeur d'impulsion :	22
II.5.1	Principe de base de MLI :	23
II.6	Domaine d'application :	23
II.7	Objectifs de MLI Vectorielle (SVM) :	24
II.7.1	Principe de la commande MLI vectorielle	24
II.8	La modélisation d'onduleur hexa-phase de tension.....	31
II.8.1	Modèle mathématique de l'onduleur de tension Hexa-phasée	31
II.9	Simulation d'un onduleur hexaphasé commandé par modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI vectorielle, SVM).....	33
II.10	Interprétation des résultats d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM).....	34
II.11	Alimentation d'un moteur avec un onduleur	34
II.12	Interprétation des résultats d'alimentation de moteur hexa-phase avec un onduleur hexa-phase contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)	37
	Pour le premier cas : à l'état de charge.....	37
II.13	Conclusion	39
Chapitre III : Application de la commande scalaire (V/F)		
III.1	Introduction	40
III.2	Principe de fonctionnement de la commande v/f [21].....	40
III.3	Les avantages et les inconvénients de la commande v/f.....	42
III.3.1	les inconvénients	43
III.4	Les Applications de la commande (v/f).....	43

III.5 Modèle de système V/f pour moteur à induction à six-phases [21]	44
III.6 Simulation de la régulation de vitesse V/f d'un moteur asynchrone 6 phases avec MATLAB/Simulink	45
III.7 Résultat de simulation	45
III.8. Interprétation des Résultats de simulation.....	50
III.9. Conclusion.....	52
Conclusion générale	53
Bibliographies	
Résumé	

Liste des symboles

n : nombres de phase

p : nombre de paires de pôles

(r) : indice grandeurs rotorique

(s) : indice grandeurs statoriques

R_s : résistance statorique

L_s : inductance statorique

R_r : résistance rotorique

L_r : inductance rotorique

U_C : tension d'entrée de l'onduleur

α : axe α du repère tournant (α, β)

β :axe β du repère tournant (α, β)

$V_{s\alpha}$: tension statorique sur l'axe α

$V_{s\beta}$: tension statorique sur l'axe β

$V_{r\alpha}$: tension rotorique sur l'axe α

$V_{r\beta}$: tension rotorique sur l'axe β

$i_{s\alpha}$: courant statorique sur l'axe α

$i_{s\beta}$: courant statorique sur l'axe β

$\lambda_{r\alpha}$: flux rotorique sur l'axe α

$\lambda_{r\beta}$: flux rotorique transversale

$\lambda_{s\alpha}$: flux statorique sur l'axe α

$\lambda_{s\beta}$: flux statorique sur l'axe β

ω : vitesse angulaire du moteur

C_{em} : couple électromagnétique

C_r : couple résistant

Liste d'abréviation :

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

SAI : Systèmes d'Alimentation sans Interruption.

DC : Courant Continu.

CA : Courant Alternatif.

Mas : Moteur Asynchrone

SVM : Space Vector Modulation

Svpwm : space vectorielle pulse with Modulation

Liste des Figures :

Figure I.1 : Représentation des enroulements de la MAS hexa-phasé dans l'espace électrique.....	7
Figure I.2 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	10
Figure I.3 : schéma de simulation de model moteur asynchrone hexa-phase	15
Figure I.4:la vitesse rotorique à l'état vide.....	15
Figure I.5 : couple de moteur à l'état vide.....	16
Figure I.6: flux stator à l'état vide	16
Figure I.7: courants statorique à l'état vide	16
Figure I.8:vitesse rotorique à l'état charge	17
Figure I.9:couple de moteur à l'état charge.....	17
Figure I.10:flux statorique à l'état charge	17
Figure I.11:Courants statoriques à l'état chargé.....	18
Figure II.1: Onduleur de tension	20
Figure II.2:Onduleur de courant.....	21
Figure II.3 : Onduleur triphasé	22
Figure II.4:Schéma synoptique de la M.L.I.....	23
Figure II.5:Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension V_i	25
Figure II.6: Représentation du polygone de commutation	26
Figure II.7 : Algorithme de détection des secteurs.....	27
Figure II.8:Etats des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone.....	28
Figure II.9 : Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur	29
Figure II.10: Modèle de circuit de puissance de l'onduleur 6 phases	31
Figure II.11: Simulation d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM).....	33
Figure II.12: Tension d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM) U_a	33
Figure II.13: Alimentation d'un moteur avec un onduleur contrôle par commande SVM	35
Figure II.14: la vitesse de rotor à l'état contrôlé par la commande MLI vectoriel (SVM).....	35
Figure II.15: Couple moteur à l'état contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)	35
Figure II.16: courants statorique à l'état contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM).....	35
Figure II.17: flux statorique à l'état controlé par la commande MLI vectorielle (SVM).....	36
Figure II.18 : la vitesse de rotor à l'état contrôlé par la commande MLI vectoriel (SVM).....	36
Figure II.19: Couple de moteur à l'état contrôlé par la commande (SVM) en vide.....	36
Figure II.20: flux statorique à l'état controlé par la commande (SVM) en vide	37
Figure II.21: courants statoriques par la commande (SVM) en vide.....	37
Figure III.1: Schéma de principe général de V/f	41

Figure III.2 : Modèle de système d'entraînement V/f du moteur à induction 6 phases.	44
Figure III.3:Modèle MATLAB/Simulink de contrôle V/f en boucle ouverte d'un moteur à induction 6 phases	45
Figure III.4: Vitesse du rotor à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm à +1500 rpm ..	46
Figure III.5:Couple moteur à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm à +1500 rpm.....	46
Figure III.6 : Flux statorique à vide de +750 à +1500 rpm	46
Figure III.7:Courant d'enroulement de phase du stator en fonctionnement à vide de +750 rpm à +1 500 rpm	47
Figure III.8:. Courants du stator à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm.....	47
Figure III.9:courants du stator à l'état de fonctionnement à vide pour +1500 rpm.....	47
Figure III.10:Vitesse du rotor à l'état chargé.	48
Figure III.11:Couple moteur à l'état chargé.....	48
Figure III.12:Variation in amplitude de stator flux à l'état chargé.....	48
Figure III.13:Courants de phase du stator à l'état chargé.	49
Figure III.14 : Vitesse du rotor	49
Figure III.15:Couple moteur.....	49
Figure III.16:Courants statorique 6-phase	50
Figure III.17: flux statorique	50

Liste de tableau :

Tableau I.1:les différents types de machine multiphasées 1	5
Tableau I.2:les différents types de machine multiphasée 2.....	6
Tableau II.1:Calcul des vecteurs de tensions	25
Tableau II.2:Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	30

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution rapide des systèmes électromécaniques dans les domaines de l'énergie, du transport et de l'automatisation industrielle a favorisé l'émergence de solutions de commande de plus en plus performantes. Parmi ces solutions, les machines électriques multi phasées, en particulier les moteurs à induction multi phasés, suscitent un intérêt croissant en raison de leurs nombreux avantages par rapport aux moteurs triphasés classiques. Ces avantages incluent notamment une meilleure tolérance aux défauts, une réduction de l'ondulation du couple, et une densité de puissance plus élevée [1][2].

Le moteur à induction à six phases s'impose aujourd'hui comme une alternative intéressante dans des applications industrielles exigeantes telles que la propulsion marine, les véhicules électriques ou encore les systèmes de production d'énergie éolienne [1][3]. Pour exploiter pleinement ses potentialités, une commande adaptée et une modélisation précise du système sont indispensables.

Parmi les stratégies de commande, la méthode scalaire V/f (Voltage/Frequency) est largement utilisée pour sa simplicité de mise en œuvre et son coût réduit. Elle repose sur le maintien d'un rapport constant entre la tension et la fréquence appliquées au stator, permettant ainsi la génération d'un champ magnétique tournant stable, garantissant un couple relativement constant. Cette méthode est particulièrement bien adaptée aux applications de moyenne ou faible exigence, où une régulation fine n'est pas requise [4].

Dans une commande en boucle ouverte, cette stratégie ne nécessite pas de capteurs de vitesse ou de courant, ce qui simplifie l'architecture et réduit les coûts du système. Cependant, son efficacité dépend fortement de la qualité des signaux d'alimentation.

Dans ce but, l'emploi d'un onduleur multi phasé, associé à une modulation performante, est indispensable. La modulation vectorielle de largeur d'impulsions (SVPWM) s'est avérée être l'une des méthodes les plus efficaces. Contrairement à la modulation sinusoïdale classique, elle permet une meilleure utilisation de la tension continue, une réduction des harmoniques, ainsi qu'une commande plus fluide et précise du couple électromagnétique [5].

L'intégration de la commande V/f avec la SVPWM, appliquée à un moteur asynchrone hexaphasé alimenté par un onduleur multi phasé, constitue ainsi une solution à la fois simple, fiable et performante.

Ce travail vise à modéliser, simuler et analyser les performances d'un système d'entraînement basé sur un moteur asynchrone hexaphasé à enroulement asymétrique,

Introduction générale

alimenté par un onduleur multiphasé, et commandé en boucle ouverte selon la méthode V/f, avec génération des signaux via SVPWM. L'analyse sera réalisée dans MATLAB/Simulink, sous différentes conditions de charge et de vitesse.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres principaux :

- Chapitre 1 : Présentation du moteur à induction hexaphasé, principe de fonctionnement, avantages, et modélisation mathématique incluant les équations de tension, courant, couple, ainsi que les transformations de Park directe et inverse.
- Chapitre 2 : Étude de l'onduleur à six phases, modélisation sous MATLAB/Simulink, et implémentation de la modulation SVPWM.
- Chapitre 3 : Mise en œuvre de la commande V/f en boucle ouverte, simulation du système complet, et analyse des résultats dans différents scénarios de fonctionnement (avec et sans charge).

Chapitre I :
Généralisée des machines multiphasées
et la modélisation

I.1 Introduction:

La modélisation est une étape essentielle, que ce soit pour analyser le comportement d'un système ou pour garantir son contrôle lorsque nous voulons lui appliquer des commandes spécifiques. Dans le cas du moteur asynchrone à six phases, comme pour tout autre processus, il est nécessaire d'avoir un modèle représentatif qui intègre ses principales composantes, de manière explicite ou implicite. Mathématiquement, ce type de moteur peut être décrit soit par un modèle entrée-sortie, soit par des transformations vectorielles, soit par des matrices, soit par des équations mathématiques.

Dans cette section, nous aborderons le sujet du moteur hexa-phasé asynchrone, en expliquant son fonctionnement, ses éléments constitutifs, les différents types existants et ses caractéristiques. Nous continuerons à travailler sur la modélisation et nous expliquerons le modèle mathématique utilisé dans les équations mécaniques et électriques, y compris la transformation directe et inverse de Park. Enfin, nous aborderons le résultat auquel nous sommes parvenus.

I.2 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone multi-phase [6] :

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone se base sur l'induction de courants dans le bobinage du rotor, engendrée par un champ magnétique en rotation dans l'espace entre les pôles, qui découle de la circulation de courants polyphasés générant un champ magnétique rotatif au sein des deux stators (l'étoile 1 alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 également alimentée par des courants triphasés mais décalée d'un angle $\alpha = 30 \text{ degrés}$). Ce champ tournant produit un couple moteur qui s'applique aux conducteurs des courants induits, conduisant par conséquent au démarrage et à la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant.

Dans des conditions normales de fonctionnement, le rotor de la machine asynchrone tourne à une vitesse Ω , mesurée en radians par seconde. Parallèlement, la force magnétomotrice générée par les courants du stator tourne à la vitesse de synchronisme, notée Ω_s et également exprimée en radians par seconde. Cependant, la vitesse du rotor Ω est généralement inférieure à celle du champ tournant Ω_s celle-ci, où :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

P : Nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante.

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

I.3 Configuration de machine multi phase :

Tout d'abord, il convient de souligner que la disposition des enroulements dépend principalement du nombre de phases de la machine, comme l'indiquent [7], Pour une machine à n phases, il est possible d'organiser les enroulements du stator de manière symétrique ou asymétrique. Ainsi, on peut distinguer deux cas possibles :

I.3.1 Machine multi phasées de type 1 :

Les machines multi phasées de type 1 sont des dispositifs ayant un nombre de phases multiple de trois, ce qui permet de les organiser en n étoiles triphasées. Elles sont également appelées machines multi-étoiles. une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [8]

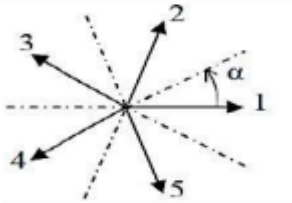
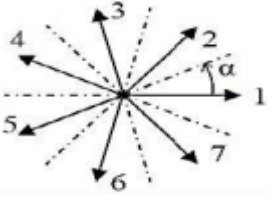
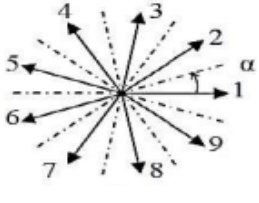
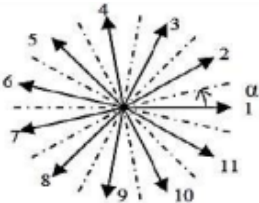
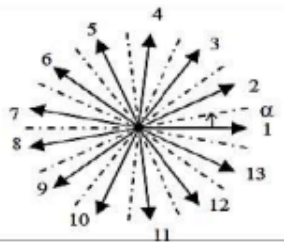
Tableau I.1:les différents types de machine multiphasées 1

Nombre de Phases(q)	Nombre Équivalent De phase(qa)	Décalage Angulaire (α)degré	Représentation Des axes des boibens
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{12}$	

I.3.2 Machine multi phasées de type 2 :

Si le nombre de phases statoriques des machines multiphasées est inégal et ne correspond pas à trois (le nombre de phases n'est pas un multiple de trois). Ainsi, nous parlons ici des machines multi phasées de type 2. Dans cette méthode, les phases sont systématiquement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. Ainsi, on a contentment : $\frac{\pi}{\alpha} = q = q_a$

Tableau I.2:les différents types de machine multiphasée 2.

Nombre de Phases(q)	Nombre Équivalent De phase(qa)	Décalage Angulaire (α)degré	Représentation Des axes des boibens
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

I.3.3 Machines hexa phases:

Ces machines sont également connues sous le nom de machines à étoile double (MASDE). Dans la configuration traditionnelle, deux des enroulements triphasés identiques, appelés étoiles, partagent le même stator et sont espacés d'un angle électrique de 30 degrés. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor et du circuit magnétique dans les machines asynchrones multi phases est similaire à celle des machines triphasées. [9]

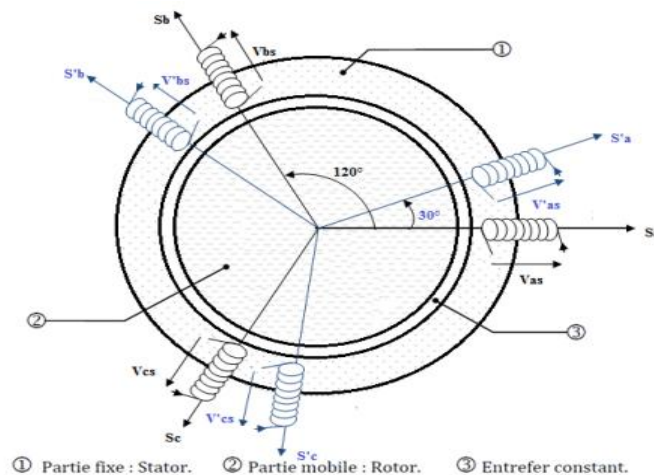


Figure I.1 : Représentation des enroulements de la MAS hexa-phasé dans l'espace électrique

I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Comme toutes les autres machines électriques, la MAS présente des avantages et des inconvénients qui dépendent de divers facteurs, tels que sa conception, sa méthode de contrôle et ses domaines d'application.

I.4.1 Avantages:

Depuis environ vingt ans, la conception de machines multiphasées suscite un intérêt croissant chez les chercheurs et les industriels. En effet, cette configuration de bobinage multiphasé offre plusieurs bénéfices en comparaison avec les systèmes d'enroulement triphasés traditionnels. [10]

- Segmentation de haute capacité.
- Renforcement de la fiabilité.
- Diminution des courants harmoniques.

- Optimisation du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques[11]

I.4.2 Segmentation de haute capacité:

La segmentation de puissance constitue l'un des principaux atouts des machines multi phasées, un aspect particulièrement mis en avant aujourd'hui. Dans les applications nécessitant une forte puissance, lorsque celle-ci dépasse certaines limites, la technologie actuelle de l'électronique de puissance peut s'avérer insuffisante pour atteindre une puissance nominale adéquate pour un onduleur. [12]

L'alimentation des machines alternatives à un grand nombre de phases présente un intérêt particulier pour les applications à forte puissance, ce qui constitue l'un des principaux avantages des machines multi phasées. Un nombre élevé de phases permet en effet de segmenter la puissance. [13]

I.4.3 La fiabilité:

Le fonctionnement dégradé d'une machine, résultant de la perte d'une phase due à des pannes dans les semi-conducteurs de l'onduleur, entraîne une perte de contrôle et des fluctuations significatives du couple. Pour y remédier, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans le cas des machines multiphasées, tant qu'au moins trois phases demeurent actives, cette connexion n'est pas indispensable, offrant ainsi une plus grande flexibilité dans le contrôle de la machine avec un nombre accru de phases. [14]

I.4.4 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

L'ondulation du couple électromagnétique à une fréquence six fois supérieure à celle de la fréquence fondamentale est principalement causée par les harmoniques cinq et sept. Dans les machines triphasées, ces harmoniques sont présentes, tandis qu'elles sont éliminées dans les machines à double étoile. En règle générale, les machines multiphasées ont tendance à atténuer les harmoniques de faible ordre, ce qui constitue un avantage. De plus, certains harmoniques des courants statoriques ne produisent pas de force magnétique, ce qui signifie qu'ils n'induisent pas de courants dans le rotor. Par conséquent, les machines multiphasées ont généralement des pertes rotoriques inférieures à celles des machines triphasées. [10] [9]

I.4.5 Inconvénients [14]:

- Complexité accrue : La commande et la modélisation sont plus complexes en raison du nombre élevé de phases et du couplage non linéaire entre le couple et le flux.
- Augmentation du coût : Le nombre plus élevé de semi-conducteurs dans les convertisseurs nécessaires pour alimenter six phases augmente le coût global du système.
- Courants harmoniques : L'alimentation par onduleur génère des courants harmoniques qui peuvent affecter la qualité de fonctionnement.
- Besoin en puissance réactive : Comme pour tous les moteurs asynchrones, ils consomment de la puissance réactive, ce qui peut être un inconvénient pour le réseau électrique

I.5 Construction de la machine:

L'élaboration d'une machine asynchrone à six phases s'appuie sur l'élargissement des principes de la machine asynchrone triphasée traditionnelle, tout en intégrant des spécificités liées à l'augmentation du nombre de phases.

I.5.1 Stator:

Le stator est composé d'une superposition de couches ferromagnétiques, dans laquelle sont disposés six bobinages répartis spatialement. Ces bobinages sont habituellement structurés en deux ensembles triphasés décalés de 30° dans l'espace électrique, autorisant ainsi la création de six phases distinctes ayant des neutres indépendants. Cette configuration optimise la symétrie et la qualité du champ magnétique rotatif [15]

La vitesse de rotation de ce champ magnétique tournant est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine ainsi qu'à la pulsation du courant statorique, par exemple :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.2)$$

I.5.2 Le rotor:

Le rotor d'un moteur asynchrone hexa-phasé est le même que celui d'une machine asynchrone triphasée standard. Cela peut être un rotor à cage d'écureuil ou un rotor bobiné. Cette ressemblance rend la conception et la production plus aisées, étant donné que le rotor ne requiert pas d'ajustements particuliers pour l'agencement hexa-phasé [16]

I.5.3 Enroulements:

Ainsi, la machine est dotée de six enroulements statoriques qui sont alimentés par une source hexaphasée, nécessitant un approvisionnement spécifique généralement fourni par un onduleur hexaphasé. Ces enroulements sont élaborés pour générer un champ magnétique tournant hexaphasé, avec un décalage de 60° entre chaque phase. [16]

I.6 Modélisation de la moteur asynchrone hexaphasé :

La MASDE se compose d'un stator qui possède deux bobinages triphasés identiques et décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique de 30 degrés, ainsi que d'un rotor (cage d'écureuil). La figure I.2 illustre de manière schématique les angles. θ_1 et $(\theta_1 - \alpha)$ correspondent respectivement à la position du rotor (phase a_r) en relation avec l'étoile1(phase a_{s1}) et l'étoile2 (phase a_{s2}). On notera les grandeurs associées aux deux étoiles (1 et 2) à l'aide des indices respectifs 1 et 2. [17]

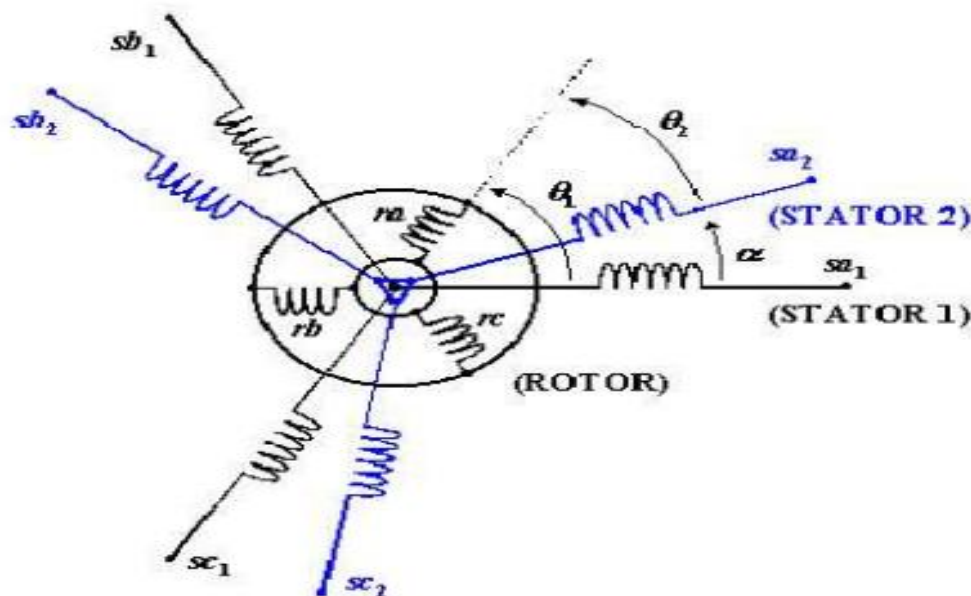


Figure I.2 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.

I.7 Hypothèses simplificatrices :

Afin de faciliter la modélisation mathématique et l'analyse du moteur asynchrone hexa-phasé, plusieurs hypothèses simplificatrices sont adoptées :

- Le circuit magnétique est supposé feuilleté et la saturation magnétique est négligée.
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont considérés identiques, répartis uniformément et symétriquement dans les encoches du stator.
- La résistance des enroulements est supposée indépendante de la température.
- Le flux de fuite mutuel entre les phases est ignoré.
- L'entrefer a une épaisseur constante, et l'effet de peau est négligé.
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs.
- Les forces magnétomotrices (MMF) générées par les courants statoriques et rotoriques sont supposées sinusoïdales.
- La température de fonctionnement est considérée constante pendant toute la simulation.

Ces hypothèses permettent de simplifier considérablement les équations du modèle tout en conservant une bonne précision pour l'analyse du comportement dynamique de la machine.

I.8 La transformation de park:

Le modèle de Park est basé sur une transformation d'un système de phases hexagonal d'axes (a, b, c, x, y, z) en un système biphasé équivalent d'axes (α , β) qui crée la même force magnétomotrice.

La matrice de Park pour l'étoile1 :

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

La matrice de Park pour l'étoile2 :

$$[A_{xyz}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

La matrice de Park pour le rotor

$$[A_r(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

I.9 La transformation de Park inverse :

La deuxième conversion de Parke est appelée conversion de Parke inverse. Elle permet de conserver l'énergie lors du passage d'un système biphasé (alpha, bêta) à un système hexa-phase (a, b, c, x, y, z) $[G_{abcxyz}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{\alpha\beta 0}]$

Sachent que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

Pour l'étoile1 :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Pour l'étoile2 :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

I.10 Le modèle mathématique de moteur hexa-phasé :

L'extension directe du modèle mathématique d'un moteur triphasé vers un moteur hexa-phasé (six phases) est réalisée en adaptant la structure de tension, courant et flux à six phases. On utilise fréquemment ces moteurs dans les applications requérant une haute fiabilité, tels que les véhicules électriques ou les systèmes aéronautiques.

I.10.1 Equation de tension:

Le modèle mathématique des tensions dans une machine asynchrone est décrit par les équations suivantes, exprimées dans le repère fixe ($\alpha\beta$). Ces valeurs sont dérivées de la loi essentielle qui relie la tension, le courant et les flux magnétiques (loi de Faraday), tout en

tenant compte de l'influence de la vitesse angulaire du rotor dans les équations relatives au rotor.

On écrit les équations de la manière suivante :

$$V_{s\alpha} = R_{s\alpha}I_{s\alpha} + p\lambda_{s\alpha} \quad (\text{I.8})$$

$$V_{s\beta} = R_{s\beta}I_{s\beta} + p\lambda_{s\beta} \quad (\text{I.9})$$

$$V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + p\lambda_{r\alpha} + \omega_r \lambda_{r\beta} = 0 \quad (\text{I.10})$$

$$V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + p\lambda_{r\beta} - \omega_r \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (\text{I.11})$$

Où « s » et « r » sont des références respectivement aux variables du stator et du rotor. De surcroît, les tensions sont représentées par $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ pour le stator, tandis que $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ correspondent aux courants du stator. Pour ce qui est des courants du rotor, ils sont désignés par $I_{r\alpha}$ et $I_{r\beta}$. ω_r représente la vitesse angulaire du rotor. Les résistances des bobinages du stator et du rotor sont notées respectivement R_s et R_r .

I.10.2 Equation de flux:

Sur la base des équations de tension déjà formulées, on peut déterminer les flux magnétiques du stator et du rotor en intégrant les formules de tension et en isolant les dérivées des flux.

Les formules ci-dessous expriment les flux magnétiques λ en relation avec les tensions, les courants, les résistances et la vitesse angulaire du rotor.

$$\lambda_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{I.12})$$

$$\lambda_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{I.13})$$

$$\lambda_{r\alpha} = \int (-R_r I_{r\alpha} - \omega_r \lambda_{r\beta}) dt \quad (\text{I.14})$$

$$\lambda_{r\beta} = \int (-R_r I_{r\beta} + \omega_r \lambda_{r\alpha}) dt \quad (\text{I.15})$$

I.10.3 Equation de courants:

Sur la base de la corrélation linéaire entre le courant et le flux magnétique dans les systèmes électromagnétiques, on peut formuler les courants du stator et du rotor en termes de flux magnétiques auto-induits et mutuels. À partir du modèle de couplage inductif entre les bobines du stator et du rotor, nous dérivons les relations ci-après :
Par la suite, tu rédiges :

$$I_{s\alpha} = (L_r \lambda_{s\alpha} - L_m \lambda_{r\alpha}) / (L_s L_r - L_m L_m) \quad (\text{I.16})$$

$$I_{s\beta} = (L_r \lambda_{s\beta} - L_m \lambda_{r\beta}) / (L_s L_r - L_m L_m) \quad (\text{I.17})$$

$$I_{r\alpha} = (L_s \lambda_{ra} - L_m \lambda_{ra}) / (L_s L_r - L_m L_m) \quad (\text{I.18})$$

$$I_{r\beta} = (L_s \lambda_{r\beta} - L_m \lambda_{ra}) / (L_s L_r - L_m L_m) \quad (\text{I.19})$$

où $\lambda_{s\alpha}$, $\lambda_{s\beta}$ représentent les éléments du flux statorique, tandis que $\lambda_{r\alpha}$, $\lambda_{r\beta}$ font référence aux éléments du flux rotorique. L_s , L_r représentent les inductances respectives du stator et du rotor, tandis que L_m symbolise l'inductance mutuelle.

I.10.4 Equation mécanique:

Afin d'expliquer le comportement dynamique mécanique du moteur asynchrone, nous employons l'équation de mouvement découlant de la seconde loi de Newton concernant la rotation des corps solides.

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (\text{I.20})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (\text{I.21})$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine

C_{em} : le couple électromagnétique

C_r : le couple résistant de la charge

K_f : la coefficient de frottement

I.10.5 Expression du couple électromagnétique:

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique généré peut être déterminé à partir des éléments des flux magnétiques du stator et du rotor dans un système fixe ($\alpha \beta$). Cette expression est fondée sur l'idée du produit vectoriel entre les éléments orthogonaux des flux. La formule ci-dessous représente l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = (3P/4) [\lambda_{s\beta} I_{s\alpha} - \lambda_{s\alpha} I_{s\beta}] \quad (\text{I.22})$$

I.11 Simulation du moteur asynchrone hexaphasé et Interprétation des résultats :

L'étude des performances de la machine entraînée directement par un réseau six phases a été réalisée dans deux conditions : à vide et sous-charge.

Analyse et discussion des courbes présentées dans les deux cas : sous charge et sous charge.

Schéma de simulation :

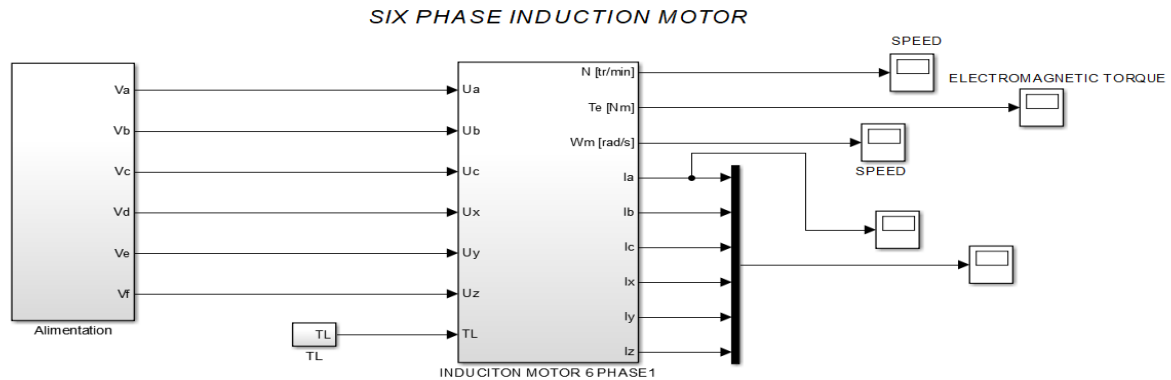


Figure I.3 : schéma de simulation de model moteur asynchrone hexa-phase

Premier cas : fonctionnement à vide

Les performances de la machine asynchrone hexa-phase lors d'une opération sans charge ($TL = 0$) sont illustrées dans les images ci-dessous.

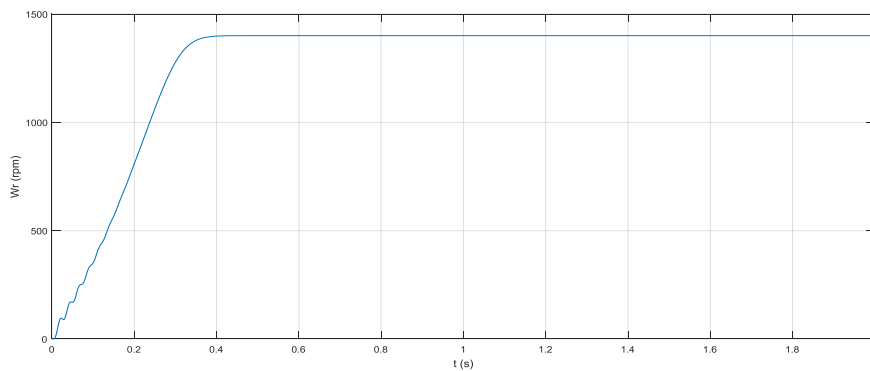


Figure I.4: la vitesse rotorique à l'état vide

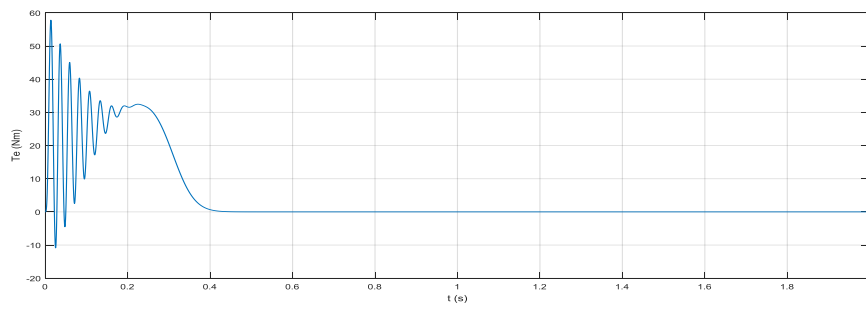


Figure I.5 : couple de moteur à l'état vide

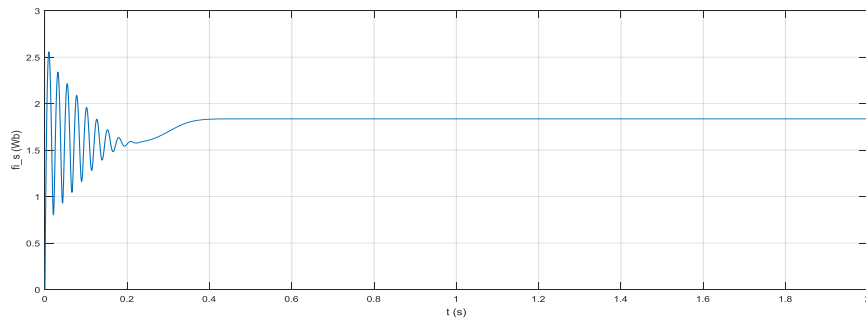


Figure I.6: flux stator à l'état vide

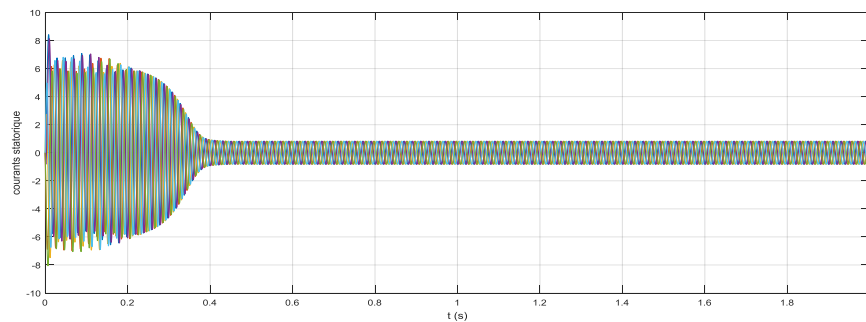
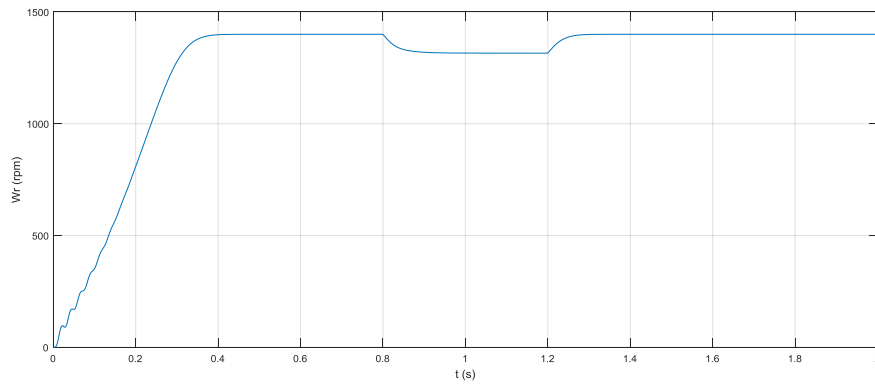
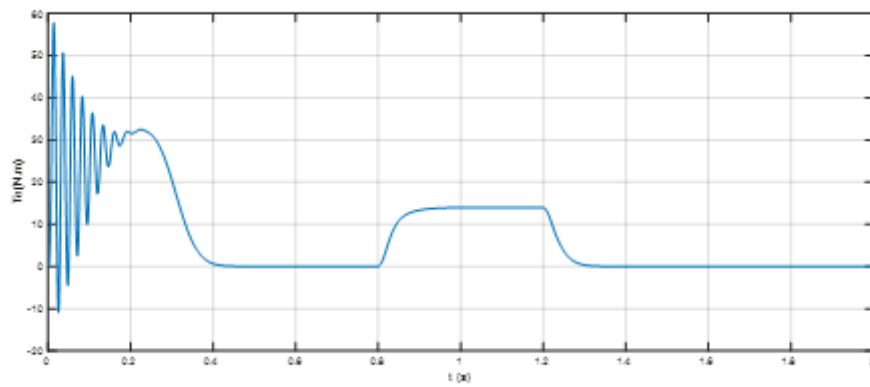
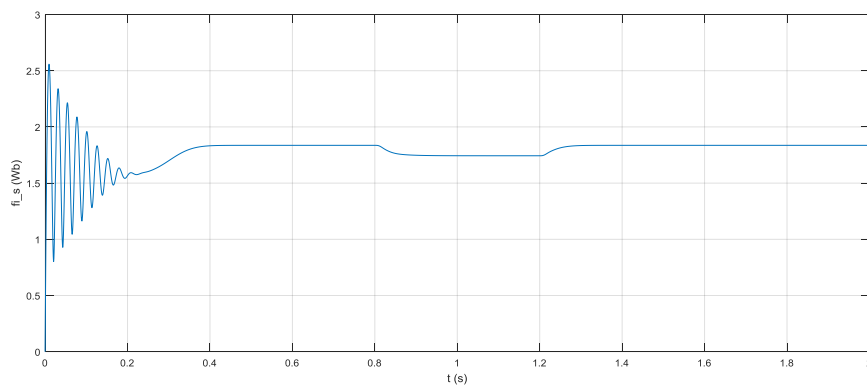


Figure I.7: courants statorique à l'état vide

Deuxième cas : fonctionnement à charge

Les performances de la machine asynchrone hexaphasée lors d'une opération en charge ($T_L = 4Nm$) sont illustrées dans les figures ci-dessous. La charge est appliquée à l'instant $t = 0.8 s$, ce qui correspond au fonctionnement normal de la machine

**Figure I.8:**vitesse rotorique à l'état charge**Figure I.9:**couple de moteur à l'état charge**Figure I.10:**flux statorique à l'état charge

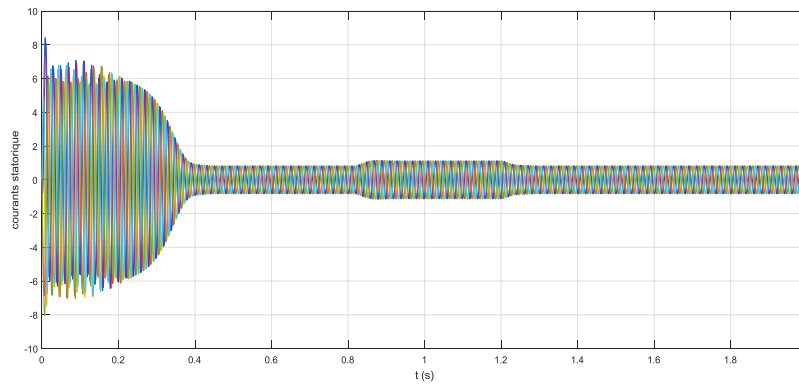


Figure I.11: Courants statoriques à l'état chargé

I.12 Interprétation des résultats

En fonctionnement à vide :

Dans le cas d'un fonctionnement à vide, un moteur asynchrone à six phases nous montre que :

La vitesse de rotation se stabilise à environ 1400 tr/min après un temps de retard d'environ 0,4 seconde.

Au démarrage, le moteur génère un couple d'environ 58 Nm, avec des oscillations. Au-delà de cette vitesse, le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 32 Nm.

Les courants dans le stator présentent une forme sinusoïdale et possèdent une amplitude identique. Sous le régime transitoire, l'appareil consomme des courants de très haute intensité, avec une amplitude atteignant 8.5A. Suite à la phase de transition, l'intensité des courants statoriques décroît pour atteindre un pic de 1.3A d'amplitude.

Le flux rotatif f_s oscille dans la région positive et se stabilise autour de 1,84 Wb.

En fonctionnement à chargé:

La vitesse de rotation diminue jusqu'à atteindre la valeur $N = 1385$ tr/min, qui est la vitesse nominale.

Le couple électromagnétique compense le couple engendré par la charge, ainsi que les pertes dues au frottement. Il présente une valeur stable de 14.35 N.m.

Le courant du rotor augmente à l'instant $t = 0,8$

L'application de la charge entraîne une diminution du flux statorique, qui passe d'environ 1,89 Wb à environ 1,78 Wb en valeur absolue.

I.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le moteur en général, analysé ses différentes versions, ses caractéristiques et sa modélisation. Il s'agit d'un dispositif à six phases, objet principal de ce chapitre (Modélisation d'un dispositif à six phases). Grâce à cette modélisation, nous avons pu développer un modèle mathématique représentant le dispositif. Sa complexité a été réduite grâce à diverses hypothèses simplificatrices, notamment l'utilisation de la transformée de Park. Une série de simulations a été réalisée et les résultats ont été analysés pour les cas en charge et à vide. Les résultats étaient optimaux.

Chapitre II :

Modélisation et simulation de l'onduleur

Hexa-phasé.

II.1 Introduction :

Le convertisseur de puissance est un dispositif de conversion fixe capable de transformer l'énergie provenant d'une source à tension continu en énergie à tension alternatif. Où nous trouvons une variété de convertisseurs ; chacun répondant aux exigences de performance dans le domaine pratique. Où l'apparence des composants électroniques de haute qualité est comparée à celle des électroniques des transformateurs traditionnels de base, en particulier, les onduleurs hexa-phasé.

Ce chapitre traite des différents types d'onduleurs et des méthodes de contrôle associées, en se concentrant particulièrement sur l'onduleur hexa-phasé. Nous examinons sa modélisation et son contrôle via SVPWM, puis nous discutons des résultats obtenus.

II.2 Classification des onduleurs :

Les onduleurs peuvent être classés de plusieurs manières en fonction de leurs caractéristiques, du type de commande de leurs sorties et de leur mode de fonctionnement. Ainsi, du point de vue du contrôle de la sortie, les onduleurs peuvent être divisés en deux types principaux :

- **Les onduleurs de tension :** qui contrôlent la tension de sortie et sont utilisés dans des applications telles que les systèmes d'alimentation sans interruption (UPS).

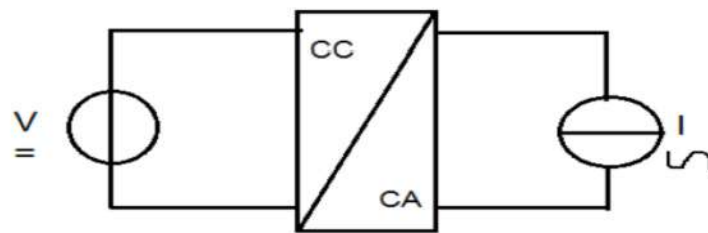


Figure II.1: Onduleur de tension

- **Les onduleurs de courant :** qui contrôlent le courant de sortie et sont utilisés dans des applications nécessitant une stabilité du courant, comme certains équipements sensibles.

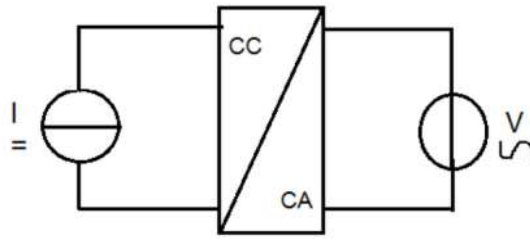


Figure II.2: Onduleur de courant

En termes de mode de fonctionnement, les onduleurs peuvent être classés selon le mécanisme de commutation en :

- Les onduleurs à commutation sinusoïdale, qui génèrent des ondes sinusoïdales.
- Les onduleurs à commutation carrée, qui génèrent des ondes carrées.
- Les onduleurs à commutation vectorielle, qui utilisent des techniques avancées pour contrôler les ondes produites.

De plus, les onduleurs sont également classés en fonction du nombre de phases :

- Des onduleurs monophasés utilisés dans les systèmes monophasés.
- Des onduleurs triphasés utilisés dans les systèmes triphasés
- Des onduleurs multi-transformateurs qui fournissent des sorties multi-phasées.

II.3 Les différents types d'onduleur :

Les onduleurs sont des dispositifs utilisés pour convertir l'énergie électrique, et il existe différents types en fonction du nombre de niveaux de la tension de sortie et des applications pour lesquelles ils sont utilisés.

- **Les onduleurs à deux niveaux :** génèrent une tension simple, mais peuvent entraîner des distorsions (harmoniques) dans l'onde.
- **Les onduleurs à trois niveaux (NPC) :** améliorent la qualité de l'onde et réduisent les harmoniques.
- **Les onduleurs multi-niveaux (quatre niveaux et plus) :** offrent une meilleure qualité d'onde, mais augmentent la complexité.

En termes d'applications :

- **Les onduleurs monophasés** : sont utilisés dans les applications domestiques où la puissance est faible.
- **Les onduleurs triphasés** : sont utilisés dans les systèmes industriels et pour les équipements à haute puissance.

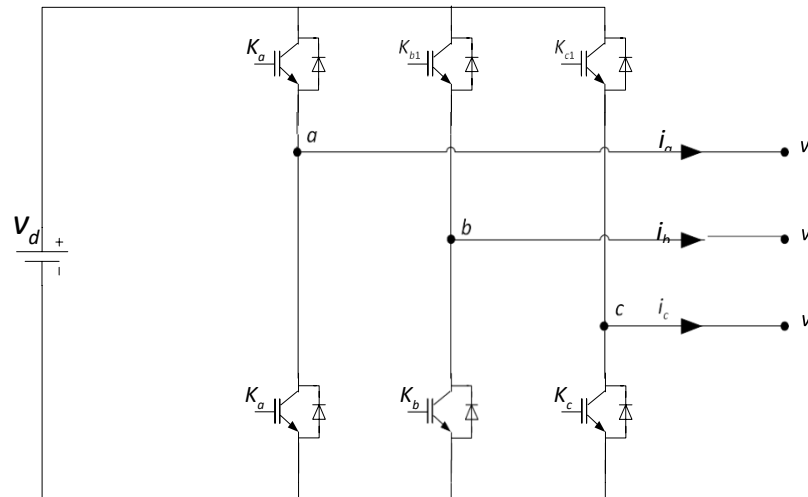


Figure II.3 : Onduleur triphasé

- **Les onduleurs à onde sinusoïdale** : fournissent une onde sinusoïdale pure, ce qui les rend idéaux pour les appareils sensibles.

II.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur hexa-phasé :

Un onduleur hexa-phasé, ou à (six phases), constitue une avancée par rapport aux onduleurs triphasés traditionnels. Il est utilisé dans des applications qui exigent une performance électromagnétique supérieure, une redondance accrue ou une densité de puissance élevée, généralement dans les systèmes de traction, les véhicules électriques, les générateurs distribués et certaines applications essentielles de conversion d'énergie.

II.5 Commande par Modulation de Largeur d'impulsion :

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), également appelée modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou modulation de durée d'impulsion (MDI) [16], est une méthode basée sur les principes du traitement du signal en télécommunications.

La MLI est aujourd'hui au cœur des stratégies de conversion d'énergie dans les systèmes multi-phasés. En ajustant finement la durée des impulsions délivrées par

l'onduleur, il peut reproduire des formes d'onde proches de la sinusoïde souhaitée, tout en minimisant le contenu harmonique. Cette capacité est particulièrement précieuse dans les architectures multi-phasées, où la qualité des signaux de commande détermine directement les performances.

II.5.1 Principe de base de MLI :

La MLI permet de contrôler la forme de l'onde de sortie en ajustant la durée pendant laquelle chaque interrupteur est fermé. L'idée principale est d'obtenir une forme d'onde qui se rapproche de l'onde sinusoïdale, tout en minimisant les pertes et les distorsions.[8]

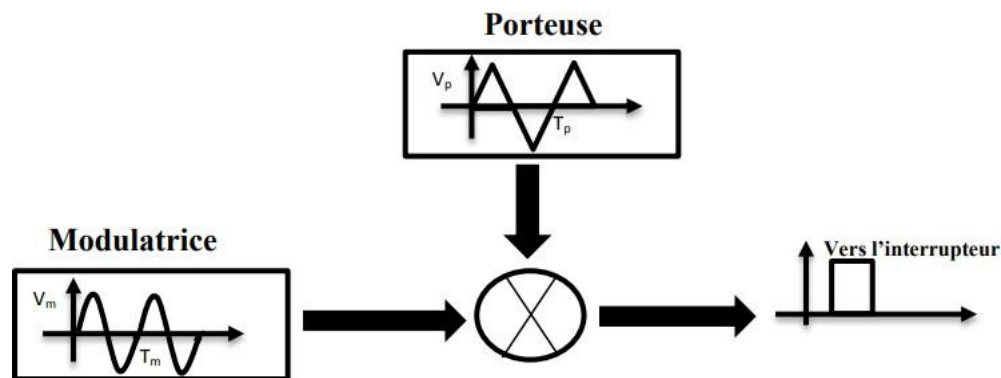


Figure II.4:Schéma synoptique de la M.L.I.

II.6 Domaine d'application :

Les onduleurs Hexa-phase avec MLI sont utilisés dans diverses applications, telles que :

- Alimentation des moteurs électriques.
- Les systèmes d'énergie renouvelable comme les systèmes photovoltaïques.
- Les systèmes de conditionnement d'énergie pour les réseaux électriques.
- Les appareils électroniques à haute efficacité énergétique.
- La variation de vitesse des moteurs électriques.
- Les systèmes de traction électrique.
- Les installations photovoltaïques

II.7 Objectifs de MLI Vectorielle (SVM) :

- Technique avancée pour améliorer les performances globales des onduleurs.
- Réduction des harmoniques pour améliorer la qualité du signal et réduire les interférences électriques.
- Optimisation de l'utilisation de la tension disponible dans le système, ce qui améliore l'efficacité et réduit les pertes.
- Amélioration de l'utilisation des vecteurs d'espace afin de réduire les pertes d'énergie et d'atteindre des performances optimales.
- Meilleure gestion des harmoniques dans le système, entraînant une augmentation de l'efficacité des onduleurs.
- Amélioration de la qualité du signal de sortie, rendant le système plus stable et précis.

II.7.1 Principe de la commande MLI vectorielle

La modulation du vecteur de largeur d'impulsion utilise un algorithme numérique pour produire une séquence de commandes des interrupteurs de l'onduleur, permettant ainsi la génération d'un vecteur de tension de sortie qui se rapproche le plus possible du vecteur de tension de référence. Cette technique de MLI repose sur les principes suivants:

- L'échantillonnage du signal de référence s'effectue à des intervalles réguliers T , appelés période de modulation
- Au cours de chaque période de modulation, une impulsion d'une largeur T est générée et centrée sur la période, dont la valeur moyenne correspond à celle de la tension de référence au centre de la période (MLI symétrique).
- L'harmonisation des états tous les interrupteurs d'un même demi-point au centre et aux deux extrémités de la période est réalisée.

Le tableau 1.1 présente les huit configurations de commutateurs possibles dans un onduleur triphasé à six commutateurs (en pont « bipolaire »). Pour chacune de ces configurations, le tableau indique les tensions de phase V_a, V_b, V_c ainsi que leurs composantes α et β dans le référentiel de Concordia, notées respectivement $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Le vecteur de référence est également mentionné. $\vec{V}_s$ associé à chaque état de commutation. Parmi ces huit vecteurs de tension, deux — désignés $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$ — correspondent à des vecteurs nuls, c'est-à-dire d'amplitude nulle. Les six vecteurs restants, appelés vecteurs

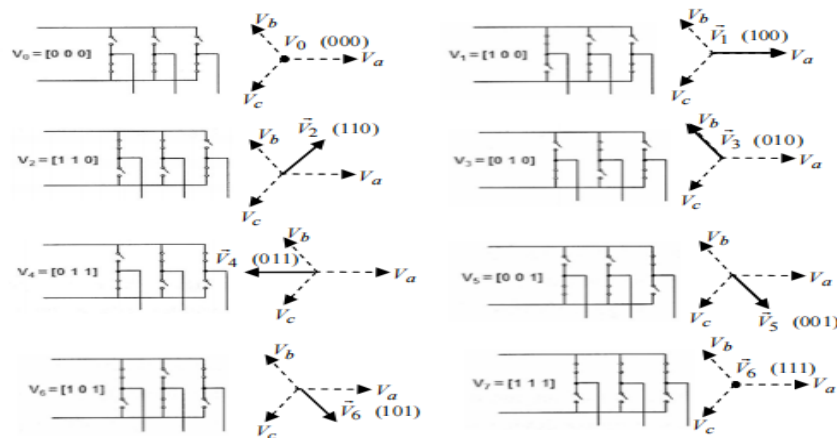
actifs, ont un module identique, donné par $E\sqrt{2}/3$ et $E = U_{dc}$ représente la tension d'alimentation CC de l'onduleur

Tableau II.1: Calcul des vecteurs de tensions

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_a	V_b	V_c	α	β	$\vec{v}_s$
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	$\vec{v}_0$
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_1$
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_2$
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_3$
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_4$
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_5$
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_6$
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	$\vec{v}_7$

Une analyse combinatoire des différentes configurations possibles des commutateurs constituant le convertisseur triphasé à trois bras (comprenant chacun deux commutateurs) conduit à un total de huit combinaisons distinctes, soit $2^3 = 8$ états de commutation. Parmi ceux-ci, les états actifs (non nuls) sont les deux configurations r, ou des vecteurs nuls. Ces différents états sont représentés sur la figure 17. Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante

$$V_i = \begin{cases} \sqrt{2/3} * U_{dc} * e^{j(i-1)*\frac{\pi}{3}} & i = 1, \dots, 6; \\ 0 & i = 0, 7 \end{cases}$$

Figure II.5: Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension V_i

L'angle entre deux vecteurs consécutifs qui définissent les sommets d'un hexagone régulier est $\frac{\pi}{3}$ comme illustré dans le correspondant $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$ ($i = 1 \dots 6$) délimite l'un des six secteurs de l'hexagone. À noter que, dans le secteur 6, le vecteur $\vec{V}_{i+1}$ désigne le vecteur $\vec{V}_1$

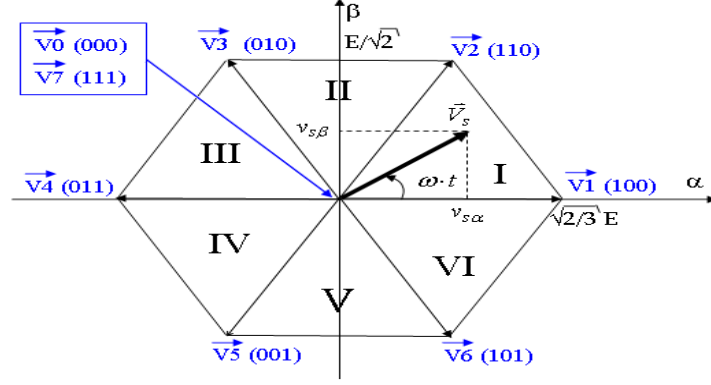


Figure II.6: Représentation du polygone de commutation

Vecteur tension de référence :

On peut définir un vecteur $\vec{V}_s$, dont les coordonnées correspondent aux composantes de Concordia $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, issues du système triphasé de tensions V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} que l'on souhaite obtenir en sortie. Vecteur de tension de référence :

$$\begin{cases} V_{sa} = r * U_{dc}/2 * \cos(\omega t) \\ V_{sb} = r * U_{dc}/2 * \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{sc} = r * U_{dc}/2 * \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r * \sqrt{3/2} * U_{dc}/2 * \cos(\omega t) \\ V_{s\beta} = r * \sqrt{3/2} * U_{dc}/2 * \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le vecteur $\vec{V}_s$ est défini comme un vecteur rotatif avec une amplitude de $r\sqrt{3/2} U_{dc}/2$ tournant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre à une vitesse angulaire ω , correspondant à la fréquence angulaire des tensions de sortie souhaitées. À tout instant, le vecteur $\vec{V}_s$ peut être exprimé comme une combinaison linéaire de deux vecteurs actifs adjacents, $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$, où $i = 1, \dots, 6$. Par conséquent, une approximation de $\vec{V}_s$ peut être synthétisée en synchronisant de manière appropriée l'application des états de commutation

correspondant à $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$ sur un intervalle de temps très court. L'identification du secteur 'i' on applique l'algorithme suivant.

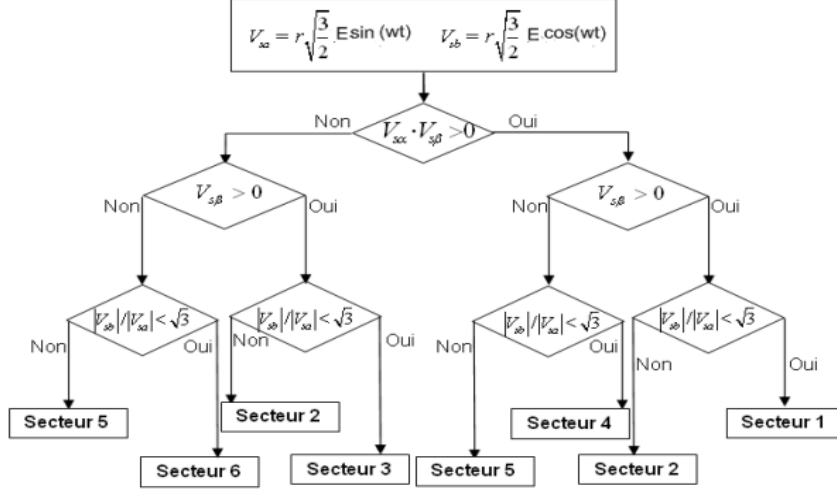


Figure II.7 : Algorithme de détection des secteurs

En général, le vecteur de tension de commande de référence $\vec{V}_{ref}$ est approximé sur la période de modulation T par la synthèse d'un vecteur de tension moyenne $\vec{V}_{moyenne}$. Ce vecteur est construit à partir d'une combinaison des deux vecteurs d'état de commutation actifs adjacents de l'onduleur, $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$, ainsi que des vecteurs nuls $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$.

$$\vec{V}_{moy} = r * \sqrt{\frac{3}{2}} * \frac{U_{dc}}{2} * e^{j\theta} + jV_{s\beta} = \int_0^{T/2} V_0 dt + \int_{T/2}^{T/2+T_i} V_i dt + \int_{T/2+T_i}^{T/2+T_i+T_{i+1}} \vec{V}_{i+1} + \int_{T/2+T_i+T_{i+1}}^{T/2} \vec{V}_7 dt \quad (II.3)$$

$$T_0 + T_i + T_{i+1} = T/2 \quad (II.4)$$

L a décomposition de (II.3) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante

$$\frac{T}{2} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} * U_{dc} \left[T_i \begin{pmatrix} \cos(\frac{i-1}{3} * \pi) \\ \sin(\frac{i-1}{3} * \pi) \end{pmatrix} \right] + \left[\begin{pmatrix} \cos(\frac{i}{3} * \pi) \\ \sin(\frac{i}{3} * \pi) \end{pmatrix} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} * U_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\frac{i-1}{3} * \pi) & \cos(\frac{i}{3} * \pi) \\ \sin(\frac{i-1}{3} * \pi) & \sin(\frac{i}{3} * \pi) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{pmatrix} \quad (II.5)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit

$$\begin{pmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2} \cdot T}{2U_{dc}} \begin{bmatrix} \sin(i\pi/3) & -\cos(i\pi/3) \\ -\sin((i-1)\pi/3) & \cos((i-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

T_i : Intervalle de temps alloué au vecteur V_i

T_{i+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{i+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs V_0 et V_7

La séquence dans laquelle les configurations de commutation correspondant aux vecteurs $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$, et le vecteur nul $\vec{V}_0$ ou $\vec{V}_7$ sont appliquées pendant la période de modulation est sélectionnée pour satisfaire deux critères principaux. Premièrement, tous les commutateurs d'un même demi-pont doivent conserver le même état de commutation au début, au milieu et à la fin de la période de modulation. Deuxièmement, la séquence de commutation globale doit présenter une symétrie par rapport au point médian de l'intervalle de modulation, comme illustré à la figure II.8.

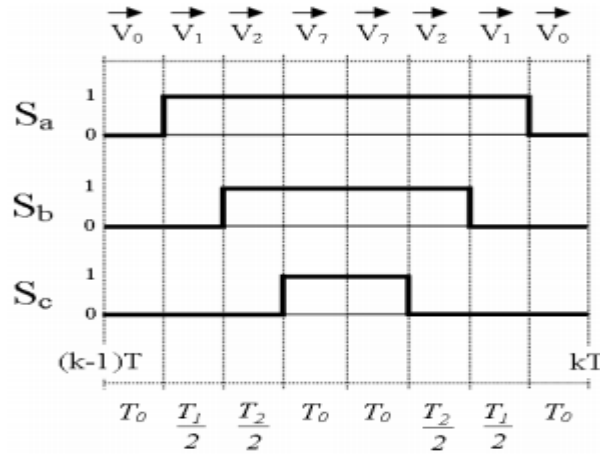


Figure II.8: États des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone

Nous procéderons ensuite au calcul des temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone. Nous nous limiterons à examiner la commande des interrupteurs et les formes d'ondes de contrôle lorsque l'indice de modulation est égal à 6i. Selon la figure II.9, nous avons :

$$V_s = V_{s\alpha} + j \times V_{s\beta} \quad (\text{II.7})$$

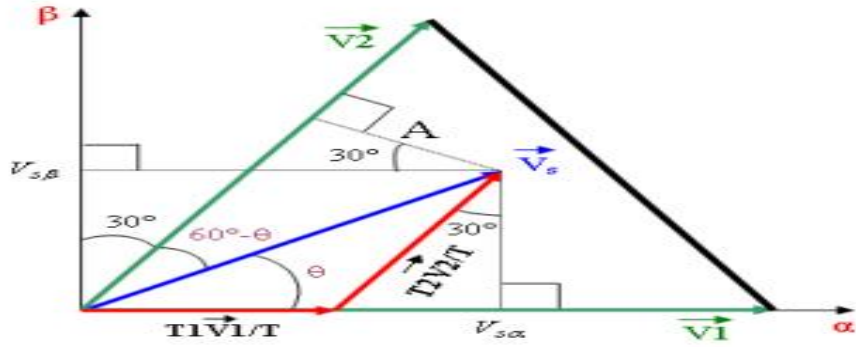


Figure II.9 : Calcul des temps de commutation T1 et T2 du premier secteur

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_s \cos(\theta) \\ V_{s\beta} = V_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

On a aussi

$$V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} * E \quad (\text{II.9})$$

D'un autre coté la valeur de A de la figure II.11 peut être calculée de deux manières

$$A = \frac{T_1 V_1}{T} * \cos(\pi/6) = V_s \sin(\pi/3 - \theta) \quad (\text{II.10})$$

d'où

$$T_1 = \frac{V_s \sin(\pi/3 - \theta) * T}{V_s * \cos(\pi/6)} = V_s \sin(\pi/3 - \theta) * \frac{2T}{\sqrt{2}E} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{sa} - \frac{1}{2} V_{s\beta} \right) * \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (\text{II.11})$$

Qui peut s'écrire sous la forme

$$T_1 = V_s (\sin(\pi/3) - \cos \theta - \cos \pi/3 - \sin \theta) * \frac{2T}{\sqrt{2}E} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{sa} - \frac{1}{2} V_{s\beta} \right) * \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (\text{II.12})$$

D'où

$$T_1 = \frac{\sqrt{6} * V_{sa} - \sqrt{2} * V_{s\beta}}{2E} T \quad (\text{II.13})$$

D'un autre coté

$$\cos(\pi/6) = \frac{V_{s\beta}}{T_2 V_2 / T} \quad (\text{II.14})$$

d'où

$$T_2 = V_{s\beta} \frac{T}{V_2 \cos(\frac{\pi}{6})} = V_{s\beta} \frac{T}{\sqrt{2/3} * E * \sqrt{3}/2} \quad (\text{II.15})$$

Qui peut s'écrire sous forme

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{E} * V_{s\beta} * T \quad (\text{II.16})$$

En réalisant un calcul comparable pour chaque domaine, on peut déterminer le temps de basculement des commutateurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone. Le tableau II.2 présente la valeur de ce temps ainsi que l'ordre de succession des configurations associées aux vecteurs V_i et V_{i+1} , ainsi qu'au vecteur V_0 ou V_7 pendant la durée de la modulation.

Tableau II.2: Description des séquences de conduction des interrupteurs

Secteur 01	Secteur 02	Secteur 03
$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$ $T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$ $T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$
Secteur 04	Secteur 05	Secteur 06
$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_5 \vec{V}_0$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_5 \vec{V}_0$ $T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_1 \vec{V}_0$ $T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$

II.8 La modélisation d'onduleur hexa-phase de tension

L'onduleur envisagé est hexaphasé (avec six phases de sortie), il est nécessaire d'interconnecter deux onduleurs triphasés comme illustré dans la configuration suivante. [19]

Il est composé de six bras, chacun équipé de deux interrupteurs, ce qui donne un total de 12 interrupteurs. Chaque bras nous offre une phase. Ce modèle est conçu pour les applications à haute puissance liées aux machines multiphases, notamment la machine étoile double. [20]

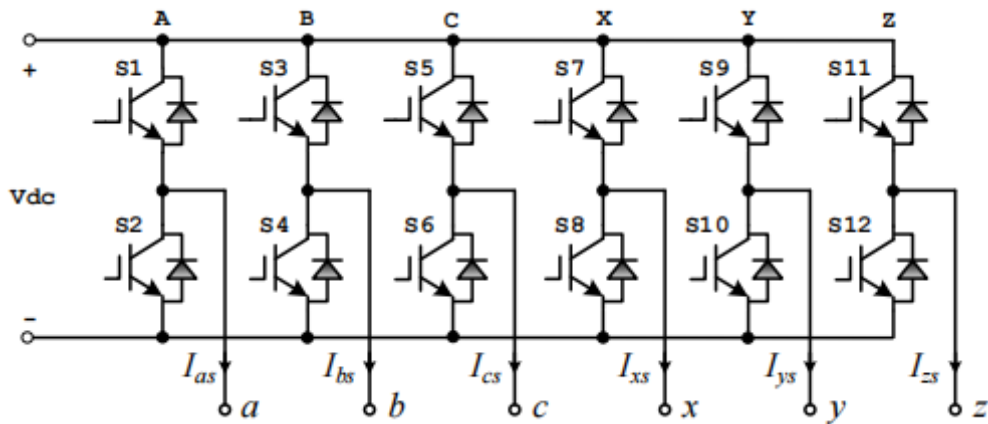


Figure II.10: Modèle de circuit de puissance de l'onduleur 6 phases

II.8.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension Hexa-phasée

Dans cette section, nous nous concentrons sur la modélisation des convertisseurs multi-phases. Nous commençons par modéliser le premier onduleur triphasé et en dérivons le modèle correspondant pour l'onduleur 2, car l'onduleur étudié est composé de deux onduleurs triphasés perpendiculaires connectés à Vdc.

Les variables $S_a, S_b, S_c, S_x, S_y, S_z$ en fonction de l'état des commutations dans les hexa branches :

(1) :

$$S_a = 0 \text{ si } S_1 = 0 \text{ } S_2 = 1 \quad (\text{II.17})$$

$$S_a = 1 \text{ si } S_1 = 1 \text{ } S_2 = 0 \quad (\text{II.18})$$

(2) :

$$S_b = 0 \text{ si } S_3 = 0 \text{ } S_4 = 1 \quad (\text{II.19})$$

$$S_b = 1 \text{ si } S_3 = 1 \text{ } S_4 = 0 \quad (\text{II.20})$$

(3) :

$$S_c = 0 \text{ si } S_5 = 0 \text{ } S_6 = 1 \quad (\text{II.21})$$

$$S_c = 1 \text{ si } S_5 = 1 \text{ } S_6 = 0 \quad (\text{II.22})$$

Les tensions à la sortie

$$U_{ab} = (S_a - S_b) \times V_{dc} \quad (\text{II.23})$$

$$U_{bc} = (S_b - S_c) \times V_{dc} \quad (\text{II.24})$$

$$U_{ca} = (S_c - S_a) \times V_{dc} \quad (\text{II.25})$$

L'expression des tensions sur les lignes par rapport aux tensions composites :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \\ V_{sb} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_{sc} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{ab}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Dans les simulations, l'onduleur est considéré grâce à l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

De la même façon, nous déterminons la tension dans l'onduleur 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ V_{sz} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \\ S_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.9 Simulation d'un onduleur hexaphasé commandé par modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI vectorielle, SVM)

Nous simulons un transformateur à six phases en utilisant la méthode dite de modulation vectorielle d'impulsions (SVM) et améliorons la qualité du courant de sortie du transformateur en plaçant d'abord les vecteurs dans un espace bidimensionnel (α, β) pour obtenir la forme d'onde de tension la plus idéale (sinusoïdale) en les combinant.

Schéma de simulation

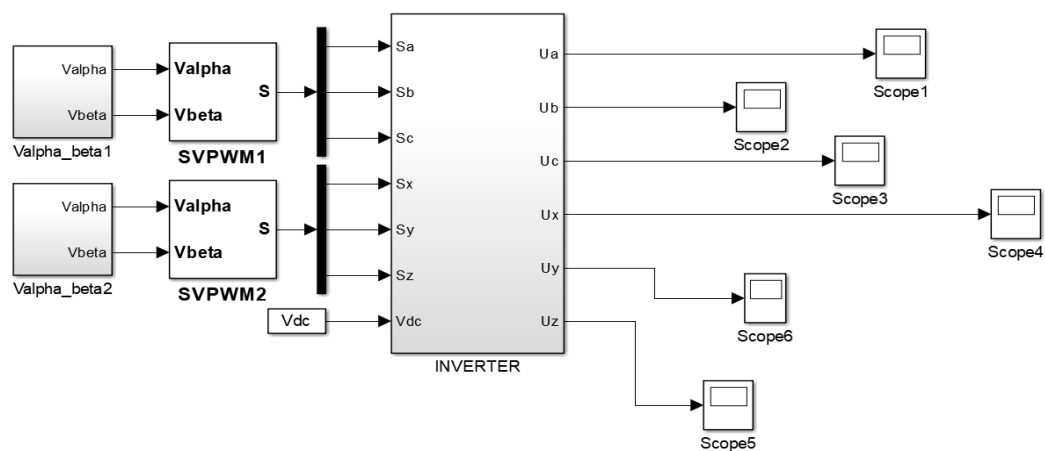


Figure II.11: Simulation d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM)

Le résultat de simulation

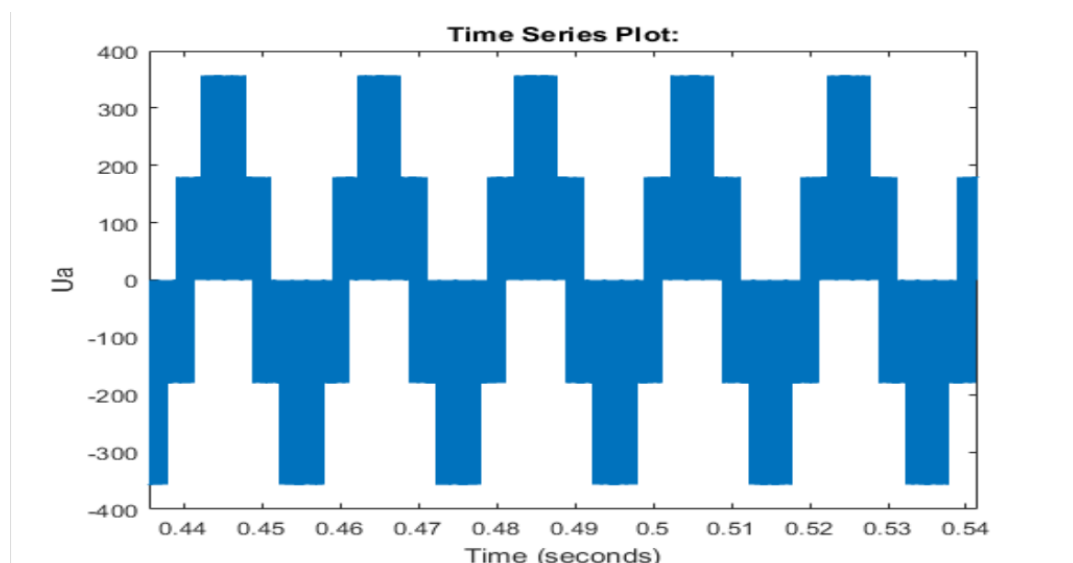


Figure II.12: Tension d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM) U_a

II.10 Interprétation des résultats d'onduleur hexa-phase commandé par MLI Vectorielle (SVM)

Le graphique montré illustre la tension de phase U_a produite par un onduleur asymétrique à six phases, contrôlé par la méthode de modulation vectorielle en largeur d'impulsion. La forme d'onde présente un profil trapézoïdal à trois niveaux, indiquant une transition discrète entre les états des commutateurs de l'onduleur. Cette technique de modulation facilite la synthèse d'une tension moyenne comparable à une sinusoïde en optimisant l'usage du bus continu (pouvant atteindre jusqu'à 90,6 % de V_{dc}) tout en réduisant au minimum les harmoniques de basse fréquence. L'équilibre, caractéristique d'un système multiphasé bien régulé, est signalé par la symétrie et la périodicité du signal.

Ce genre de commande convient particulièrement aux moteurs asynchrones multiphasés, car il garantit une densité de couple supérieure, diminue le couple pulsatoire et améliore globalement les performances dynamiques du système.

II.11 Alimentation d'un moteur avec un onduleur

Un moteur à six phases dotées d'un onduleur asymétrique s'appuie sur une structure spatialement décalée, comportant deux ensembles de trois phases alimentées par un onduleur à 12 commutateurs ou une configuration semblable. Cette configuration diminue les fluctuations de courant et de couple, renforce la fiabilité et accroît la résistance aux défaillances. Des méthodes sophistiquées telles que la modulation vectorielle (SVPWM) et la décomposition vectorielle du courant (α - β) contribuent à perfectionner la qualité du courant, à minimiser les vibrations et à enrichir la dynamique du système, le rendant approprié pour des applications industrielles comme le transport, les ascenseurs et les systèmes de propulsion.

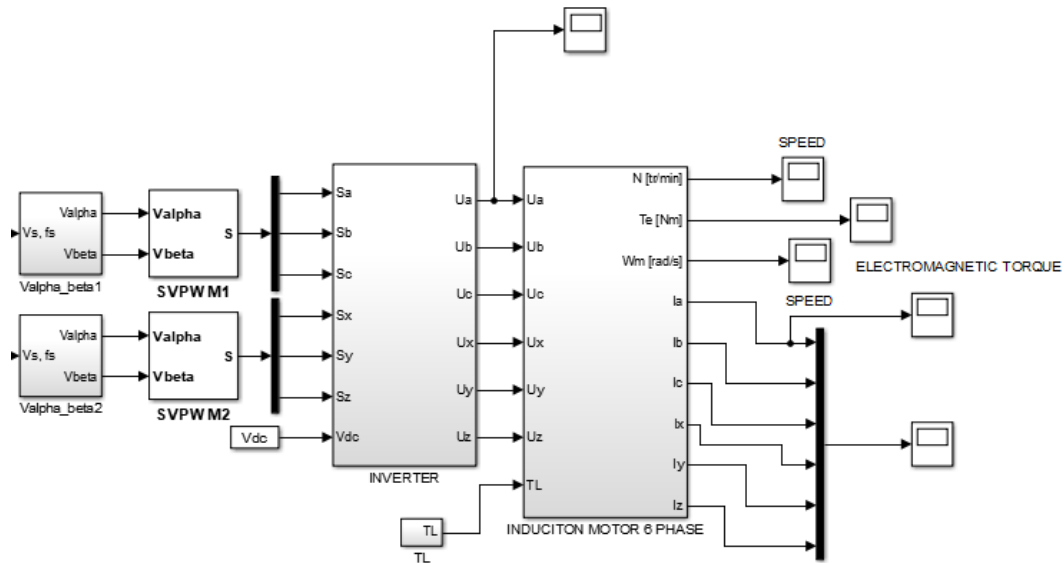


Figure II.13: Alimentation d'un moteur avec un onduleur contrôle par commande SVM

Résultat de simulation

Premiers cas : à l'état charge

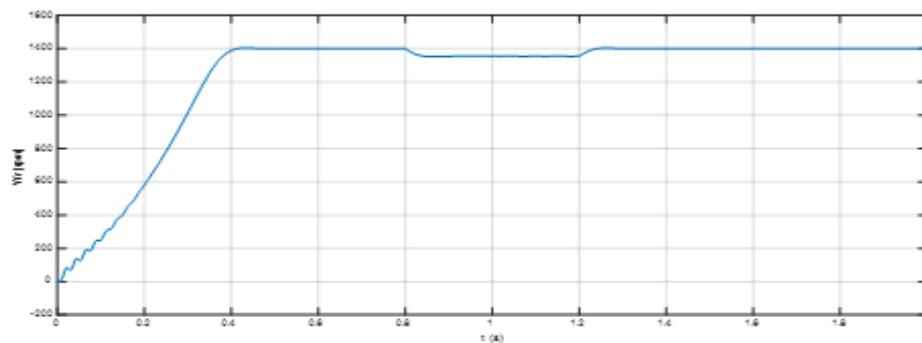


Figure II.14: la vitesse de rotor à l'état contrôlé par la commande MLI vectoriel (SVM)

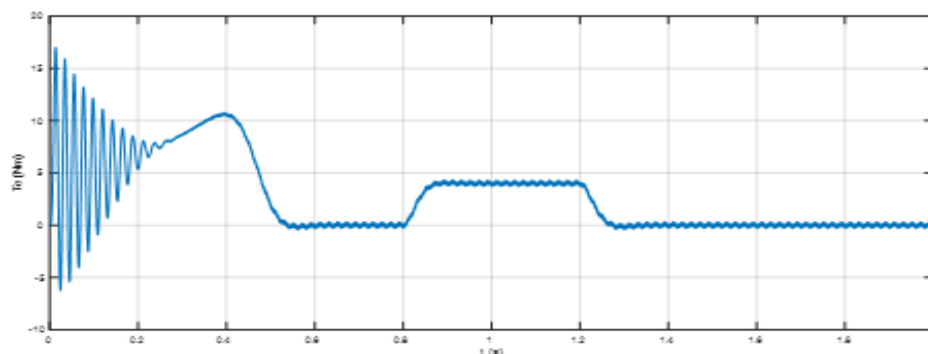


Figure II.15: Couple moteur à l'état contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)

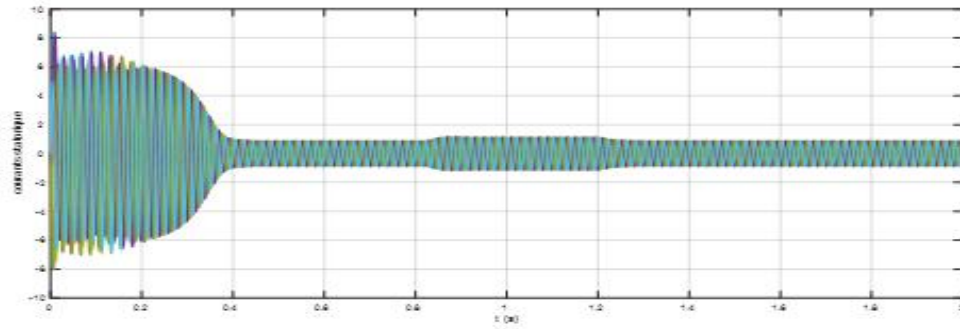


Figure II.16: courants statorique à l'état contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)

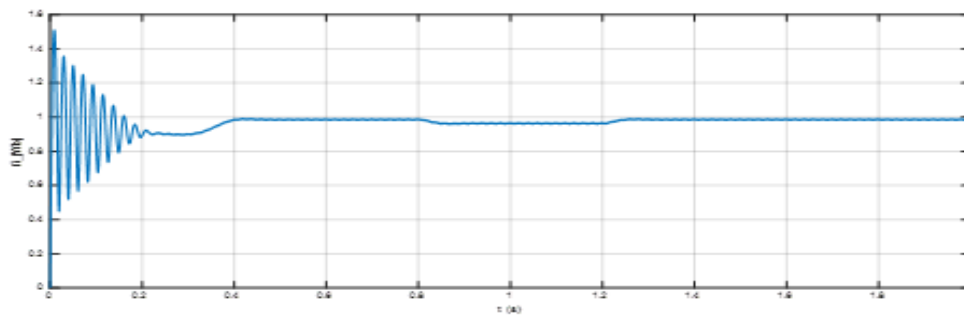


Figure II.17: flux statorique à l'état contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)

Deuxième cas : à l'état vide

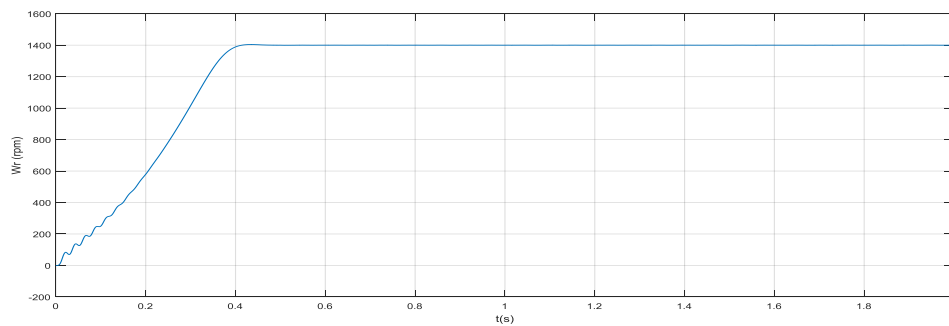


Figure II.18 : la vitesse de rotor à l'état contrôlé par la commande MLI vectoriel (envide)

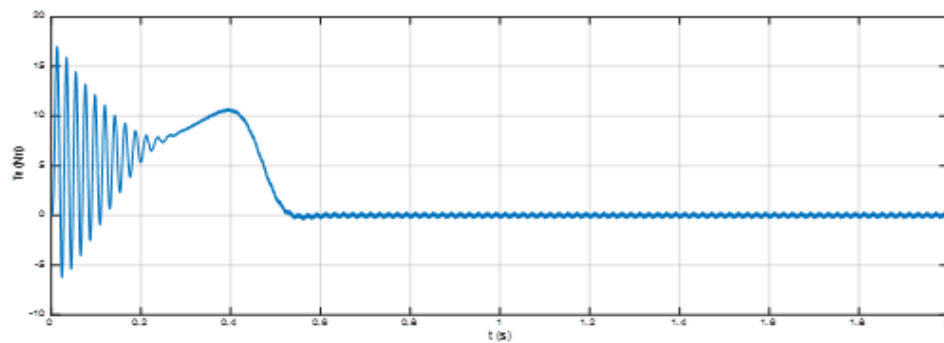


Figure II.19: Couple de moteur à l'état contrôlé par la commande (SVM) en vide

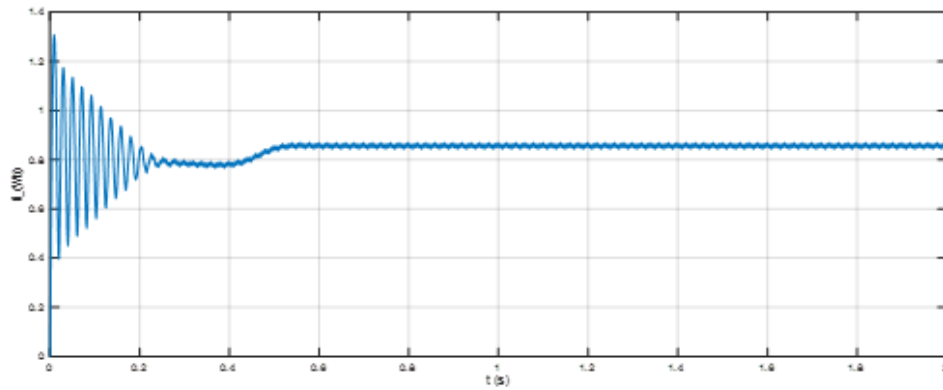


Figure II.20: flux statorique à l'état contrôlé par la commande (SVM) en vide

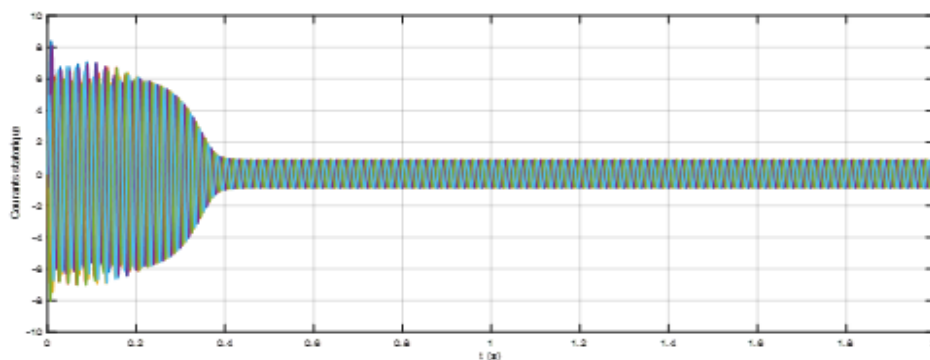


Figure II.21: courants statoriques par la commande (SVM) en vide

II.12 Interprétation des résultats d'alimentation de moteur hexa-phase avec un onduleur hexa-phase contrôlé par la commande MLI vectorielle (SVM)

Pour le première cas : à l'état de charge

- La courbe illustre l'évolution de la vitesse d'un moteur asynchrone non-symétrique à six phases, alimenté en boucle ouverte par un onduleur SVPWM sous charge. Le système atteint rapidement un état stable à 1400 tr/min avec de faibles oscillations. La perturbation transitoire à 0,7 s
- Après le démarrage qui a été caractérisé par des oscillations transitoires rapidement amorties (environ 0,2 seconde), le système atteint un état stable avec un couple constant et des oscillations faibles dues à la modulation. Les variations de couple observées autour de 0,8 seconde et 1,2 seconde, changements de consigne ou de charge sont suivies d'une réponse rapide et bien amortie, ce qui confirme l'efficacité du contrôleur à maintenir la stabilité du couple et la performance dynamique sous des conditions de fonctionnement variables.

- Le tracé des courants du stator d'un moteur asynchrone hexa-phasé asymétrique, géré par SVPWM et alimenté par un convertisseur hexaphasé en mode ouvert sous charge, révèle une conduite typique d'un système parfaitement contrôlé. Suite à une montée d'appel initiale élevée, l'amplitude des oscillations diminue rapidement pour se stabiliser, présentant des courants presque sinusoïdaux et de légères ondulations causées par la modulation. Le fait qu'aucun déséquilibre significatif n'apparaisse, malgré l'asymétrie du moteur, souligne que le contrôle SVPWM et l'onduleur assurent une répartition efficace des courants, ce qui garantit une exploitation fiable et performante du système sous charge
- L'étude du diagramme de flux pour un moteur asynchrone à six phases, qui est alimenté par un onduleur hexaphasé géré par SVPWM en mode de charge, met en évidence deux phases distinctes dans le fonctionnement du système :
 - Initialement (jusqu'à environ 0,1 seconde), on note une phase transitoire marquée par des oscillations rapides, avec un pic de flux atteignant approximativement 1,4 Wb. Cette phase illustre la réaction dynamique du moteur lors de l'alimentation électrique et l'ajustement rapide du système à la charge imposée.
 - Suite à cette phase de transition, le débit se stabilise à environ 1,15 Wb, avec des variations résiduelles minimales. Cette constance démontre que la stratégie de commande SVPWM assure un flux optimal et régulier, même en présence d'une charge, ce qui est crucial pour assurer une performance efficace et fiable du moteur.

Deuxième cas : à l'état vide

Les courbes présentées illustrent le comportement dynamique d'un moteur asynchrone hexa-phasé, commandé par SVPWM en boucle ouverte et à vide. La vitesse angulaire présente une montée rapide suivie d'une stabilisation autour de 1 500 rad/s, témoignant d'un bon démarrage. Le couple électromagnétique présente des oscillations transitoires avant de converger vers une valeur proche de zéro, typique d'un fonctionnement à vide. Le débit, lié à cette stabilité, est principalement dû à l'efficacité de la commande SVPWM, qui permet de générer des signaux de commande proches du comportement sinusoïdal souhaité, tout en minimisant les harmoniques. Les faibles ondulations résiduelles observées sur le couple et le débit résultent des effets de modulation et des caractéristiques.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande d'un onduleur six phases par modulation de largeur d'impulsion en temps réel (SVPWM) et le contrôle moteur, ainsi que l'intégration d'un onduleur six phases et l'approche mathématique utilisée pour contrôler la SVPWM. Nous avons réalisé des simulations de l'onduleur seul et de l'onduleur avec moteur, et avons conclu que :

- Une étude détaillée sur les canaux de couple, de courant et de vitesse a révélé que la technique SVPWM génère une tension coordonnée et équilibrée pour six phases du moteur, permettant des vitesses de démarrage et de référence souhaitées, et optimisant la tension ondulée disponible.
- Le SVPWM, bien qu'efficace pour améliorer la qualité de production et le contrôle permanent, ne peut pas garantir des performances dynamiques satisfaisantes en boucle ouverte. Il doit être couplé avec un système de contrôle pour une meilleure réponse.

Chapitre III :

Application de la commande scalaire

(V/F)

III.1 Introduction

On dispose de diverses méthodes pour contrôler la machine asynchrone, telles que : le contrôle scalaire, le contrôle vectoriel, le contrôle direct du couple, entre autres. Ce chapitre introduira la méthode de contrôle scalaire d'une machine asynchrone (v/f). [20]

La commande V/f (ou commande scalaire) est une méthode de régulation principalement destinée aux moteurs asynchrones (à induction), qui vise à modifier simultanément la tension (V) et la fréquence de l'alimentation du stator (f), tout en préservant un rapport constant V/f pour maintenir la constance du flux d'air-gap et garantir une opération stable du moteur.

III.2 Principe de fonctionnement de la commande v/f [21]

La méthode de contrôle scalaire V/f offre une réponse lente en termes de vitesse et de couple pour les moteurs à induction, en raison de l'interaction entre les composantes du flux et du couple. En modélisant le moteur à l'aide de vecteurs spatiaux dans un système de référence à deux axes, cela permet un contrôle indépendant, améliorant ainsi la performance dynamique du moteur. [23].

La méthode de commande V/f, largement utilisée dans les entraînements à vitesse variable, repose sur l'ajustement proportionnel de l'amplitude et de la fréquence de la tension statorique. Dans une machine asynchrone, la vitesse du rotor dépend directement de la fréquence statorique, ce qui impose d'adapter celle-ci à chaque consigne. Pour maintenir un couple électromagnétique constant jusqu'à la vitesse nominale, le flux d'entrefer (λ_s) doit rester constant. Cependant, une tension statorique fixe associée à une variation de fréquence seule engendre une perturbation de λ_s , ce qui affecte le couple produit. La relation entre la tension statorique et le flux est ainsi décrite par l'Équation (III.1)

$$V_{sa} = R_s I_s + p \lambda_s \quad (III.1)$$

Le flux statorique est défini comme l'intégrale de la tension contre-électromotrice induite dans les enroulements du stator, et il est calculé comme dans l'équation de flux statorique.

$$\lambda_s = \int (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.2)$$

Si la chute de tension ohmique jusqu'à $R_s I_s$ à travers la résistance de l'enroulement du stator est ignorée, alors l'équation est obtenue

$$\lambda_s = \int V_s dt \quad (\text{III.3})$$

Comme le montre l'Équation (III.3), le vecteur du flux statorique λ_s est l'intégrale de la tension appliquée V_s et dépend directement de l'amplitude et de la fréquence de cette tension. L'impédance du bobinage du moteur alimenté par la tension V_s est $Z = \sqrt{(R^2 + (XL)^2)}$, où $XL = 2\pi f_s L$ est la réactance inductive du bobinage, directement liée à la fréquence f_s de la tension appliquée. Dans la méthode de commande V/f : 1) Lorsque l'on fait varier uniquement la fréquence f_s tout en gardant la tension V_s constante, cela modifie à la fois la réactance inductive du bobinage (XL) et l'impédance totale (Z), ce qui entraîne une variation du courant statorique I_s et donc du flux statorique λ_s . 2) À l'inverse, si l'on maintient la fréquence f_s constante et que l'on fait varier seulement la tension V_s , le flux statorique λ_s est également affecté. Ainsi, pour qu'un moteur contrôlé puisse fonctionner à couple constant sur une large plage de vitesses, la tension et la fréquence statorique doivent être ajustées simultanément. C'est pourquoi, afin de produire un couple constant avec un flux λ_s constant dans le moteur, le rapport entre la tension et la fréquence doit être maintenu constant. Ce rapport, appelé rapport V/f, est défini par $K = V_s / f_s$. Comme on le sait, le couple électromagnétique C_e généré par le moteur est proportionnel au rapport entre la puissance du moteur et sa vitesse mécanique, comme l'indique l'équation III.4.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} \quad (\text{III.4})$$

où ω_m est la vitesse mécanique du moteur. P_e est la puissance générée par le moteur. En supposant que P est le nombre de pôles, il existe une relation sous la forme $\omega_m = 2\omega_r / P$ entre la vitesse mécanique du moteur et sa vitesse électrique. En tenant compte de cette relation, un diagramme général de la méthode V/f peut être donné comme dans Figure III.1.

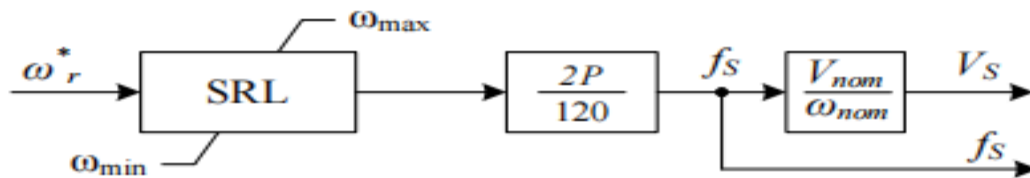


Figure III.1: Schéma de principe général de V/f.

En se basant sur les données de vitesse de référence à l'entrée du bloc illustrées dans la Figure III.1, nous commençons par déterminer la fréquence du stator f_s . Ensuite, en multipliant cette

fréquence par une constante k , nous calculons la tension du stator V_s associée à cette fréquence.

Les valeurs obtenues pour V_s et f_s à partir de la sortie du bloc sont les signaux de référence qui nous permettent d'obtenir les tensions V_α et V_β . Ces tensions alimentent l'algorithme de modulation SVPWM qui commande l'onduleur, et elles sont recalculées pour chaque valeur de vitesse de référence.

Ceci est dû à l'effet d'interaction entre les éléments de couple et le flux du moteur, La technique de contrôle V/f présente une faible performance en régime transitoire. En raison de modifications brusques de la vitesse de référence, le moteur n'est pas en mesure de réagir dynamiquement avec suffisamment de rapidité. Ainsi, dans la région de l'état transitoire, il est possible de contrôler partiellement la performance du moteur en employant le bloc limiteur de vitesse (SRL).

Le bloc SRL ne provoque un retard que lors de variations brusques de la vitesse de référence sur une pente déterminée.

III.3 Les avantages et les inconvénients de la commande v/f

- Stratégie de contrôle simple et économique :

Conserve l'avantage principal du contrôle V/f en éliminant le recours à des dispositifs de rétroaction.

- Efficacité améliorée :

Les moteurs hexaphasés distribuent la puissance plus uniformément, réduisant ainsi les pertes et améliorant les performances thermiques.

- Tolérance aux pannes :

Meilleure redondance par rapport aux systèmes triphasés ; peut tolérer les pannes monophasées.

- Ondulation de couple réduite :

Le fonctionnement multiphasé offre un couple de sortie plus régulier, avantageux pour les applications sensibles.

- Distorsion harmonique réduite :

La configuration hexaphasée permet de minimiser les effets harmoniques sur le moteur et l'alimentation.

III.3.1 les inconvénients

- Pas de retour d'information en temps réel :

Le fonctionnement en boucle ouverte manque de mécanismes de correction, ce qui entraîne un contrôle imprécis en cas de variation de charge.

- Contrôle du couple limité :

Impossible de réguler directement le couple, notamment dans des conditions transitoires..

- Limitations à basse vitesse :

À basse vitesse, il devient difficile de maintenir un flux constant, ce qui réduit la capacité de couple.

- Pas idéal pour les systèmes hautes performances : Ne convient pas à la robotique, à l'automatisation ou aux systèmes nécessitant un contrôle dynamique précis et rapide.

III.4 Les Applications de la commande (v/f)

Le couple du moteur électrique asynchrone découle de l'interaction entre le champ magnétique et le flux du rotor. À une fréquence nominale, si la tension est maintenue constante et que l'on réduit uniquement la fréquence, le flux magnétique augmente considérablement, ce qui peut provoquer la saturation du circuit magnétique (avec un risque de destruction du moteur). Il est donc nécessaire d'ajuster proportionnellement la fréquence et la tension. Lors de la modification de la fréquence, il est indispensable de superviser la tension de sortie du variateur de fréquence pour garantir un flux stable et éviter à la fois la saturation magnétique et une magnétisation insuffisante. Cette approche de commande est fréquemment utilisée pour les ventilateurs et les pompes [9]

III.5 Modèle de système V/f pour moteur à induction à six-phases [21]

La figure III.2 présente le schéma fonctionnel global du système d'entraînement. Dans le cadre d'une commande en boucle ouverte, les tensions de référence V_a et V_β , générées par l'algorithme SVPWM, sont déterminées directement à partir de la vitesse de consigne. Le bloc SVPWM1 assure la génération des signaux de commande appliqués aux interrupteurs des bras ABC de l'onduleur à six phases, tandis que le bloc SVPWM2 produit les signaux destinés aux interrupteurs des bras XYZ. Pour les deux modulateurs, la fréquence de commutation est maintenue constante à $f_s = 5$ kHz.

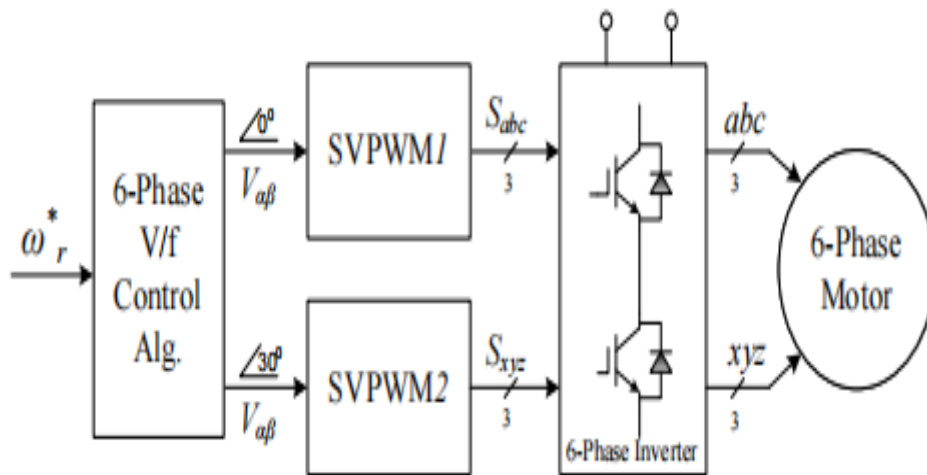


Figure III.2 : Modèle de système d'entraînement V/f du moteur à induction 6 phases.

III.6 Simulation de la régulation de vitesse V/f d'un moteur asynchrone 6 phases avec MATLAB/Simulink

Dans cette section, la commande V/f en boucle ouverte du moteur à induction 6 phases alimenté par l'onduleur 6 phases a été simulée avec MATLAB/Simulink. Le modèle de simulation est présenté à la figure III.3.

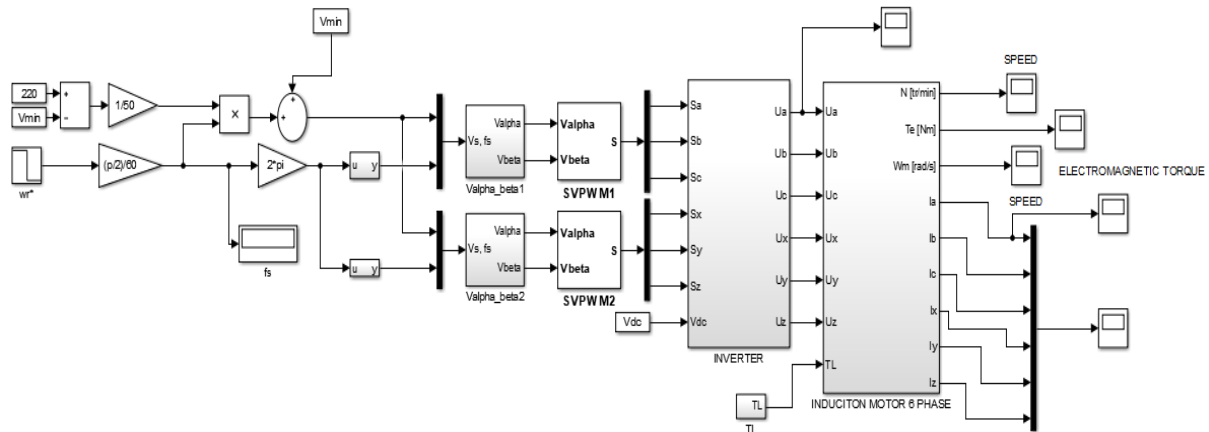


Figure III.3:Modèle MATLAB/Simulink de contrôle V/f en boucle ouverte d'un moteur à induction 6 phases

Dans le modèle, on a d'abord dérivé la relation V/f, puis on a déterminé la valeur réelle de la tension d'enroulement V exigée par les bobines du moteur. Cela s'est fait en multipliant le rapport V/f obtenu par la fréquence f générée à partir de la vitesse de référence. À une vitesse de référence basse, les fréquences et tensions produites par l'algorithme seront modérées en raison du ratio V/f constant. À faible tension statorique, le moteur ne pourra pas générer un couple de démarrage suffisant, car une grande partie de la tension source chutera sous forme de $R_s I_s$. Concernant l'enroulement statorique, il est donc nécessaire d'appliquer une tension de suralimentation minimale aux enroulements du moteur dans les zones à faible vitesse afin que le moteur produise un couple de démarrage adéquat.

III.7 Résultat de simulation

En étudiant les cas et en fixant la valeur de fréquence et de tension et en changeant la valeur de vitesse ω_r , nous avons obtenu les résultats de la courbe, qui étaient les suivants :

Le première cas : $\omega_r = 750rpm$ ou $1500rpm$

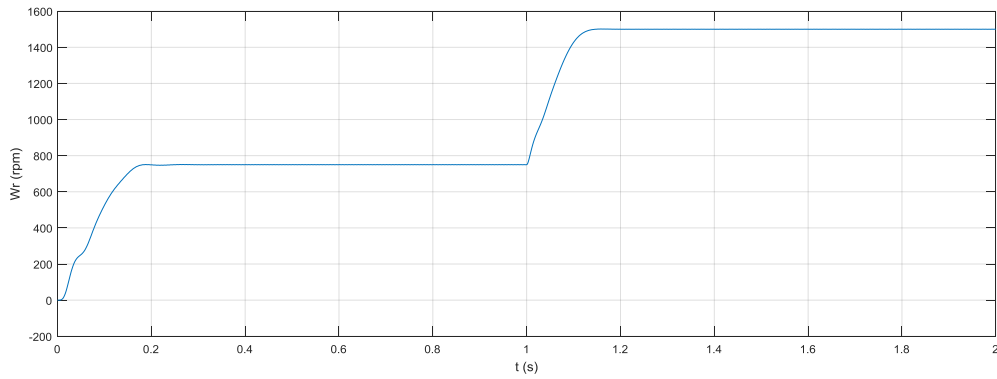


Figure III.4 : Vitesse du rotor à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm à +1500 rpm

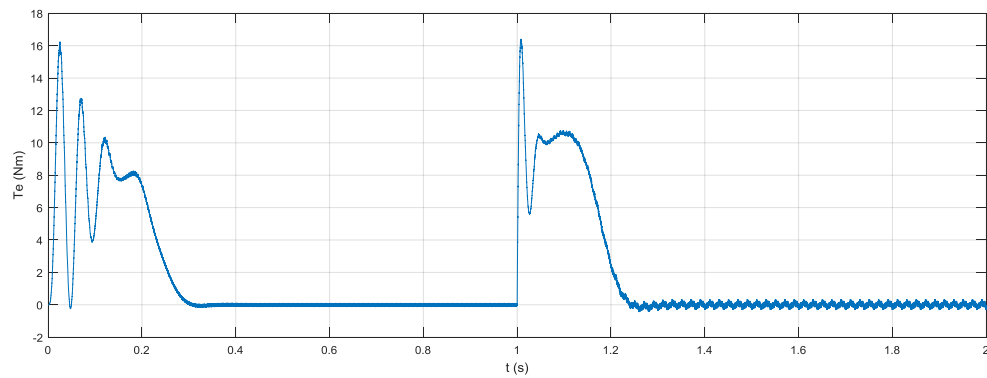


Figure III.5: Couple moteur à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm à +1500 rpm

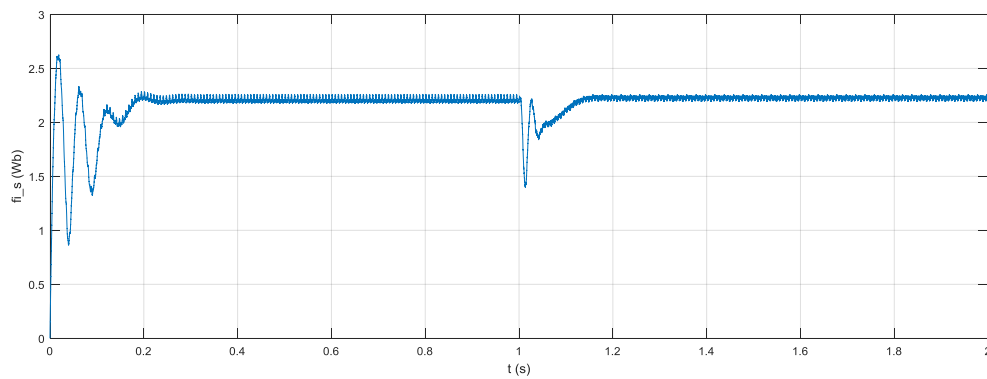


Figure III.6: Flux statorique à vide de +750 à +1500 rpm

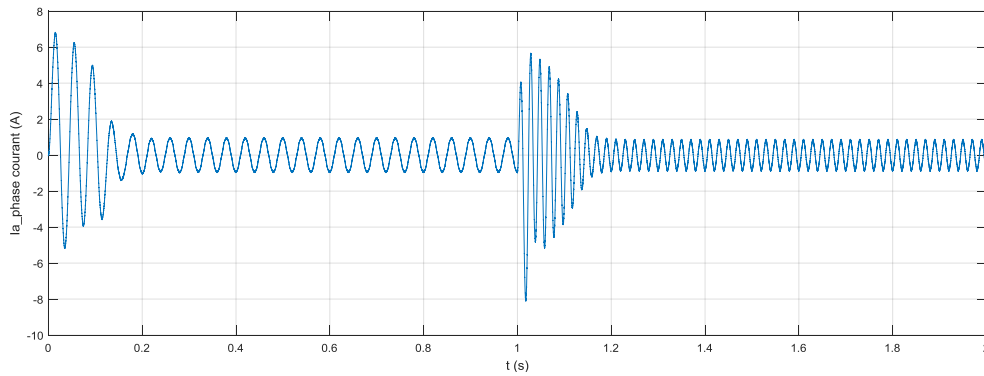


Figure III.7: Courant d'enroulement de phase du stator en fonctionnement à vide de +750 rpm à +1500 rpm

Le deuxième cas : $\omega_r = 750rpm$

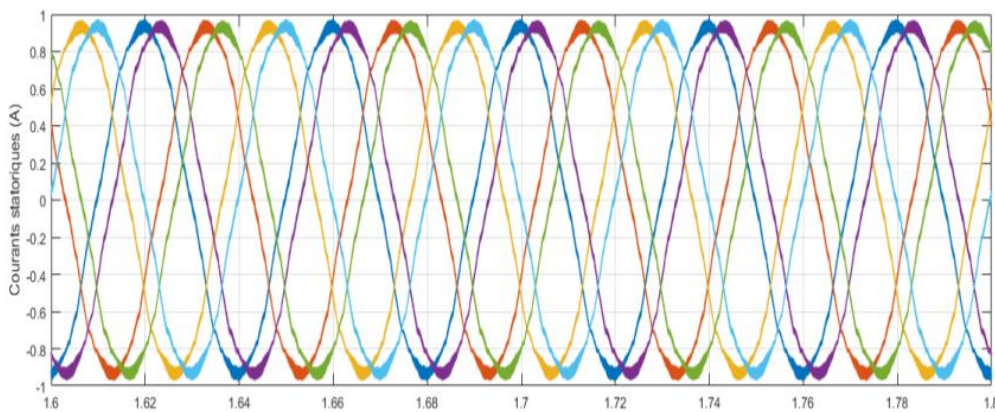


Figure III.8 : Courants du stator à l'état de fonctionnement à vide pour +750 rpm

Le troisième cas : $\omega_r = 1500rpm$

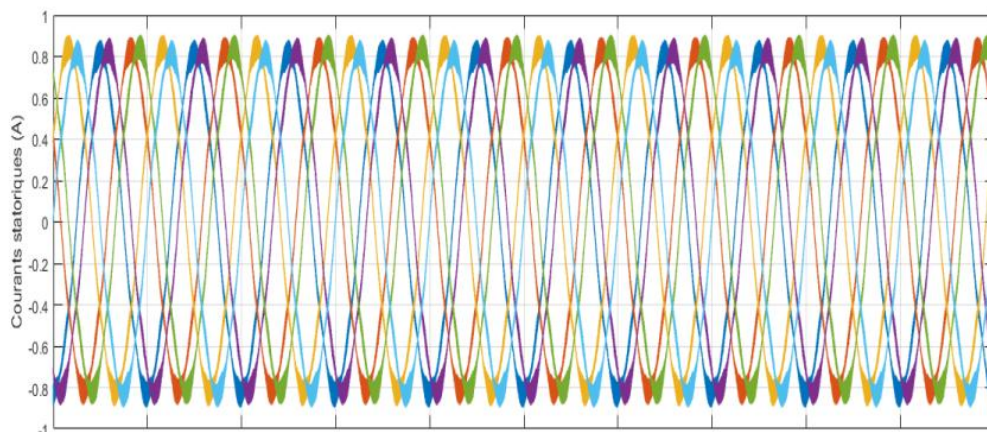


Figure III.9: courants du stator à l'état de fonctionnement à vide pour +1500 rpm

Le quatrième cas : $\omega_r = 1400rpm$

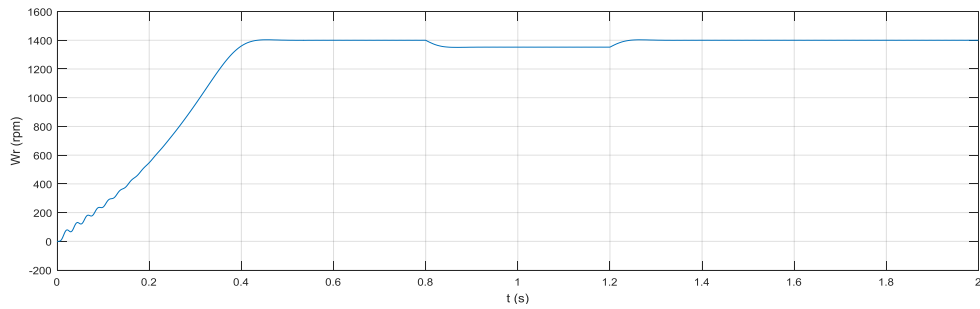


Figure III.10: Vitesse du rotor à l'état chargé.

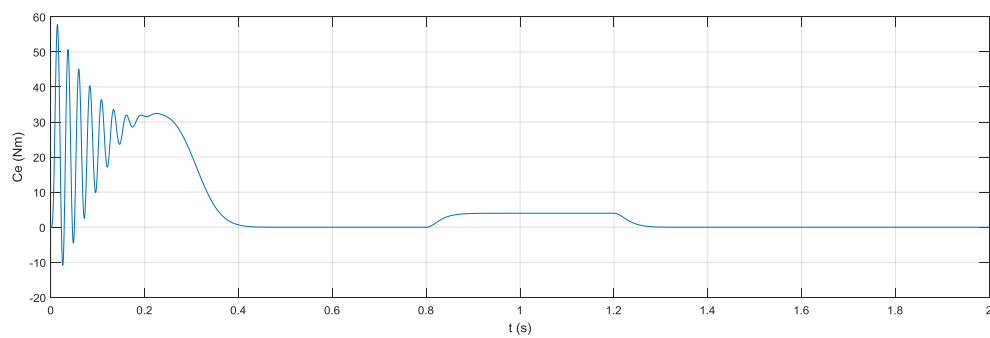


Figure III.11: Couple moteur à l'état chargé

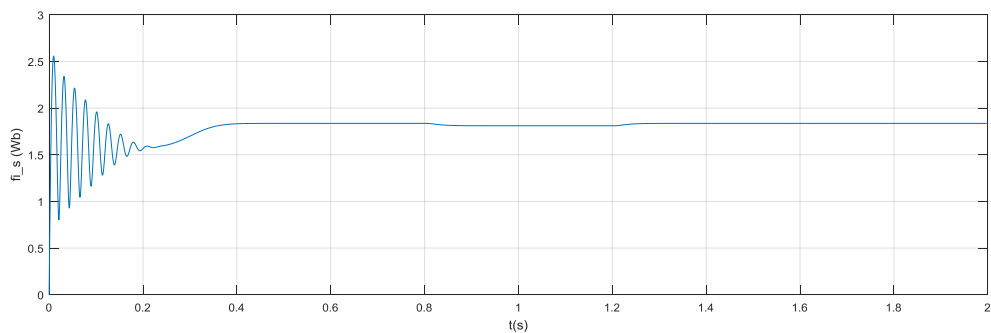


Figure III.12: Variation in amplitude de stator flux à l'état chargé

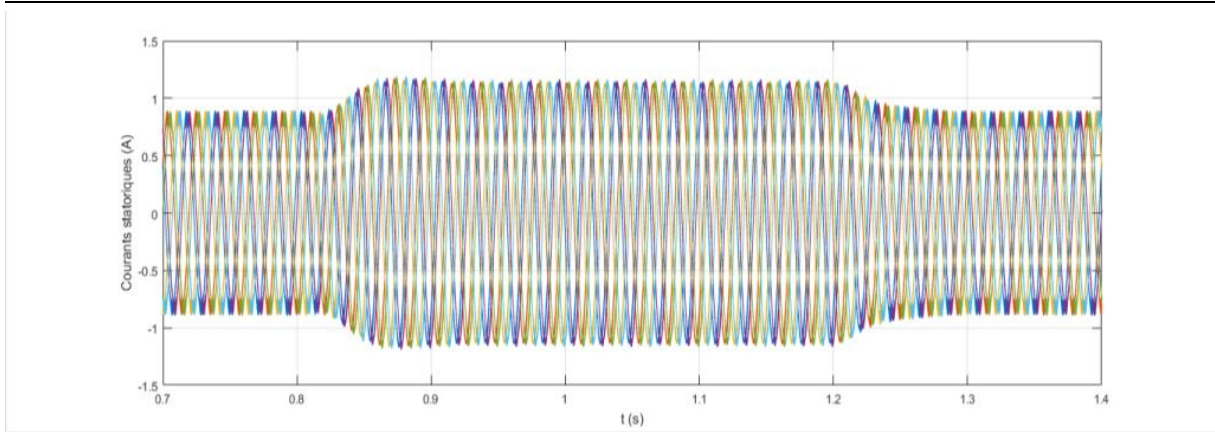


Figure III.13: Courants de phase du stator à l'état chargé.

Le cinquième cas : $\omega_r = 1500$ à -1500 rpm

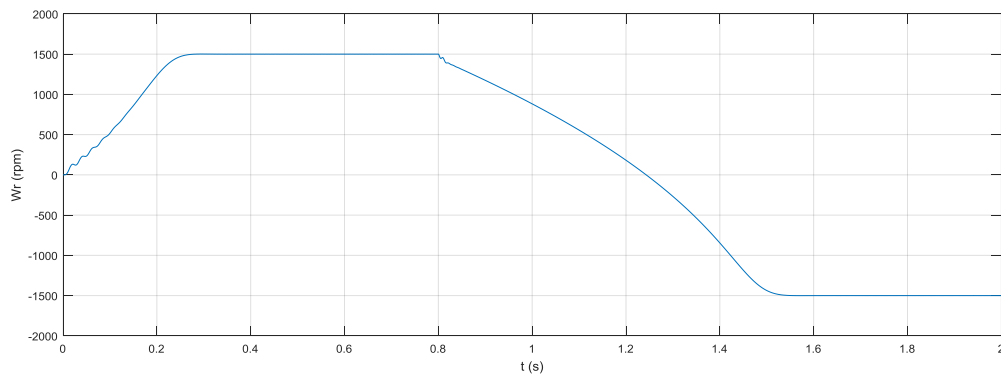


Figure III.14 : Vitesse du rotor

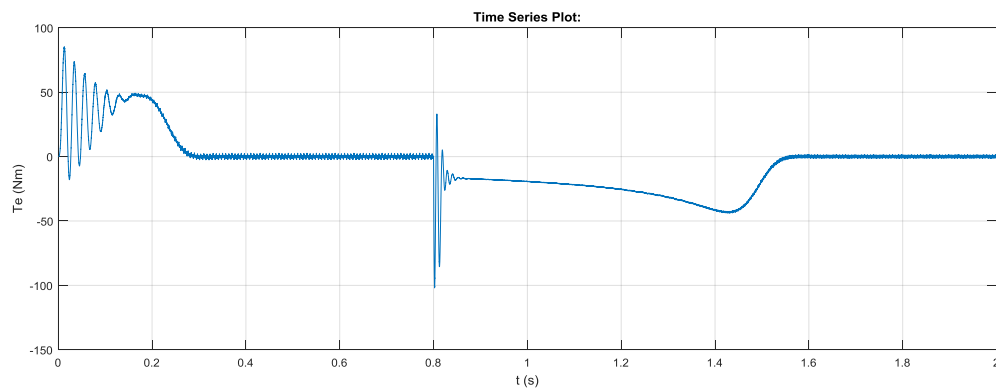


Figure III.15: Couple moteur

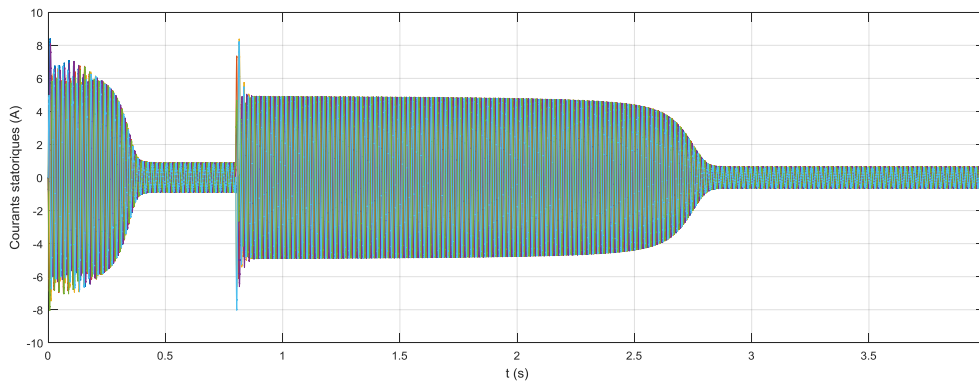


Figure III.16: Courants statorique 6-phase

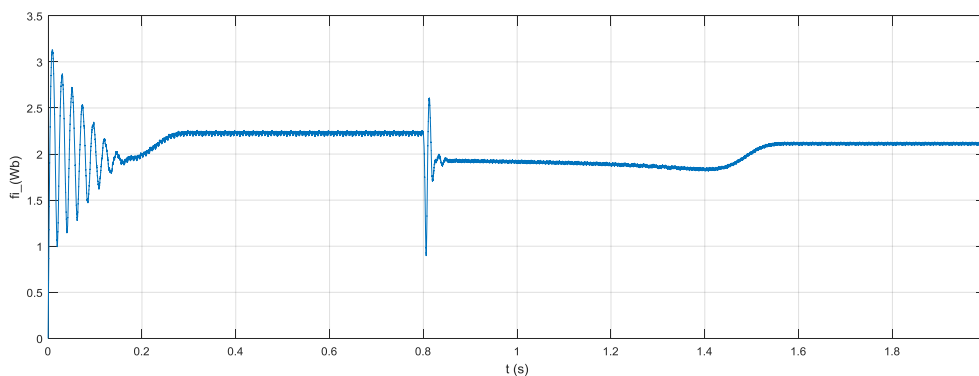


Figure III.17: flux statorique

III.8. Interprétation des Résultats de simulation

Analyse des résultats du premier cas: $\omega_r = 750rpm$ ou $1500rpm$

La génération d'un couple moteur maximal est assurée en corrigeant l'écart entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de l'arbre.

La capacité du moteur à produire un couple maximal à différentes vitesses de référence réduit le temps nécessaire pour que la vitesse réelle atteigne la vitesse de référence (temps de stabilisation), améliorant ainsi ses performances transitoires. La figure III.5 montre que le moteur induit un couple transitoire élevé pour les vitesses de référence données et qu'en régime permanent et à vitesse constante, il génère un couple suffisant pour compenser les pertes dans le fer en fonctionnement à vide, les pertes mécaniques par frottement ainsi que les pertes dues à la ventilation.

Comme le montre la figure III.7, à vitesses de référence identiques, le courant d'enroulement monophasé du moteur est maximal en régime transitoire. En régime permanent, en revanche, il est à la valeur qui produit le couple à vide du moteur. Étant donné que le

rapport V/f et constant aux deux vitesses de référence, le courant d'enroulement de phase du moteur a la même amplitude en régime permanent, sauf en régime transitoire. La figure III.6 illustre la variation de l'amplitude du flux statorique formée par les composantes $\alpha\beta$. Le rapport V/f étant constant aux deux vitesses de référence, le flux statorique est constant et présente la même amplitude dans les deux plages de vitesse constante, sauf en régime transitoire. Comme le flux statorique présente la même amplitude à différentes vitesses, le moteur produit un couple constant. C'est pourquoi cette zone, où le rapport V/f le flux statorique restent stables de zéro à la vitesse nominale, est appelée zone de couple constant.

Dans le cas: $\omega_r = 750rpm$ et $\omega_r = 1500 rpm$

Les figures III.8 et III.9 illustrent les courants statoriques aux vitesses standards de +750 rpm et +1500 rpm en fonctionnement à vide. On observe que les courants statoriques à six phases présentent une amplitude similaire dans les deux cas ; en revanche, leur fréquence est plus faible à +750 rpm qu'à +1500 rpm, ce qui s'explique par la relation mathématique entre la vitesse et la fréquence.

$$n_s = \frac{120f}{p}$$

$$\text{Avec } n_s = 750rpm \Rightarrow f = \frac{750}{120 \times p} \Rightarrow p = 4 \Rightarrow f = 25Hz$$

$$\text{Avec } n_s = 1500rpm \Rightarrow f = \frac{1500}{120 \times p} \Rightarrow p = 4 \Rightarrow f = 50Hz$$

n_s : vitesse de rotation

p : nombre de pole

f : la fréquence

➤ Dans le cas $\omega_r = 1400 rpm$

Les figures III.10, III.11, III.12 illustrèrent des graphiques de performance à pleine charge à 1400 tr/min. De 0,8 à 1,2 s, un couple de 4 Nm était appliqué au moteur. La figure III.10 illustre une baisse de la vitesse du moteur lorsqu'il est chargé.

L'augmentation du glissement du disque était proportionnelle à la charge, tandis que le moteur persistait à tourner avec une erreur de vitesse en état stable tout au long de la période de charge. L'un des principaux désavantages des systèmes de contrôle en boucle ouverte est

l'erreur de vitesse en régime permanent. Pour que la vitesse décroissante du moteur retrouve sa vitesse de référence, l'algorithme V/f doit compenser le glissement. Les illustrations III.11, III.12 et III.13 montrent respectivement l'accroissement du couple du moteur, des courants du moteur et du flux statorique au cours de la même période de charge.

Comme l'indique la figure III.11, le moteur a produit un couple adéquat pour faire face à la charge appliquée à son arbre durant la période de chargement. Au fur et à mesure que la vitesse du rotor se réduisait et que le glissement s'accroissait sous l'effet de la charge, l'amplitude ainsi que la fréquence de la tension générée sur le rotor se sont amplifiées. Cela a provoqué une élévation du flux rotorique.

Une augmentation du flux rotorique provoque également une élévation des courants statoriques, comme le montre la figure III.12. Toutefois, lorsque la tension d'alimentation est maintenue constante, cette hausse du courant statorique entraîne une diminution du flux dans le stator, ce qui est illustré par la figure III.13.

Dans le cas $\omega_r = 1500 \text{ à } -1500 \text{ rpm}$

Les graphiques de la vitesse, du courant, du couple et du flux sont présentés dans les figures III (14,15,16,17), illustrant la variation de ces paramètres lorsque la vitesse de référence passe de +1500 tr/min à -1500 tr/min sans charge. Comme l'indiquent les graphiques, dès que la vitesse de référence varie, le moteur a généré un couple maximal en absorbant le courant le plus élevé possible à la source. La Figure III.16 présente les courants du stator en six phases, tandis que la Figure 50 illustre le couple du moteur. La figure III.17 illustre la réduction du flux statorique pendant la phase de stabilisation à la vitesse de référence orientée vers le négatif.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande standard d'une machine asynchrone asymétrique à six phases, dont le rapport tension/vitesse est constant. Les résultats obtenus ont mis en évidence une erreur constante de vitesse sous charge, ainsi que de nombreuses ondulations sur les courbes de couple et de courant au démarrage. Cette méthode de commande est simple, utilisée dans des systèmes simples autres que les systèmes de haute précision, et peut être améliorée en ajustant ses systèmes en boucle fermée.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande (V/f) en boucle ouverte appliquée à un moteur à induction hexaphasé doté d'un enroulement asymétrique. Cette commande a été implémentée et simulée dans l'environnement MATLAB/Simulink, et les performances du système ont été analysées dans différentes conditions de fonctionnement.

La méthode V/f, connue pour sa simplicité de mise en œuvre et son coût réduit, s'est révélée adaptée aux applications industrielles de faible ou moyenne performance. Les résultats de simulation ont montré que le moteur à six phases peut être commandé efficacement par cette stratégie, tout en bénéficiant d'avantages significatifs par rapport aux moteurs triphasés, tels qu'une meilleure fiabilité, une densité de couple plus élevée, et une réduction notable de l'ondulation de couple.

Cependant, comme il s'agit d'une commande en boucle ouverte, certaines limites inhérentes ont été observées :

- Une réponse transitoire lente, notamment lors de l'atteinte de la vitesse de référence,
- et une erreur de vitesse en régime permanent en cas de charge, proportionnelle au couple appliqué.

Ces limitations ne sont pas dues à la topologie du moteur mais à la nature même de la commande utilisée. En revanche, les performances sont restées satisfaisantes en régime permanent à vide ainsi que lors d'un fonctionnement dans l'ensemble des quatre quadrants du plan couple–vitesse.

De plus, la structure multiphasée permet de répartir la puissance totale entre plusieurs phases, réduisant ainsi les exigences en courant et tension par phase. Cela facilite la conception des circuits de puissance en permettant l'utilisation de composants électroniques moins contraignants.

Perspectives

Au vu des résultats obtenus, il apparaît que le moteur à induction hexaphasé, lorsqu'il est commandé par des techniques plus avancées (telles que la commande vectorielle ou prédictive), pourrait constituer une alternative sérieuse aux machines synchrones à aimants permanents, notamment dans les véhicules électriques, où la fiabilité et la continuité de service sont essentielles.

Des travaux futurs pourraient donc porter sur :

- L'implémentation d'une commande vectorielle en boucle fermée.
- L'analyse du fonctionnement en présence de défauts de phase.
- L'optimisation énergétique du système d'entraînement.

Bibliographies

Bibliographies

- [1]. Mr. Sumit Mandal. Performance analysis of six-phase induction motor .International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)
- [2]. Anushree Anantharaman Kadaba, B.S.E.E. Design and modeling of a reversible 3-phase to 6-phase induction. A Thesis Submitted to the Faculty of the Graduate School, Marquette University, in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Electrical and Computer Engineering. Milwaukee, Wisconsin .May, 2008.
- [3].Archana nanoty, A.R. Chudasama. Control of designed developed six phase induction motor. International Journal of Electromagnetics and Applications, 2(5):77-84.
- [4].(http://www.controltechniques.ch/french/produits/variateurs_ac/quesque_estce_que_un_variateur.aspx) at 11:03 am in Sunday 13 May 2025
- [5]. Khoa Dang Hoang, Yuan Ren , Zi Qiang Zhu , Martin Foster. Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives. Department of electronic and electrical engineering , University of Sheffield, IET Electric Power Applications.
- [6] (<http://dspace.univ-tiaret.dz/bitstream/123456789/11560/3/14chapitre1.pdf>) at 10:10 am in Sunday 13 February 2025
- [7]. Doyon, Jean-François (2011). Étude et simulation des groupes convertisseurs-machines synchrones à six phases. Mémoire de maîtrise électronique, Montréal, École de technologie supérieure.
- [8]. D.Vizireanu, S. Brisset, Xavier Kestelyn, Pascal Brochet, Yves Milet et Daniel Laloy. Investigation on multi-star structures for large power direct-drive wind generator. Electric Power Components and Systems, February 2007, 35(2):135-152.
- [9]. L. Ben alia.Commande en tension des moteurs à induction double alimentes. Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [10]. Mya Thuzar Myint. Design of six-phqse Induction motor. Electrical Power Engineering Department, Technological University (Monywa), Myanmar.

- [11]. Y. Maouche. Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application a la sureté de fonctionnement . Thèse de Doctorat, Université frères Mentouri, Constantine, Algérie 2015.
- [12]. Tamrabet Mohammed EL Amine et Chebouki Bilal. Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator par les techniques de l'intelligence artificielle. Université Larbi Ben M'Hid.om el bouaghi,2021.
- [13]. Messouadi Oussama Et Zergui Aymen . Commande intelligent d'un génératrice multi-phasée dédiée au système éolien . mémoire de Master, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj
- [14]. OUBACHIR Mohammed Et ZEGGAI Mohammed,“Commande directe du couple (DTC) pour une machine asynchrone à double étoile”mémoire de Master,Université frères Mentouri, Constantine,Aboubakr Belkaïd– Tlemcen
- [15]. Omar BAZINE. Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur piloté par DPC (Direct Power Contrôle),Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de MASTER ,Université de Ghardaïa.
- [16].** Lajoie- Mazence .Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de la vitesse à haute performance. EDF92NIR002 Janvier1992
- [17]. Khoa Dang Hoang, Yuan Ren , Zi Qiang Zhu , Martin Foster. Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives. Department of electronic and electrical engineering , University of Sheffield, IET Electric Power Applications
- [18]. Rabah Zaimeddine,T Undeland. Direct torque control scheme for dual-threephase induction motor. International Power Electronics Conference-ECCE ASIA- (pp. 3007-3014), In The July 2010.
- [19]. Gündoğdu A. Torque Ripple Reduction of Asynchronous Motor by Neural-Fuzzy Networks. Phd.Thesis, Firat University Institute of Science, Elazığ, Turkey, 2012.
- [20].BOURGHIDA Mama et MEZAOULI Abdelkader. Commande en V/f en Boucle Ouverte des Machines Electriques Basée sur les Variateurs de Vitesse. Université Larbi Tebessi – Tébessa,

Bibliographies

[21]. Ahmet Gundogdu et Resat Celikel. Performance Analysis of Open Loop V/f Control Technique for Six-Phase Induction Motor Fed By A Multiphase Inverter. Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering, Batman University, Batman, Turkey.

[22]. (<https://fr.veichi.com/knowledge/v-f-control.html>) at 23:00 pm in 22 May 2025.

[23]. Gündoğdu A. Torque Ripple Reduction of Asynchronous Motor by Neural-Fuzzy Networks. Phd.Thesis, Fırat University Institute of Science, Elazığ, Turkey, 2012.

Abstract

This thesis aims to study and analyze the performance of speed control using the Volt-per-Hertz (V/f) technique applied to a six-phase induction motor with an asymmetric winding configuration, powered by a multiphase inverter. This type of motor is known for its high-power density and low torque ripple, making it particularly suitable for high-power industrial applications such as wind turbines, marine propulsion systems, and electric vehicles.

The mathematical model of the motor and the six-phase inverter was developed in the **MATLAB/Simulink** environment. The **SVPWM** (Space Vector Pulse Width Modulation) technique was employed to control the stator voltage and frequency. An open-loop control strategy was chosen to reduce system complexity and implementation cost, especially for applications that do not require high precision.

A comprehensive performance analysis of the drive system was conducted under various operating conditions, including changes in reference speed and mechanical load. Simulation results demonstrated that the six-phase induction motor can be effectively controlled using the open-loop V/f method, providing a stable and satisfactory dynamic and steady-state response.

Key words: Multiphase Motor, Six-phase Motor, Multiphase Inverter, V/F control, Space Vector PWM

ملخص

تهدف هذه الدراسة إلى تحليل أداء تقنية التحكم في السرعة باستخدام طريقة الجهد مقابل التردد (V/f) في محرك حثي سداسي الطور مزوّد بتركيبة لفّ غير متماثلة، ويغذّى بواسطة عاكس متعدد الأطوار. يتميز المحرك الحثي متعدد الأطوار بخصائص تقنية مهمة مثل الكثافة العالية للطاقة، والانخفاض في تموجات العزم، مما يجعله خيارًا مثاليًا في تطبيقات صناعية ذات قدرة عالية، مثل أنظمة دفع السفن، التوربينات الهوائية، والمركبات الكهربائية.

تمت نمذجة النظام بالكامل، بما في ذلك المحرك والعاكس سداسي الطور، باستخدام بيئة المحاكاة **MATLAB/Simulink**. وتم استخدام تقنية **SVPWM** (تعديل عرض النبضة الشعاعية) للتحكم في الجهد والتردد المطبقين على ملفات المحرك. ركزت الدراسة على التحكم في السرعة بنمط الحلقة المفتوحة، حيث لا يتم استخدام تغذية راجعة مباشرة من المحرك، وذلك لتبسيط النظام وتقليل كلفة التنفيذ.

شملت الدراسة تحليل الأداء الديناميكي والاستقراري للنظام تحت تأثير تغييرات في السرعة المرجعية والحمل الميكانيكي. أظهرت نتائج المحاكاة أن استخدام تقنية V/f للتحكم في محرك سداسي الطور يمكن أن يوفر استجابة فعالة ومستقرة، مما يثبت جدوى هذه الطريقة في التطبيقات الصناعية متوسطة ومنخفضة الأداء.

الكلمات المفتاحية: محرك متعدد الأطوار، محرك سداسي الطور، عاكس متعدد الأطوار، التحكم V/F، تعديل عرض النبضة باستخدام المتجه الفضائي (SVPWM).

Résumé

Ce mémoire vise à étudier et analyser la performance de la commande en vitesse par la méthode tension/fréquence (V/f) appliquée à un moteur asynchrone hexaphasé à enroulement asymétrique, alimenté par un onduleur multi phasé. Ce type de moteur se distingue par une densité de puissance élevée et une faible ondulation de couple, ce qui le rend particulièrement adapté aux applications industrielles de forte puissance, telles que les éoliennes, la propulsion marine et les véhicules électriques.

Le modèle mathématique du moteur et de l'onduleur a été développé dans l'environnement **MATLAB/Simulink**, avec l'utilisation de la technique **SVPWM** (modulation de largeur d'impulsion vectorielle) pour réguler la tension et la fréquence imposées au stator. La commande en boucle ouverte a été choisie afin de réduire la complexité du système et les coûts de mise en œuvre, notamment dans les applications à faible exigence de performance.

Une analyse approfondie du comportement dynamique et statique du système a été effectuée sous différentes conditions de vitesse de référence et de charge. Les résultats de simulation obtenus ont montré que le moteur asynchrone à six phases peut être commandé efficacement par la stratégie V/f en boucle ouverte, avec une réponse satisfaisante et stable.

Mots-clés : Moteur multiphasé , Moteur à six phases, Onduleur multiphasé, Commande V/F ,Modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (SVPWM)