

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Ghardaïa



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'automatique et Electromécanique

MEMOIRE

PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER

Spécialité : Maintenance Industrielle

THÈME

ETUDE DES MOTEURS SYNCHRONES PENTAPHASE

Présenté Par:

**- BELLAOUER MOHAMMED BACHIR
- BELLI MOHAMMED EL MEHDI**

Encadré par :

- ALALI MOHAMMED

Année : 2024/2025

Remerciements

Nous remercions Dieu Tout-Puissant pour Sa grâce qui nous a permis d'achever ce travail.

Nous adressons nos remerciements à:

M. Allali Mohamed, encadrant de notre mémoire, pour sa disponibilité constante à nous aider et pour ses précieuses contributions qui ont enrichi ce travail.

Nous remercions également tout le personnel administratif de l'Université de Ghardaïa, en particulier les professeurs de la Faculté des Sciences et de la Technologie, et plus particulièrement ceux du Département d'automatique et d'électromécanique, ainsi que tous ceux qui nous ont soutenus, encouragés et apporté leur aide tout au long de ce parcours.

Dédicace

À nos chers parents, en témoignage de notre profonde gratitude pour leurs sacrifices constants et leur soutien indéfectible au fil des années.

À nos frères et sœurs, ainsi qu'à l'ensemble de notre famille.

À nos amis fidèles, pour leur présence et leurs encouragements.

À nos enseignants, pour la richesse de leur enseignement et la qualité de leur accompagnement.

À toutes les personnes qui occupent une place précieuse dans notre cœur.

Nous dédions ce mémoire en signe de reconnaissance et d'estime.

ملخص:

يهدف هذا العمل إلى دراسة التحكم المباشر في العزم (DTC) المطبق على آلة متزامنة ذات مغناطيسات دائمة خماسية الأطوار (MSAP) ويُعد هذا النوع من الآلات خيارًا متقدمًا للعديد من التطبيقات الصناعية، نظرًا لكفاءته العالية ومثابته، لاسيما في البيئات التي تتطلب موثوقية واستقرارًا كبيرين مقارنة بالآلات ثلاثية الأطوار.

تُمكن الإشكالية في تطوير إستراتيجية تحكم فعالة تهدف إلى تحسين أداء هذه الآلة من حيث الاستجابة الديناميكية وتقليل التموجات في العزم والسرعة. ولتحقيق ذلك، تم إعداد نموذج رياضي دقيق للآلة يأخذ في الاعتبار خصائصها البنيوية والكهرومغناطيسية، كما تم اعتماد تقنية DTC نظرًا لبساطتها وسرعة استجابتها مقارنة بالطرق التقليدية.

وقد أُجريت محاكاة عددية لتقييم أداء التحكم بتقنية DTC عند تطبيقها على آلة خماسية الأطوار. وأظهرت النتائج المتحصل عليها فعالية كبيرة في التحكم بالعزم واستجابة ديناميكية جيدة، مع الحفاظ على استقرار مُرضٍ للنظام. وتؤكد هذه النتائج مدى ملائمة استخدام هذا النوع من الآلات في التطبيقات التي تتطلب أداءً عاليًا وتحكمًا دقيقًا.

الكلمات المفتاحية: التحكم المباشر في العزم، المحرك التزامني خماسي الطور، المموج، النمذجة، المحاكاة، DTC.

Résumé :

Ce travail a pour objectif l'étude de la commande directe du couple (DTC) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée (MSAP). Ce type de machine représente une option avancée pour de nombreuses applications industrielles grâce à son rendement élevé et sa robustesse, notamment dans les environnements nécessitant une grande fiabilité et stabilité par rapport aux machines triphasées.

La problématique réside dans le développement d'une stratégie de commande efficace permettant d'améliorer les performances de cette machine en termes de réponse dynamique et de réduction des ondulations du couple et de la vitesse. Pour cela, un modèle mathématique précis de la machine a été élaboré, prenant en compte ses caractéristiques structurelles et électromagnétiques, et la technique DTC a été adoptée en raison de sa simplicité et de sa rapidité de réponse par rapport aux méthodes classiques.

Des simulations numériques ont été réalisées afin d'évaluer les performances de la commande DTC appliquée à une machine pentaphasée. Les résultats obtenus ont montré une grande efficacité dans le contrôle du couple et une bonne réponse dynamique, tout en maintenant une stabilité satisfaisante du système. Ces résultats confirment la pertinence de l'utilisation de ce type de machine dans les applications exigeant des performances élevées et une commande précise.

Mots-clés : Commande Directe du Couple (DTC), machine synchrone pentaphasée, onduleur, modélisation, simulation, DTC

Abstract:

This work aims to study Direct Torque Control (DTC) applied to a five-phase Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM). This type of machine represents an advanced option for many industrial applications due to its high efficiency and robustness, particularly in environments requiring high reliability and stability compared to three-phase machines.

The main challenge lies in developing an effective control strategy to enhance the machine's performance in terms of dynamic response and the reduction of torque and speed ripples. To this end, an accurate mathematical model of the machine has been developed, taking into account its structural and electromagnetic characteristics. The DTC technique was adopted due to its simplicity and fast response compared to conventional methods.

Numerical simulations were conducted to evaluate the performance of the DTC applied to the five-phase machine. The obtained results demonstrated high effectiveness in torque control and good dynamic response, while maintaining satisfactory system stability. These findings confirm the relevance of using this type of machine in applications requiring high performance and precise control.

Keywords: Direct Torque Control, five-phase synchronous machine, inverter, modeling, simulation, DTC

Sommaire

CHAPITRE I : Généralités sur les machines multiphasées

I.1	Introduction:	12
I.2	Définition et structure des systèmes et machines multiphasées:.....	12
I.3	Caractéristiques des machines multiphasées:	13
I.3.1	Machines multiphasées de type1:	13
I.3.2	Machines multiphasées de type 2:	15
I.4	Principe de fonctionnement de la machine multiphasées:.....	17
I.5	Applications des systèmes multi-machines:	18
I.6	Avantages des machines multiphasées:	19
I.7	Inconvénients des machines multiphasées :	20
I.8	la machine synchrone pentaphasée:	21
I.8.1	Constitution:.....	21
I.8.2	Le stator :	21
I.8.3	Le rotor :.....	22
I.9	Les types de commande de la MSAP :.....	23
	Contrôle scalaire en V/f :.....	24
	Commande vectorielle (FOC) :.....	25
	Commande directe du couple (DTC) :	26
I.10	Conclusion:	27

CHAPITRE II : Modélisation de la machine synchrone

pentaphasée

II.1	Introduction :	21
II.2	Modélisation mathématique de la machine à cinq phases :	21
II.2.1	Présentation de la machine à cinq phases :.....	21
II.2.2	Modèle mathématique de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent :	22
II.2.3	Transformation de Park :	24
II.2.4	Modélisation dans le repère stationnaire à l'aide de la transformation de Concordia :	24
II.2.5	Représentation Modélisée de la Machine Synchrone à Aimants Permanents :	27
II.2.6	Modèle en Représentation d'État :	28
II.3	L'onduleur :	29
II.3.1	Modélisation de l'onduleur:.....	29
II.3.2	Commande de l'onduleur MLI.....	31
II.4	Simulation del'ensemble Machine Convertisseur Statique :	34
II.5	Conclusion :	36

CHAPITRE III : Commande DTC-SVM avec régulation SMC d'une MSAP pentaphasée

III.1	Introduction :	22
III.2	Principe du contrôle direct du couple (DTC) :.....	22
III.4	Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :.....	25

III.5 DTC pour l'onduleur 5 phase à 2 niveaux :.....	25
III.6 simulation numérique :.....	28
III.7 Les avantages et les inconvénient du DTC	29
III.8 Conclusion:.....	43
CONCLUSION GENERALE:.....	44
BIBLIOGRAPHIE	47

LISTE DE FIGURES

FIGURE 1 : (A) ENTRAINEMENT DIRECT (SYNTEGRA FROM SIEMENS); STRUCTURE DE BOGIE (B) AVEC REDUCTION	19
FIGURE 2 REPRESENTATION SYMBOLIQUE D'UNE MSAP PENTAPHASE	23
FIGURE 3: PRINCIPALES TECHNIQUES DE COMMANDE UTILISEE POUR LES MSAP	24
FIGURE 4: SCHEMA CLASSIQUE DE LA COMMANDE SCALAIRE	25
FIGURE 5: COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP	26
FIGURE 6 : AXES DE PROJECTION	25
FIGURE 7 : MODELISATION DE LA MSAP PENTAPHASEE DAN LE REPERE DE PARK (D, Q).....	27
FIGURE 8: MLI SINUS TRIANGLE	32
FIGURE 9 SCHEMA DE PRINCIPE DE LA TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOÏDALE	33
FIGURE 10: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET CHARGE	34
FIGURE 12: VITESSE	35
FIGURE 11: COURANT DIRECT ID	35
FIGURE 13 : COURANT EN QUADRATURE IQ	36
FIGURE 14 COMPARATEUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	24
FIGURE 15 VECTEURS DE TENSION DE L'ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX.	26
FIGURE 16 SCHEMA DE LA DTC POUR UN ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX	27
FIGURE 17 RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC POUR ONDULEUR PENTA PHASE A DEUX NIVEAUX (A) LE COUPLE ET SA REFERENCE. (B) VECTEUR FLUX. (C) VITESSE DE ROTATION ET SA REFERENCE (D) AMPLITUDE DU FLUX ET SA REFERENCE.	29

LISTE DE TABLEAUS

TABLEAU 1 MACHINES MULTIPHASEES DE TYPE 1	14
TABLEAU 2 MACHINES MULTIPHASEES DE TYPE 2	16
TABLEAU 3: AMPLITUDES DES VECTEURS DE TENSION DE L'ONDULEUR PENTAPHASE A DEUX NIVEAUX ...	26
TABLEAU 4: COMMUTATION DE LA DTC POUR ONDULEUR PENTA PHASE.	27

Notations et Symboles :

MSAP	: Moteur synchrone à aimants permanents
MLI.	: modulation de largeur d'impulsion
a, b, c, d, e	: Indice correspondants aux cinq phases a, b, c, d, e
$V_{as}; V_{bs}; V_{cs}; V_{ds}; V_{es}$: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
$I_{as}; I_{bs}; I_{cs}; I_{ds}; I_{es}$: Courants statoriques
$\Phi_{as}; \Phi_{bs}; \Phi_{cs}; \Phi_{ds}; \Phi_{es}$: Flux statoriques
L_{ss}	: La matrice des inductances statorique
$R_s; I_s$: Résistance et inductance propre d'une phase statorique
m_s	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques
θ	: Angle électrique
[P]	: Matrice de transformation de PARK
ω	: Pulsation mécanique du rotor
p	: Nombre de paires de pôles
f	: Coefficient de frottement
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine
Ω	: Vitesse de rotation de la machines
C_e	: Couple électromagnétique
C_r	: résistant Couple mécanique
$V_d; V_q$: Tensions statoriques du repère de Park
$I_d; I_q$: Courants statoriques du repère de Park
$\Phi_d; \Phi_q$: Flux du stator selon les axes d,q
$L_d; L_q$: Inductance du stator les axes d,q
$F\Phi$: Flux des aimants
I_{dref}	: Le courant de référence suivant l'axe d
I_{qeq}	: Le courant de référence suivant l'axe q
$V_{deq}; V_{qeq}$: Les tensions de commande équivalente suivant l'axe det q
K_p	: Facteur de proportionnalité
K_I	: Facteur intégral
PI	: Régulateur proportionnel-intégral

INTRODUCTION GENERALE

Les moteurs multiphasés représentent aujourd'hui un pilier fondamental dans l'évolution des systèmes électromécaniques modernes, en particulier dans les secteurs exigeant des performances élevées et une grande fiabilité. Comparés aux machines triphasées classiques, ces moteurs offrent une série d'avantages notables : une meilleure stabilité de la vitesse, une réduction significative des ondulations de couple, une diminution des pertes par effet Joule, ainsi qu'une amélioration globale du rendement énergétique du système. Ces propriétés font des machines multiphasées des candidats privilégiés pour les applications nécessitant une efficacité, une densité de puissance et une tolérance aux défauts accrues.

L'origine de ces machines remonte à la fin du 19^{ème} siècle, lorsque Galileo Ferraris et Nikola Tesla ont posé les fondements de la théorie du champ magnétique tournant, permettant ainsi l'émergence des premiers moteurs à courant alternatif. Bien que les systèmes triphasés aient rapidement dominé les applications industrielles en raison de leur simplicité et de leur efficacité, la recherche de solutions plus performantes a conduit à l'exploration de machines à plus de trois phases, notamment les configurations pentaphasées (cinq phases), hexaphasées (six phases) ou heptaphasées (sept phases), qui se distinguent par une meilleure tolérance aux défauts et une compatibilité accrue avec les nouvelles technologies de contrôle.

Les moteurs multiphasés se déclinent en plusieurs catégories, incluant les machines asynchrones, les machines synchrones, et les moteurs à courant continu sans balais (BLDC). Chaque type présente des caractéristiques spécifiques en termes de structure, de fonctionnement, et d'adéquation à certaines applications. Dans le cadre de ce mémoire, l'accent est mis sur l'étude approfondie de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents (MSAP). Ce type de machine se distingue par sa capacité à délivrer un couple élevé avec un excellent rendement énergétique, une densité de puissance remarquable et une forte aptitude au contrôle dynamique. Ces qualités la rendent particulièrement adaptée à des domaines exigeants comme la traction électrique, l'aéronautique, les systèmes embarqués, ainsi que les installations exploitant les énergies renouvelables.

Cependant, malgré leurs nombreux avantages, les machines multiphasées posent plusieurs défis techniques. La complexité accrue de leur modélisation mathématique, la gestion des harmoniques supplémentaires induites par le nombre élevé de phases, ainsi que le développement de stratégies de commande efficaces sont autant d'obstacles à surmonter pour garantir un fonctionnement optimal. Dans ce contexte, la Commande Directe du Couple (DTC) s'impose comme une solution performante. Elle permet une réduction notable des ondulations de couple, une dynamique de réponse rapide, et une relative indépendance vis-à-vis de la précision du modèle, ce qui en fait une méthode bien adaptée à la commande de machines multiphasées.

Pour répondre aux objectifs de ce travail de recherche, le mémoire est structuré en trois chapitres principaux :

1. **Chapitre 1** : Présente un aperçu complet des moteurs multiphasés, en abordant leurs principes de fonctionnement, leurs différentes typologies, les avantages et limites de chaque configuration, ainsi que les domaines d'application actuels et émergents.
2. **Chapitre 2** : Détaille la modélisation mathématique de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents. Les transformations de Park et Concordia y sont utilisées pour faciliter l'analyse dynamique, avec l'intégration du modèle de l'onduleur et des techniques de modulation d'impulsions (PWM) nécessaires au pilotage du système.
3. **Chapitre 3** : Se focalise sur la mise en œuvre de la stratégie DTC pour la commande de la machine étudiée. Les performances sont évaluées à travers une série de simulations numériques, permettant de valider l'efficacité du modèle proposé et de la stratégie de commande, en termes de précision, de robustesse et de qualité du couple fourni.

Ce mémoire a pour ambition de contribuer à une meilleure compréhension des machines multiphasées et de mettre en lumière l'intérêt des techniques de commande avancées, telles que la DTC, pour l'optimisation de leur fonctionnement. En outre, il ouvre la voie à de nouvelles perspectives de recherche et d'innovation, notamment dans les domaines de la commande intelligente, de la maintenance prédictive et de l'intégration dans les systèmes électromécaniques complexes de demain.

CHAPITRE I

Généralités sur les machines multiphasées

I.1 Introduction:

Les machines électriques représentent un élément essentiel des systèmes industriels et énergétiques. Elles peuvent être classées selon différents critères, tels que le mode d'alimentation ou le nombre de phases utilisées. Parmi ces critères, le nombre de phases joue un rôle important dans les performances et le rendement de la machine. Bien que les machines triphasées soient couramment utilisées en raison de leur simplicité et de leur efficacité, elles peuvent présenter certaines limites techniques dans des contextes spécifiques, notamment lorsqu'il s'agit de répartir la puissance entre plusieurs composants. Pour répondre à ces contraintes, des machines électriques à plus de trois phases, appelées machines multiphasées, ont été développées. Ce type de machines permet notamment de mieux répartir les charges et de réduire les efforts sur les éléments du système. Avec l'évolution des technologies de commande électronique, ces machines suscitent un intérêt croissant, en particulier dans des domaines tels que les transports électriques, les systèmes marins et l'aviation. Elles offrent une meilleure fiabilité, un rendement accru, ainsi qu'une continuité de service même en cas de défaillance partielle. Ce chapitre propose un aperçu des différentes technologies de machines multiphasées, en mettant l'accent sur leurs caractéristiques générales, leurs avantages, ainsi que les défis liés à leur mise en œuvre dans les systèmes modernes.

I.2 Définition et structure des systèmes et machines multiphasés:

Un système multiphasé désigne un système électrique comportant plus de trois phases, utilisé principalement pour alimenter des machines électriques à plusieurs phases. Ce type de système permet d'améliorer la résilience face aux défaillances, de réduire les ondulations du couple électromagnétique et d'optimiser l'efficacité globale des machines électriques, notamment dans des domaines de pointe tels que la traction, l'aéronautique et les énergies renouvelables.

Les machines polyphasées, quant à elles, sont composées de n bobines déphasées spatialement de $2\pi/n$ et alimentées par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$. Elles sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases. Ces machines possèdent un enroulement statorique constitué de n phases identiques et régulièrement réparties, ce qui permet d'obtenir des performances accrues et une plus grande fiabilité par rapport aux systèmes classiques à trois phases. [1] [2]

I.3 Caractéristiques des machines multiphasées:

L'augmentation du nombre de phases contribue à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, à la diminution des ondulations du couple électromagnétique, ainsi qu'à la conception de structures plus tolérantes aux défauts, telles que la perte partielle ou totale de phases et les courts-circuits, renforçant ainsi la fiabilité et la continuité de fonctionnement des systèmes électrotechniques [3] [4]

Le concept de la machine multiphasée se distingue de celui de la machine triphasée principalement par le nombre de phases et l'angle de décalage entre deux phases consécutives. On distingue généralement deux catégories de machines multiphasées, selon que le nombre de phases du stator soit un multiple de trois ou non. [5]

1- machines multiphasées de type 1.

2- Machines multiphasées de type 2.

Les machines multiphasées de type 1, dont le nombre de phases est un multiple de trois, présentent l'avantage d'être alimentées par des onduleurs triphasés, utilisant des techniques de contrôle bien établies. En revanche, les machines multiphasées de type 2 nécessitent la conception d'onduleurs spécifiques.

I.3.1 Machines multiphasées de type 1:

Les machines multiphasées de type 1 sont des dispositifs dont le nombre de phases q est un multiple de trois, permettant leur regroupement en n étoiles triphasées, où $q=3i$ ($i=1,2,3,4,5,\dots$). Ces machines sont également désignées sous le terme de *machines à multi-étoiles*.

Ce type de machine se distingue par la possibilité d'adopter plusieurs configurations en fonction du nombre de phases et du décalage angulaire α entre les bobines adjacentes. Par exemple, une machine à double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ présente des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [3].

Afin de différencier les diverses configurations possibles, un paramètre spécifique est introduit : le nombre de phases équivalentes, défini par la relation suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad [6]$$

(I.1)

α : représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

Le tableau I.1 présente quelques exemples représentatifs de machines multiphasées de type 1 [3]

Tableau 1 Machines multiphasées de Type 1

Nombre de Phases(q)	Nombre équivalent de Phases (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	

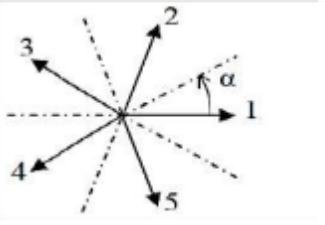
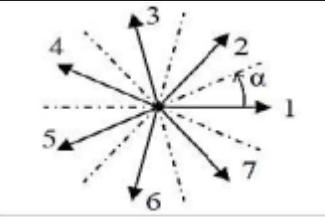
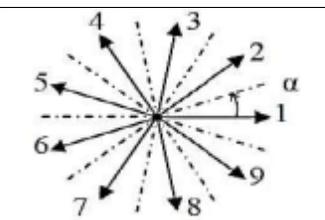
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

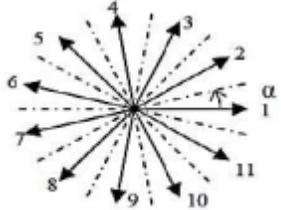
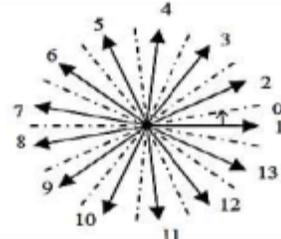
I.3.2 Machines multiphasées de type 2:

Les machines multiphasées de type 2 sont caractérisées par un nombre impair de phases statoriques, différent de trois (c'est-à-dire que le nombre de phases n'est pas un multiple de trois). Dans ce type de machine, les phases sont disposées de manière régulière avec un décalage angulaire de $2\pi/q = 2\alpha$. Par conséquent, la relation suivante est toujours vérifiée :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad [6] \tag{I.2}$$

Tableau 2 Machines multiphasées de Type 2

Nombre de Phases(q)	Nombre équivalent de Phases (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
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.4 Principe de fonctionnement de la machine multiphasées:

Un champ magnétique tournant est généré dans le stator à partir des courants circulant dans les enroulements statoriques. La fréquence de ces courants détermine directement la fréquence de rotation du champ magnétique, ce qui implique que la vitesse de rotation du champ est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. Cette vitesse de rotation est désignée par le terme vitesse de synchronisme, et elle s'exprime selon la relation suivante [7] :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I.3})$$

Les enroulements du stator génèrent un champ magnétique tournant, lequel induit des courants dans les conducteurs du rotor par effet d'induction électromagnétique. Ces courants induits produisent à leur tour des forces électromotrices responsables de la mise en rotation du rotor à une vitesse inférieure à celle du champ statorique. L'interaction entre le champ tournant du stator et les courants induits dans le rotor engendre un couple électromagnétique qui tend à réduire l'écart de vitesse entre le rotor et le champ. Cette différence de vitesse est appelée vitesse relative [7] :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (I.4)$$

On considère alors que le champ magnétique tournant du stator glisse par rapport au rotor. Ce phénomène, appelé glissement, est quantifié par le rapport suivant :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.5)$$

I.5 Applications des systèmes multi-machines:

Portes d'ascenseur:

Dans les systèmes classiques de portes d'ascenseur, les deux battants sont mis en mouvement via un mécanisme de liaison mécanique complexe, entraîné par une seule machine. Ce mécanisme assure une ouverture et une fermeture synchronisées, mais il demeure sujet à des défaillances en raison de sa complexité. En considérant que la vitesse d'une machine synchrone autopilotée (MSAP) est intrinsèquement liée à la fréquence de l'alimentation, il devient envisageable de connecter plusieurs machines en parallèle, partageant un même onduleur. Cette configuration permettrait de se passer du mécanisme mécanique de liaison, le synchronisme entre les machines étant assuré par une loi de commande adaptée.

Transport ferroviaire:

Dans les systèmes de traction ferroviaire, les contraintes d'encombrement (telles que la largeur des voies, le diamètre des roues et la garde au sol) imposent l'utilisation de systèmes distribués, comme illustré en Figure 1 (a). Ainsi, chaque roue d'un bogie peut être équipée d'une machine dédiée répondant aux exigences de puissance globale. Cette approche rend les systèmes multi-machines particulièrement pertinents pour cette application.

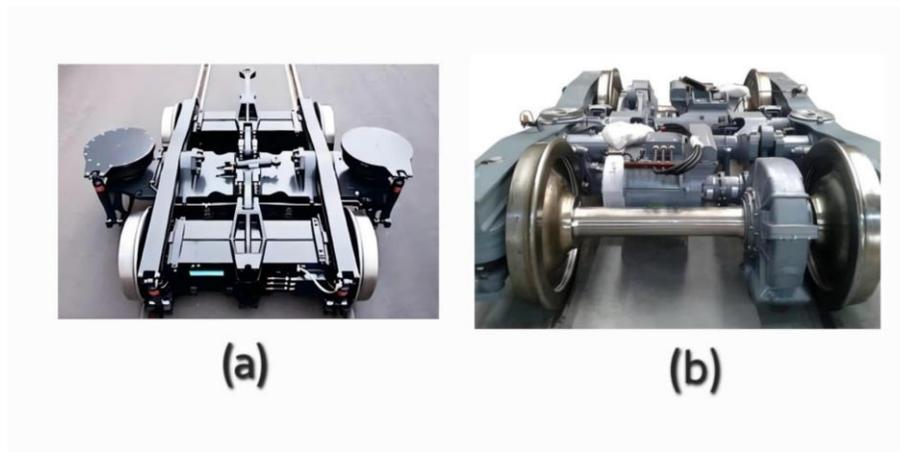


Figure 1 : (a) entraînement direct (Syntegra from Siemens); Structure de Bogie (b) avec réduction

Au cours des dernières années, l'utilisation de la MSAP comme base pour les systèmes de traction a été explorée dans les métros, les trains de banlieue, ainsi que pour les trains à grande vitesse. Le couple massique élevé offert par la MSAP permet d'envisager des entraînements sans engrenages (Figure 1 (b)). Dans cette optique, l'architecture partagée fondée sur la MSAP offre un potentiel significatif pour le développement de solutions de traction ferroviaire innovantes. [8]

I.6 Avantages des machines multiphasées:

Les machines polyphasées présentent plusieurs avantages significatifs par rapport aux machines conventionnelles triphasées. Elles constituent une solution prometteuse pour atténuer les contraintes exercées à la fois sur les convertisseurs et sur les enroulements de la machine.

L'un des bénéfices majeurs réside dans la segmentation de la puissance, rendue possible par l'augmentation du nombre de phases. Cette configuration permet une distribution plus équilibrée de la puissance entre les différentes phases, ce qui contribue à réduire les courants de phase sans nécessiter de diminution des tensions d'alimentation.

En conséquence, la puissance acheminée par phase est réduite, ce qui entraîne une diminution des contraintes sur les tensions de commutation, notamment lors de l'utilisation d'un onduleur. Cela permet le recours à des composants semi-conducteurs de plus faible calibre, capables de

fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées, améliorant ainsi l'efficacité globale du système.

Par ailleurs, les machines polyphasées permettent une réduction de l'amplitude et une augmentation de la fréquence des ondulations du couple électromagnétique. Cette caractéristique facilite le filtrage mécanique par la charge, ce qui se traduit par une nette amélioration des performances en termes de bruit et de vibrations.

Enfin, un nombre élevé de phases confère à ces machines une grande tolérance aux défauts, leur permettant de fonctionner en mode dégradé en cas de perte d'une ou de plusieurs phases, ce qui constitue un atout majeur en matière de fiabilité et de continuité de service [2].

I.7 Inconvénients des machines multiphasées :

L'un des inconvénients majeurs des machines polyphasées réside dans la génération de courants harmoniques de circulation lors de leur alimentation par des onduleurs de tension. Afin de minimiser ce phénomène, le choix de la stratégie de commande du convertisseur statique représente une des premières solutions envisageables pour atténuer les effets des harmoniques [7].

Par ailleurs, l'augmentation du nombre de phases entraîne une augmentation du nombre de semi-conducteurs, ce qui peut potentiellement accroître le coût global du système, comprenant à la fois le convertisseur et la machine. Cette multiplication des semi-conducteurs complexifie également la gestion et le contrôle du système, rendant nécessaire le développement de techniques de commande avancées, adaptées spécifiquement aux machines polyphasées. En effet, les méthodes de contrôle utilisées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas être appliquées directement aux machines polyphasées, notamment pour les machines de type II [7].

I.8 la machine synchrone pentaphasée:

I.8.1 Constitution:

Avec l'évolution des technologies, les machines synchrones sont devenues davantage une alternative viable à un moteur asynchrone que ce dernier pouvait l'être aux applications de systèmes d'entraînement électromécanique. À travers leurs performances améliorées et mélanges, les machines synchrones couvrent maintenant un large spectre de la puissance susmentionnée, allant de quelques une centaine de watts à de plusieurs téawats.[1].

Historiquement, les machines synchrones étaient principalement utilisées en tant qu'alternateurs, avec une excitation assurée par une source de courant continu, leur permettant de générer un champ magnétique stable et contrôlé.

I.8.2 Le stator :

Les machines synchrones pentaphasée, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, possèdent un stator composé de cinq enroulements identiques, disposés avec un décalage angulaire de $(2\pi/5)$ électriquement dans l'espace. Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés par un système équilibré de tension pentaphasée, un champ magnétique tournant est généré le long de l'entrefer. La vitesse de rotation de ce champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine ainsi qu'à la fréquence des courants dans les enroulements statoriques [1].

Soit :

$$(I.6) \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

On note :

ω :La pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : E nombre de paire de pôles de la machin

Ω : La vitesse de rotation de la machines [rad/s]

I.8.3 Le rotor :

Le rotor des machines synchrones peut adopter une configuration à pôles lisses ou à pôles saillants. Dans le cas des machines à pôles saillants, l'entrefer est plus réduit sur l'axe direct L_d ce qui se traduit par une inductance directe supérieure à l'inductance (quadratique) L_q , mesurée sur l'axe en quadrature. Cette asymétrie inductive joue un rôle fondamental dans la modélisation et le comportement dynamique de la machine.

L'introduction de la commutation naturelle a favorisé l'intégration de ces machines dans des systèmes d'entraînement industriels de forte puissance. Elles sont principalement utilisées comme moteurs dans des applications exigeantes telles que les compresseurs et ventilateurs de grande capacité, ainsi que dans les systèmes de traction. En outre, ces machines trouvent également leur place dans des applications à puissance élevée lorsqu'elles sont associées à des cycloconvertisseurs, où leur principal avantage réside dans la compatibilité avec la commutation naturelle.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) pentaphasé se caractérise par un stator similaire à celui des autres machines électriques conventionnelles. Le remplacement de l'enroulement rotorique par des aimants permanents permet une simplification significative de la structure de la machine, notamment par l'élimination des balais, ce qui réduit considérablement les pertes au niveau du rotor. Toutefois, cette configuration présente une limitation majeure : le flux magnétique produit par les aimants permanents du rotor devient fixe et, par conséquent, n'est plus contrôlable activement par l'utilisateur. [1]

Le rotor peut présenter diverses configurations géométriques. La figure II.1 illustre trois agencements typiques correspondant à un rotor à quatre pôles, représentatifs des conceptions couramment utilisées dans les machines synchrones.

- **Première configuration** : Le rotor à pôles saillants, est équipé de pièces polaires permettant de concentrer le flux magnétique. Les aimants permanents y sont aimantés dans le sens radial
- **Deuxième configuration** : les aimants permanents sont noyés dans le rotor, avec une aimantation tangentielle. Cette disposition présente une orientation radial des aimants.

- **Troisième configuration** : montre un rotor avec des aimants permanents répartis uniformément sur la surface cylindrique. L'aimantation reste radiale, et en raison de l'isotropie de cette configuration, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à L_q sur l'axe en quadrature. Cependant, cette égalité n'est pas présente dans les deux autres configurations [1].

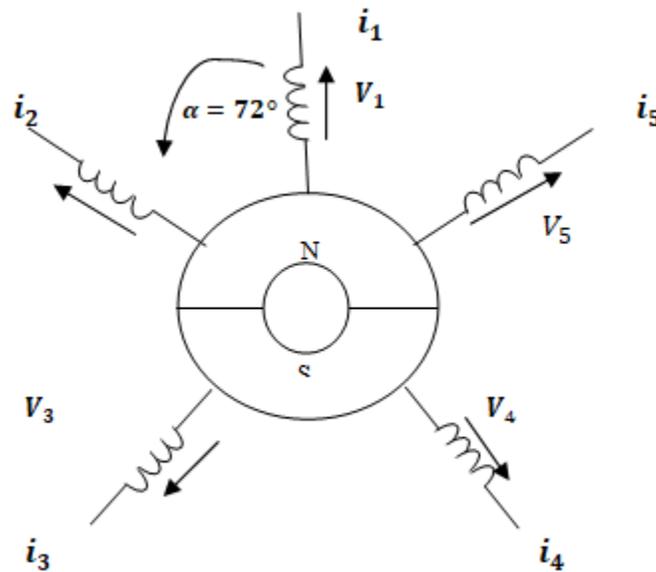


Figure 9 Représentation symbolique d'une MSAP pentaphasée

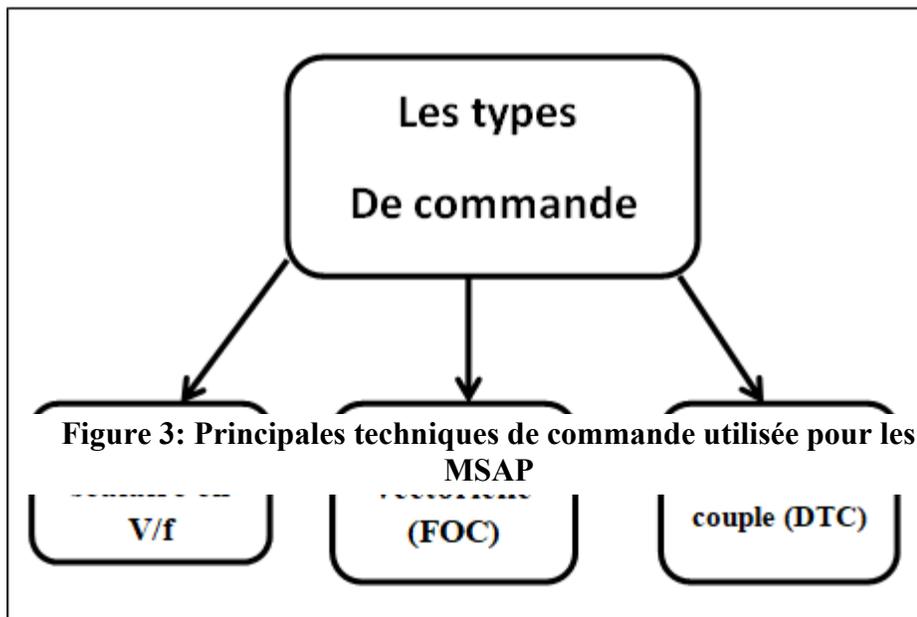
I.9 Les types de commande de la MSAP :

Les techniques de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) peuvent être classées en deux catégories principales : la commande scalaire et la commande vectorielle.

La commande scalaire repose sur des relations établies en régime permanent, en se concentrant principalement sur l'amplitude et la fréquence des grandeurs à contrôler.

En revanche, la commande vectorielle prend en compte à la fois l'amplitude et la position d'un vecteur d'espace, ce qui permet de maintenir des relations valides même durant les régimes transitoires.

Cette capacité à gérer les dynamiques transitoires est cruciale pour assurer un contrôle précis du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation. [10]

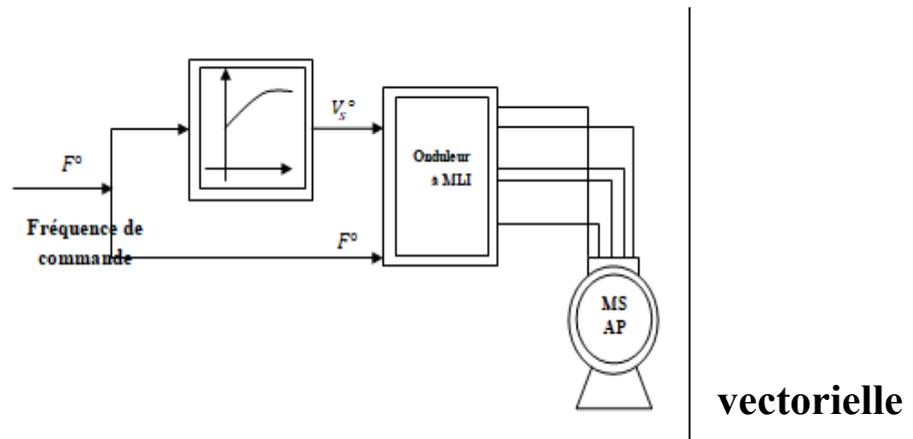


Contrôle

scalaire en V/f :

Le contrôle scalaire repose sur des relations valides uniquement en régime permanent, où seules l'amplitude et la fréquence des grandeurs électriques telles que la tension et le courant sont régulées. Ce type de commande est particulièrement adapté aux applications dans lesquelles plusieurs moteurs sont alimentés en parallèle par un même onduleur. Parmi les méthodes de commande les plus simples figurent la stratégie Volts/Hertz (V/f), qui constitue une approche en boucle ouverte, sans recours à une boucle de rétroaction. Le principe fondamental de cette commande consiste à maintenir le flux magnétique dans le stator à sa valeur nominale, permettant ainsi au moteur de développer un couple proportionnel au courant sur l'ensemble de sa plage de fonctionnement en vitesse. [10]

Commande (FOC) :



vectorielle

Dans la méthode de commande scalaire, les principales variables de commande sont la tension et la fréquence. Le flux magnétique et le couple électromagnétique dépendent directement de la fréquence et de l'amplitude de la tension, ce qui entraîne un couplage entre ces grandeurs. Ce couplage induit une réponse relativement lente de la machine, ce qui constitue une limitation importante pour certaines applications.

Afin de surmonter ces limitations, la commande vectorielle a été développée, permettant de traiter la machine synchrone de manière similaire à un moteur à courant continu avec excitation séparée. L'objectif principal de cette approche est de simplifier la commande de la machine synchrone en dissociant le contrôle du couple et du flux magnétique. En contrôlant indépendamment ces deux grandeurs, il devient possible d'obtenir une dynamique plus rapide et une meilleure régulation du moteur.

Cependant, bien que cette méthode permette une amélioration significative des performances, elle reste sensible aux variations des paramètres de la machine. Ces variations peuvent affecter la précision et la stabilité du système, surtout dans des conditions de fonctionnement variables, ce qui représente une faiblesse à prendre en compte dans la conception et le contrôle des moteurs synchrones. [10]

⋮

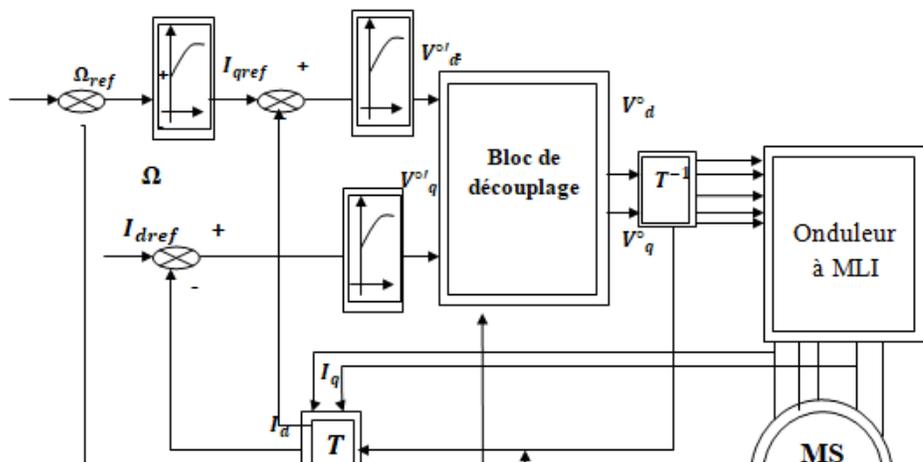
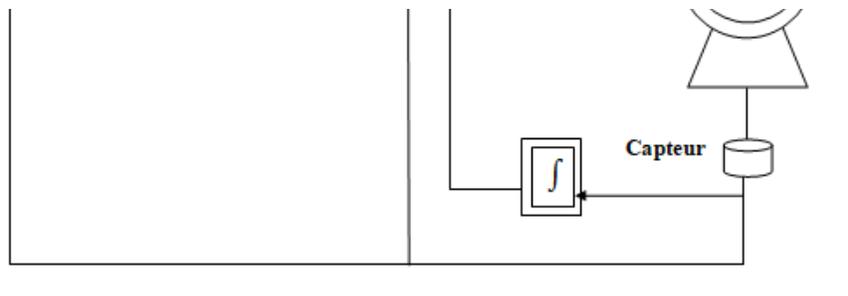


Figure 5: Commande vectorielle de la MSAP



Commande directe du couple (DTC) :

La commande directe du couple (Direct Torque Control - DTC) sera l'objet du troisième chapitre

I.10 Conclusion:

Dans ce chapitre, une vue d'ensemble des machines polyphasées a été présentée. Deux types de machines polyphasées, connus sous le nom de machines polyphasées de type 1 et type 2, ont été abordés.

Les avantages et inconvénients de ces machines ont été discutés. Le principal avantage réside dans la segmentation de la puissance, ce qui améliore l'efficacité et équilibre la distribution de l'énergie. Ces machines offrent également une meilleure fiabilité, grâce à leur capacité à fonctionner en mode dégradé en cas de perte d'une phase. En revanche, le principal inconvénient réside dans l'augmentation du coût qui accompagne l'augmentation du nombre de phases dans le stator de la machine, ce qui entraîne une hausse du coût des convertisseurs statiques.

Chapitre II

*Modélisation de la machine
synchrone pentaphasée*

II.1 Introduction :

Dans un contexte marqué par l'essor des systèmes d'entraînement électromécaniques à haute performance, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) se positionnent comme une solution technologique de premier plan, en raison de leur rendement élevé, de leur densité de puissance supérieure et de leur capacité à fonctionner dans des environnements industriels exigeants. L'évolution vers des structures multiphasées, notamment pentaphasée, vise à améliorer la fiabilité des systèmes, à réduire les ondulations de couple, et à garantir une tolérance accrue aux défauts.

La présente étude s'inscrit dans cette dynamique d'innovation et porte sur la modélisation, l'analyse et le contrôle d'une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée. Elle vise à développer un modèle mathématique rigoureux tenant compte des caractéristiques spécifiques de la machine, tout en intégrant la transformation de Park généralisée pour faciliter l'analyse dans différents référentiels. Par ailleurs, une attention particulière est accordée à la modélisation de l'onduleur associé ainsi qu'aux stratégies de commande appropriées, telles que la commande scalaire (V/f), la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC).

Ce travail a pour objectif de fournir une base théorique solide pour la conception et le pilotage optimal des MSAP, en vue de leur intégration dans des systèmes d'entraînement modernes répondant aux exigences de robustesse, de précision et d'efficacité énergétique.

II.2 Modélisation mathématique de la machine à cinq phases :

II.2.1 Présentation de la machine à cinq phases :

Nous nous proposons à présent de développer un modèle de machine synchrone à aimants permanents, à cinq phases, en tenant compte des hypothèses formulées précédemment.

Le cahier des charges a imposé les contraintes suivantes :

- La machine doit comporter cinq phases, avec des enroulements concentrés et un pas diamétral ;
- Le rotor ne doit pas présenter d'effet de saillance et doit être équipé d'aimants permanents.

Ces exigences ont conduit au choix d'une architecture de machine spécifique, répondant à l'ensemble des contraintes définies. [9].

II.2.2 Modèle mathématique de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent :

Dans le cadre de cette analyse, l'aimant permanent du rotor est représenté par un enroulement générant un courant constant i_f , lequel est fonction de la densité de flux magnétique produite par les aimants permanents

Les inductances $L_{as}, L_{bs}, \dots, L_{es}$ Sont considérées comme des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et les enroulements d'excitation. [9].

Les équations de la machine pentaphasée, exprimées dans le repère statoriques à cinq axes (a, b, c, d, e), s'écrivent sous la forme suivante :

- Modélisation des tensions aux bornes des phases statoriques dans une machine pentaphasée:

$$[\mathbf{v}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\phi}_s] \quad \text{II.2}$$

- L'expression des flux magnétiques s'établit comme suit :

$$[\boldsymbol{\phi}_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] + [\boldsymbol{\phi}_f] \quad \text{II.3}$$

Où

$$[\mathbf{v}_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs} v_{ds} v_{es}]^t \quad \text{II.4}$$

- Vecteur des tensions statoriques :

$$[I_s] = [I_{as} I_{bs} I_{cs} I_{ds} I_{es}]^t \quad \text{II.6}$$

- Vecteur des courants statoriques :

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \phi_{bs} \phi_{cs} \phi_{ds} \phi_{es}]^t \quad \text{II.7}$$

- Vecteur des courants statoriques :

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

Matrice résistance du stator

$[L_s]$ Représente la matrice d'inductance du stator, qui inclut à la fois l'inductance propre et les inductances mutuelles entre les phases du stator.

Cette matrice d'inductance $[L_s]$ est une matrice symétrique de dimension (5 5) et elle prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} l_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(8\pi/5) \\ m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) \\ m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) \\ m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) \\ m_s \cos(8\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s \end{bmatrix}$$

II.7

Représentation vectorielle du flux magnétique induit par l'aimant à travers les enroulements du stator :

$$[\Phi_{aimant}] = \begin{bmatrix} \Phi_f \cos(\theta) \\ \Phi_f \cos(\theta - (2\pi/5)) \\ \Phi_f \cos(\theta - (4\pi/5)) \\ \Phi_f \cos(\theta - (6\pi/5)) \\ \Phi_f \cos(\theta - (8\pi/5)) \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

II.2.3 Transformation de Park :

La transformation de Park vise à convertir les enroulements statoriques orthogonaux en un système équivalent, à la fois sur le plan électrique et magnétique, exprimé dans un repère tournant à deux axes perpendiculaires, notés d et q. Cette transformation des grandeurs physiques est réalisée à l'aide de la matrice de Park généralisée $p(\theta)$, construite à partir de la combinaison de la matrice de Concordia (associée au repère stationnaire) et de la matrice de changement de repère vers un référentiel tournant.

L'un des principaux avantages de cette transformation réside dans la conservation de la puissance instantanée, ce qui permet de représenter les enroulements statoriques multiphasés (A, B, C, D, E) sous forme de composantes équivalentes dans un repère orthogonal d_q , facilitant ainsi l'analyse et la commande des machines électriques [9].

II.2.4 Modélisation dans le repère stationnaire à l'aide de la transformation de Concordia :

Les enroulements de la machine sont disposés avec un décalage angulaire de

$$\gamma = 2*\pi /n \text{ rad} \quad \text{II.9}$$

❖ Si n (nombre de phase) est paire :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2\pi}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{n} & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ 0 & \sin \frac{\pi}{n} & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

❖ Si n (nombre de phase) est impaire

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2\pi}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{n} & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ 0 & \sin \frac{\pi}{n} & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ 1 & \cos \left(\frac{(n-1)\pi/2}{n} \right) & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n} \right) \\ 0 & \sin \left(\frac{(n-1)\pi/2}{n} \right) & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n} \right) \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

Dans notre cas on prend n=5, l'angle entre deux inductances successive est $\gamma = 2 * \pi / 5$

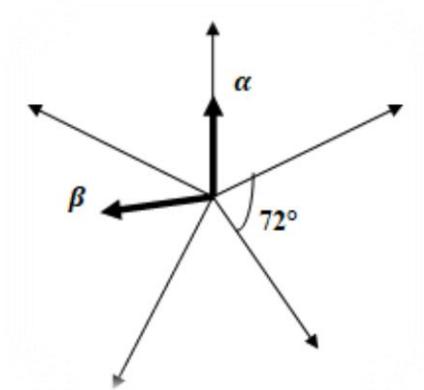


Figure 3 : axes de projection

Pour n=5 on aura:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \cos 3\gamma & \cos 4\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \sin 3\gamma & \sin 4\gamma \\ 1 & \cos 3\gamma & \cos 6\gamma & \cos 9\gamma & \cos 12\gamma \\ 0 & \sin 3\gamma & \sin 6\gamma & \sin 9\gamma & \sin 12\gamma \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

Pour la machine synchrone pentaphasée, on a $\gamma = 2*\pi /5$ alors relation (II-9) devien

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.13}$$

Les variables dans le repère fixe sont données par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} = [T]^t, \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \\ x_D \\ x_E \end{bmatrix} \quad \text{II.14}$$

En ce qui concerne les grandeurs statoriques, l'application du changement de repère mentionné précédemment aux équations électriques et magnétiques de la machine conduit à l'utilisation de la transformation de Park généralisée [9].

$$P = D [T]^t$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

Il est à noter que les expressions des phases x_{h1} , x_{h2} et x_{h3} sont indépendantes de l'angle θ , ce qui permet de reformuler la matrice de Park sous la forme suivante. Cette reformulation conduit à l'introduction de trois composantes, désignées comme les composantes de mode zéro.

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

II.2.5 Représentation Modélisée de la Machine Synchrone à Aimants Permanents :

La figure 4 présente la représentation schématique d'une machine synchrone à aimants permanents biphasée équivalente, obtenue à partir de la transformation de Park. a

Expressions des tensions

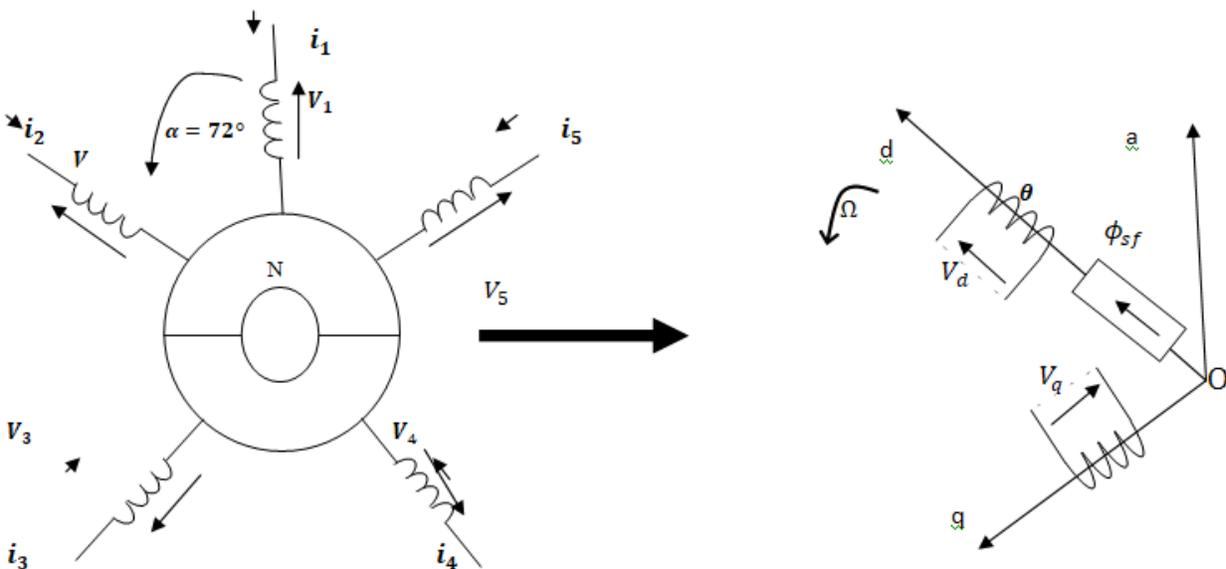


Figure 4 : Modélisation de la MSAP pentaphasée dans le repère de Park (d, q).

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \quad \text{II.17}$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q - \omega L_q i_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega \phi_f \quad \text{II.18}$$

ϕ_f : Flux total dû aux aimants et qui ferme sur le stator.

L_d L_q : Inductances d'axes direct et en quadrature.

II.2.6 Modèle en Représentation d'État :

En combinant les expressions précédentes, on obtient la représentation suivante sous forme

d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_d} \\ \frac{v_q - \sqrt{\frac{5}{2}} \omega \phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

Le couple électromagnétique, exprimé dans le référentiel (d, q), est donné par la relation suivante :

$$C_e = p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_f I_q \right) \quad \text{II.20}$$

❖ Équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad \text{II.21}$$

f : Coefficient de frottement visqueux (N .m .s/rad).

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²)

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

II.3 L'onduleur :

L'onduleur de tension constitue l'un des éléments clés dans les systèmes de conversion d'énergie, permettant la transformation du courant continu en courant alternatif. Ce convertisseur statique est composé de cellules de commutation, généralement réalisées à l'aide de transistors associés à des diodes de récupération montées en antiparallèle, ce qui permet une conduction bidirectionnelle du courant.

Dans le cas des onduleurs multiphasés, notamment l'onduleur pentaphasée, chaque bras de commutation est constitué d'un ensemble transistor-diode fonctionnant comme un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture. Le bon fonctionnement de ces interrupteurs repose sur une commande précise, généralement assurée à l'aide de grandeurs logiques, afin de garantir une continuité de conduction et une commutation efficace.

Ce type d'onduleur est couramment utilisé pour l'alimentation de machines électriques complexes, telles que la machine synchrone à aimants permanents, où les tensions de sortie prennent typiquement trois niveaux possibles : positif, négatif ou nul. La modélisation de ces systèmes repose sur les tensions simples de chaque phase, nécessitant une approche rigoureuse tant au niveau de la modélisation que de la commande. Le présent travail vise ainsi à proposer un cadre systématique pour la synthèse de la modélisation et du pilotage de ce type de convertisseur. [9]. [10]

II.3.1 Modélisation de l'onduleur:

Dans cette section, nous allons nous concentrer sur la modélisation mathématique du comportement de l'onduleur en utilisant les relations de commutation et les tensions simples de chaque phase. Nous supposons que la commutation des interrupteurs est instantanée et que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs sont négligées.

Sous ces hypothèses, les tensions simples de chaque phase peuvent être exprimées par les relations suivantes :

$$\text{➤ } T_{pi} = 1 \text{ si le transistor } T_{pi} \text{ est passant (alors } V_{AM} = V_0 \text{). sinon } T_{pi} = 0$$

➤ $D_{ni} = 1$ si la diode D_{ni} est passant (alors $V_{AM} = V_0$) .sinon $D_{ni} = 0$

Si T_{pi} et D_{ni} conduit. Alors $V_{AM} = V_0$

Ainsi on aura les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{ap} = S_a V_0 - (V_0/2) \\ V_{bp} = S_b V_0 - (V_0/2) \\ V_{cp} = S_c V_0 - (V_0/2) \\ V_{dp} = S_d V_0 - (V_0/2) \\ V_{ep} = S_e V_0 - (V_0/2) \end{cases} \quad \text{II.22}$$

Les tensions simples de la machine, sont données par :

$$\begin{cases} V_{aN} = S_{ap} - V_{Np} \\ V_{bN} = S_{bp} - V_{Np} \\ V_{cN} = S_{cp} - V_{Np} \\ V_{dN} = S_{dp} - V_{Np} \\ V_{eN} = S_{ep} - V_{Np} \end{cases} \quad \text{II.23}$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad \text{II.24}$$

$$\begin{cases} V_{aM} = S_{aN} - V_{NM} \\ V_{bM} = S_{bN} - V_{NM} \\ V_{cM} = S_{cN} - V_{NM} \\ V_{dM} = S_{dN} - V_{NM} \\ V_{eM} = S_{eN} - V_{NM} \end{cases} \text{ Alors } V_{NM} = \frac{V_{aM} + V_{bM} + V_{cM} + V_{dM} + V_{eM}}{5} \quad \text{II.25}$$

Donc on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{4}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \\ V_{dM} \\ V_{eM} \end{bmatrix} = \frac{4V_0}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix}$$

II.26

Chaque fonction de commutation associée à une phase, notée S_a S_b S_c S_d et S_e , peut prendre deux valeurs binaires : 1 ou 0. Elle dépend de l'état de conduction de l'interrupteur supérieur. Si ce dernier est conducteur, la fonction de commutation prend la valeur 1 ; dans le cas contraire, elle est égale à 0. En exprimant le fonctionnement de l'onduleur à l'aide de ces variables logiques représentant l'état des interrupteurs, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{V_0}{5} (4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{bN} = \frac{V_0}{5} (-S_a + 4S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{cN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ V_{dN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ V_{eN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{cases}$$

II.27

II.3.2 Commande de l'onduleur MLI

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI), plus précisément par la méthode de MLI naturelle dite sinus-triangle. Cette technique consiste à comparer une onde modulante de basse fréquence (tension de référence issue des régulateurs de courant) à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la fréquence de cette porteuse, tandis que

la largeur des impulsions est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension modulante. Les instants de commutation sont naturellement définis par les points d'intersection entre les deux ondes, d'où l'appellation de « modulation à échantillonnage naturel ». Ainsi, à chaque instant, un seul des deux interrupteurs de chaque bras de l'onduleur est en conduction, l'autre étant bloqué, permettant de générer des tensions hachées aux bornes de la machine, en adéquation avec les références de tension désirées. [9]

Le schéma bloc du contrôle de l'onduleur par la technique MLI est présenté comme suit :

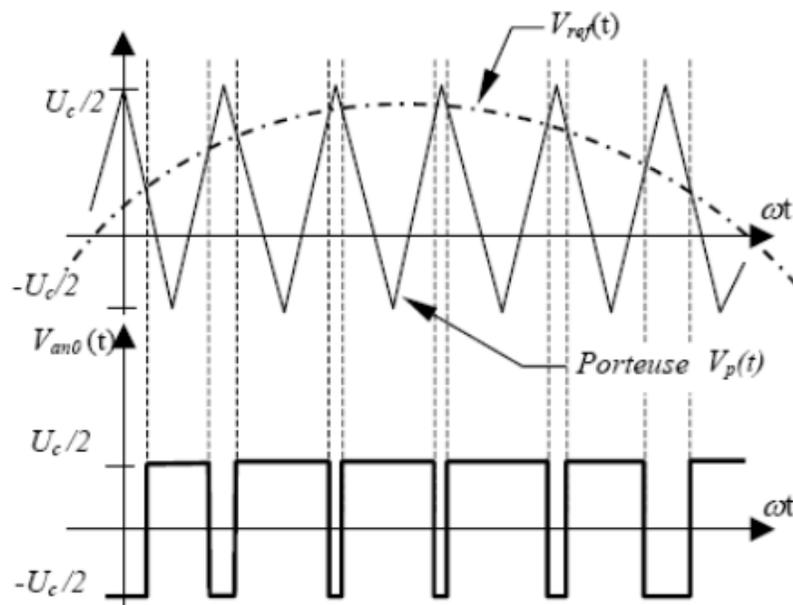
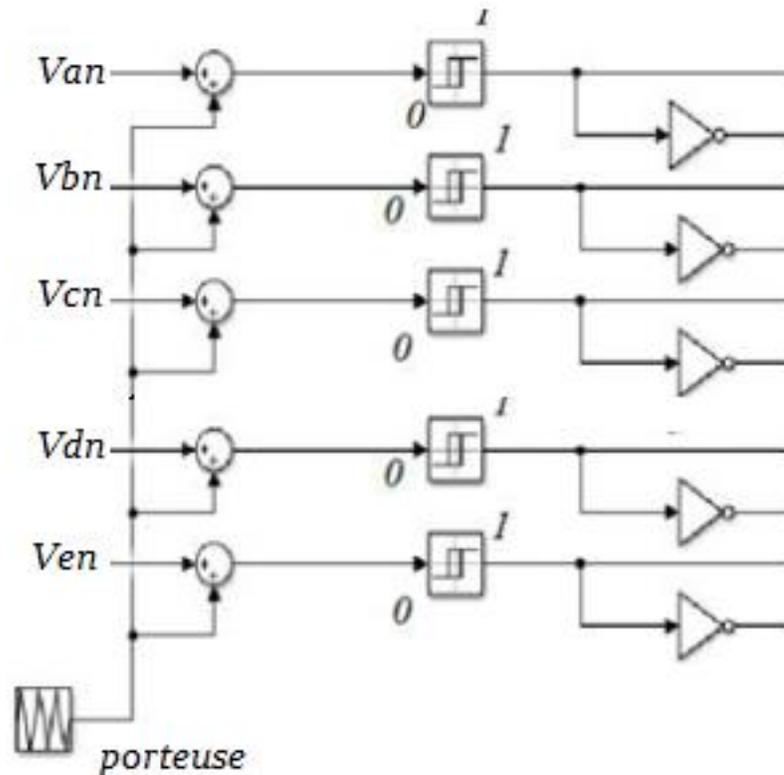


Figure 8: MLI Sinus Triangle

Dans les systèmes d'électronique de puissance, la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) constitue un moyen efficace de convertir une information analogique en un signal numérique adapté au contrôle des convertisseurs statiques et des machines électriques à courant alternatif. Cette méthode repose sur la génération d'un signal impulsionnel par comparaison point à point entre un signal de référence sinusoïdal $V_{ref}(t)$ et un signal porteur triangulaire $V_p(t)$. Lorsque le signal de référence est supérieur au signal porteur, la sortie prend la valeur $+U_c/2$; dans le cas

contraire, elle prend la valeur $-U_c/2$. Ce processus génère un signal binaire dont le rapport cyclique (duty cycle) varie en fonction des variations instantanées du signal de référence.

La fréquence de commutation des interrupteurs est déterminée par la fréquence du signal porteur, tandis que la largeur des impulsions est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension modulante. Les instants de commutation correspondent naturellement aux points d'intersection entre les deux signaux, ce qui justifie l'appellation de « modulation à échantillonnage naturel ». Ainsi, à chaque instant, un seul des deux interrupteurs de chaque bras de l'onduleur est en conduction, tandis que l'autre est bloqué, permettant ainsi de générer des tensions hachées aux bornes de la machine, conformément aux tensions de référence souhaitées. Le schéma bloc de ce contrôle basé sur la MLI illustre clairement le mécanisme de génération du signal et de commande des interrupteurs.



Figure⁴ Schéma de Principe de la technique triangulo-sinusoïdale

II.4 Simulation del'ensemble Machine Convertisseur

Statique :

La simulation de l'association convertisseur statique machine synchrone a aiment permanent pentaphasée est donné sur les figures (11, 12, 13,14).

Les figures (11, 12, 13,14) représente la simulation numérique de l'association Onduleur-MSAP

Pentaphasée, avec application d'une charge de 5 N.m à 1.5s on remarque que la vitesse reste la même.

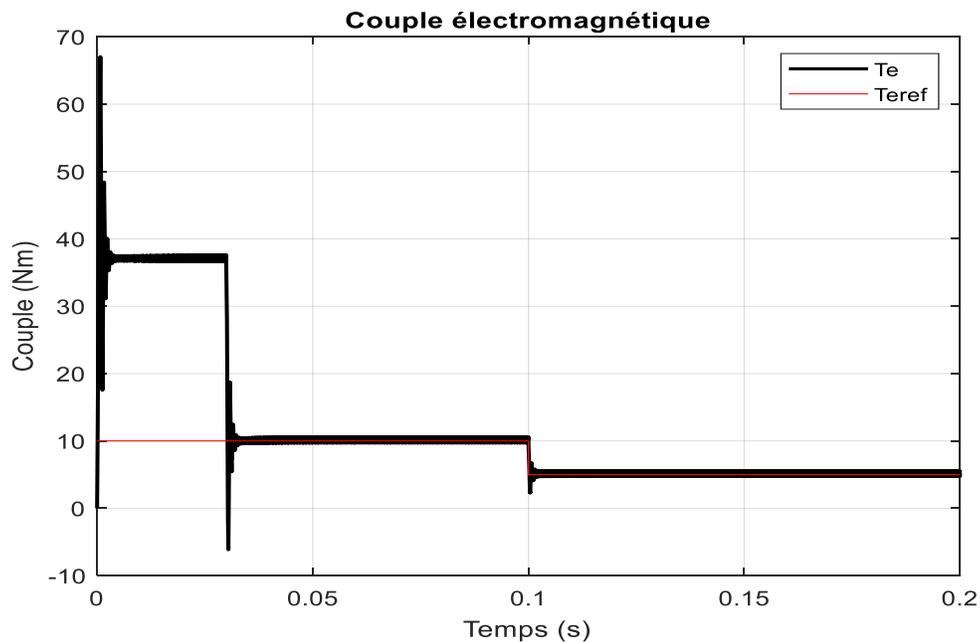


Figure 10: couple électromagnétique et charge

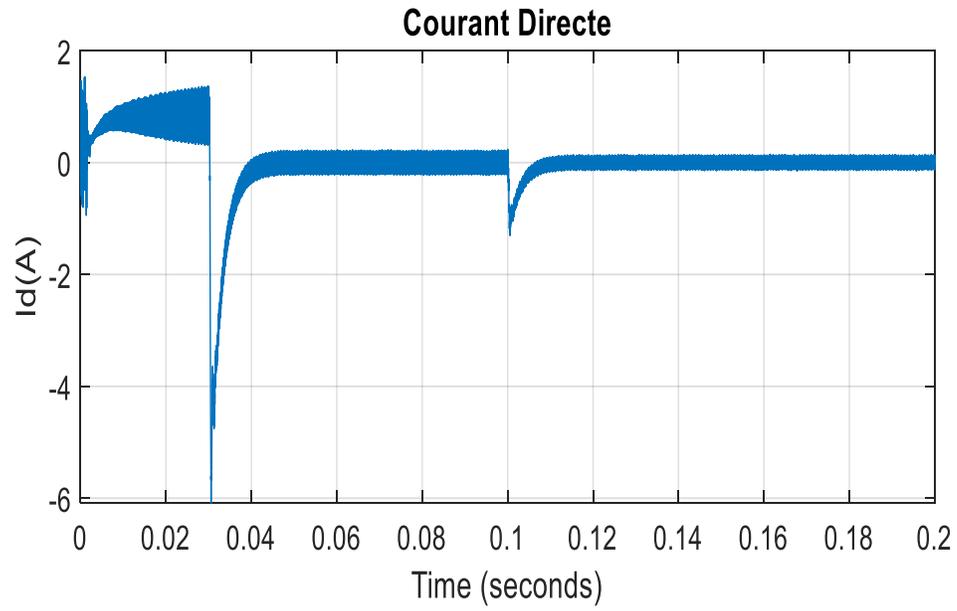


Figure 11: courant direct Id

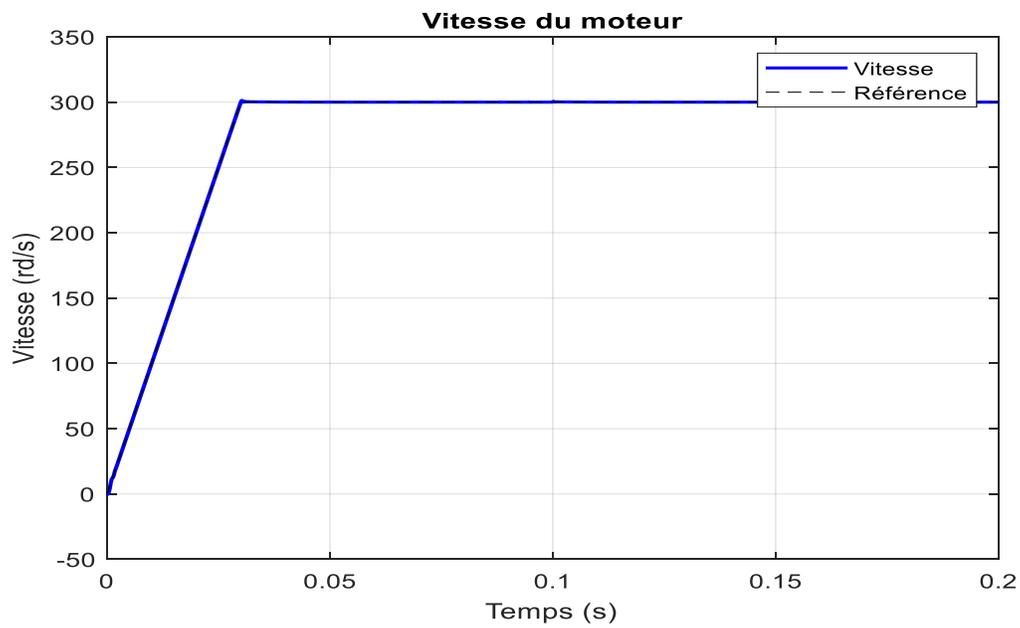


Figure 12: vitesse

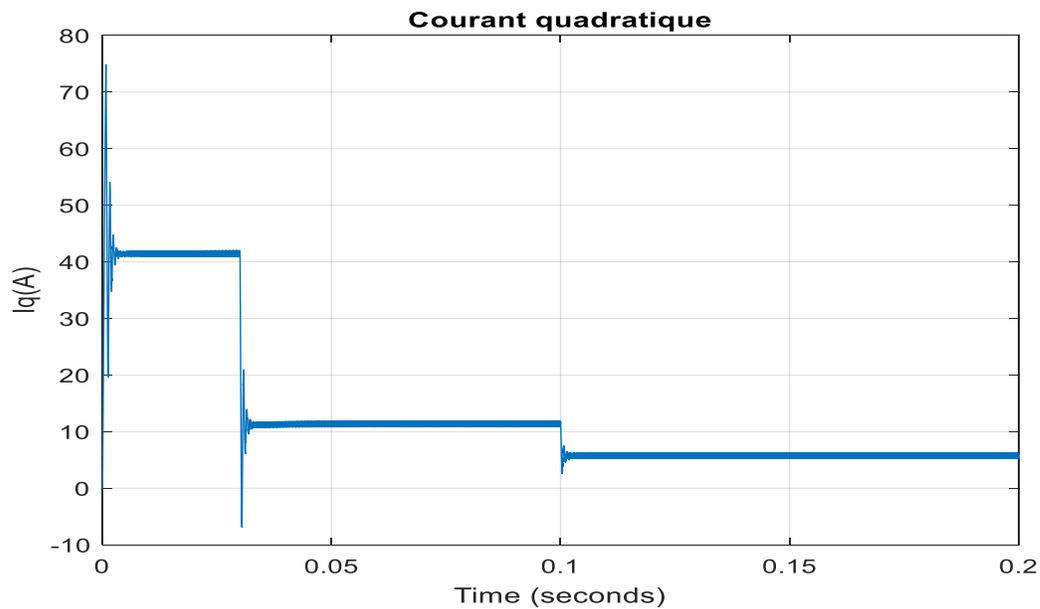


Figure 2 : courant en quadrature I_q

II.5 Conclusion :

Ce travail a présenté une étude approfondie d'une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée (MSAP), en abordant ses aspects structurels, sa modélisation mathématique ainsi que les différentes stratégies de commande utilisées pour son pilotage. Les avantages considérables offerts par ce type de machine dans les systèmes d'entraînement électriques ont été mis en évidence, notamment en termes de rendement élevé, de réduction des pertes et de capacité à fonctionner dans des conditions exigeantes, telles que les applications nécessitant un couple important et une grande précision de commande.

Un modèle mathématique rigoureux a été développé, permettant de décrire le comportement dynamique de la machine aussi bien dans le repère fixe que tournant, grâce à l'utilisation de la transformation de Park généralisée. La modélisation de l'onduleur, composant essentiel du système, a également été abordée, suivie d'une étude comparative des techniques de commande : la commande scalaire (V/f), la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC).

Les résultats théoriques obtenus ont permis de démontrer l'intérêt croissant pour les architectures multiphasé, qui offrent une meilleure tolérance aux défauts et assurent la continuité de fonctionnement en cas de panne partielle. Ainsi, cette étude constitue une base solide pour le développement de systèmes d'entraînement électriques modernes, performants et adaptés aux besoins de l'industrie avancée.

Chapitre III

Commande DTC du MSAP pentaphasée

III.1 Introduction :

Les moteurs synchrones sont utilisés pour leur efficacité et leur capacité à maintenir une vitesse constante, et plusieurs méthodes de commande peuvent être appliquées pour les contrôler, telles que la commande La commande scalaire (V/f), la commande orientée champ (FOC) et la commande direct du couple (DTC)

La stratégie DTC a été proposée pour la première fois pour le moteur asynchrone (IM) en 1985 par Takahashi et al. [16]. L'idée de base de cette technique est de commander directement le flux statorique et le couple du moteur asynchrone sans utiliser de modulation de largeur d'impulsion (PWM) ni de régulateurs proportionnel-intégral (PI). Cependant, cette méthode présente une structure plus simple comparée à la commande orientée champ (FOC) et au contrôle . [16

III.2 Principe du contrôle direct du couple (DTC) :

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à synchrone, est basé sur la détermination de la séquence de commande, à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation. Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux statorique et couple électromagnétique, la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

1) Contrôle du flux statorique:

La stratégie de DTC repose sur l'alignement du flux statorique dans le repère fixe associé au stator de la machine. Celui-ci peut être formulé à l'aide de l'équation suivante :

$$v_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{III 1})$$

On obtient :

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III 2})$$

On néglige la chute de tension due aux résistances statoriques :

$$\phi_s \approx \phi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (\text{III } 3)$$

$$(\mathbf{k} + 1) \approx \phi_s(\mathbf{k}) + V_s T_e \quad (\text{III } 4)$$

$$\phi_s(\mathbf{k} + 1) \approx \phi_s(\mathbf{k}) + V_s T_e \quad (\text{III } 5)$$

ou encore :

$$\Delta \phi_s \approx V_s T_e$$

$\phi_s(\mathbf{k})$: le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel et suivant

$\Delta \phi_s$ et T_e : variation du flux statorique et période d'échantillonnage

Pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction,

2) Contrôle du couple électromagnétique :

Selon la relation du couple suivante, le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique. [24]

$$C_e = k(\overline{\phi_s} \wedge \overline{\phi_r}) = k|\overline{\phi_s}||\overline{\phi_r}| \sin \theta \quad (\text{III } 6)$$

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes:

- Le flux de fuites a une dynamique rapide .
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion .

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste

constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites.

Donc le couple dépend uniquement du produit ϕ_s .

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la

figure (14):

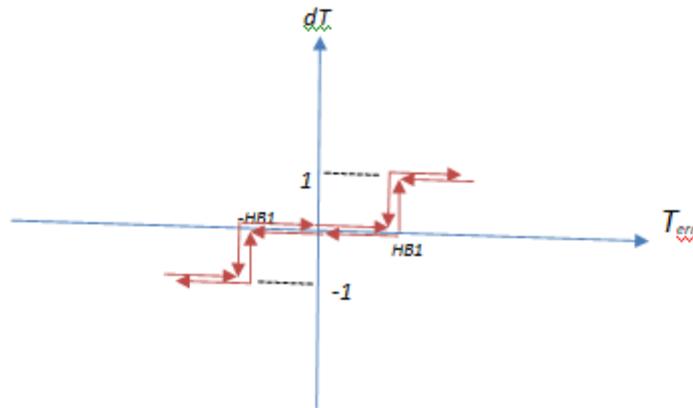


Figure 14 Comparateur à hysteresis à trois niveaux du couple électromagnétique

3) Sélection du vecteur tension:

Le choix du vecteur tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique ϕ_s , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution ϕ_s de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en 10 zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes [24].

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i= 1,2, \dots ,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des 32 vecteurs tension suivants, [25]:

* Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, ϕ_s et T_e augmentent;

* Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, ϕ_s décroît et T_e augmentent; III.7 Sélection du vecteur tension

* Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, ϕ_s augmentent et T_e décroît.

* Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné, ϕ_s et T_e décroissent.

* Si \bar{V}_0 ou Si \bar{V}_{31} est sélectionnées, ϕ_s s'arrête et T_e décroît .

III.3 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :

a) Estimateur du flux statorique:

Le vecteur de flux statorique et sa phase sont estimées connaissant les grandeurs $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'amplitude du vecteur flux statorique:

$$|\phi_{\alpha}| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III } 6)$$

La phase est :

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III } 7)$$

b) Estimateur du couple électromagnétique :

Le couple T_e est estimé par l'estimation du flux et du courant statorique mesuré.

$$T_s = \frac{5}{2}(\phi_{\alpha i\beta} - \phi_{\beta i\alpha}) \quad (\text{III } 8)$$

III.4 DTC pour l'onduleur 5 phase à 2 niveaux :

En général, un onduleur à deux niveaux à n phases possède un total de $2n$ vecteurs spatiaux. Ainsi, dans le cas d'un VSI à cinq phases il y a 32 vecteurs spatiaux, dont deux sont des vecteurs nuls. Il y a 10 secteurs de 36° chacun dans le plan α - β comme (le montre la figure 15)

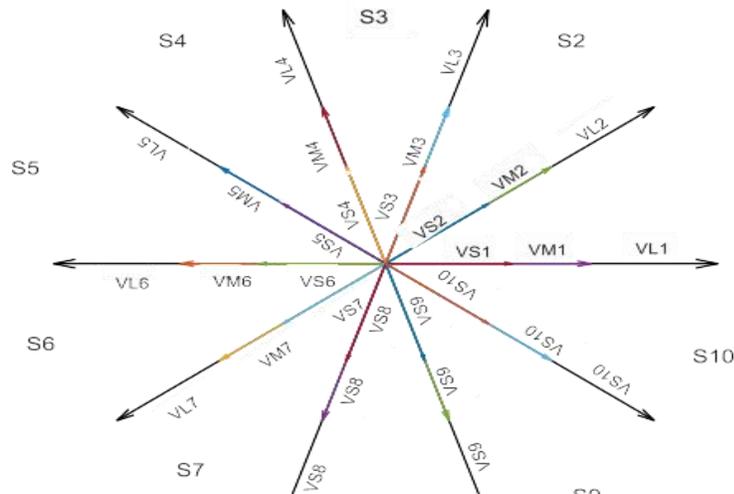


Figure 10 Vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux.

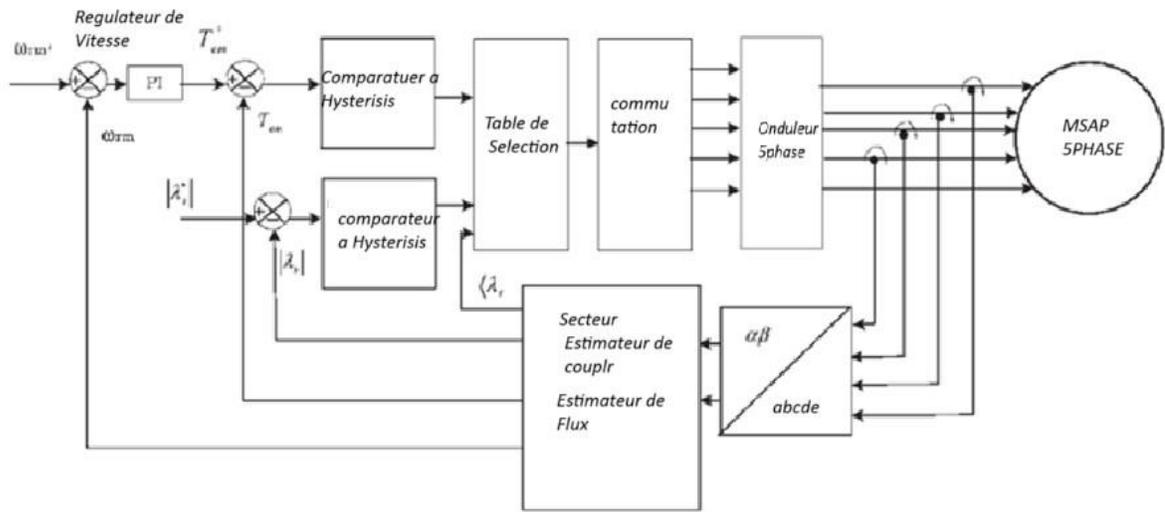
Les 30 vecteurs de tension actifs sont regroupés en grands(VL), moyens(VL) et petits(VS) vecteurs en fonction de leurs l'amplitudes. le tableau (III.1)

Tableau 3:Amplitudes des vecteurs de tension de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux

VL(1..10)	VM(1..10)	VS(1..10)
[10110]	[10000]	[00110]
[10100]	[10111]	[10001]
[10101]	[00100]	[10001]
[00101]	[11101]	[00111]
[01101]	[00001]	[01100]
[01001]	[01111]	[11001]
[01011]	[01000]	[00011]
[01010]	[11011]	[01110]
[11010]	[00020]	[11000]
[10010]	[11110]	[10011]

La table de commutation de la DTC(tableauIII.1) est construite en fonction de l'état des variables ($d\phi_s$) et (HB) des comparateurs de flux et de couple, et de le secteur S_i de la position de flux ϕ_s . La régulation du couple se fait par un comparateur à hystérésis à 3) niveaux Figure (III.1) , et celle du flux par un comparateur à deux niveaux.

Tableau 4: commutation de la DTC pour onduleur pentaphasé.



dφ	dT	Secteurs N									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25
	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
	-1	V7	V25	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19
0	1	V14	V6	V7	V3	V19	V7	V25	V24	V28	V12
	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0
	-1	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6

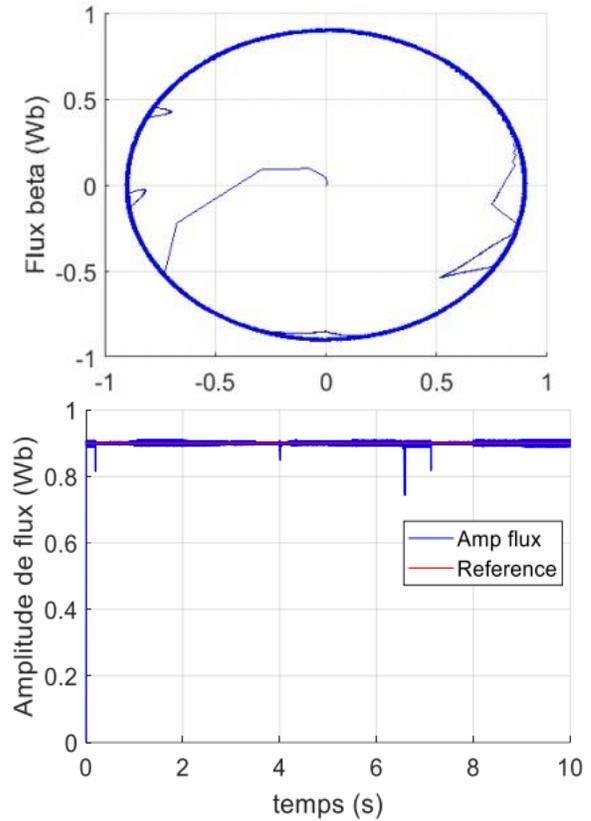
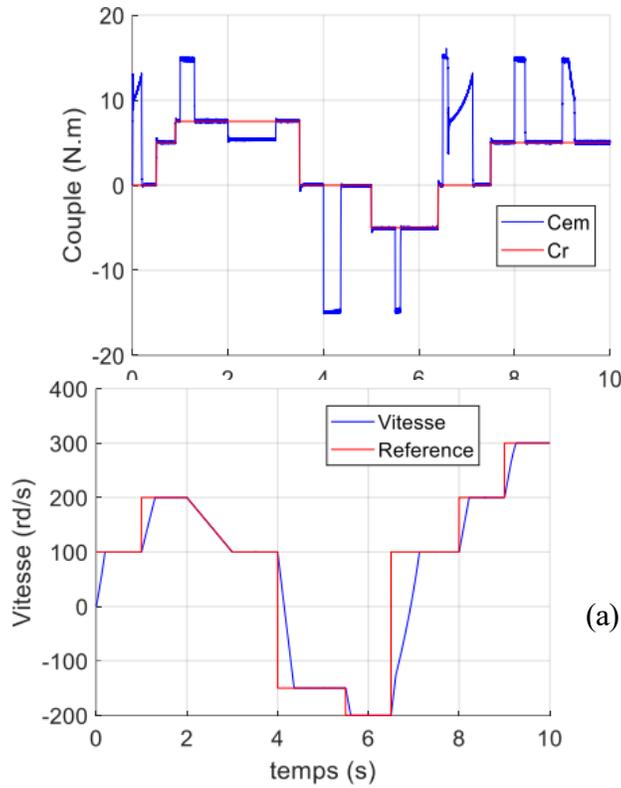
La structure de commande DTC-repose sur l'implémentation de trois boucles de régulation distinctes :

- une boucle externe dédiée à la régulation de la vitesse angulaire du moteur, utilisant un régulateur proportionnel-intégral (PI).
- deux boucles internes assurant le contrôle respectif de l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, toutes deux régulées via des contrôleurs à hystérésis figure 14.

Figure 16schéma de la DTC pour un onduleur pentaphasé à deux niveaux

III.5 simulation numérique :

Des simulations numériques ont été réalisées afin d'évaluer les performances de la commande DTC appliquée à une machine synchrone pentaphasée à aimant permanent. Les paramètres de cette machine, détaillés dans l'annexe 1, ont été pris en compte dans les tests effectués avec un onduleur pentaphasé à deux niveaux.



(c)

(d)

Figure 17 Résultats de simulation de la DTC pour onduleur penta phasé à deux niveaux (a) Le couple et sa référence. (b) Vecteur flux. (c) vitesse de rotation et sa référence (d) Amplitude du flux et sa référence.

Les figures II.5 présentent quelques résultats de simulation de la DTC avec régulation PI de la vitesse, appliquée à une machine synchrone pentaphasée à aimant permanent alimentée par un onduleur cinq bras à deux niveaux.

- La vitesse de du moteur suit sa consigne. la référence est choisie de telle sorte à avoir une large gamme de vitesse, le temps de réponse est petit et il n'y a pas de dépassement de la consigne .

- Le couple électromagnétique en régime permanent est presque égal au couple résistant

.et La bande d'hystérésis est respectée (Fig. 17.a).

III.6 Les avantages et les inconvénient du DTC

a) Les avantages et :

- L'absence de calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Aucun bloc dédié à la modulation de largeur d'impulsion (MLI) n'est requis.
- Pas de nécessité de découpler les courants des tensions de commande, contrairement à la commande vectorielle.
- Un seul régulateur est utilisé, celui de la boucle externe de vitesse.
- Une précision élevée sur l'angle de position rotorique n'est pas indispensable, seule l'information sur le secteur du vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

b) Les inconvénient :

- Difficultés à basse Vitesse qui dégrade la précision du contrôle aux faibles vitesses.
- la nécessité d'estimations du flux et du couple qui pouvant introduire des erreurs.
- Présence d'oscillations du couple.
- L'utilisation de régulateurs à hystérésis entraîne une variation de la fréquence de commutation. cause d'une fréquence de commutation irrégulière.
- Richesse harmonique élevée, cette caractéristique accroît les pertes énergétiques, génère des nuisances sonores et amplifie les oscillations du couple, pouvant provoquer des résonances mécaniques.[24]

III.7 Conclusion:

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté la technique de commande directe du couple (DTC) pour un PMSM à cinq phases, elle représente une solution optimale et efficace pour une bonne conduite du système. Pour les travaux futurs, il serait intéressant d'appliquer aux systèmes proposés des améliorations telles que la TDC avec SVM et les d'intégrer les techniques de commande plus récentes comme le mode glissant et les réseaux de neurones, ainsi que la validation expérimentales.

CONCLUSION GENERALE:

L'étude des moteurs multiphasé met en lumière leurs avantages en termes de fiabilité, efficacité énergétique et performance de commande, notamment dans les domaines exigeants comme l'aéronautique, les véhicules électriques et l'industrie.

Dans cette recherche, nous avons analysé trois axes :

1-Les moteurs multiphasé : Ces machines offrent une meilleure répartition du flux, réduisent les ondulations de couple et renforcent la robustesse du système, notamment en cas de défaillance d'une phase.

2-Le moteur synchrone pentaphasé : Grâce à sa structure particulière, il optimise la gestion du couple et du flux, nécessitant des outils avancés comme, la transformation de Park pour une régulation efficace

3-commande directe du couple (DTC) : Cette méthode garantit un contrôle précis du flux et du couple électromagnétique, sans capteurs mécaniques, via une table de commutation optimisée. Toutefois, elle requiert une estimation fine des flux et un ajustement de la régulation PI pour assurer des

performances optimales.

Perspectives et Optimisations :

1- Affinement de l'estimation du flux pour éviter les distorsions et améliorer la précision

2-Optimisation de la régulation PI afin de stabiliser le suivi de vitesse et d'améliorer la réponse dynamique

3-Intégration de technologies intelligentes comme la logique floue et les réseaux neuronaux, offrant des stratégies adaptatives plus performantes pour le contrôle vectoriel.

L'application de ces améliorations permettrait d'optimiser le fonctionnement des moteurs multi phasés, les rendant encore plus adaptés aux systèmes de motorisation avancés et aux applications haute performance.

solution une alternative prometteuse pour les systèmes d'entraînement électrique modernes à haute exigence.

ANNEXE

Tableau de paramètres de la machine synchrone penta phase à aimant permanent.

Description	Variables	Valeurs
Puissance nominale	P_{nom}	3.5 kW
Couple nominale	T_{nom}	12.7 N.m.
Vitesse nominale	Ω_{nom}	300 rad/s
Resistance statorique	R_s	9.5 Ω
Inductance statorique	L_s	1.389 H
Resistance Rotorique	R_r	7.3 Ω
Inductance Rotorique	L_r	1.331 H
Inductance magnetisante	L_m	1.323 H
Nombre de paires de pole	p	1
Moment d'inertie	J	0.0216 kg.m ²

BIBLIOGRAPHIE

[1] Levi, E., Jones, M., Bojoi, R., Profumo, F., Toliyat, H. A., & Williamson, S. (2007). Multiphase induction motor drives – a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 1(4), 489–516. <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20070098>

[2] : BOUBEKRI NABIL, MERIEM IDIR, et K. GHEDAMSI. **Commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile".** Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira, 2019

[3] D. Hadiouche, « **Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure** », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, décembre 2001

[4] R.N. Andria Malala ; « **Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone.**

**Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques »,
Thèse de Doctorat,
Université Henri Poincaré, Nancy I, France 2009.**

**[5] G. K. Singh, « Multi-phase induction machine drive research a survey»,
Electric Power System
Research., Vol. 61, pp. 139-47, 2002.**

**[6] : MEDDOURENE, Azouz, et T. REKIOUA." Etude et commande de la
machine
asynchrone double stator en régime normal et dégradé". Mémoire de Magister
Université
Abderrahmane Mira-Bejaia, 2009**

**[7] : DIB, AKRAM, A. AZIB, et SABRINA CHOUALI. "Motorisation
Electrique avec défaut
par une machine asynchrone polyphasée". Mémoire de Master. Université
ABDERAHMANE
MIRA de Bejaia.2020.**

**[8] Tianyi Liu. Control strategy for a mono-inverter multi-PMSM system -
Stability and efficiency. Other.Institut National Polytechnique de Toulouse -
INPT, 2017. English. ffNNT : 2017INPTO126ff. fftel- 04228542ff**

**[9] OUANOUKI ABDESSLAM. "*Commande de deux Machines Synchrones
Pentaphasées à Aimants Permanents connectées en Série*".Mémoire de
Magister,Ecole Nationale Polytechnique.2011.**

[10] **KHELIF Ibtissam. "La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) ". Mémoire de Master. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA. 2018.**

[11] **G. R. Catuogno et al., "Fault tolerant control in six-phase PMSM under four open-circuits fault conditions," IEEE International Conference on Industrial Electronics, pp. 5754–5759, 2016.**

[12] **L. Khaldi et al., "Performance analysis of five-phase induction machine under unbalanced parameters," Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), vol. 52, no. 5, pp. 521–526, 2019.**

[13] **M. Salehifar et al., "Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles," IEEE IET Power Electronics, vol. 8, no. 1, pp. 76–87, 2015.**

[14] **E. Bounadja et al., "A new DPC-SVM for matrix converter used in wind energy conversion system based on multiphase permanent magnet synchronous generator," Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering (IJEED), vol. 15, no. 3, pp. 352–363, 2019.**

[15] **I. Takahashi et al., "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.**

[16] **H. Moghbeli et al., "Transient and steady states analysis of traction motor drive with regenerative braking and using modified direct torque control**

(SVM-DTC)," The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference, pp. 615–620, 2015.

[17] M. Jannati et al., "A new speed sensorless SVM-DTC in induction motor by using EKF," IEEE Student Conference on Research and Development, pp. 94–99, 2013.

[18] Z. Mekrini et al., "Fuzzy logic application for intelligent control of an asynchronous machine," Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS), vol. 7, no. 1, pp. 61–70, 2017.

[19] R. Logan et al., "Improved torque control performance of direct torque control for 5-phase induction machine," International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), vol. 3, no. 4, pp. 391–399, 2013.

[20] M. S. Raj et al., "A modified direct torque control of induction motor using space vector modulation technique," Middle-East Journal of Scientific Research, vol. 20, no. 11, pp. 1572–1574, 2014.

[21] M. Yuhendri et al., "Direct torque control strategy of PMSM employing ultra sparse matrix converter," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol. 9, no. 1, pp. 64–72, 2018.

[22] F. Mehedi et al., "High-order sliding mode control of multiphase permanent magnet synchronous motor drive," The 2nd International Workshop on Signal Processing Applied to Rotating Machinery Diagnostics, SIGPROMD'2018, Djelfa, Algeria, 29–30 April 2018.

[23] F. Mehedi et al., "Second order sliding mode control of two series-connected multi-phase permanent magnet synchronous motor," The

Mediterranean Journal of Measurement and Control, vol. 13, no. 3, pp. 795–804, 2017.

[24] H. Benbouhenni, "Four-level direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on neural networks with regulation speed using neural PI controller," *Majlesi Journal of Mechatronic Systems*, vol. 8, no. 4, pp. 965–975, 2019.

[25] J. D. Tan et al., "Fuzzy logic enhanced direct torque control with space vector modulation," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJEECS)*, vol. 11, no. 2, pp. 704–710, 2018.

[26] K. Tounci et al., "DTC-SVM of five-phase permanent magnet synchronous motor drive," *8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, pp. 103–108, 2016.

[27] U. Mahanta et al., "Dynamic modeling and simulation of SVM-DTC of five phase induction motor," *International Conference on Energy, Power and Environment (ICEPE)*, pp. 270–278, 2015.

[28] A. Yahdou et al., "Sliding mode control of dual rotor wind turbine system," *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 11, no. 2, pp. 412–419, March 2015.

[29] S. Rafael et al., "Sliding mode angular position control for an 8/6 switched reluctance machine: Theoretical concept, design and experimental results," *Electric Power Systems Research*, vol. 129, pp. 62–74, 2015.

[30] J. J. Slotine et al., "Applied nonlinear control," Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1991.

[31] H. Amimeur et al., "Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 60–70, 2012.

[32] D. Cherifi et al., "Performance analysis of adaptive fuzzy sliding mode for nonlinear control of the doubly fed induction motor," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 6, no. 4, pp. 436–447, 2018.

[33] Y. Borzou et al., "Speed control of matrix converter-fed five-phase permanent magnet synchronous motors under unbalanced voltages," *Energies*, vol. 10, no. 10, pp. 1–21, 2017.

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Université de Ghardaïa
Faculté des Sciences et de la Technologie



جامعة غرداية
كلية العلوم والتكنولوجيا

قسم:
الكهرباء والميكانيك

غرداية في : 2025 ا.....

شعبة:
الكهرباء والميكانيك
تخصص:
صيانة وصيانة

شهادة ترخيص بالتصحيح والاياداع:

انا الاستاذ(ة) الاميد الطاهر
بصفتي المشرف المسؤول عن تصحيح مذكرة تخرج (ليسانس/ماستر/دكتورا) المعنونة ب:

Etude des moteurs Synchrones pentaphases

من انجاز الطالب (الطالبة):

علي محمد المهدي

الرقم: محمد البنتنير

التي توفقت/قيمت بتاريخ: 06.11.2025

اشهد ان الطالب/الطالبة قد قام /قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة المناقشة وقد تم التحقق من ذلك من طرفنا

وقد استوفت جميع الشروط المطلوبة .

مصادقة رئيس القسم

قسم الآلية رئيسه قسم الآلية والكهروميكانيك
والكهروميكانيك 1-
عزوي محمد

جامعة غرداية
كلية العلوم والتكنولوجيا

امضاء المسؤول عن التصحيح

لاميد الطاهر

بتاريخ 24 سبتمبر 2025