

NIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Présenté par :

Kachi Abdessalam

Defrouer Mohammed Achraf

Thème:

**COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
POLYPHASEE**

Soumis au jury composé de :

M ^r Sahraoui Lazhar	MAA	Président	UKM Ouargla
M ^r Zahir Ider	MAA	Encadreur	UKM Ouargla
M ^r Djamal Taibi	MAA	Co-Encadreur	UKM Ouargla
M ^r Khettache Laid	MCB	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

REMERCIEMENT

Ce travail. Nous remercions avant tout Allah tout puissant, pour m'avoir donné la santé et la force pour accomplir

Le moment est venu d'exprimer toute ma reconnaissance a l'encadreur monsieur Zahir ider maitre-assistant à l'Université Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir accepté de diriger ce travail, pour ces précieux conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long la réalisation de ce travail ainsi que pour sa disponibilité quotidienne.

Notre gratitude en direction de l'ensemble des gens qui nous apportés leur soutien de près ou de loin pour la réalisation, pour ses conseils, sans oublier tous les professeurs, le personnel de l'aide.

Aussi nous adressons tous nos souhaits de réussite à nos collègues de l'Université d'Ouargla

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

*Mes très chères parents, pour leurs sacrifices,
et qui n'ont jamais cessé de m'encourager que
Allah nous les garde.*

Ma grand-mère qui Allah le garde

Mes très chers frères

Mes très chères sœurs

Toute ma famille

Tous mes amis de l'Université

Et tous mes amis de vue

Et tous chacune par son nom

" ACHRAF & Abdessalam

Résumé

Les machines asynchrones polyphasées, dont le nombre de phases est supérieur à trois offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement.

Dans ce travail, nous allons révéler la modélisation d'une machine asynchrone uniforme à cinq phases, puis appliquer le commande vectoriel dans le but d'obtenir d'excellentes performances de la machine et de contrôler les tests de sensibilité.

Mots clés : machine asynchrone, onduleurs, commande vectorielle, couple.

ملخص

تقدم الآلات غير المتزامنة متعددة الأطوار، التي يزيد عدد مراحلها عن ثلاث مراحل، بديلاً مثيراً للاهتمام لتقليل الضغوط المطبقة على المفاتيح وعلى ملفات الآلة. في الواقع، تسمح الزيادة في عدد المراحل بتقسيم الطاقة وبالتالي تقليل الفولتية المحولة عند تيار معين. بالإضافة إلى ذلك، تسمح هذه الآلات بتقليل السعة وزيادة تواتر تموجات عزم الدوران، مما يسمح للحمل الميكانيكي بترشيحها بسهولة أكبر. في هذا العمل، سنكشف عن نمذجة آلة غير متزامنة موحدة من خمس مراحل، ثم نطبق التحكم في المتجهات بهدف الحصول على أداء ممتاز للماكينة والتحكم في اختبارات الحساسية. الكلمات المفتاحية: محرك لا تزامن، العاكس، تحكم ناقلات الأمراض، العزم.

Abstract

Polyphase asynchronous machines, the number of phases of which is greater than three, offer an interesting alternative to the reduction of the stresses applied to the switches and to the windings of the machine. Indeed, the increase in the number of phases allows a splitting of the power and therefore a reduction of the switched voltages at a given current. In addition, these machines allow the amplitude to be reduced and the frequency of torque ripples to be increased, thus allowing the mechanical load to filter them more easily.

In this work, we will reveal five-stage unified asynchronous machine modeling and then apply vector control with the goal of obtaining excellent machine performance and control in sensitivity tests.

Key words: asynchrones machine, inverters, vector control, couple.

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
Chapitre I : Généralités et modélisation d'une machine asynchrone polyphasée	
Introduction	3
I.1 Généralités sur les machines polyphasées	3
I.1.1- Origine et intérêt des machines polyphasées	3
I.1.2- Types de machines polyphasées	5
I.1.3- Principe de fonctionnement de la machine polyphasée	7
I.1.4- Avantages et Inconvénients des machines polyphasées	8
I.1.5- Domaines d'applications des machines polyphasées	9
I.1.6- Description de la MASP	9
I.2- Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée	10
I.2.1- Hypothèses simplificatrices	10
I.2.2- Equations électriques	11
I.2.3- Equations de flux statoriques et rotorique	12
I.2.4 - Equation mécanique	13
I.2.5 - Transformation de Park	13
I.3- Choix de repère d, q	13
I.4-Application de la transformation de Park à la MAS pentaphasée	14
I.4.1 Equations électriques	14
I.4.2- Equations de flux	14
I.4.3- Equation du couple électromagnétique	14
Conclusion:.....	14
Chapitre II Etude de la commande vectorielle et de l'onduleur MLI	
Introduction	15
II.1- Modélisation de l'onduleur de tension	15

II.2-Commande des l'onduleurs	17
II.2.1- Principe des stratégies de commande	17
II.2.2- Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	17
II.3- Commande vectorielle par orientation du flux	19
II.3.1- Choix d'orientation de flux	20
II.3.2- Types de la commande vectorielle	21
II.3.3- Commande vectorielle à flux rotorique orienté	22
II.3.4- Commande vectoriel indirecte du moteur à induction à cinq phases ..	23
Conclusion	27
Chapitre III Application de la commande vectorielle à la MAS pentaphasée.....	
Introduction	28
III.1 Simulation de MAS pentaphasée on boucle ouverte	28
III.1.1.Schéma de simulation	28
III.1.2. Interprétation des résultats de simulation	29
III.2. Application de la commande vectorielle	30
III.2.1. Schéma de simulation	30
III.2.2 Résultats et interprétation	30
III.3. Etude de robustesse de LA vis a vis variation de paramètres de la machine	32
III.3.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	32
III.3.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statoriques	33
III.3.3. Robustesse vis-à-vis l'inversion de vitesse	34
III.3.4.Robustesse vis-à-vis le fonctionnement en basse vitesse.....	35

Conclusion	36
Conclusion Générale	37
Référence Bibliographique.....	38
Annexe	

Listes De Figures

Figures du chapitre I

Figure .I.1 Exemples d'organisation des enroulements des machines polyphasées.....	4
Figure .I.2 Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	8
Figure. I.3. Enroulement de la machine pentaphasée.	10

Figures du chapitre II :

Figure .II .1 . Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée.	16
Figure. II.2. Méthodologie de la commande MLI.	18
Figure. II.3. Principe de commande MLI	18
Figure. II. 4. Orientation du flux (rotorique, statoriques, d'entrefer).....	20

Figures du chapitre III

Figure. III.1. Alimentation d'une MASP par un réseau pentaphasée.....	28
Figure. III.2. Résultats de la simulation de MASP à vide suivie d'une application d'un couple résistant ($C_r=15N.m$) à l'instant $t=1s$	29
Figure. III.3. Schéma de simulation de command vectorielle de MASP.....	30
Figure. III.4. Résultats de la simulation de command vectorielle de MASP suivie d'une application d'un couple résistant ($C_r=15N.m$) à l'instant $t= (1s)$	31
Figure. III.5. Résultats de simulation du MASP vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	32
Figure. III.6. Résultats de simulation du MASP vis-à-vis la variation de la résistance statoriques.....	33
Figure. III.7. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	34
Figure. III.8. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a bas vitesse.....	35

Listes De Tableau

Tableau. I .1 . Machines polyphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines polyphasées de type 1).	6
Tableau I .2 . Machines polyphasées dont le nombre de phases statoriques est un impaire de trois (machines polyphasées de type 2).....	7

Liste des notations et abréviations

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

MASP : Machine asynchrone pentaphasée.

$V_a V_b V_c$: Source de tension triphasée en [V].

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$, et V_{se} : Tensions des phases statoriques en [V].

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : des tensions de phases rotoriques en [V]

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}, I_{se}$: Courants des phases statoriques en [A]

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants des phases rotoriques en [A]

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, \phi_{sd}, \phi_{se}$ se Flux des phases statoriques en [Wb]

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$ Flux des phases rotoriques en [Wb]

R_s : La résistance statorique en [Ω]

R_r : L résistance rotorique en [Ω]

L_{ss}, L_{rr} : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques en [H]

L_{sr}, L_{rs} : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor en [H]

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique en [H]

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique en [H]

L_{ms} : L'inductance mutuelle au stator en [H]

L_{mr} : L'inductance mutuelle au rotor en [H]

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique en [H]

L_m : L'inductance de magnétisante en [H]

J : Le moment d'inertie de la machine en [Kg.m²]

C_{em} : Le couple électromagnétique en [N.m]

C_r : Le couple résistant en [[N.m]]

Ω : La vitesse de rotation de la MASP en [tr/min]

V_{ds}, V_{dr} : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V]

V_{qs}, V_{qr} : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V]

Φ_{ds}, Φ_{dr} : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [Wb]

Φ_{qs}, Φ_{qr} : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [Wb]

I_{ds}, I_{dr} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [A]

I_{qs}, I_{qr} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [A]

ω_s : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min]

ω_r : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min]

P : Le nombre de pôles s

f_s : La fréquence d'alimentation en [Hz]

n_s : La vitesse de synchronisme en [tr/min]

m_i : L'indice de modulation du l'onduleur

[P]: Matrice de Park

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}): Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}): Tensions composées à la sortie de l'onduleur

m : Indice de modulation.

V_{ref} : Vecteur de tension de référence.

FOC : Field Oriented Control

Introduction Générale

Les machines asynchrones triphasées associées à des onduleurs de tension sont de loin les mieux connues, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées, et permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable [1].

Le faible nombre de phase peut être un frein à l'application de certains domaines. Ainsi, des problèmes surviennent au niveau de l'onduleur et de la machine lorsqu'on souhaite augmenter la puissance transmise. Les interrupteurs, en effet, doivent commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, puis, lors de la commutation, générer des perturbations électromagnétiques : une augmentation de tension entraîne des contraintes au niveau des isolants, une augmentation de courant, et le parallélisme des commutateurs. Les convertisseurs de tension multi niveaux sont en grande partie une solution au détriment de l'augmentation de la complexité de l'onduleur.

Les machines polyphasées, dont le nombre de phases est supérieur à trois offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné . De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement [12].

Dans les années 70, La commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté (FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator [9].

La technique de linéarisation entrée-sortie basée sur la géométrie différentielle permet par une transformation difféomorphique et un retour d'état non linéaire de découpler et de linéariser le modèle mis sous la forme canonique. Le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition des pôles. Cette technique présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple même en régime de variation du flux [9].

Par conséquent, des méthodes de commande robustes, linéaires ou non linéaires doivent être utilisées pour traiter ce problème. Il a proposé la logique de commande dite floue, cette logique permet la représentation et le traitement des connaissances qui ne sont ni exactes ni approximatives.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre est consacré à l'étude mathématique et à la modélisation d'une machine asynchrone 5 phases dans la base naturelle, la transformée de Park, et les modèles à obtenir permettent de connaître le comportement de la machine en fonctionnement, tant en dynamique qu'en statique. Validez ces paramètres par simulation dans Simulink dans MATLAB.

Dans chapitre deux, nous allons commander et modulation l'onduleur MLI, ensuite en expliqué la commande vectorielle d'une machine asynchrone par sens d'écoulement direct et indirect, mais le travail est basé sur le contrôle indirect, en suite on parle sur le calcul des régulateurs PI.

Dans le troisième chapitre, il s'agira on expose les résultats de simulation d'une machine asynchrone pentaphasée et étude de robustesse de la commande vectorielle vis a vis la variation des paramètres des moteur asynchrone pentaphasée.

Chapitre I

Généralités et modélisation d'une machine asynchrone polyphasée (à 5 Phases)

Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont les plus utilisées de nos jours, Lorsqu'elles sont alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte de contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.[1]

On s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines portent plusieurs appellations (machines à grand nombre de phases) ou (machines polyphasées) et cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue. Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [1].

Ces machines sont présentes dans les domaines de grandes puissances tels que la marine, l'avionique ou encore l'automobile. Nous parlons dans notre étude de La machine asynchrone pentaphasée (MAS pentaphasée) qui sont très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible cout et sa très bonne standardisation [1].

I.1. Généralités sur les machines polyphasées

I.1.1. Origine et intérêt des machines polyphasées [2]

Dès le début du XXème siècle, l'une des premières applications de la motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les mesures des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec quatre moteurs de 30 MW.

À cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était pas encore question de fractionner la puissance des machines triphasées ; cette nécessité n'est apparue que bien plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie. Une

première solution de fractionnement consiste à doter les machines de six phases (Hexaphasée) réparties en deux étoiles indépendantes. La machine polyphasée issue de cette association permet de bénéficier des acquis de la réalisation des bobinages triphasés. Dans cette association, les pôles magnétiques formés par les bobinages sont décalés d'un angle de 30° .

Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courants entre les groupes de phases afin d'éviter les effets d'induction mutuelle. Dans, l'auteur a présenté une synthèse de ces modes de réalisation des machines polyphasées (multi-étoiles) ainsi que les études auxquelles elles ont donné lieu. Ne suscitant pas un intérêt industriel immédiat, les machines polyphasées sont apparues plus tard avec les premières réalisations.

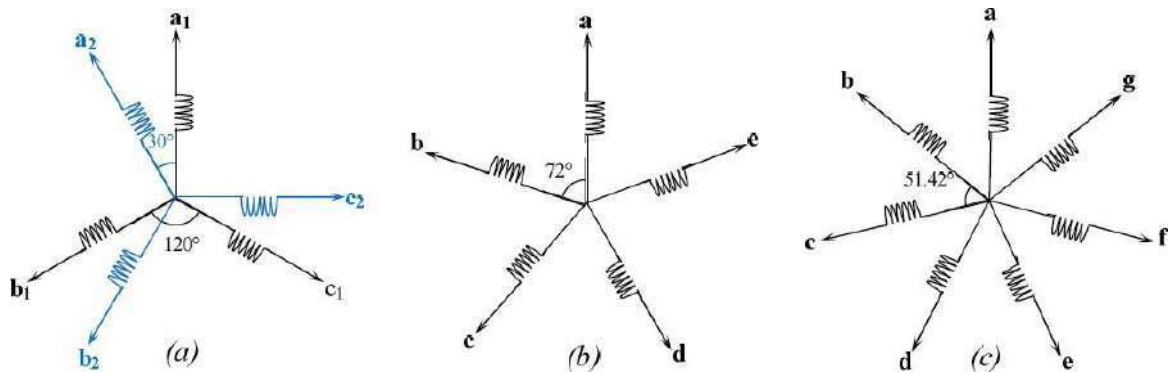


Figure I.1 Exemples d'organisation des enroulements des machines polyphasées a) double étoile ; b) cinq phases ; c) sept phases

Le nombre d'enroulements est de préférence impaire, n'utilisant plus une « base triphasée » : se sont des machines à cinq phases (**figure I.2b**), sept phases (**figure I.2c**) ou plus, dans lesquelles les enroulements ne sont associés que par un seul couplage, le choix d'un nombre de phases impair contribue à limiter les harmoniques d'espace, diminuant par la même l'amplitude des ondulations de couple électromagnétique ceci est favorable aux organes mécaniques en mouvement, car les couples ondulateurs résiduels sont rejetés dans un domaine de fréquences élevées, là où ils sont naturellement filtrés par la charge mécanique .

Dès les années 80, une fois dépassé l'enjeu du fractionnement de la puissance ou celui du lissage du couple est dépassé, un nouvel enjeu apparaît : dans l'auteur a exposé le fait qu'un nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de

la redondance parallèle des motorisations. Cette propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile à la moitié de la puissance nominale ; elle s'étend alors aux machines polyphasées pourvues d'un nombre élevé de phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements polyphasés à la machine polyphasée pour assurer une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations électriques.

Par ailleurs, sur le plan conceptuel, des études ont mis en évidence que le fractionnement de la puissance dans des phases plus nombreuses associé à la technique de bobinage employée, favorise le remplissage des encoches. Cette pratique est confortée par le constat que même en augmentant le nombre de composants de puissance, le volume global des composants reste plus faible qu'avec une solution triphasée, ces modes de réalisation permettent d'accroître la puissance volumique de la machine, ce qui est très apprécié dans les applications embarquées.

Plus généralement, le nombre de phases tend à devenir un paramètre supplémentaire pour le dimensionnement des machines. Il peut être utilisé dans la démarche de conception comme un nouveau terme d'optimisation pour les systèmes complexes ou avancés. Dans cet esprit, la banalisation du nombre de phases permet de ne plus présenter les machines polyphasées comme des objets curieux, mais comme des constituants favorables à l'équation technico-économique.

I.1.2. Types de machines polyphasées

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines polyphasées de type 1 » et « machines polyphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.[5]

A. Machines polyphasées de « type 1 »

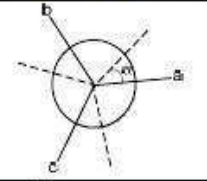
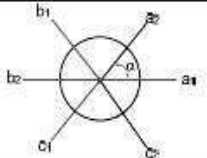
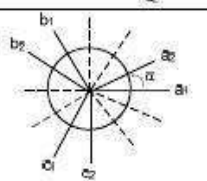
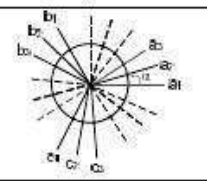
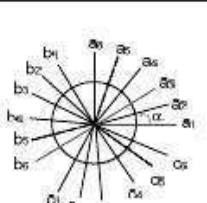
Les machines polyphasées de « type 1 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées $q = 3\eta$ ($\eta = 1,2,3,4$), ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles ». Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire η neutres isolés. Or, pour un nombre donné de phases, il

peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes (ceci correspondant au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de ($\alpha = \frac{\pi}{6}$) a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$. Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », note q_α , dont la définition est $q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

Le tableau I.1 donne des détails sur quelques exemples de machines polyphasée de type 1 ou machines multi-étoiles [1][6]

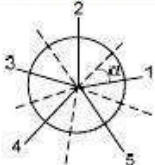


Tableau I.1 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines polyphasées de type 1).[2]

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
18	9	$\pi/9$	

B. Machines polyphasées de « Type 2 » [1][6].

Les machines polyphasées de « type 2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours $q = q_\alpha = \frac{q}{\alpha}$. Le tableau I.2 présente quelques exemples de machines polyphasées de type 2.

Tableau I.2 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statoriques est un impair de trois (machines polyphasées de type 2)[2]

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	

I.1.3. Principe de fonctionnement de la machine polyphasée [1][3][4].

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 est alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme ». Elle est définie comme suite :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} \left[\frac{rad}{s} \right]. \quad (\text{I.1})$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse ω_r inférieure à celle du synchronisme $\Omega_s < \Omega_s$ ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statoriques est dite vitesse relative : $\Omega = \Omega_s - \Omega_r$ On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\Omega}{\Omega_r} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement g : [6]



Figure I.2. Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.1.4. Avantages et Inconvénients des machines polyphasées

A. Avantages

Les machines polyphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines polyphasées. En effet, les variateurs polyphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [6]. [7].

- densité de couple plus élevée.
- pulsations de couple réduites.
- plus grande tolérance aux pannes.
- réduction du calibre requis par jambe d'onduleur (et donc plus simple et plus fiable équipement de conditionnement de puissance)

- meilleures caractéristiques de bruit, phase plus élevée, le nombre produit un couple plus lisse en raison de l'augmentation simultanée de la fréquence de la pulsation du couple et de la réduction de l'ondulation du couple.

B.Inconvénients

Cependant, les machines polyphasées présentent des inconvénients tels que [6] :

- L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.

I.1.5. Domaines d'applications des machines polyphasées

Les machines polyphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, etc... [8] [9].

I.1.6. Description de la MASP

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil, constituée de deux parties. Une partie fixe (stator) comportant dans les encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{5}$. Le rotor est identique à celui de la machine asynchrone triphasé (rotor à cage d'écureuil). La machine à induction à 5 phases proposée, 2 pôles, est montré sur la *Figure* I.1. [6]

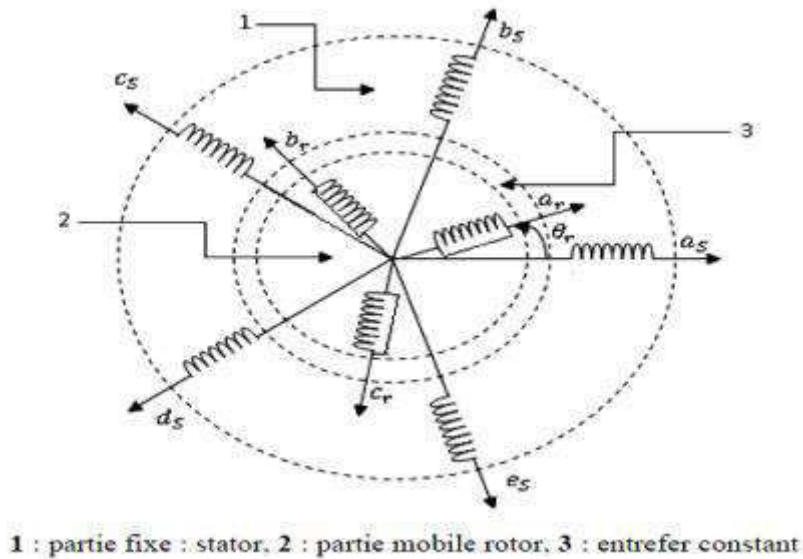


Figure I.3. Enroulement de la machine pentaphasée.

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif de ce chapitre est de trouver un modèle mathématique simple et général pour cette machine. [3]. La modélisation de la machine électrique fait, en général, appel à des équations très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de ces machines rendent leurs modèles difficiles à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

I.2. Modélisation de machine asynchrone pentaphasée

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [6] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.

➤ La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

I.2.2. Equations électriques :

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine, nous donne l'équation vectorielle en tension statoriques ainsi que rotorique. Par ailleurs, comme les enroulements rotorique sont en court-circuit, le vecteur tension rotorique appliqué est nul:

$$\begin{cases} V_s = [R_s]I_s + \frac{d}{dt}\Phi_s \\ V_r = [R_r]I_r + \frac{d}{dt}\Phi_r \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

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

Pour le stator

et

Pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d}{dt}\Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d}{dt}\Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d}{dt}\Phi_{sc} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt}\Phi_{sd} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d}{dt}\Phi_{se} \end{cases} \quad (\text{I.4}); \quad \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt}\Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt}\Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt}\Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{sd} \\ \Phi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

I.2.2 Equations de flux statoriques et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s,abcde}] \\ [\Phi_{r,abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s,abcde}] \\ [I_{r,abc}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

I.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C e_m - C_r - F\Omega \quad (\text{I.12})$$

I.2.4 Transformation de Park

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée, Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasé de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système diphasé (d, q) équivalent. Elle est donnée par une matrice de transformation $T(\theta)$, ou θ est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence. [6]

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Les deux axes d et q, qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.

I.3. Choix de repère d, q

Ce qui rend la transformation de PARK attrayante, est que l'orientation du repère d, q peut être quelconque. Il existe trois choix importants. Le repère d, q peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application :

- Repère d'axes d, q fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statoriques. Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- Repère d'axes d, q lié au rotor ($\theta_l = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotorique. Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes d, q lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation des équations plus simples. En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\sigma \quad (\text{I.14})$$

I.4. Application de la transformation de Park à la MAS pentaphasée

I.4.1 Equations électriques

Les équations électriques de la machines dans le repère de Park deviennent :**[10]**

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = [R_s]I_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ V_{qs} = [R_s]I_{qs} - \omega_s \phi_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = [R_r]I_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ V_{qr} = [R_r]I_{qr} - \omega_r \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.4.2 Equations de flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = (L_s + L_m)I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = (L_s + L_m)I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_r + L_m)I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = (L_r + L_m)I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.4.3 Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{5}{2} \frac{P}{2} (\phi_{ds} I_{qr} - \phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.19})$$

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé des généralités sur la MAS pentaphasée. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations, utilisé pour calcul des régulateurs dans le prochain chapitre. Dans le chapitre suivant, nous examinerons la commande vectorielle de la machine asynchrone à 5 phases et la modélisation de l'onduleur et sa commande.

Chapitre II

Etude de la commande
vectorielle et de
l'onduleur MLI

Introduction

L'onduleur connecté à la machine à cinq phases se compose de cinq bras composés d'interrupteurs électroniques qui sont principalement sélectionnés sur la base de la puissance et Fréquence de travail, chaque bras a deux composants de puissance La diode complémentaire est connectée en parallèle. Il existe deux types d'onduleur :

- Transformateurs de tension.
- Réflecteurs de courant.

Dans notre étude nous considérons le moteur asynchrone alimenté en tension. La vitesse variable s'est également généralisée dans tous les secteurs de l'industrie et des transports, ainsi que les variateurs de vitesse à moteur à courant continu, qui bénéficient d'une bonne expérience, et restent les plus utilisés. Cependant, la présence d'un commutateur, d'un commutateur mécanique et d'une machine à courant continu est interdite dans certaines zones d'utilisation et dans certains environnements hostiles (inflammables, corrosifs, etc.) .

La machine asynchrone a une forte relation entre le couple et le débit, ce qui Le couplage est très difficile à contrôler car le débit et le couple ne peuvent pas être commande directement à partir des courant d'alimentation en tant que moteurs à courant continu (MCC) séparés. Pour la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 1970 par Blaschke. Dépend de la direction du pneu de jardin (d-q) pour annuler un Composants de flux (directs ou plus communément, quadratiques) pour plus de simplicité Expression mathématique du couple.

L'objet de ce chapitre est de présenter et modéliser l'onduleur MLI à cinq phase et sa commande qui sera associé à une MAS pentaphasée alimentée en tension et étude commande vectorielle et calcul des régulateurs.

II.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

L'onduleur à cinq phases, les commandes des interrupteurs à levier sont complémentaires les unes des autres. Chaque bras a deux états indépendants. Ces deux cas peuvent être considérés comme une quantité rationnelle La **figure II.1** montre le schéma fonctionnel d'un onduleur cinq phases :

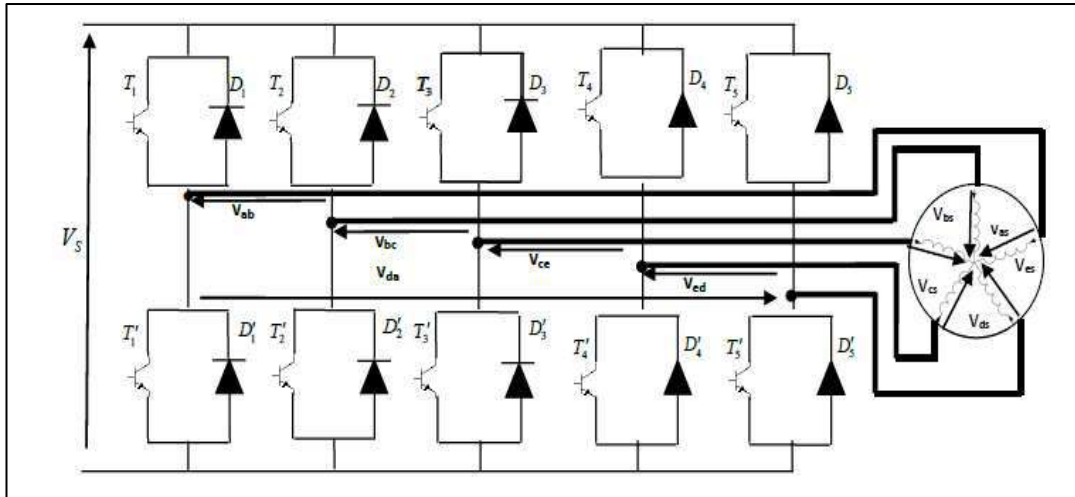


Figure. II .1. Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée.

Il se compose d'un pont à cinq phases avec dix transistors commutés en parallèle équilibrés par des diodes de récupération ($D_1 D_2 D_3 D_4 D_5; D'_1 D'_2 D'_3 D'_4 D'_5$) et dans le but de rendre l'étude facile et simple, nous supposons ce qui suit :

- la commutation des clés est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est minimale.
- charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Dans chaque bras de deux interrupteurs de commande supplémentaires définis par la fonction de connexion comme suit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1 \tag{II.1}$$

Ce transformateur présente un modèle avec seulement quatre tensions de redresseur (la cinquième est déterminée implicitement par la connaissance des autres)

$$\begin{aligned} U_{ab} &= (f_{11} + f_{15})V_s \\ U_{bc} &= (f_{12} + f_{15})V_s \\ U_{cd} &= (f_{13} + f_{15})V_s \\ U_{de} &= (f_{14} + f_{15})V_s \end{aligned} \tag{II.2}$$

Les enroulements du stator étant isolés du neutre, les tensions de phase satisfont à la relation :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} + V_{ds} = 0 \tag{II.3}$$

Avec ces équations, nous obtenons des tensions simples comme suit:

$$\begin{cases} V_{as} = V_s \left(\frac{4f_{11} - f_{12} - f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ V_{bs} = V_s \left(\frac{-f_{11} + 4f_{12} - f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ V_{cs} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} + 4f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ V_{ds} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} - f_{13} + 4f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ V_{es} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} - f_{13} - f_{14} + 4f_{15}}{5} \right) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Afin de générer les signaux logiques $f_{11}, f_{12}, f_{13}, f_{14}, f_{15}$, nous adoptons ceux-ci à cette stratégie de commande de l'inverseur.

II.2. Commande des onduleurs

II.2.1. Principe des stratégies de commande

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique triangle-sinusoïdale. Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à Thyristor ou d'un hacheur). [1]

A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [1].

II.2.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la Sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (**HF**) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si:

$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$$

Dans cette stratégie, les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'une onde porteuse avec une onde de référence. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Celle-ci représente la tension sinusoïdale désirée de fréquence f . [1]

Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité du courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires.[1].

A. La méthodologie et principe de la commande MLI

La figure (II.2) illustre la méthodologie de la commande MLI.

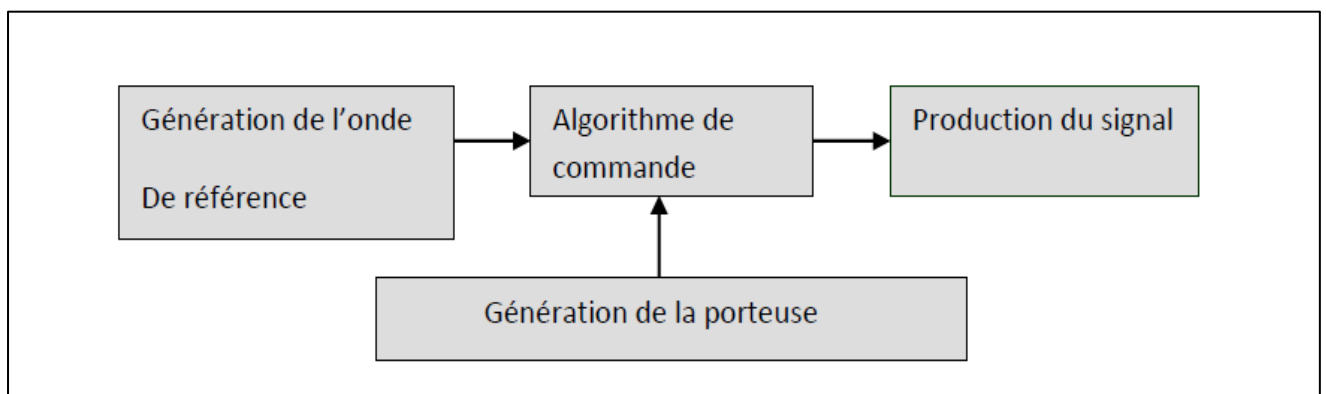


Figure II.2. Méthodologie de la commande MLI.

La **Figure II. 3** représente un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle avec un signal de référence sinusoïdal.

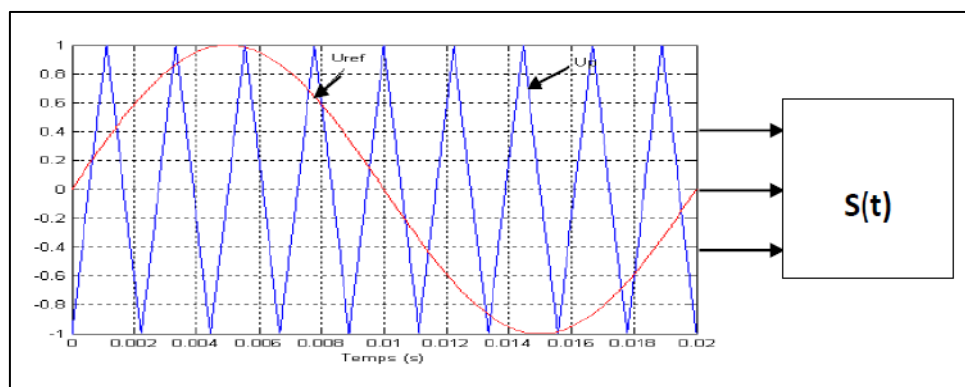


Figure II.3. Principe de commande MLI.

B. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation: f_p
- L'indice de modulation: $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : $r = \frac{A_r}{A_p}$

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de « r » la plus élevée possible :

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de Sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence - Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les Commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal a « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras. [1].

C. Avantages de MLI :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie ;
- Elimination de certaines harmoniques de tension ;
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

II.3. Commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature , des flux rotorique et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine[9][10].

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[10].

Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la **figure (II. 4)** [10].

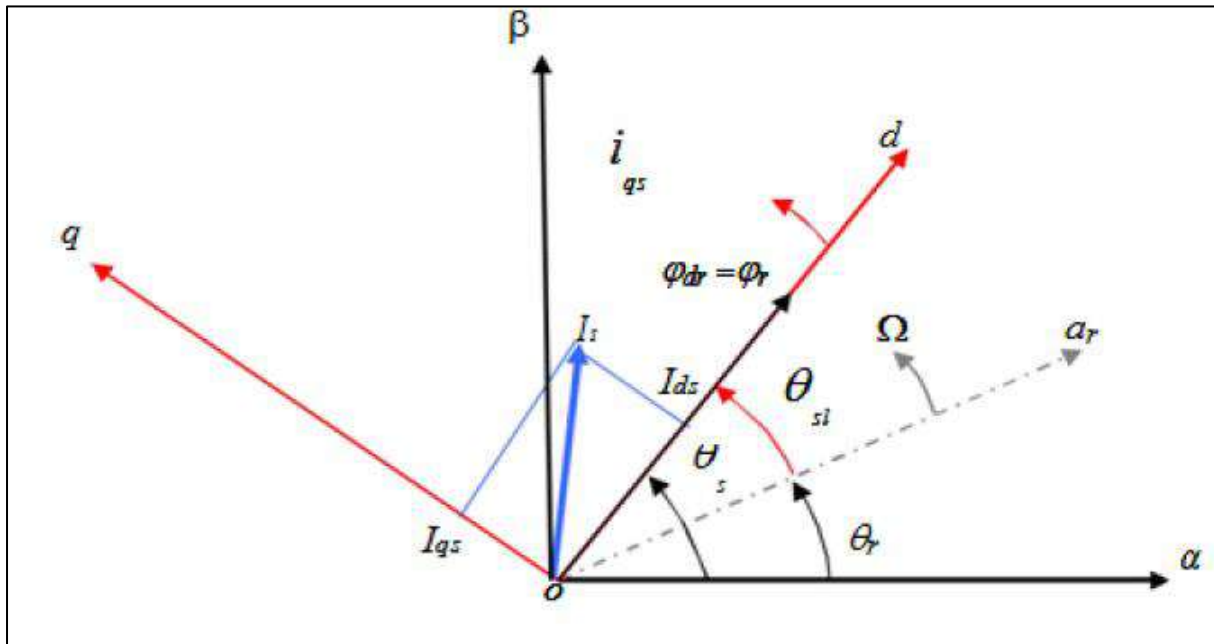


Figure II. 4. Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)[9]

II.3.1. Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

$\Phi_{rq}^* = 0$ et $\Phi_r = \Phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.

$\Phi_{sd}^* = 0$ et $\Phi_s = \Phi_{sq}$: c'est le flux statorique qui orienté.

$\Phi_{mq}^* = 0$ et $\Phi_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [10]. Avec tout cela dit, la direction d'écoulement du rotor est de savoir dans quelle direction il sera retenue.

II.3.2. Types de commandes vectorielles

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse [10].

A. Commande vectorielle directe

Dans le cas d'une commande directe avec une alimentation en tension, il est possible d'envisager une commande directe permettant la régulation du flux par contre réaction.

Nous essayons de rechercher les lois de découplage entre V_{ds} et V_{sq} , permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante I_{sq} et le flux par la composante I_{sd} . Le flux étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état dans le repère lié au champ tournant nous permet d'exprimer V_{ds} , V_{qs} [9].

B. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux : Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [9].

II.3.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement [9].

Le modèle de contrôle de la direction du flux rotatif est donné par l'équation suivante :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} - \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} - \frac{M}{T_r L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sd}}{\Phi_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{T_r} \Phi_{rd} i_{sd} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

Les expressions données par l'équation (II.6) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent au flux sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple, il faut donc réaliser un découplage [9]. Qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{T_r - \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1 + \sigma}{\sigma} \frac{1}{M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = - \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{T_r - \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) i_{sq} - \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \cdot W \cdot \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

II.3.4. Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à cinq phases

A. Modèle linéaire MAS à cinq phases

L'équation (I.19) donne le couple électromagnétique en termes de liaisons de flux qui est similaire à l'équation pour les machines à courant continu. Supposons que le flux du rotor les liaisons dans le cadre de référence à rotation synchrone est entièrement dans l'axe de sorte que $\Phi_{qr}^s = 0$ L'équation de couple (I.19) est alors réduite à :

$$T_e = \frac{5P}{2} \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} [\Phi_d^r i_q^s] \quad (\text{II.8})$$

Cette équation est similaire à l'équation d'une machine shunt à courant continu. Ainsi, le couple et le flux du rotor peuvent être contrôlés indépendamment en régulant les composantes d et q du courant du stator ainsi que la fréquence de glissement avec la contrainte de $\Phi_{qr}^s = 0$. [7]

Les valeurs commandées de couple et de flux rotor sont obtenues à partir des équations suivantes :

$$i_{qs}^* = \frac{4}{5P} \frac{L_r}{L_{lr} + L_m} \frac{T_e^*}{\Phi_{ds}^*} \quad (\text{II.9})$$

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \Phi_{ds}^* \frac{L_r}{R_r L_m} \frac{d}{dt} \Phi_{ds}^* \quad (\text{II.10})$$

$$s\omega_s = \frac{4}{5P} R_r \frac{T_e^*}{(\Phi_{dr}^*)} \quad (\text{II.11})$$

B. Calcul des paramètres des régulateurs PI

1. Régulateurs de courants

Il existe deux types de Régulateurs de courants :

- Régulateur du courant (I_{ds}) , le régulateur du courant direct fournit la tension V_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.[11]

La fonction de transfert $\frac{I_{ds}}{V_{ds}^r}$ est donnée par :

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}^r} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma T_s} \text{ et } T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{II.13})$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la **figure (II .5)**

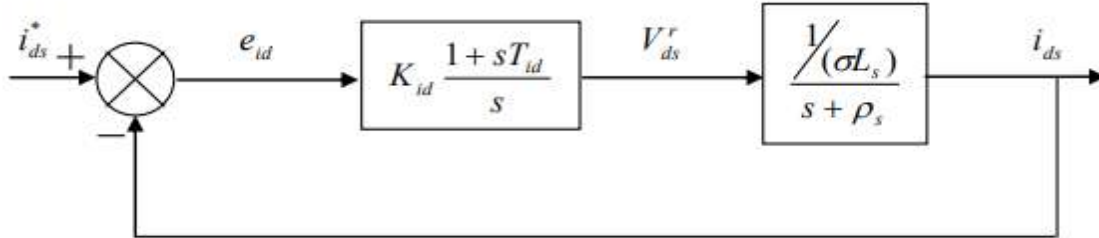


Figure.II.5 Schéma bloc de régulation du courant I_{ds}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite :

$$\frac{I_{ds}}{I_{ds}^*} = \frac{k_{id}(1+sT_{id}) / (\sigma L_s)}{s^2 + s(\rho_s + k_{id} \frac{T_{id}}{\sigma L_s}) + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.14})$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire[11]

En imposant les pôles $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suite :

$$P(s) = s^2 + 2Ps + 2P^2 \quad (\text{II.15})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \\ T_{id} = \frac{2\rho - \rho_s}{2P^2} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

-Régulateur du courant (I_{qs}), le régulateur du courant en quadrature fournit la tension V_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. [11]

La fonction de transfert $\frac{I_{qs}}{V_{qs}^r}$ est donnée par :

$$\frac{I_{qs}}{V_{qs}^r} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{II.17})$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la **figure (II .6)** :

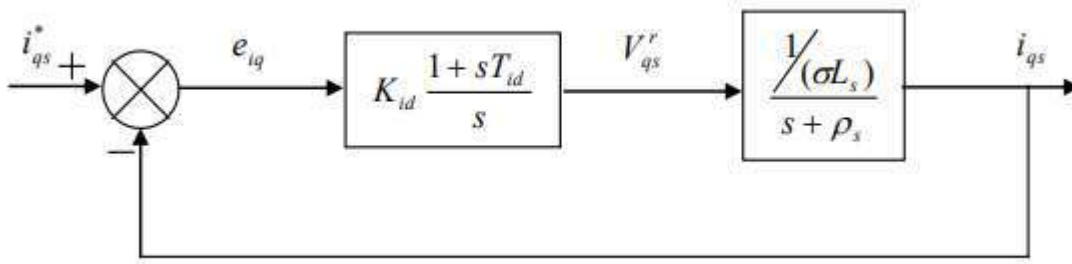


Figure.II.6 Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{k_{iq}(1+sT_{iq})/(\sigma L_s)}{s^2 + s(\rho_s + k_{iq} \frac{T_{iq}}{\sigma L_s}) + \frac{k_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.18})$$

Les paramètres du régulateur sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \\ T_{id} = \frac{2\rho - \rho_s}{2P^2} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

2. Régulateur de vitesse

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse où la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). [11]

Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne [11]. D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{c_{em}} = \frac{P/J}{s + \rho_m} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\rho_m = F/J \quad (\text{II.21})$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse **figure (II .5)** :

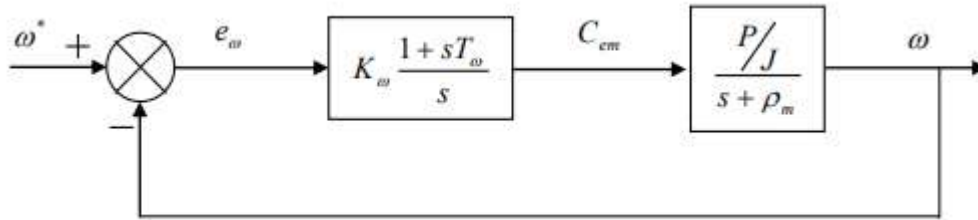


Figure.II.7. schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_s}{\omega_s^*} = \frac{k_\omega(1+sT_\omega)P/J}{s^2+s(\rho_m+k_\omega\frac{T_\omega P}{J_r})+\frac{k_\omega P}{J_r}} \tag{II.22}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur :

$$\begin{cases} K_\omega = 2\rho^2 J/P \\ T_\omega = \frac{2\rho - \rho_m}{2P^2} \end{cases} \tag{II.23}$$

C. Défluxage

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse [12]. Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\Phi_m \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \tag{II.24}$$

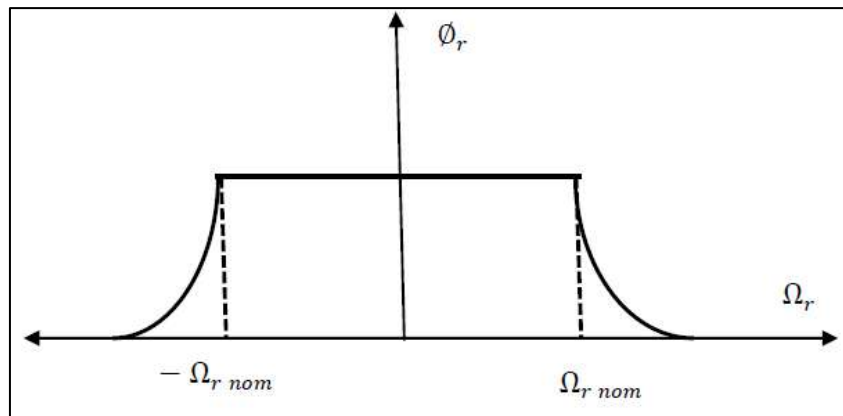


Figure.III.8. Bloc de défluxage.

Conclusion

Dans ce chapitre nous sommes intéressés à la modélisation d'un onduleur MLI de tension associé avec un moteur asynchrone pentaphasé et à la description de la commande vectorielle de la MAS pentaphasée et aux calculs des différents régulateurs. On a également cité les différentes techniques de commande d'un onduleur et leurs avantages et leurs inconvénients en particulier la commande MLI.

Chapitre III

Application de la
commande vectorielle
à la MAS pentaphasée

Introduction

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié pour les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, on va utiliser le logiciel (Simulink/Matlab) pour la simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un réseau pentaphasée de tension et un onduleur pentaphasée à commande MLI sinus triangulaire.

Dans ce chapitre, nous appliquerons la commande vectorielle indirecte à une machine 5 phases connectée à une tension 5 phases avec un onduleur commandé MLI, et nous étudierons la robustesse de la commande vectorielle en fonction de la variance des paramètres de la machine.

III.1. Simulation de MAS pentaphasée en boucle ouverte

Pour assurer l'alimentation d'une machine asynchrone pentaphasée à vitesse variable on doit utiliser un onduleur de tension à cinq phases alimentée directement par le réseau pentaphasée. La **figure(III.2)** suivante présente le schéma bloc de la MAS pentaphasée alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique MLI utilisant le logiciel Matlab

III.1.1. Schéma de simulation

Le Schéma suivant représente l'alimentation directe d'une MAS pentaphasée par un réseau pentaphasée avec onduleur pentaphasée à commande MLI sinus triangulaire comme suit :

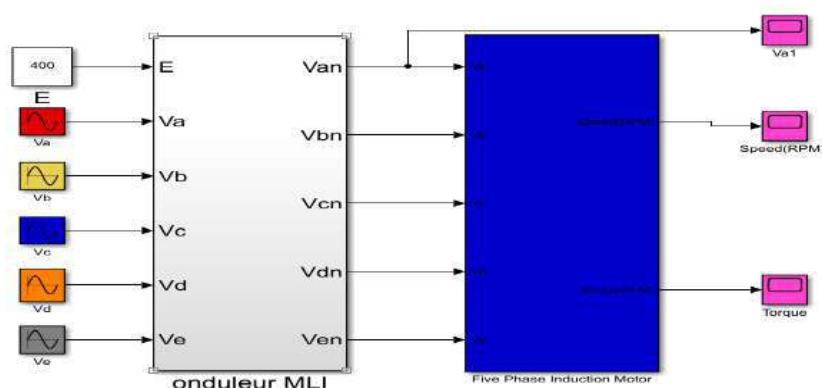


Figure.III.1. Alimentation d'une MASP par un réseau pentaphasée.

III.1.2. Interpretation des résultats de simulation

La simulation du bloc de la **Figure III.1** permet d'obtenir les figures suivantes :

A. Résultats de la simulation

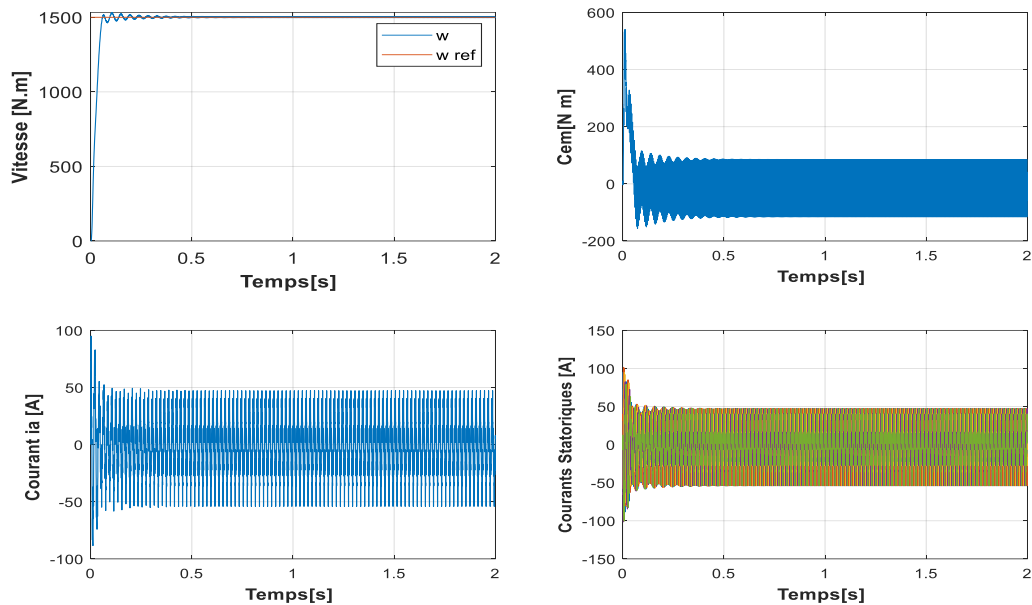


Figure.III.2. Résultats de la simulation de MAS pentaphasée à vide .

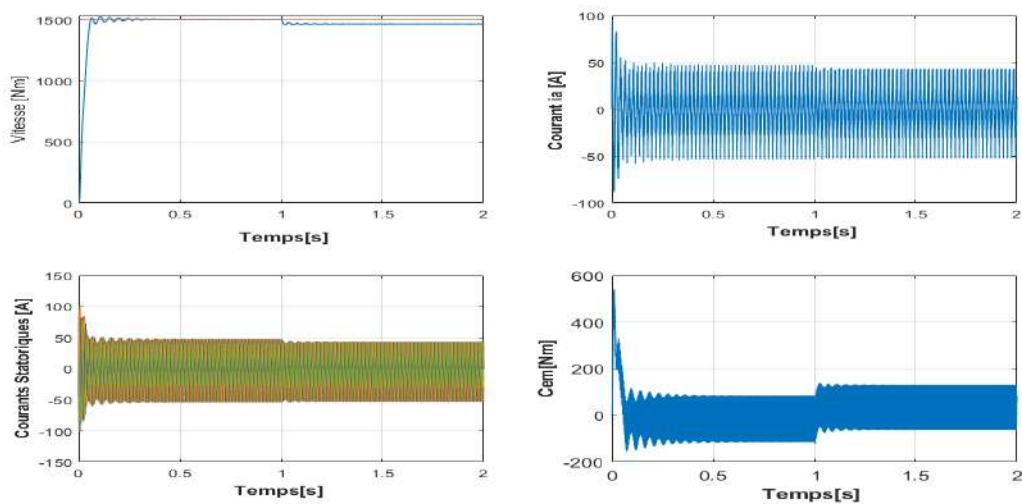


Figure.III.3. Résultats de la simulation de MAS pentaphasée à vide suivie d'une application d'un couple résistant ($C_r=15N.m$) à l'instant $t=1s$.

B. Commentaires

Lors du démarrage de la machine, l'allure de la vitesse est croissante, elle atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme au bout de (0.1s) mais avec l'application du couple résistant, elle baisse légèrement à ($t=1$), comme le montre **Figure.III.2**

Dans la **Figure.III.2** la valeur du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des pulsations très importantes dues au régime transitoire. Dès que le couple atteint son régime permanent, il s'ajuste parfaitement avec l'échelon de consigne, que nous lui avons appliqué.

L'allure du courants statoriques on remarque un appel de courant en plus qui coïncide avec l'instant de l'application du couple résistant.

III.2. Application de la commande vectorielle à MAS pentaphasée

Afin de démontrer et d'étudier la commande vectorielle, nous avons simulé un moteur cinq phases avec cette commande, ce qui nous permet d'obtenir les résultats de changement de vitesse, de couple et de courant avec l'application d'un couple de charge dans le temps ($t=1s$) et d'une bonne vitesse de référence 78.5 rad/s.

III.2.1. Schéma de simulation

Le Schéma suivant représente l'application de commande vectorielle indirect d'une MAS pentaphasée avec sa vitesse référence et le flux référence et le périmètre de machine in de annexes :

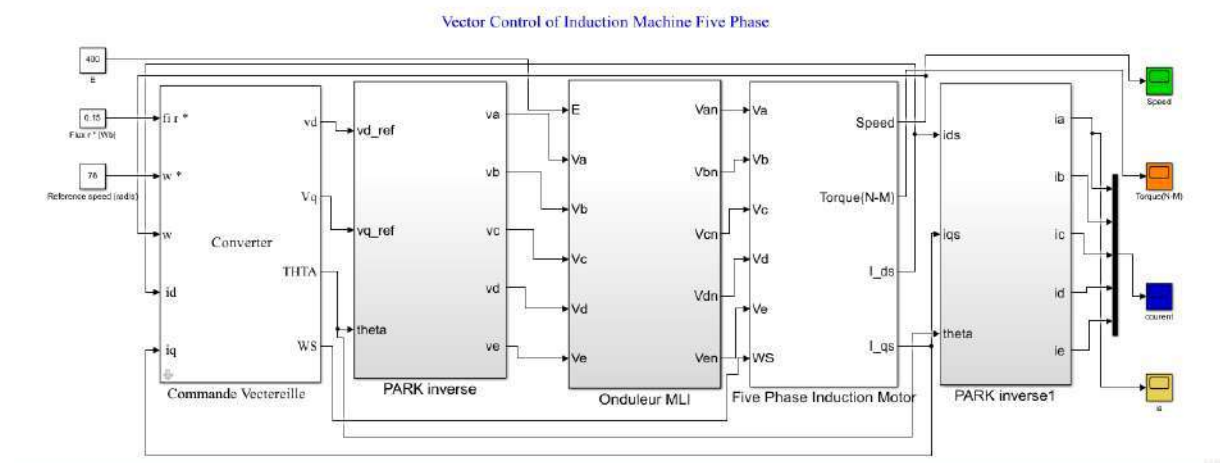


Figure.III.4. Schéma de simulation de commande vectorielle de MAS pentaphasée.

III.2.2. Résultats et Interprétation

A. Résultats de la simulation

La **Figure.III.4** suivante représente les résultats de la simulation de la commande vectorielle d'un MAS pentaphasée via Matlab Simulink

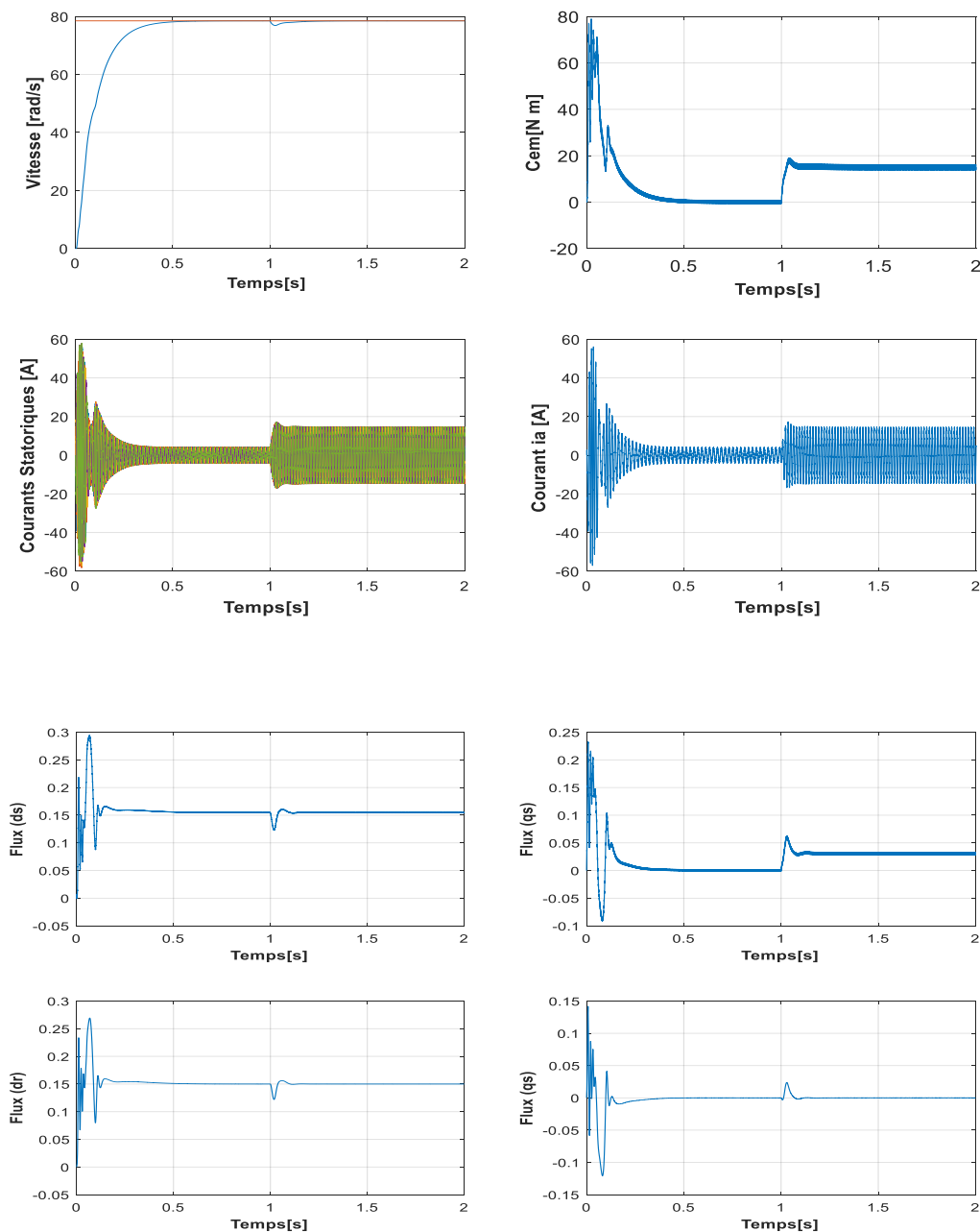


Figure.III.5. Résultats de la simulation de commande vectorielle de MAS pentaphasée suivie d'une application d'un couple résistant ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t = (1 \text{ s})$.

B. Commentaires

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse rejoint sa valeur de consigne La réponse présente. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 80 N.m à $t = 0.05s$ puis il oscille autour de zéro

Le courant I_{sa} atteint la valeur maximale de 55A. Avec l'application de charge $C_r = 15$ N.m (fonctionnement moteur) à l'instant $t = (1s)$ on remarque que : Le courant I_{sa} augmente et atteint une valeur crête 55A

La vitesse reste constante et égale la vitesse de référence $\omega = 78$ rad/s avec un rejet de perturbation effectué pendant (0,02s) Le couple électromagnétique compense le couple de charge telle qu'il oscille autour de 15(N.m) et suit sa référence imposée, et le courant en quadrature I_{qs} varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique durant le régime établi, i_{phqr} et i_{phdr} présentent au début de démarrage des oscillations puis se disparaissent après un temps de 0.2s.

III.3. Etude de robustesse de visa vis la variation des paramètres de la machine

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MASP suivi de l'introduction d'un couple de charge de 15 N.m à $t = 1$ sec , tout en imposant la vitesse de référence $\Omega = 78$ rad/sec .

III.3.1. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique R_r de +50% de sa valeur nominale. La **figure III.5** illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du courant statoriques.

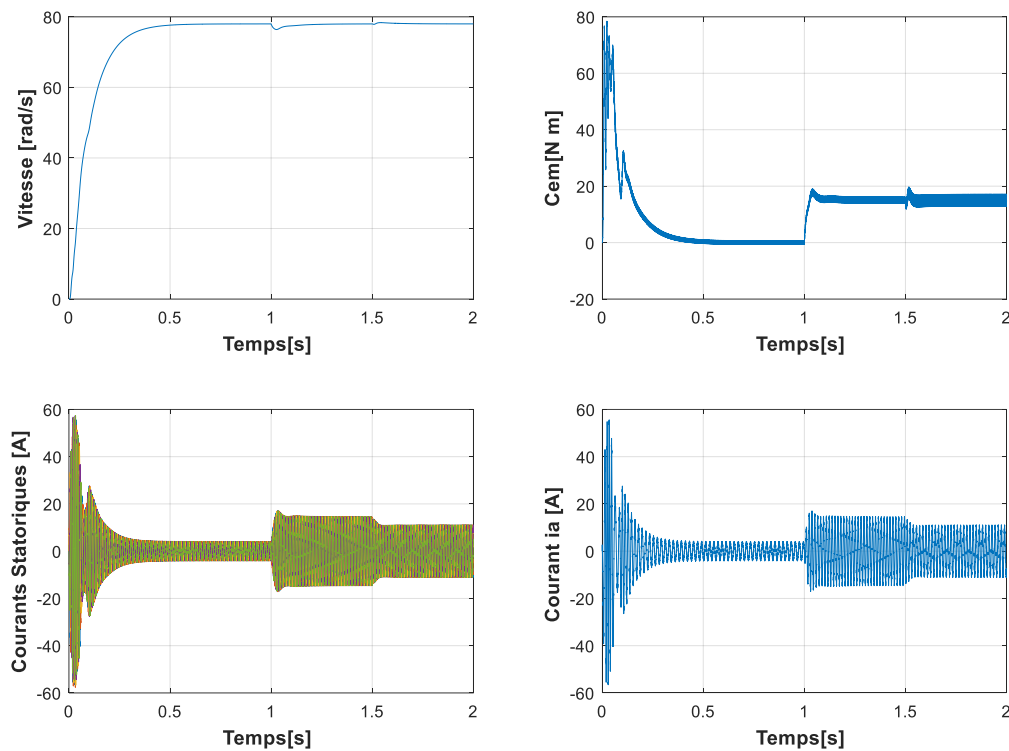


Figure III.6. Résultats de simulation du MAS pentaphasée vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

A. Commentaires

On constate à travers les résultats de simulation qu'une modification de la valeur de R_r conduit à des effets à la fois sur la vitesse, le couple et le courant, qui diminuent dans le temps $t=1s$ lorsque la modification de sa valeur entraîne une augmentation du couple avec et une diminution du courant comme il s'est déplacé à la vitesse, ce qui indique que le sens de contrôle.

III.3.2. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statoriques

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance statoriques R_s de +50% de sa valeur nominale. La **figure III.6** illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du courant statoriques.

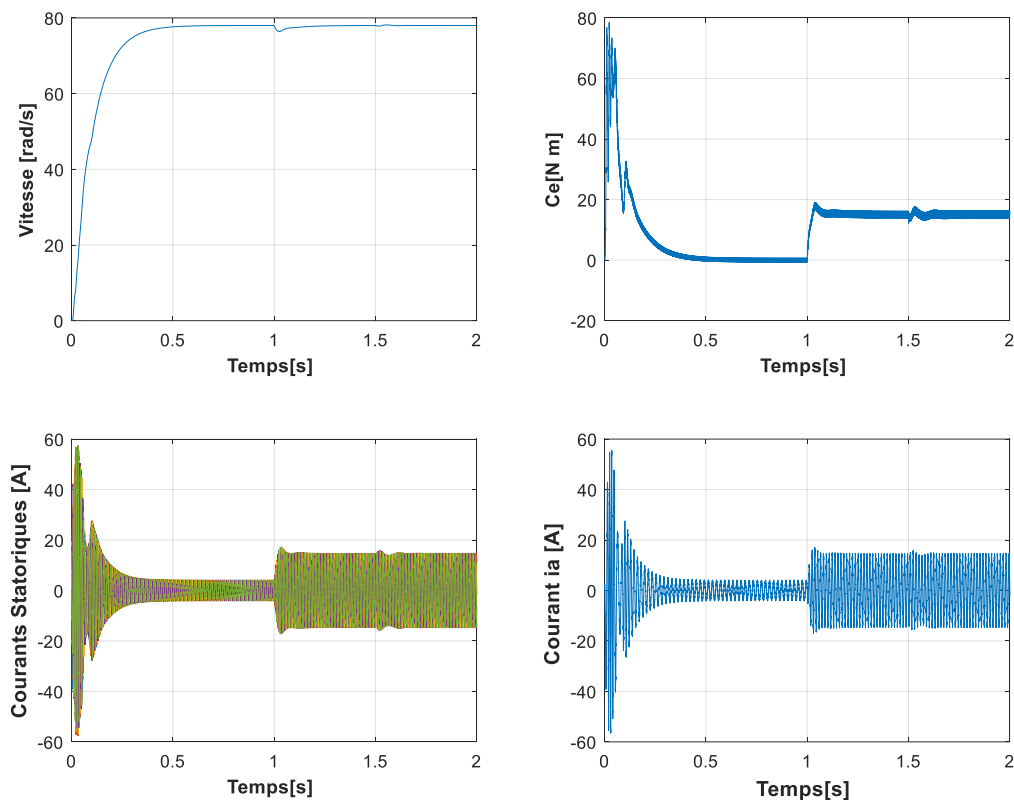


Figure III.7. Résultats de simulation du MAS pentaphasée vis-à-vis la variation de la résistance statoriques

B. Commentaires.

A partir de ces résultats, on voit clairement qu'il y a un effet qui apparaît lors de la variation de la résistance statoriques, par lequel la tension change à la fois sur le courant et sur le couple au moment de la variation de la résistance.

III.3.3. Robustesse vis-à-vis l'inversion de vitesse de rotation

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de $+78.5$ à -78.5 rad/sec, partir de $t=1.2$ sec, Lorsque nous obtenons les résultats complets dans les images suivantes.

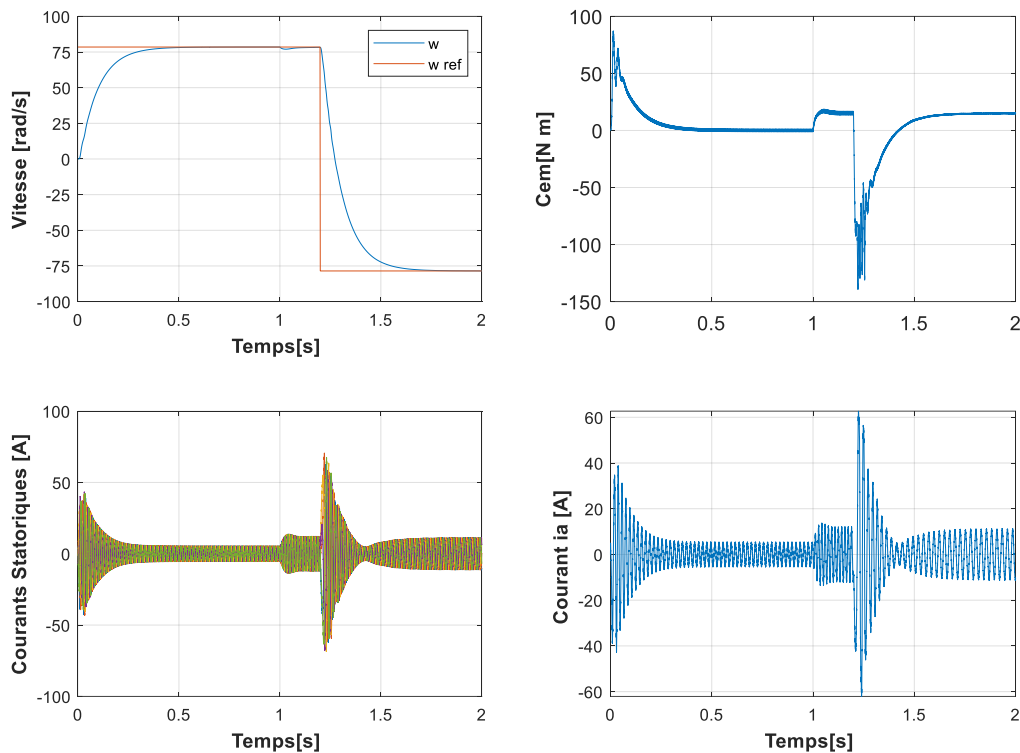


Figure III.8 . Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

A. Commentaires :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1.3s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 1. sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -67 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative.

III.3.4. Robustesse vis-à-vis le fonctionnement en basse vitesse

Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge Pour réaliser ce test nous avons varié la vitesse de 78.5rad/s à 20rad/s à l'instant $t=1.2s$, cependant nous avons introduit un couple de charge $C_r=15Nm$ dans un $t=1s$ après un démarrage à vide la **Figure II.2**, montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement.

A. Résultats de simulation

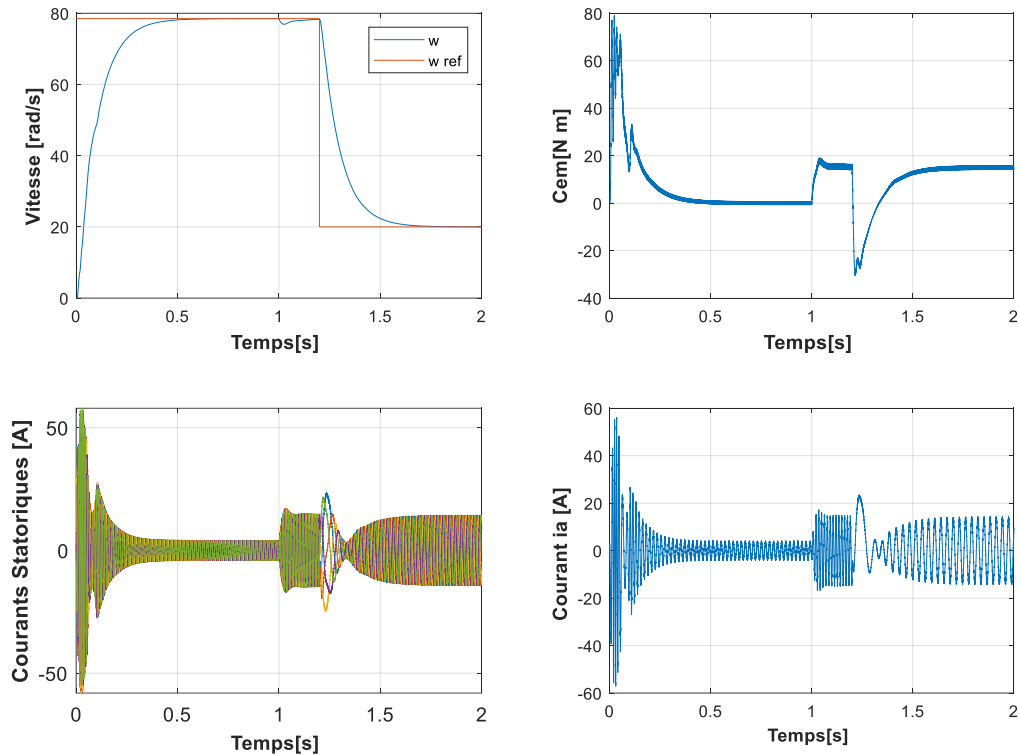


Figure III.9. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation à bas vitesse

B. Commentaires :

Nous remarquons des résultats que la commande de vitesse répond aux exigences lorsqu'elle est passée d'une grande vitesse à une petite vitesse et c'est-à-dire dans la période de temps de 1,2s, jusqu'à ce qu'elle se stabilise à la valeur de référence de 20(Rad/s) ,lorsque la commande répond à l'exigence des commandes.

Conclusion

La commande vectorielle du MAS pentaphasée que nous avons développé présente une poursuite satisfaisante de la référence, mais le régulateur classique PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en générale, les incertitudes des systèmes incertains.

Les tests de robustesse montrent que la commande vectorielle est sensible aux variations des paramètres de la machine. Pour cela on recommande d'utiliser des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes telle que la commande adaptative et la commande floue.

Conclusion générale

La machine à cinq phases offre une alternative intéressante pour réduire les contraintes appliquées aux commutateurs du commutateur ainsi qu'aux enroulements de la machine. En fait, il permet de diviser le pouvoir, aussi bien Réduisez l'amplitude et augmentez la fréquence des ondulations de couple. Enfin, le grand nombre de phases apporte plus de fiabilité en permettant de faire fonctionner un ou plusieurs étages défaillants.[9]

Ces avantages nous ont poussés à étudier ce type de machine, afin de voir le comportement de la machine lorsqu'elle est pilotée par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique dirigé et afin d'en améliorer les performances, l'étude que nous avons faite dans notre travail est le commande de linéarité par indirect

Porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone pentaphasée. Cette commande, qui permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux. Et d'autre part pour le réglage de la vitesse de la machine pentaphasée nous avons utilisé type de régulateur PI, et d'après les résultats obtenus on peut dire que les performances sont très satisfaisantes pour régulateur soit en présence d'une charge perturbatrice ou lors d'une inversion du sens de rotation.[9]

Le premier chapitre nous avons étudié la mathématique et la modélisation d'une machine asynchrone 5 phases dans la base naturelle, la transformée de Park, et les modèles à obtenir permettent de connaître le comportement de la machine en fonctionnement, tant en dynamique qu'en statique. Ces paramètres par simulation dans Simulink dans MATLAB.

Le chapitre Deux Nous avons équipé la machine pentaphasée d'un onduleur de tension à trois niveaux et l'avons commandé par la technique de "modulation de largeur d'impulsion" MLI et avons fait une étude très détaillée sur le commande vectoriel par sens d'écoulement direct et indirect du rotor, mais notre travail est basé sur le commande indirect, suivi d'une explication préférée des régulateurs PI.

Nous avant clôture ce manuscrit par chapitre trois étude de robustesse de la commande vectorielle vis à vis la variation des paramètres des moteur asynchrone pentaphasée, les résultats bons car la vitesse changeait en fonction de ce dont nous avons besoin .mais, il me reste problèmes avec les paramètres.

Référence Bibliographie

- [1] MECHIKI ABDELMOUNAIME, (*commande de la machine asynchrone polyphasée*) Thèse de Master en Génie ELECTRONIQUE, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA (Année universitaire : 2018 /2019).
- [2] Koussaila IFFOUZAR, «*Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué*» Thèse de DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE, Université A.MIRA-BEJAIA (Année Universitaire : 2012/ 2013).
- [3] MEHENNI Hicham, MOUHOUAB Abdellatif «*Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect* » Thèse de MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, Université A/Mira de Bejaia(Année Universitaire : 2016/ 2017).
- [4] ZERKAOUI Thabet, SAIDI Noureddine, «*COMPARAISON DES PERFORMANCES DES REGULATEURS PI ET FLOUS APPLIQUES SUR LA MACHINE PENTAPHASEE*» Thèse de MASTER EN GENIE Electronique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA (Année universitaire : 2019/2020).
- [5] M. Bernard, « *Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines a réluctance variable* » Revue 3E. In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [6] Mehenni hicham ,Mouhoub addellatif *Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect*). Thèse de master Université A/Mira de Bejaia-2017
- [7] Haitham Abu-Rub, atif iqbal et Jaroslaw guzinski, «*high performance control of AC drives with matlab*»liver second edition,John Wiley et sons ltd2021.
- [8] NEKMOUCHE YOUNES, MOUSSAOUI BACHIR «*Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs pentaphasée et double étoile*» Thèse de Magister EN GENIE ELECTRIQUE, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou
-

- [9] BEN HALIS MOHAMED, FAR SAMIR, «**Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone pentaphasée**» Thèse de MASTER EN GENIE Electronique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA(Année universitaire : 2019/2020).
- [10] Alia Salim, GueddaSmail- «*Commande Vectorielle d'une Machine à Induction*» Thèse de MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, Université EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued, Soutenu en Mai 2018.
- [11] BENCHEIKH Bilal , BENATALLH Bachir «**COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR MLI VECTORIELLE**» Thèse de master, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, Année universitaire 2017/2018.
- [12] BOUSSILA BOUBAKR, «*Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux (Application sur la Machine Heptaphasée)* », Thèse de Magister en École Nationale Polytechnique d'Alger, Soutenu à 2010.
-

Annexe : Paramètres de la machine pentaphasée

- **Nombre de phases : 5** (moteur pentaphasée)
 - **Nombre de pole : 4**
 - **Puissance nominale : 0.785 KW**
 - **Fréquence : 50Hz**
 - **Tension composée statorique : 220 V**
 - **Courant nominal : 3.57 A**
 - **Résistance statorique : 1.5856 Ohm**
 - **Résistance rotorique : 0.953 Ohm**
 - **Inductance de fuites statorique: 0.0248 mH**
 - **Inductance de fuites rotorique: 0.0248 mH**
 - **Inductance magnétisante: 0.024 H**
 - **Moment d'inertie : 0.089 Kg.m²**
 - **Coefficient de frottement : 0.001 Km²/s**
-