



UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par : - Chebabi Mohammed Nadhir

- Hideb Salim

Thème:

**Commande Direct du Couple
D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents**

Soutenu publiquement

Le : 13/06/2022

Devant le jury :

M r Benmakhlouf Abdeslam
M r Sahraoui lazher
M r Benyoucef Lakhdar

MCB Président
MCB Encadreur/rapporteur
MAA Examineur

UKM Ouargla
UKM Ouargla
UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

Dédicaces

Pour ma grande famille

À ma chère maman

À mes frères et sœurs et à leurs enfants

À mes amis et à tous ceux que je connais

Pour tous les étudiants de la classe de génie électrique
2021/2022

A tous ceux qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer

.....

Hideb Salim.



Dédicaces

Je dédie cette humble œuvre à ma précieuse mère, qui n'a
ménagé aucun effort pour m'élever et me guider.

À mon père, qui a donné le plus précieux et le plus précieux
pour moi

Vous avez toute l'expression et le respect.

Je leur dis: Vous m'avez donné la vie, l'espoir et grandir avec
une passion pour la science et la connaissance.

A mes frères.

Je t'aime s'il passe sur des terres arides.

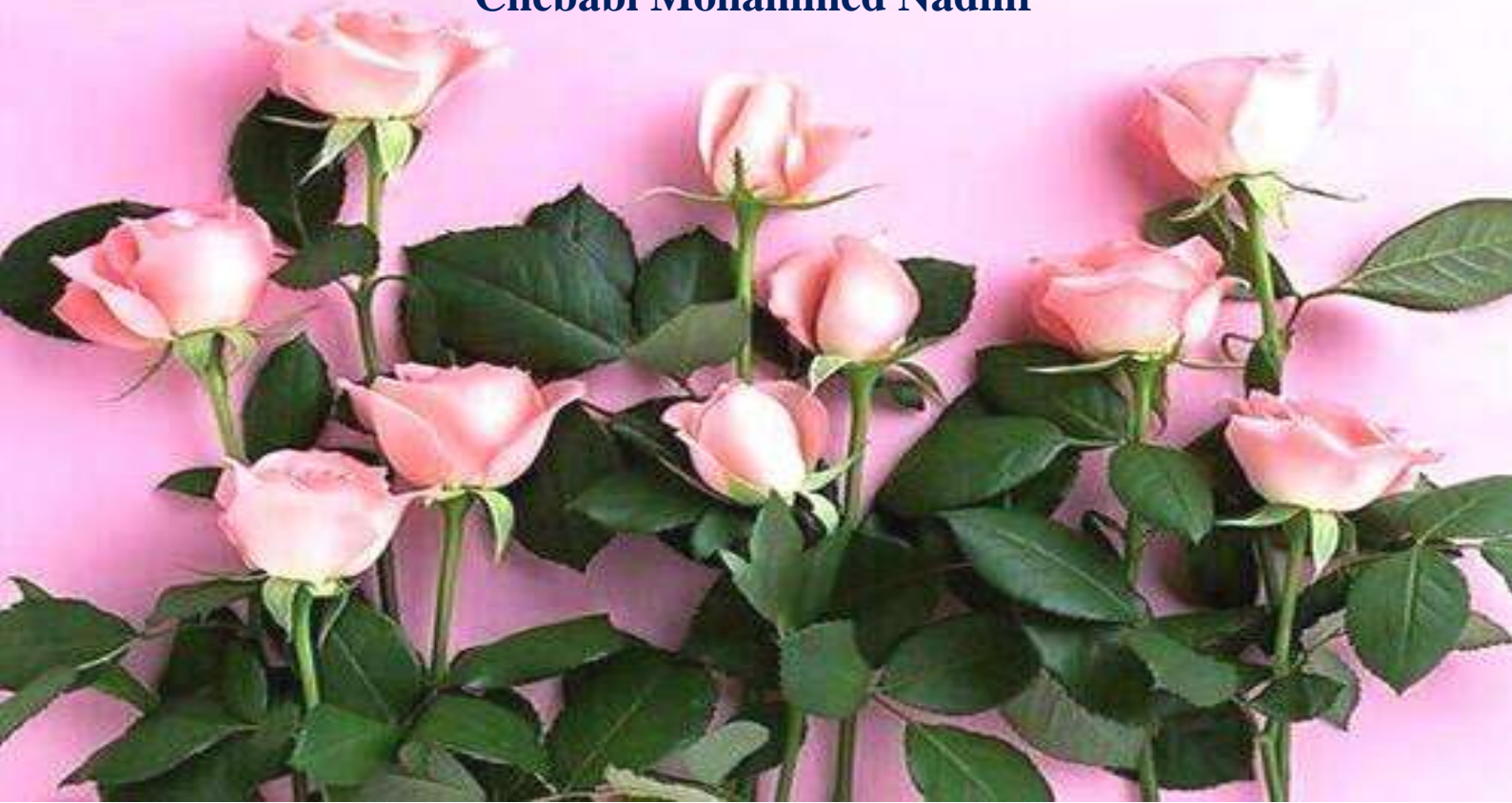
Pour faire sauter les fontaines de l'amour.

A mes amis.

Qui éclairait le chemin pour moi

Pour tous ceux qui m'ont appris une lettre, il éclaire la route
devant moi

Chebabi Mohammed Nadhir



Remerciements :

Avant tout, nous remercions en premier lieu Allah le tout puissant de nous avoir illuminée ouvert les voies du savoir, et pour nous avoir accordé la volonté et le courage pour élaborer ce travail.

Nous remercions chaleureusement le Professeur Sahraoui lazhar de l'Université de Kasdi-Merbah de Ouargla pour le soutien et l'engagement qu'il nous a apporté lors de la réalisation de ce travail.

Merci aux éducateurs de génération, Merci à ceux qui ont allumé les lanternes de la connaissance et de la connaissance dans nos coeurs, Merci pour le symbole du sacrifice et de la générosité, Merci à tous les enseignants, vous avez tout l'amour et l'appréciation

Ces remerciements seraient incomplets si je n'en adressais pas à l'ensemble des personnels Administratives de toute la Faculté des Sciences Appliquées de l'Université Kasdi-Merbah de Ouargla pour leurs soutiens et organisation .



Sommaire

Dédicaces 1	I
Dédicaces 2	II
Remerciements	III
Sommaire	IV
Liste des Figures.....	V
Listes des Symboles et Acronymes.....	VI
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	3
I.2. Description d'une MSAP	3
I.2.1. Le stator	3
I.2.2. Le rotor	3
I.2.3. Analyse de fonctionnement de MSAP	4
I.2.3.1 Avantages de la MSAP	4
I.2.3.2. Inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents MSAP	4
I.2.3.3. Domaines d'application de la MSAP	4
I.2.3. Différentes types des machines à aimants	5
I.2.3.1. Moteur à rotor intérieur	5
I.2.3.2 - Moteur à rotor extérieur	6
I.2.3.3 - Moteur à entrefer axial	6
I.2.3.4 Les aimants permanents utilisés pour la MSAP	7
I.2.3.5. Dispositions des aimants au rotor	7
I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	9
I.3.1. Mise en équations du modèle de MSAP	10
I.3.1.1. Équations électriques.....	10
I.3.1.2. Équations magnétique.....	11
I.3.1.3. Équation mécanique.....	13
I.3.2. Transformation de Park.....	14
I.3.2.1. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	15
I.3.2.2. Équations des flux.....	17
I.3.2.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	17

I.3.2.4. Transformation de (α, β) vers (d, q)	17
I.4.Simulation de la MSAP.....	19
I.4.2.Résultats de simulations du MSAP sans onduleur.....	19
I.4.3.Interprétation des résultats	21
I.5. Conclusion.....	22

Chapitre II :Alimentation de la (MSAP)

II.1. Introduction	24
II.1.2. Constitution de l'onduleur	24
II.1.3 Classification des onduleurs	24
II.1.3.1 Onduleurs non autonomes	24
II.1.3.2 Onduleurs autonomes	24
II.1.3.2.1 Onduleurs (autonomes) de tension	25
II.1.3.2.2 Onduleurs (autonomes) du courant.....	25
II.1.3.3 Onduleurs à résonance	25
II.1.4 Types d'onduleurs autonomes de tension	25
II.1.4.1 Les onduleurs monophasés	25
II.1.4.2. Les onduleurs triphasés	26
II.1.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé	27
II.2. Modélisation de l'onduleur	27
II.2.1. modélisation matricielle	28
II.2.2. modélisation vectorielle	29
II.3. Commande de l'onduleur	31
II.3.1. Commande par hystérésis	31
II.3.3.Commande par modulation de largeur d'impulsion parhystérésis.....	32
II.3.3.1.Principe.....	32
II.4.Simulation.....	34
II.4.2. Résultats de simulation.....	35
II.4.3. Interprétation des résultats	36
II.5. Conclusion.....	36

Chapitre III : Commande directe du couple (DTC)

III.1. Intrudiction	37
III.2. Modèle de la machine en vue de la commande	37
III.3. Estimateur du couple et du flux	38
III.4. Régulateurs du flux et du couple	40
III.4.1. Régulateur du flux	40
III.4.2. Régulateurs du couple	41
III.4.3. Régulateur de vitesse PI	41
III.4.4. Gains de l'estimateur flou	43
III.5. Table de sélection	43
III.6. Schéma global de la commande	46
III.7. Simulation	46
III.7.1. Résultats de simulation démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge.....	47
III.7.1.1. Interprétation des résultats	48
III.7.2. Résultats de simulation démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.....	48
III.7.2.1. Interprétation des résultats	49
III.8. Conclusion.....	49
CONCLUSION GENERALE	VII
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	VIII
RESUME.....	XI

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure 1. Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure 2. Moteur à rotor intérieur [6].....	5
Figure 3. Moteur à rotor extérieur [6].....	6
Figure 4. Moteur à entrefer axial.....	7
Figure 5. Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.....	8
Figure 6. Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.....	10
Figure 7. Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.....	15
Figure 8. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	17
Figure 9. Schéma de simulation de la MSAP.....	18
Figure 10. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié.....	18
Figure 11. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.....	19
Figure 12. Résultats de simulations du MSAP sans onduleur.....	21

Chapitre II

Figure 13. Schéma de principe de l'onduleur.....	24
Figure 14. Schéma de l'onduleur monophasé.....	26
Figure 15. Schéma d'onduleur de tension triphasé.....	26
Figure 16. Schéma de simulation d'onduleur de tension triphasé.....	27
Figure 17. Hexagone de vecteurs spatiaux avec des vecteurs de base de U_1 à U_0	30
Figure 18. Circuit d'onduleur triphasé connecté aux bobinages du stator d'un moteur.....	30
Figure 19. Schéma de la commande de l'onduleur par hystérésis.....	32
Figure 20. l'onde modulante et l'onde porteuse.....	33
Figure 21. Schéma block de simulation de la commande à MLI par hystérésis	34
Figure 22. Schéma block de simulation de l'onduleur	34
Figure 23. Tension à la sortie du l'onduleur.....	36

Chapitre III

Figure 24. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.....	38
Figure 25. Le schéma block de estimation.....	39
Figure 26. Le schéma bloc de régulateurs.....	40
Figure 27. Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.....	41
Figure 28. Correcteur de couple à trois niveaux.....	41

Liste des Figures

Figure 29. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	42
Figure 30. le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	43
Figure 31. Table de commutation.....	44
Figure 32. Table de commande du flux.....	44
Figure 33. Table de commande du couple.....	44
Figure 34.Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	45
Figure 35. Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	45
Figure 36.Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à la MSAP.....	46
Figure 37. Résultats de la machine avec DTC pour démarrage à vide suivied'une application de charge de10 N.m à $t = 0.3$ sec.....	47
Figure 38. Résultats de la machine avec DTC pour inversion de sens de rotation à $t=0.4s...$	48

Listes des Symboles et Acronymes	
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
DTC	Commande directe du couple (Direct Torque Control).
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
$[P(\theta)]$	Matrice de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Park inverse
S	Transformée de Laplace
$T_e[s]$	Constante du temps électrique.
K_i, k_p	Coefficient du régulateur de vitesse
Repère :	
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.
O	Axe homopolaire.
Paramètres de modélisation de la machine :	
$[R_s][\Omega]$	Matrice de la résistance statorique.
$r_s[\Omega]$	Résistance statorique
$[L_s][H]$	Matrice d'inductance statorique.
$l_s[H]$	Inductance statorique.
$L_d[H]$	Inductance cyclique directe.
$L_q[H]$	Inductance cyclique quadrature
$L_{sc}[H]$	Matrice d'inductance cyclique d'un enroulement statorique
$l_{sc}[H]$	L'inductance cyclique d'un enroulement statorique
P	Nombre de pair de pôles.
$J[Kg^2 \cdot m^2]$	Moment d'inertie du moteur
$f_c[N. m. s/rad]$	Coefficient de frottement visqueux
Grandeurs électriques :	
$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T [V]$	Les tensions des phases statoriques
$[I_s] = [I_{as} I_{bs} I_{cs}]^T [A]$	Les courants des phases statoriques.
$I_d, I_q [A]$	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
$V_d, V_q [V]$	Tension statoriques d'axe direct.
E [V]	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
$U_c [V]$	Tension à la sortie du redresseur.
$\varphi [rad]$	Déphasage du courant par rapport à la tension.
Grandeurs magnétiques :	
$\phi_s = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$	Vecteur flux statoriques.
$\phi_f [Wb]$	Flux des aimants
$\phi_d [Wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe d.
$\phi_q [Wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe q
$\phi_\alpha [Wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe α
$\phi_\beta [Wb]$	Flux statorique instantané dans l'axe β .

Grandeurs mécaniques :	
ω_r [rad/s]	Vitesse angulaire du rotor.
ω_{ref} [rad/s]	Vitesse angulaire du rotor e référence.
Ω [rad/s]	Vitesse mécanique de rotation.
θ [rad]	Position absolue du rotor en degré électrique.
C_{em}, C_e [Nm]	Couple électromagnétique
C_r [Nm]	Couple résistant.
C_f [Nm]	Couple de frottement.

Introduction générale

Introduction générale :

La machine synchrone à aimants permanents MSAP un moteur électrique très puissant avec de faibles moments d'inertie le rend parfait pour les grandes dynamiques avec des constantes de temps très faibles et rend très possible la conception de la vitesse, du couple ou de la position avec une grande précision.

Le moteur MSAP est toujours candidat dans de nombreux domaines en raison de ses avantages, à savoir, pas de pertes dans le rotor, capacité de surcharge élevée, vitesse constante et constante à une certaine fréquence, et surtout en raison du couple élevé par rapport au moteur asynchrone et synchrone moteur traditionnel

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés pour une utilisation dans le monde industriel. En effet, ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, sa construction est plus simple car elle ne contient pas d'interrupteurs mécaniques. Ainsi, cela augmente sa durée de vie et évite un entretien permanent. peut être utilisé dans un environnement explosif car il ne produit pas d'étincelle. peuvent également fournir une puissance importante par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui nécessitent plus de sources d'alimentation et ont une densité de puissance plus faible [29].

Ces dernières années, le contrôle de vitesse variable pour les moteurs électriques a évolué sous de nombreux aspects, dont le développement de composants électroniques de puissance, qui a permis de mettre en œuvre des algorithmes de contrôle qui étaient concevables il y a plusieurs années.

Dans les années 1980, les contrôleurs directs de couple (DTC) sont apparus. Ces technologies ont suscité l'intérêt de nombreuses équipes scientifiques et du secteur industriel. Ce type de contrôle a émergé dans son approche de ce qui se faisait auparavant et constitue une avancée systématique dans le contrôle des machines (Terme anglais "Direct torque control"), une nouvelle méthode de contrôle vectoriel inventée par "Takahashi" [30]

Le DTC du transformateur associé à l'appareil est considéré comme un groupe où le vecteur de commande est constitué des états de commutation et recherche l'état de commutation le plus approprié au moment du calcul en fonction de l'orientation de l'évolution et du comportement du flux de couple en fonction de l'état de commutation étudiés [31,32].

Notre thèse est organisée en trois chapitres :

Ø Le premier chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation des machines synchrones à aimants permanents MSAP dans le référentiel de Park. De plus, la simulation MSAP est alimentée par une source de tension triphasée.

Ø Le chapitre deux traite de la modélisation de l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents, et le contrôle a été appliqué à l'onduleur de tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Ø Le chapitre 3 est consacré au contrôle direct de couple DTC classique par tables de vérité et d'hystérésis des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur de tension.

Chapitre I :

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction :

Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [10]. Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents non commandées, alimentée par une source de tension triphasée.

I.2. Description d'une MSAP :

La structure du MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor. [8] L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation

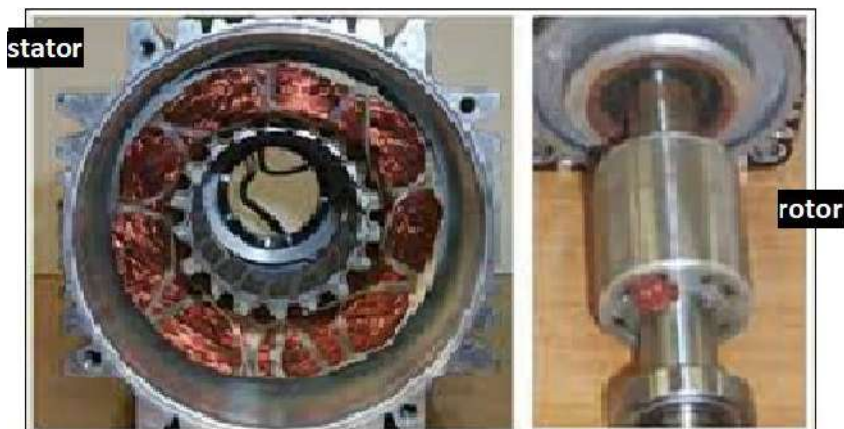


Figure 1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine (Figure 1), destinée à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constituée d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statoriques triphasés bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle [9].

I.2.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur [9].

I.2.3. Analyse du fonctionnement du MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [4].

I.2.3.1. Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [7].

I.2.3.2. Inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents MSAP:

- Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler, de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.
- pour le fonctionnement en moteur, il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
- Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

I.2.3.3. Domaines d'application de la MSAP :

Nous fournissons maintenant des exemples de MSAP utilisés dans différentes gammes de puissance

- ◆ Applications basse puissance ($P < 600W$) :

- petit ventilateur
- disque dur
- ◆ Applications de moyenne puissance ($500W < P < 100kW$) :
 - vélo utilitaire
 - Voiture électrique (Toyota Prius)
 - des machines-outils
 - Robots industriels
- ◆ Applications haute puissance
 - Traction ferroviaire

I.2.3. Différentes types des machines à aimants :

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible[9]. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur et à entrefer axial [5].

I.2.3.1. Moteur à rotor intérieur:

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction [5],[6]. (figure 2) montre un exemple de moteur à rotor intérieur:

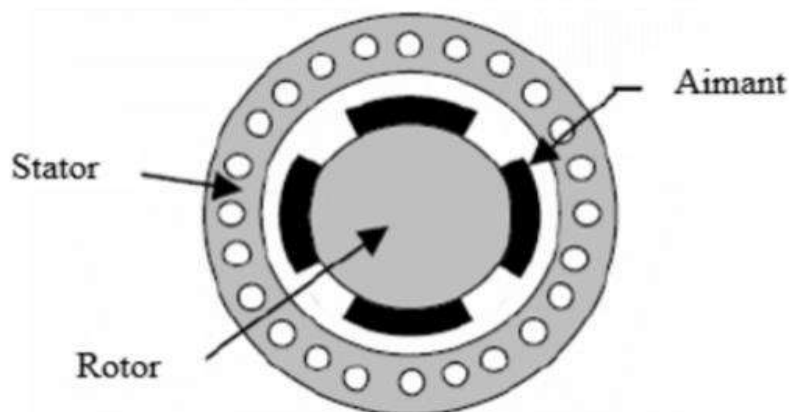


Figure 2 : Moteur à rotor intérieur [6].

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés [5].

I.2.3.2 - Moteur à rotor extérieur :

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge [5], [6].

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

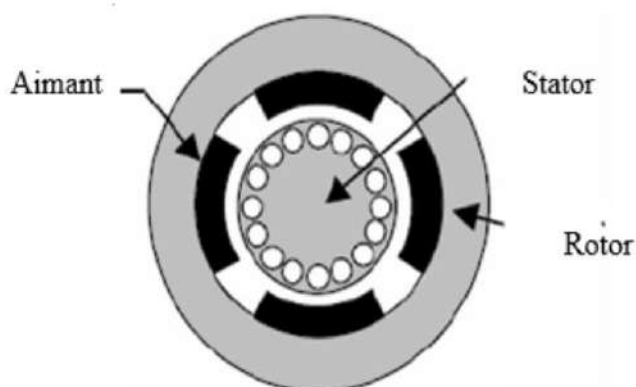


Figure 3 : Moteur à rotor extérieur [6].

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.2.3.3 - Moteur à entrefer axial :

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer [5].

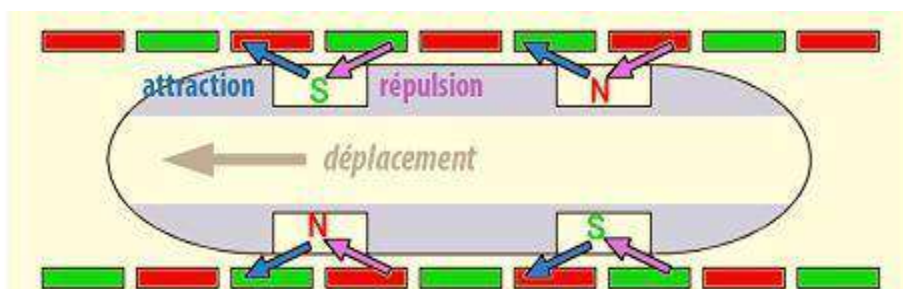


Figure 4 : Moteur à entrefer axial.

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault [5]. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple résistant à faible vitesse.

I.2.3.4 Les aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [2].

- Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [2].
- Le samarium cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) : est beaucoup plus performant en terme de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimants de 140 à 200 kJ/m³ pour le SmCo_5 et de 180 à 240 [kJ/m³] pour le $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [2].

I.2.3.5. Dispositions des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse [1][3].

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor

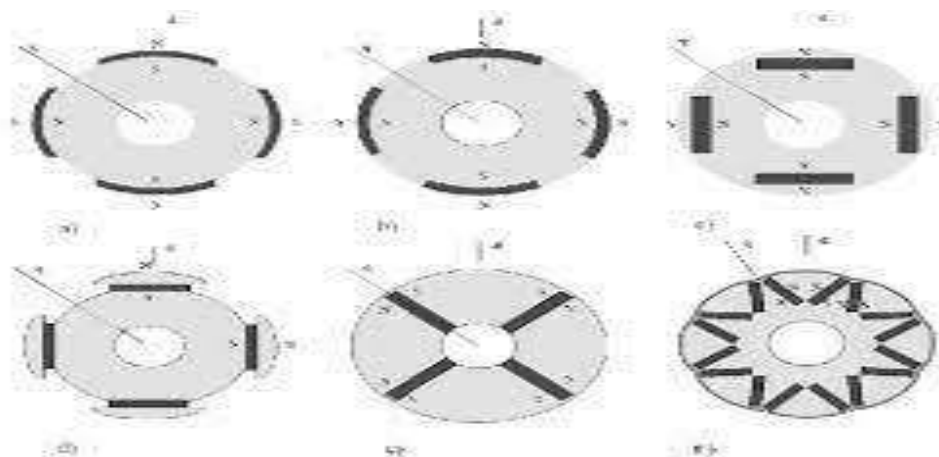


Figure 5 : Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.

a) à aimants colées, sans pièces polaires.

b) à aimants insérés.

c) à aimants enterrés.

d) à épanouissement polaire.

e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux

Parmi ces types on peut alors distinguer particulièrement les : machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et machines avec pièces polaires et concentration de flux.

- Les machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$)

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer [1][3].

On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

- Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$)

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. À cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que

celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique [1][3]. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative [9].

I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [12]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.3.1. Mise en équations du modèle de MSAP

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

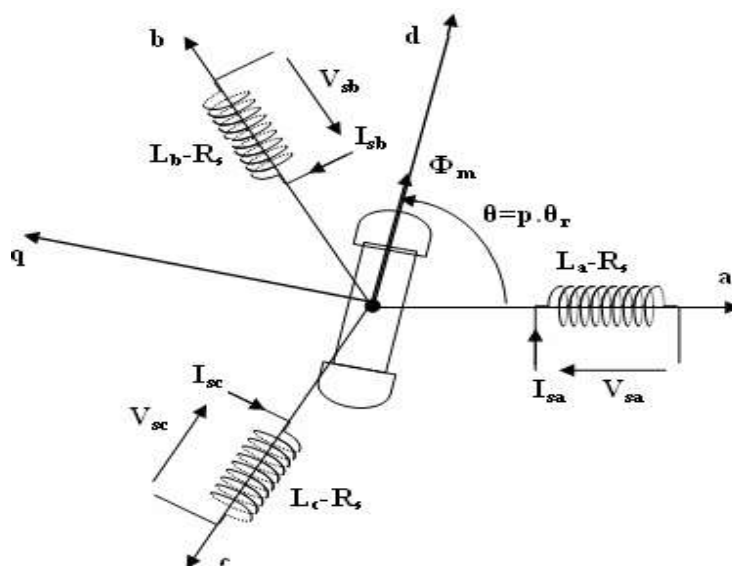


Figure 6 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a) [9]. Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [12]. Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine [12][13].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit [9] :

I.3.1.1. Équations électriques

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

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= R_s I_{sa} \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\
 V_{sb} &= R_s I_{sb} \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\
 V_{sc} &= R_s I_{sc} \frac{d\Phi_{sc}}{dt}
 \end{aligned} \tag{1}$$

En désignant par :

$V_{sa} \cdot V_{sb} \cdot V_{sc}$: Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$I_{sa} \cdot I_{sb} \cdot I_{sc}$: Les courants qui traversent celles-ci.

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

R_s : Leurs résistance

Les équations (1) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{s,abc}] = [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s,abc}] \tag{2}$$

I.3.1.2. Équations magnétique

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

$$\begin{aligned}
 \Phi_{sa} &= L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \Phi_{ma} \\
 \Phi_{sb} &= L_{ab}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \Phi_{mb} \\
 \Phi_{sc} &= L_{sc}I_{sa} + L_{bc}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \Phi_{mc}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{s,abc}] = [L_{ss}][I_{s,abc}] + [\Phi_{m,abc}] \tag{4}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \tag{5}$$

En désignant par :

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

$[\Phi_{m,dx}]$: La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent

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

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

Dans les équations (3) (5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques de sorte que: $(L_{ab} = L_{ba}), (L_{ac} = L_{ca}), (L_{bc} = L_{cb})$

La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont maximums lorsque l'axe q est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} sont à valeur maximale lorsque l'axe q est à mi-chemin entre les phases [10] [11][12][13].

$$\begin{aligned} L_{as} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{ac} &= L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

La matrice des inductances $[L_s]$ est sous la forme :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{s1}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Où, L_{s1} est l'inductance de fuite statorique, L_{s0} et L_x sont déterminés comme la suit :

$$L_{s0} = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r L \varepsilon_1 \quad (9)$$

$$L_x = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r L \varepsilon_2 \quad (10)$$

Où, m_s est le nombre de tours pour chaque phase de l'enroulement statorique, r est le rayon du centre de la machine jusqu'à la circonférence intérieure du stator, μ_0 est la perméabilité de l'air, L est la longueur à l'axe de l'entrefer, ε_1 et ε_2 sont déterminés comme la suite [9]:

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (11)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (12)$$

Où, g_{min} est la longueur minimale de l'entrefer g_{max} est la longueur maximale de l'entrefer

Les flux de fuite dû à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor:

$$\begin{aligned} \Phi_{ma} &= \Phi_m \cos(\theta) \\ \Phi_{mb} &= \Phi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{mc} &= \Phi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{m,abc}]^T = \Phi_m \left[\cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T \quad (14)$$

Telle que :

$[\Phi_{m,abc}]^T$: La matrice des inductances mutuelles stator-rotor

I.3.1.3. Équation mécanique

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (15)$$

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

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (16)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficientsvariants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée. On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. Deux différents modèles sont déduits : le modèle (d, q), dit de Park et le modèle (α , β) de Concordai. Ces deux modèles représentent bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Ils permettent d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré[9].

I.3.2. Transformation de Park

Modèle de Park La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d,q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_s par rapport au rotor (Figure 13).

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées[10][14][11].

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

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

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (19)$$

I.3.2.1. Application de la transformation de Park à la MSAP

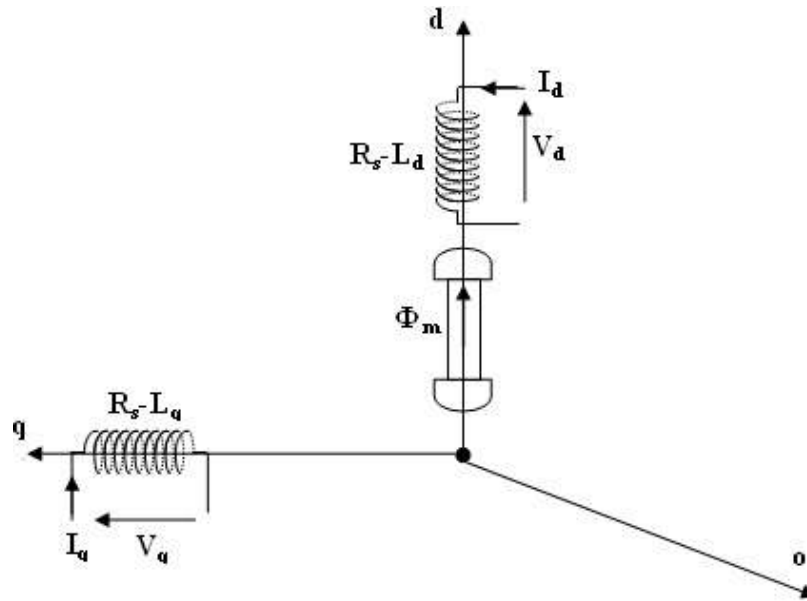


Figure 7 : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q

Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MSAP dans les système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (2) on obtient [10][13] :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{s,abc}] = [P(\theta)] \cdot [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s,abc}] \quad (20)$$

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

$$\begin{aligned} [I_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] \\ [\Phi_{s,abc}] &= P[\theta]^{-1} [\Phi_{dq0}] \end{aligned} \quad (21)$$

Telle que:

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

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

Φ_{dq0} : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du flux.

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

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

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1}[I_{dqo}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1}[\Phi_{dqo}] \quad (22)$$

On a :

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1}[I_{dqo}] = [R_s][I_{dqo}] \quad (23)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1}[\Phi_{dqo}]) = [P(\theta)] \left\{ \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \right\} \quad (24)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1}[\Phi_{dqo}]) = [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \right) \quad (25)$$

On prenant le dérivé de l'équation , nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

On multipliant les équations (17) et (26) nous obtenons:

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1}[\Phi_{dqo}]) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \quad (28)$$

On remplace (23) et (28) dans l'équation (22)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (29)$$

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

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + \frac{d}{dt} (\Phi_d - \omega \Phi_q) \\ V_q &= R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega_d \end{aligned} \quad (30)$$

I.3.2.2. Équations des flux

$$\begin{aligned} \Phi_d &= \left(L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) \right) I_d + \Phi_m = L_d I_d + \Phi_m \\ \Phi_q &= \left(L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} - L_x) \right) I_q = L_q I_q \end{aligned} \quad (31)$$

I.3.2.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En reprenant les équations (31) (30) précédente on peut écrire

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \\ V_q &= R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \Phi_m \end{aligned} \quad (32)$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par (figure 8) [12].

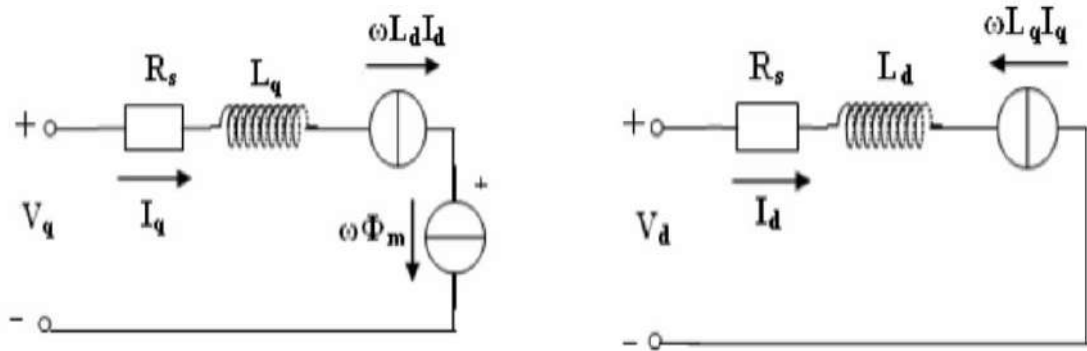


figure.8 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

I.3.2.4. Transformation de (α, β) vers (d, q) :

La relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (33)$$

La transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (34)$$

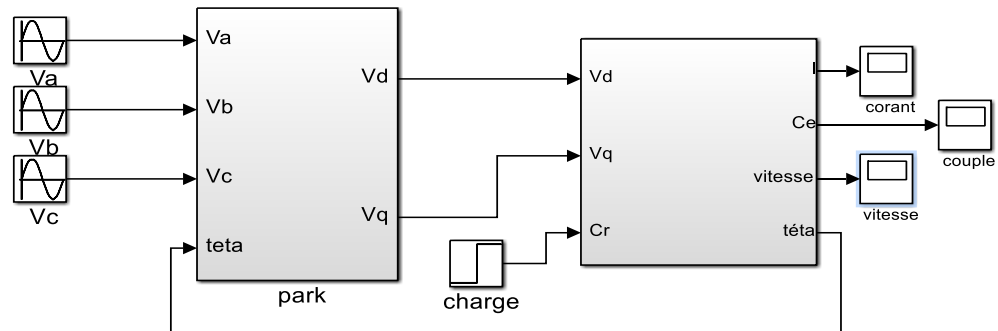


Figure 9 :Schéma de simulation de la MSAP.

La machine utilisée dans la simulation a les paramètres et les caractéristiques :

Paramètre	Valeur
tension d'alimentation	$V=220/380$ V
Puissance	$P_n=1.5$ KW
Fréquence	$F=50$ Hz
Nombre de paires de pôles	$P=3$
Vitesse de rotation nominale	$\Omega_n=105$ rad/s
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Résistance statorique	$R_s=1.4$ Ω
Inductance longitudinale	$L_d =0.0066$ H
Inductance transversale	$L_q =0.0058$ H
Flux d'aimant	$\Phi_f=0.1546$ web
Coefficient de frottement	$F_r=0.00038818$ N.m.s/rad

Figure10. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié

I.4.Simulation de la MSAP.

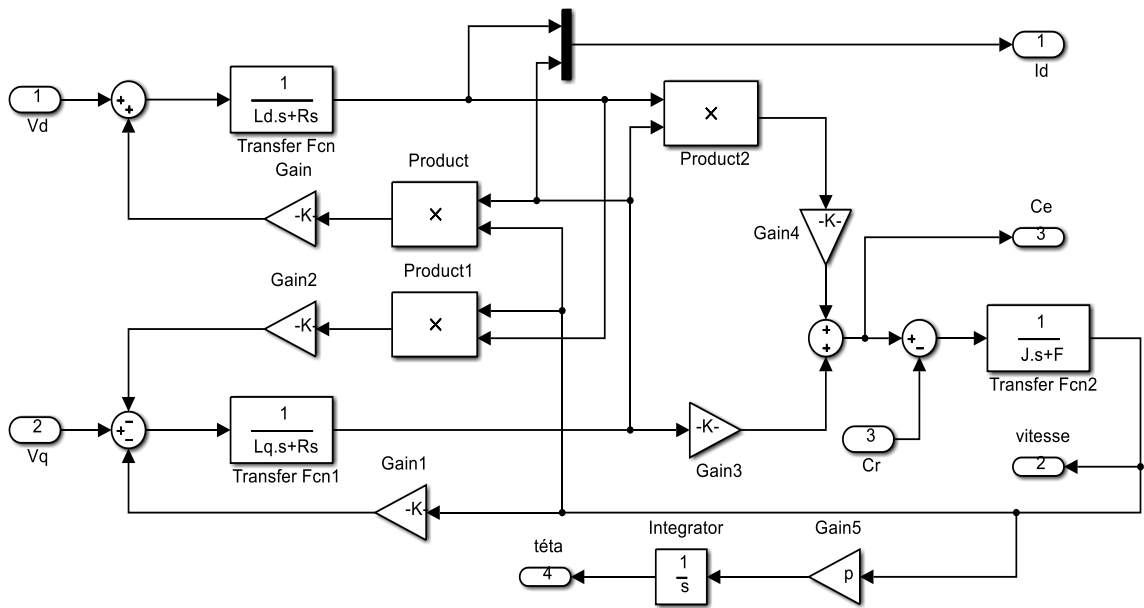
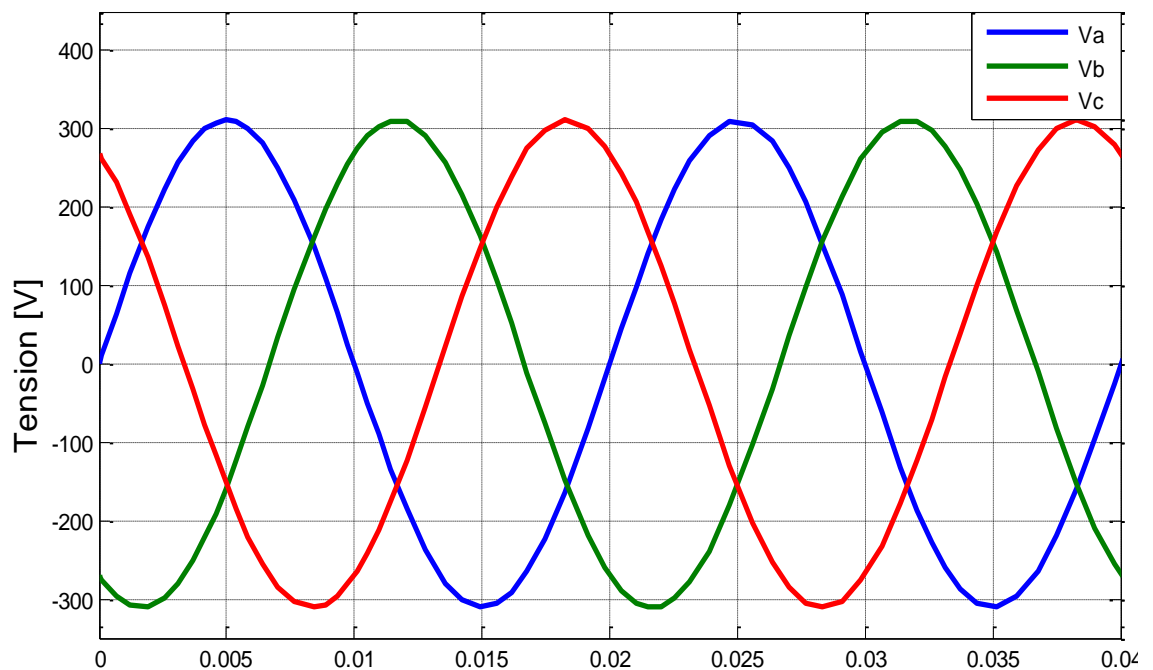
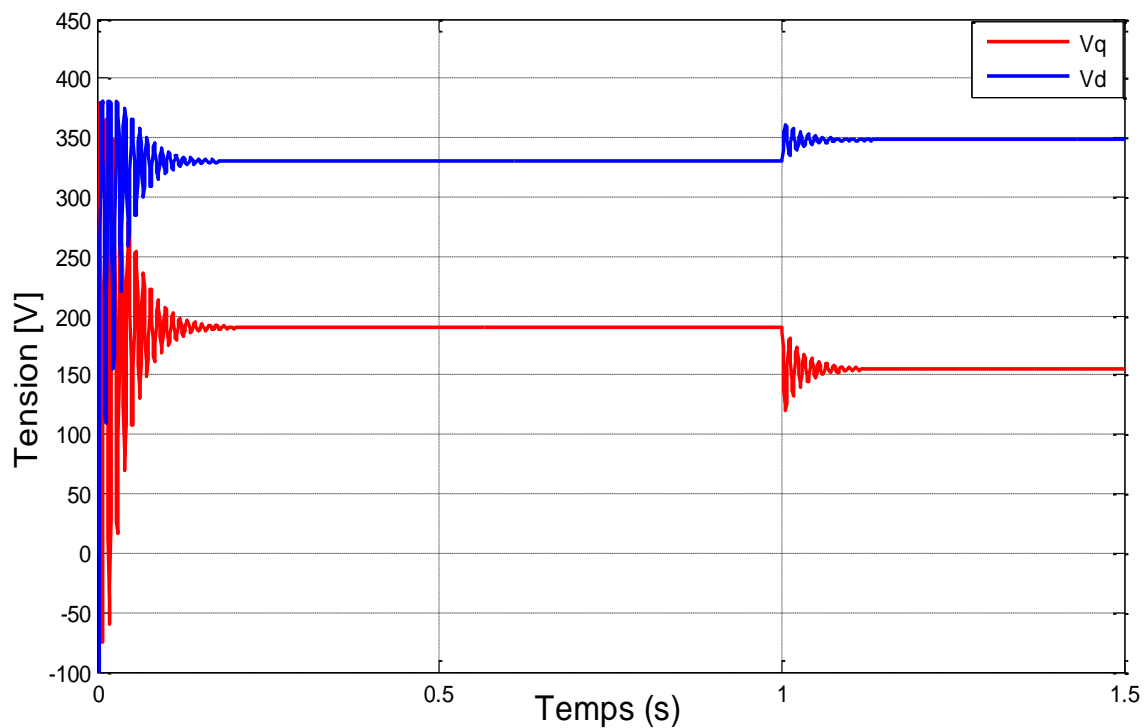


Figure 11 :Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

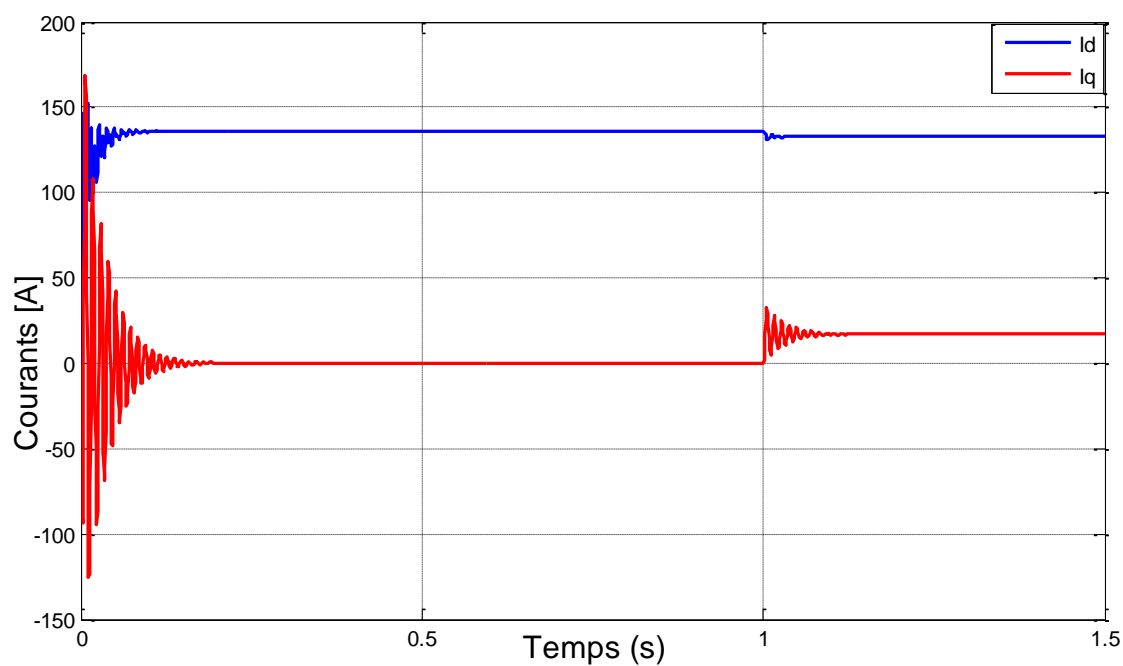
I.4.2.Résultats de simulations du MSAP sans onduleur



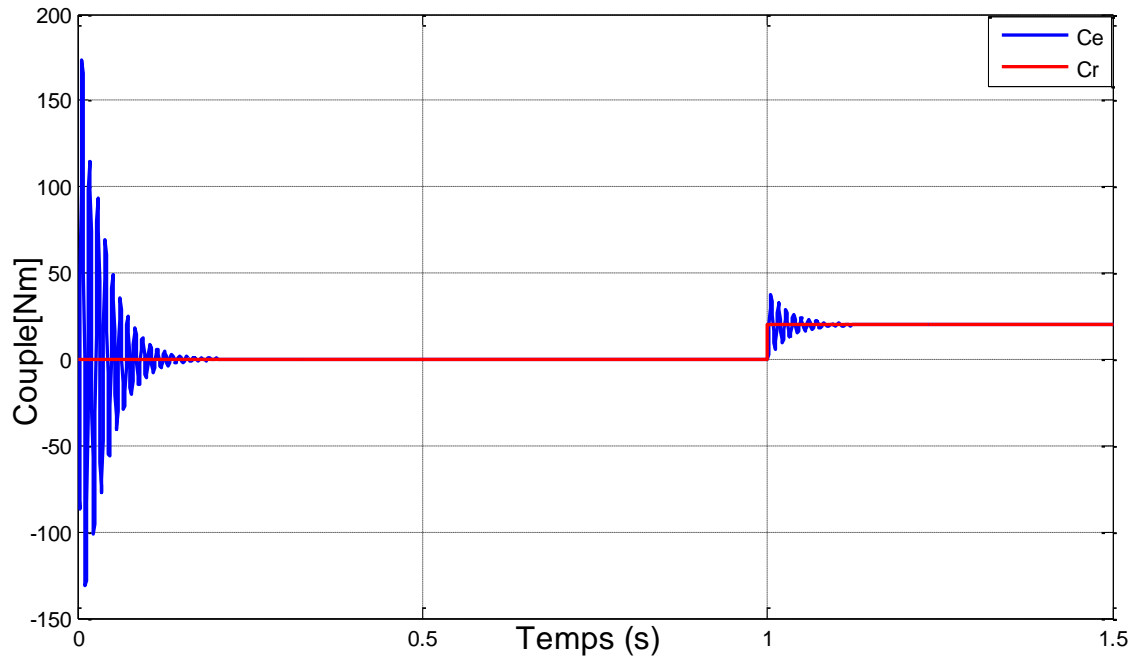
a)- Tension d'alimentation [V]



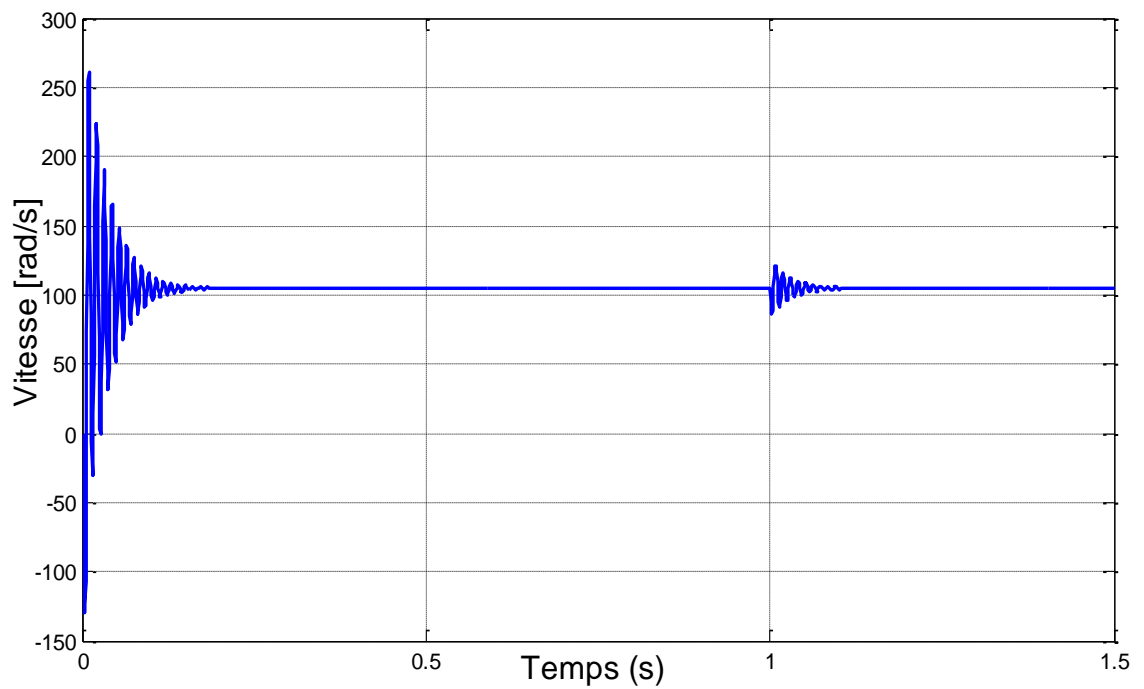
b)- Tension V_d et V_q [V]



c)- Courants I_d et I_q



d)-Couple électromagnétique et couple résistant [Nm]



e)-Vitesse de rotation [rad/s]

Figure 12 : Résultats de simulations du MSAP sans onduleur

I.4.3. Interprétation des résultats :

La vitesse ne dépend pas de la charge

I.4.4. Conclusion

- La machine synchrone à aimants permanents présente de nombreux avantages par rapport aux machines à courant continu, asynchrones et synchrones à excitation électrique, en plus des inconvénients ci-dessous [23]:

- Coût de la machine élevé.

- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.

- Ondulation de couple, coût élevé des aimants, technologie coûteuse, survitesses pénalisantes.

- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale.

- Interaction magnétique due au changement de structure.

- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

- Les domaines d'application de MSAP

Les moteurs MSAP sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines-outils et robotique...etc. et on peut les trouver dans nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).

- Les automobiles.

- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).

- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.

- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).

- Les servomoteurs.

- Les applications robotiques.

- La production d'électricité.

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

- Les machines-outils.

- Les applications de l'énergie de l'éolienne

Chapitre II :

ALIMENTATION DE LA (MSAP)

Introduction :

Nous savons que un onduleur convertit DC en AC. Nous avons déjà discuté de différents types d'onduleurs. Un onduleur triphasé est utilisé pour changer la tension CC en une alimentation AC triphasée. Généralement, ceux-ci sont utilisés dans les applications d'entraînement à haute puissance et à fréquence variable, il nous aide également à contrôler la puissance d'alimentation du moteur, et donc sa vitesse et son couple

Dans ce chapitre, nous étudions la modélisation d'un onduleur triphasé

II.1.Constitution de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,. 15] :

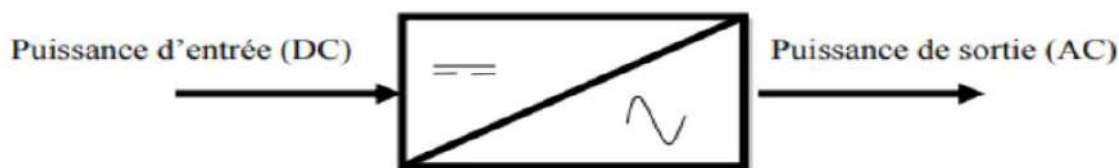


Figure 13 ;. Schéma de principe de l'onduleur

II.1.3 Classification des onduleurs :

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

II.1.3.1 Onduleurs non autonomes :

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif

II.1.3.2 Onduleurs autonomes :

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif.

Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

II.1.3.2.1 Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

II.1.3.2.2 Onduleurs (autonomes) du courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

II.1.3.3 Onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [16].

II.1.4 Types d'onduleurs autonomes de tension

II.1.4.1 Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull.
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont.

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est

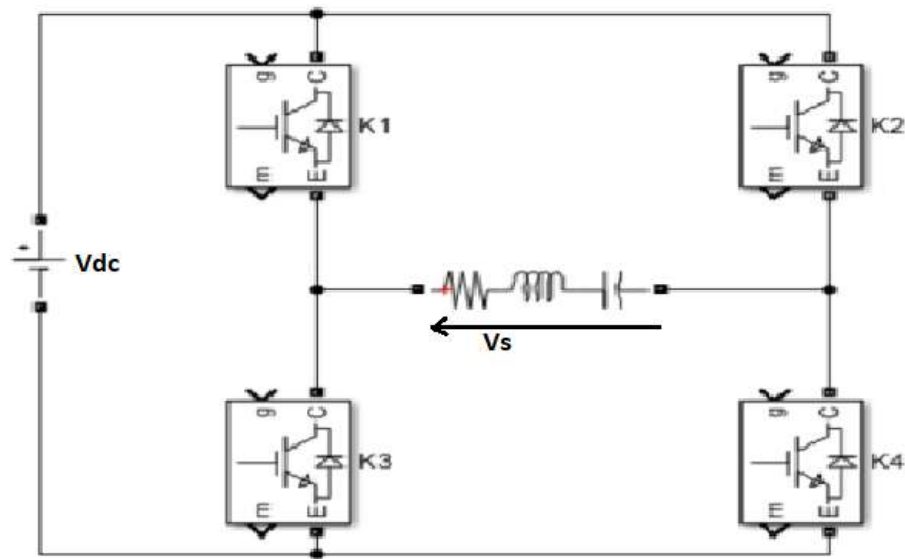


Figure 14. Schéma de l'onduleur monophasé

II.1.4.2. Les onduleurs triphasés :

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs.

Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode.

La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b , I_c , les interrupteurs S_a , S'_a et S_b , S'_b , S_c et S'_c doivent être complémentaires deux à deux.

On définit $S_i = (T_i, D_i)$ [17].

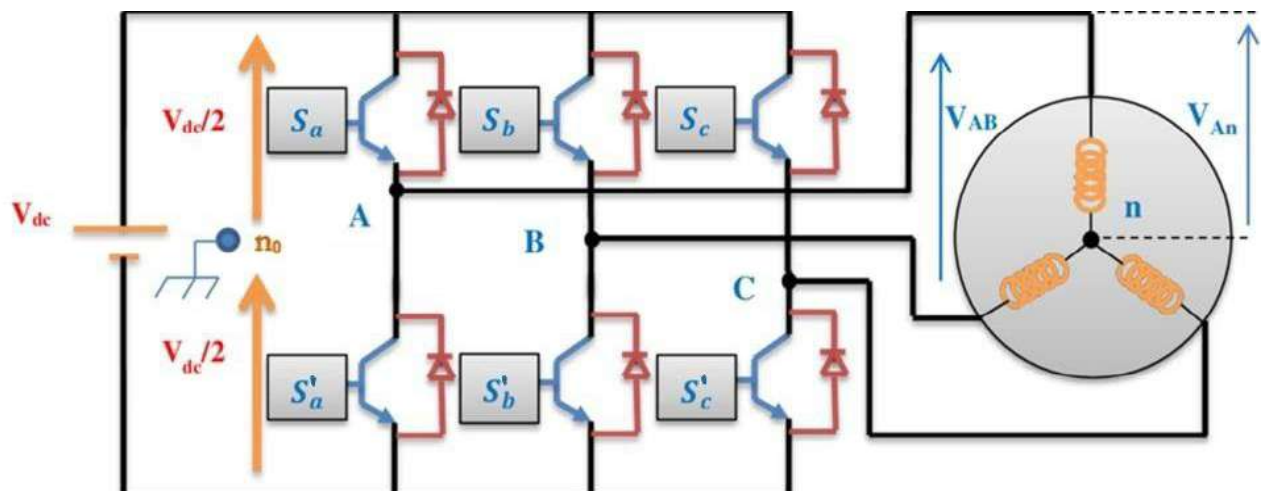


Figure 15. Schéma d'onduleur de tension triphasé

II.1.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure 15) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur S_a et S'_a , S_b et S'_b , S_c et S'_c doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- S_a pour $wt=0$ et S'_a pour $wt=\pi$.
- S_b pour $wt=2\pi/3$ et S'_b pour $wt=\pi+2\pi/3$
- S_c pour $wt=4\pi/3$ et S'_c pour $wt=\pi+4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » du la source, Donc supprimer celui- ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit [18].

II.2. Modélisation de l'onduleur :

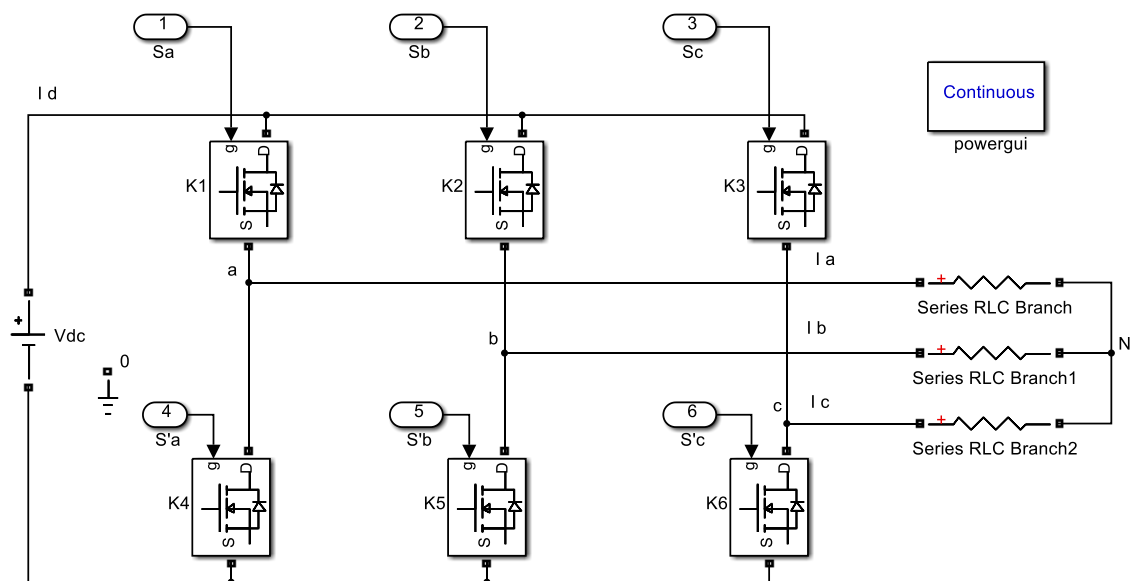


Figure 16. Schéma de simulation d'onduleur de tension triphasé

II.2.1. modélisation matricielle :

Modèle de l'onduleur de tension triphasé :

Les interrupteurs S_a et S'_a , S_b et S'_b , S_c et S'_c doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$\begin{cases} V_a - V_O = \frac{V_{dc}}{2}; S_a \text{ fermé} & \text{Et} & V_a - V_O = -\frac{V_{dc}}{2}; S_a \text{ ouvert} \\ V_b - V_O = \frac{V_{dc}}{2}; S_b \text{ fermé} & \text{Et} & V_b - V_O = -\frac{V_{dc}}{2}; S_b \text{ ouvert} \\ V_c - V_O = \frac{V_{dc}}{2}; S_c \text{ fermé} & \text{Et} & V_c - V_O = -\frac{V_{dc}}{2}; S_c \text{ ouvert} \end{cases} \quad (36)$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$\begin{cases} V_a - V_b = (V_a - V_O) - (V_b - V_O) = V_{dc} \text{ Si } S_a \text{ est fermé et } S_b \text{ est ouvert} \\ V_a - V_b = (V_a - V_O) - (V_b - V_O) = 0 \text{ Si } S_a \text{ et } S_b \text{ sont fermés} \\ V_a - V_b = (V_a - V_O) - (V_b - V_O) = 0 \text{ Si } S_a \text{ et } S_b \text{ sont ouverts} \\ V_a - V_b = (V_a - V_O) - (V_b - V_O) = -V_{dc} \text{ Si } S_a \text{ est ouvert et } S_b \text{ est fermé} \end{cases} \quad (37)$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples V_a , V_b , V_c à la sortie de l'onduleur.

Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants I_a , I_b , I_c , aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z' - courants, c'est à- dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions [17].

A cause de l'équilibre on a:

$$\begin{cases} I_a + I_b + I_c = 0 \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad \text{Donc :} \quad \begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c \\ U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a + 2V_b - V_c \\ U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - V_b - V_a \end{cases} \quad (38)$$

Et on a :

$$\begin{cases} V_a = -V_b - V_c \\ V_b = -V_a - V_c \\ V_c = -V_a - V_b \end{cases} \quad (39)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)] \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3}[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)] \end{cases} \quad (40)$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}[2(V_a - V_o) - (V_b - V_o) - (V_c - V_o)] \\ V_b = \frac{1}{3}[-(V_a - V_o) + 2(V_b - V_o) - (V_c - V_o)] \\ V_c = \frac{1}{3}[-(V_a - V_o) - (V_b - V_o) + 2(V_c - V_o)] \end{cases} \quad (41)$$

Si VAO, VBO et VCO sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors VA, VB et VC sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu -alternatif (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (42)$$

II.2.2. modélisation vectorielle :

Voici la mise en application du concept de la méthode du vecteur spatial pour le contrôle d'un moteur sur un onduleur triphasé à six interrupteurs représenté par le circuit équivalent suivant. Notez qu'il existe huit configurations de commutation valides.

Circuit d'onduleur triphasé connecté aux bobinages moteur, les états des commutateurs S'a, S'b et S'c sont respectivement complémentaires à Sa, Sb et Sc (Figure 17).

Chaque configuration de commutation entraîne l'application d'une tension spécifique aux bornes du moteur. Les tensions sont des vecteurs spatiaux de base. Ils représentent leurs amplitudes et leurs directions dans un hexagone de vecteurs spatiaux (Figure 18).

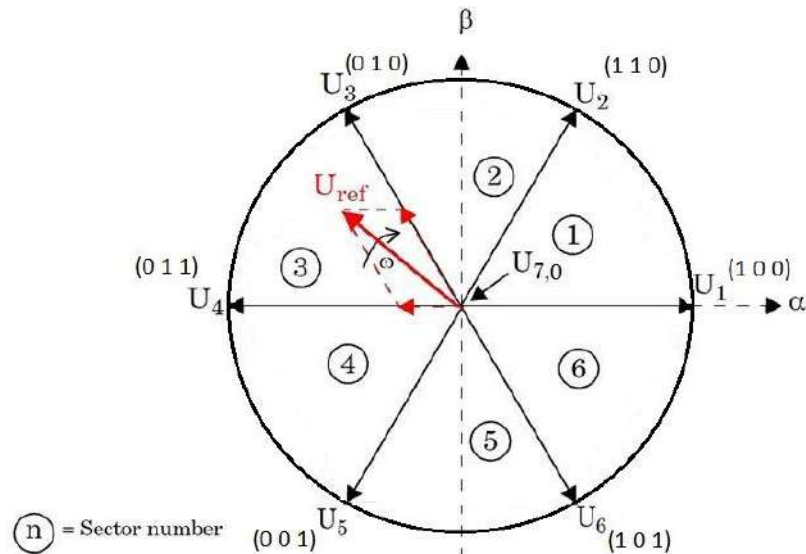


Figure 17. Hexagone de vecteurs spatiaux avec des vecteurs de base de U1 à U0

VICTORE	SA	SB	SC
U1	1	0	0
U2	1	1	0
U3	0	1	0
U4	0	1	1
U5	0	0	1
U6	1	0	1
U7	0	0	0
U0	1	1	1

Figure 18. Circuit d'onduleur triphasé connecté aux bobinages du stator d'un moteur

Les états de commutation qui correspondent aux vecteurs spatiaux de base (pour la direction) et aux vecteurs nuls (pour l'amplitude) sont combinés pour obtenir, de façon approximative, un vecteur de tension de n'importe quelle amplitude et à n'importe quelle position dans l'hexagone de vecteurs spatiaux. Par exemple, pour chaque période de modulation de largeur d'impulsion (MLI), le vecteur de référence « Uref » est moyenné en utilisant une séquence de commutation de deux vecteurs spatiaux adjacents (U3 et U4, dans la figure) pendant une durée déterminée et un vecteur nul (U7 ou U8) pour le reste de la période.

II.3. Commande de l'onduleur :

Les transformateurs de tension peuvent être contrôlés selon plusieurs stratégies.

Aux basses fréquences, il est alimenté par une onde pleine, le signal de commande sera à la fréquence de tension de sortie souhaitée et la source CC doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur).

A plus haute fréquence, il est piloté en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet d'ajuster à la fois l'amplitude et la fréquence tout en gardant constante la source continue (pont de diodes).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïdale

Le contrôle de l'onduleur a pour but de permettre une meilleure reproduction des courants de référence turbulents, grâce à des commandes de contrôle appliquées aux différents interrupteurs de puissance, et cela ne peut se faire que grâce à une stratégie de contrôle appropriée. Les deux principales méthodes classiques de contrôle des convertisseurs de tension sont :

- la commande par hystérésis
- la commande par modulation de largeur d'impulsion par hystérésis (MLI)

II.3.1. Commande par hystérésis :

Cette commande, basée sur le contrôle direct en courant, est très adaptée pour les organes de commande ayant une action à deux positions comme l'IGBT qui peut être soit ouvert ou bloqué, elle consiste principalement à maintenir les courants générés dans une bande enveloppant le courant de référence. Chaque dépassement de cette bande donne un ordre de commutation. La commande de courant par hystérésis est la technique la plus simple utilisée pour le contrôle des courants dans le système de filtrage actif parallèle; la simplicité à la mise en oeuvre, la robustesse, l'exactitude en poursuite de courant de référence et une dynamique extrêmement bonne

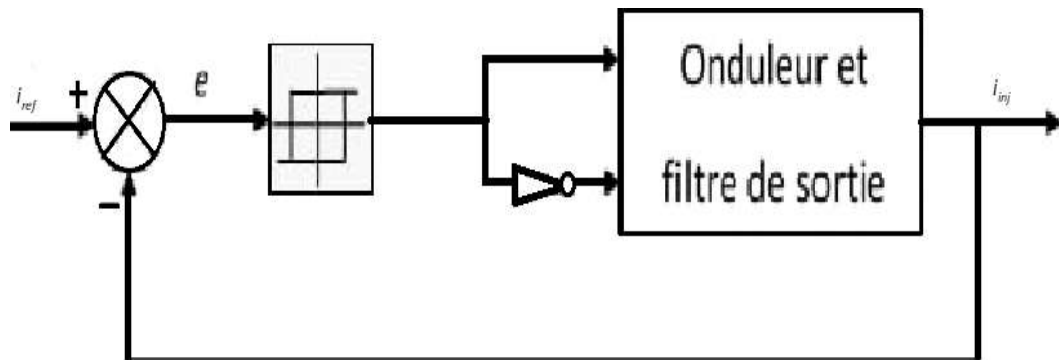


Figure 19. Schéma de la commande de l'onduleur par hystérésis.

En supposant que la tension continue V_{dc} de l'onduleur est constante, le modèle de l'onduleur et de filtre de sortie peut être donné par le tableau suivant

II.3.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion par hystérésis

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'hui, cette association est la plus indiquée [21][12].

Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

II.3.3.1. Principe

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux (Figure 20):

Ø Le premier qui est appelé signal de référence V_{ref} représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Ø Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{por} , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal

de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [20][12].

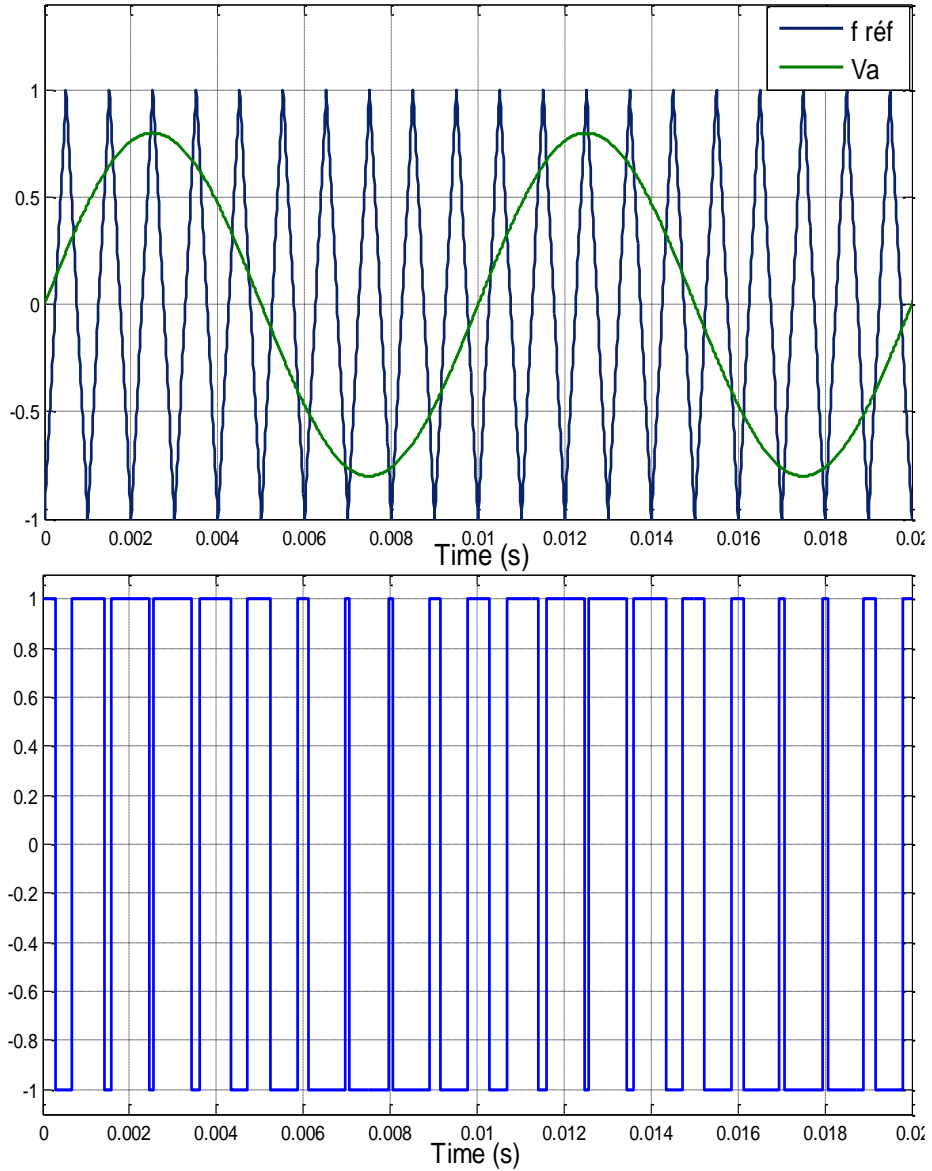


Figure 20. l'onde modulante et l'onde porteuse

II.4.Simulation

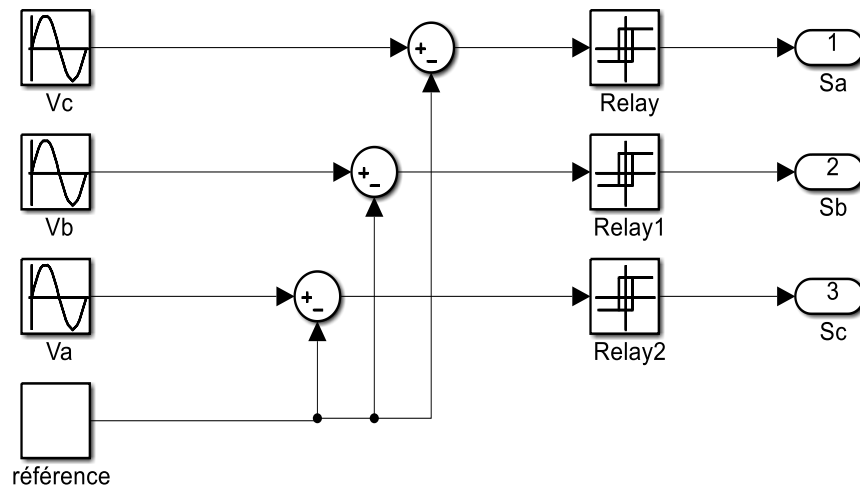


Figure 21. Schéma block de simulation de la commande à MLI par hystérésis

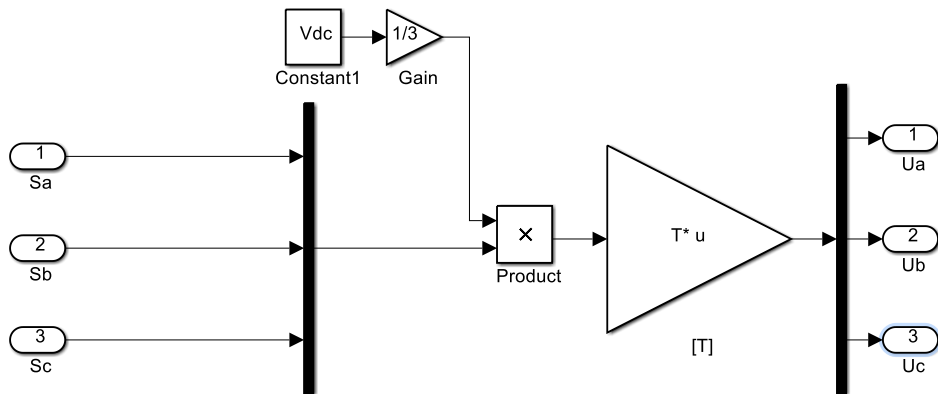
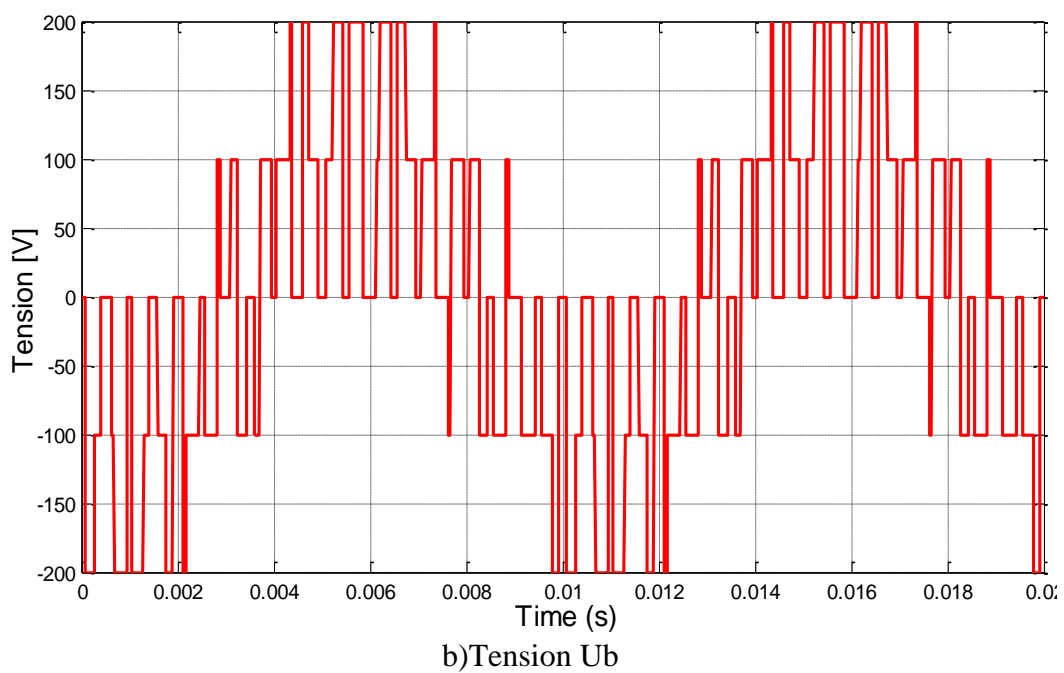
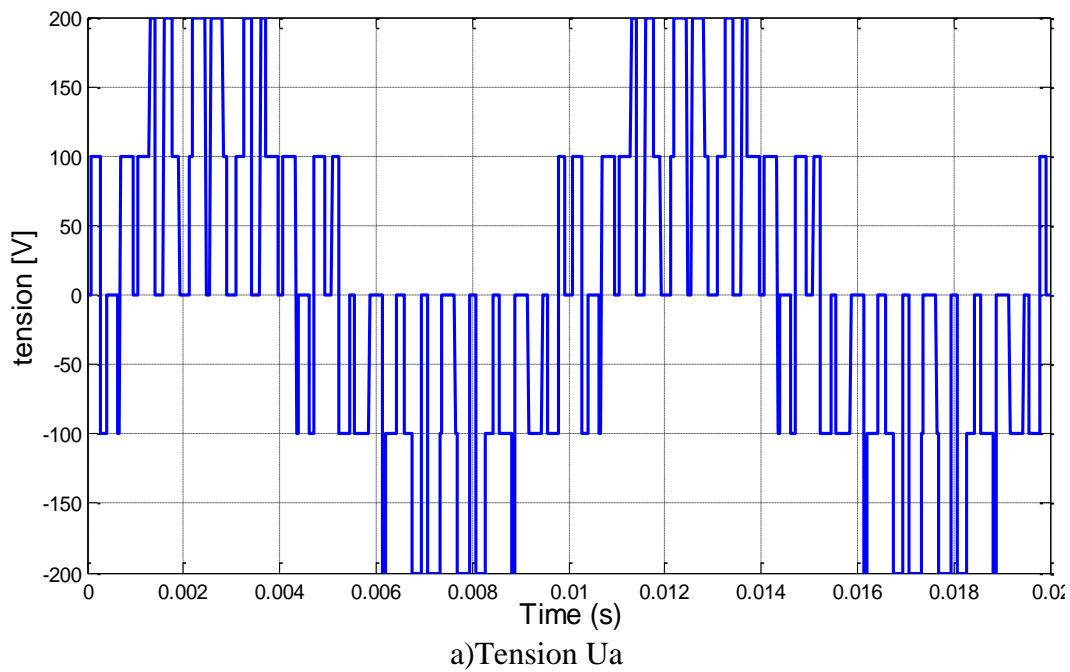


Figure 22. Schéma block de simulation de l'onduleur

II.4.2. Résultats de simulation



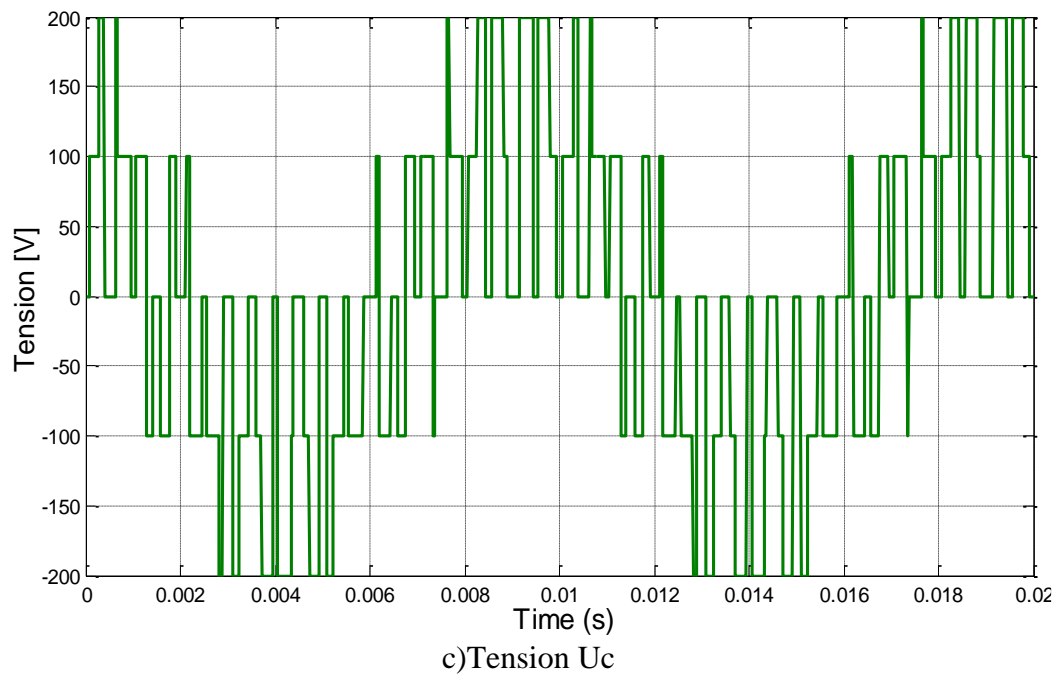


Figure 23. Tension à la sortie de l'onduleur

II.4.3. Interprétation des résultats :

La tension de sortie atteint sa forme sinusoïdale finale lors du passage dans les bobines du moteur.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'explication du fonctionnement de l'onduleur par modélisation dans l'environnement MATLAB(SIMULINK) a été discutée, et nous avons montré la forme de la turbulence de sortie.

Chapitre III :

Commande directe du couple (DTC)

III.1. Introduction :

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle a été inventée par I.

Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension. L'association de la DTC à la MSAP a permis d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées [23].

Dans ce chapitre, nous étudierons les principes de base du DTC sur un moteur MSAP, nous étudierons en détail les parties d'un DTC et présenterons les structures de commande.

Modèle de simulation DTC pour MSAP programmé dans l'environnement MATLAB (SIMULINK)

Des simulations sont présentées et les résultats sont discutés.

III.2. Modèle de la machine en vue de la commande :

Le principe de la commande DTC est différent.

L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état.

Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis.

Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis.

Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [25].

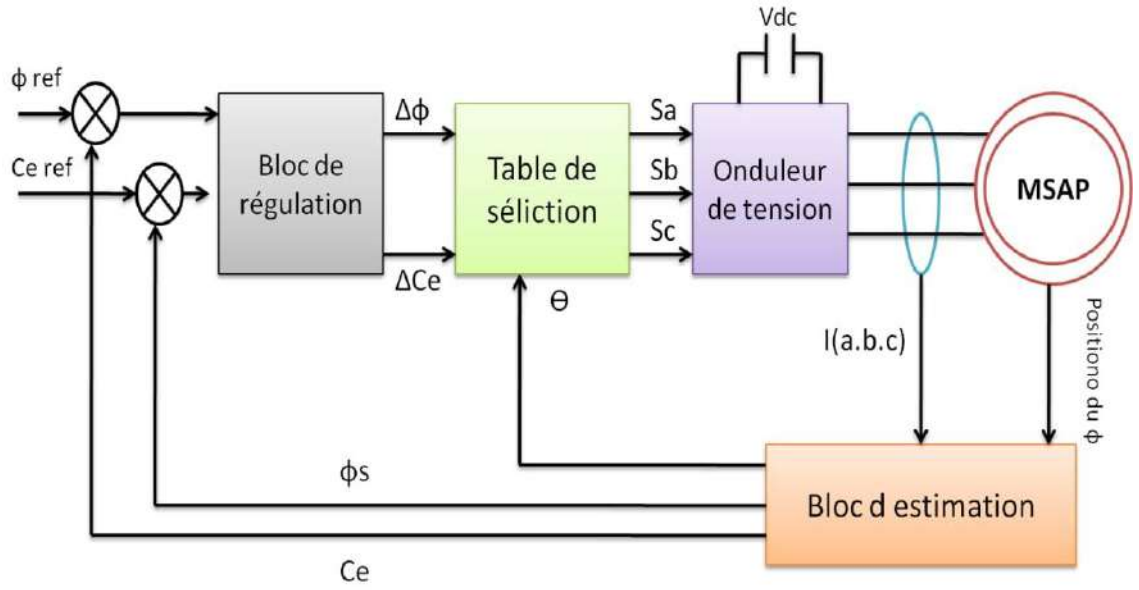


Figure 24. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales
- Une réponse dynamique de la machine très rapide
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [24]

III.3. Estimateur du couple et du flux

L'amplitude du flux statorique est obtenue à partir de composants suivant

$$\begin{aligned}
 \varphi_d^{k+1} &= \varphi_d^k \cos\theta - \varphi_q^k \sin\theta & \varphi_d^{k+1} &= \varphi_d^k + (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}^{k+1}) T_s \\
 \varphi_q^{k+1} &= \varphi_q^k \cos\theta + \varphi_d^k \sin\theta & \varphi_q^{k+1} &= \varphi_q^k + (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}^{k+1}) T_s \\
 \varphi_s &= \sqrt{(\varphi_d^{k+1})^2 + (\varphi_q^{k+1})^2} & \varphi_s^{k+1} &= \sqrt{(\varphi_{s\alpha}^{k+1})^2 + (\varphi_{s\beta}^{k+1})^2}
 \end{aligned} \tag{44}$$

Le couple électromagnétique peut être estimé par la formule suivante :

$$C_e^{k+1} = \frac{3}{2} p [\varphi_d^{k+1} I_q^{k+1} - \varphi_q^{k+1} I_d^{k+1}] \tag{45}$$

Chapitre III : Commande directe du couple (DTC)

Le fonctionnement de base de la commande prédictive est résumé par les étapes suivantes :

- Le courant de stator et la tension du stator sont mesurés
- Ces mesures sont utilisées pour la prédiction du couple et du flux statorique de chacun des six vecteurs de tension différents.
- Les six prédictions sont évaluées en utilisant la fonction de coût
- Le vecteur de tension sélectionné est celui qui minimise la fonction de coût (appliqué aux bornes de la machine).

On répète ces étapes à chaque pas d'échantillonnage, en tenant compte des nouvelles mesures. Le contrôle en boucle fermée est obtenu grâce à la rétroaction des mesures utilisées pour la prédiction et la décision de mesures prises pour réduire la valeur de la fonction de coût.

Le schéma block de la DTC prédictive est représenté dans (figure24) , les entrées du système sont la référence et la valeur estimée du couple et du flux. En évaluant les effets de chaque vecteur de tension lorsqu'il est appliqué à la machine.

Le vecteur tension qui minimise la différence entre la valeur référence et la valeur prédite est sélectionné, puis il est généré par l'onduleur.

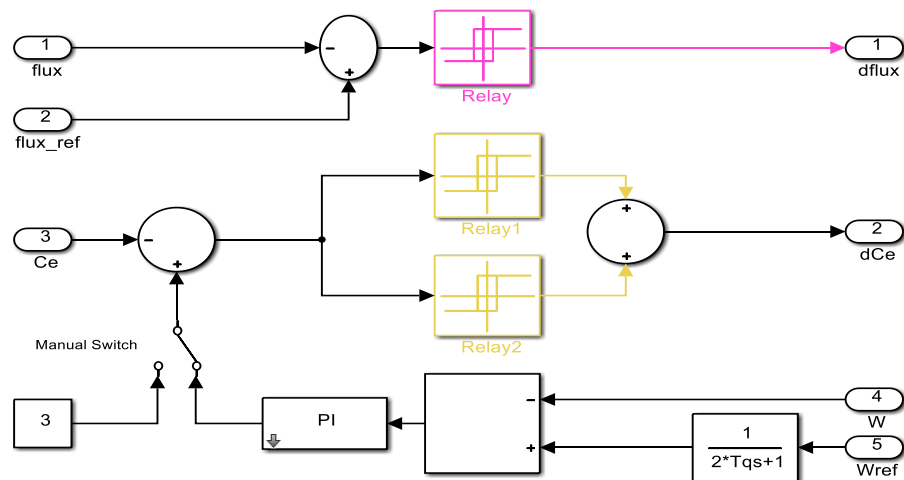


Figure 25. Le schéma block de estimation

III.4.Régulateurs du flux et du couple

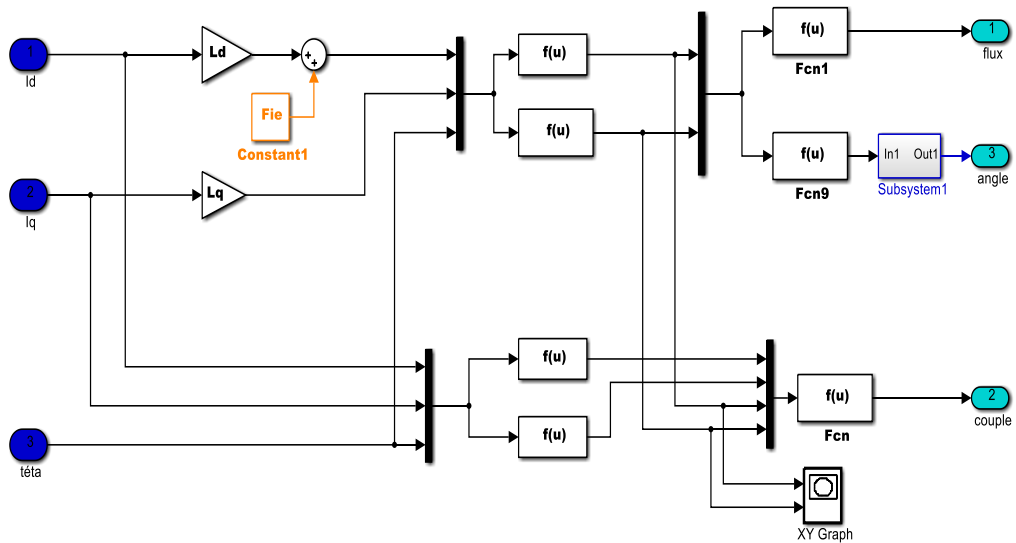


Figure 26. Le schéma bloc de régulateurs

III.4.1.Régulateur du flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.6). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases}
 \text{Si } \Delta\phi_S > \varepsilon_\phi & \text{alors } k_\phi = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_S/dt > 0 & \text{alors } k_\phi = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_S/dt < 0 & \text{alors } k_\phi = 1 \\
 \text{Si } \Delta\phi_S < -\varepsilon_S & \text{alors } k_\phi = 0
 \end{cases} \quad (46)$$

$k_{0\phi}$ = Signifier qu'il faut réduire le flux

$k_{1\phi}$ = Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

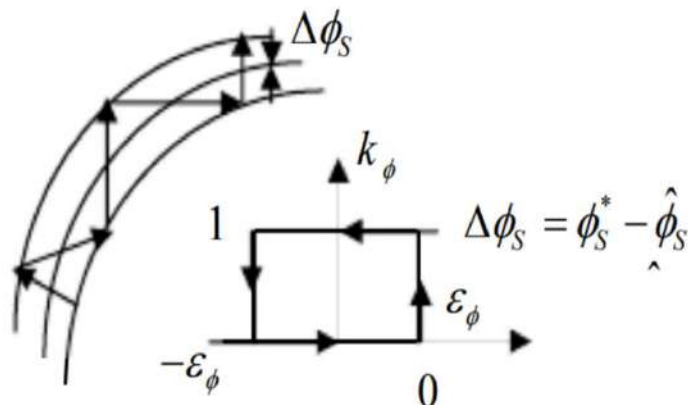


Figure 27. Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

III.4.2. Régulateurs du couple

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$ pour une consigne positive et $C_{cpl} = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [26]

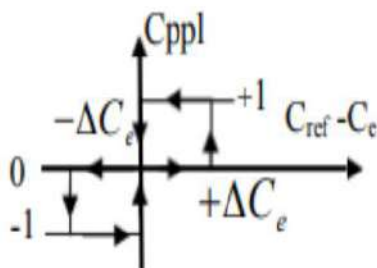


Figure 28. Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure

III.4.3. Régulateur de vitesse PI

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la (figure 29)

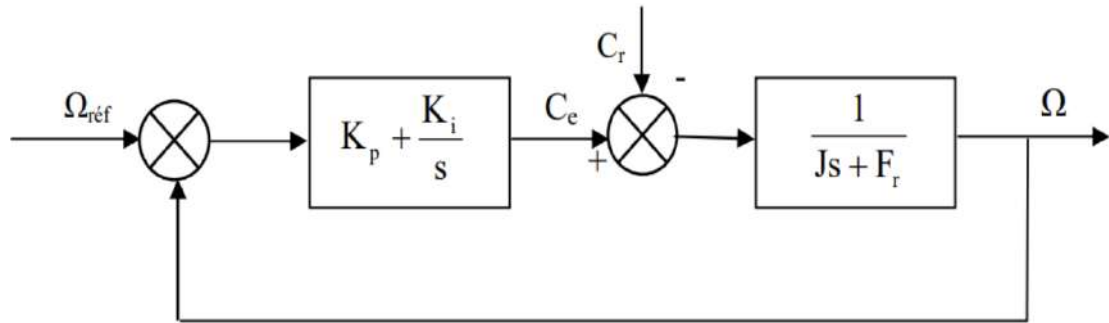


Figure 29. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (47)$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$\Omega(s) = \frac{1}{J_s + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (48)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($C_r(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{ref} \quad (49)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{ref} \quad (50)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donné par l'expression suivante:

$$F(s) = \frac{1}{\omega_n^2 s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1} \quad (51)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2}; \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n}; \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (52)$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associée au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on obtient :

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau}; K_i = \frac{4J}{\tau^2}; K_p = K_i \tau \quad (53)$$

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et a fin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence [27]

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p = 2.346 \quad K_i = 782.22$$

III.4.4. Gains de l'estimateur flux

Les gains de cet estimateur flou sont obtenus après plusieurs simulations afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées : $K_e=0.35$, $K_{\Delta e}= 2500$ et $K_{\Delta r_s}= 0.16$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

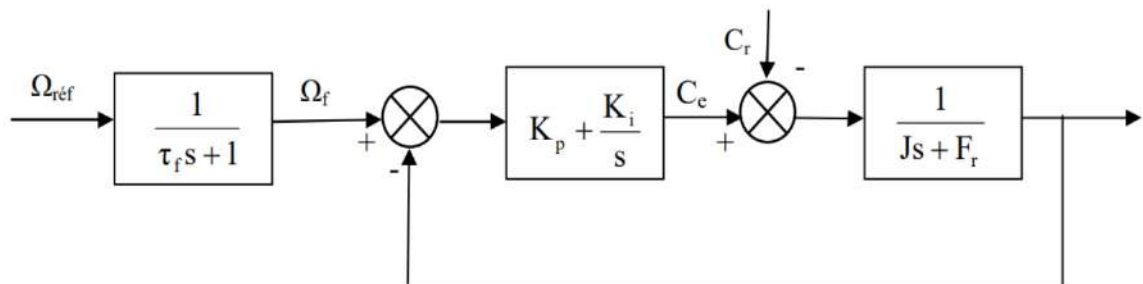


Figure 30. le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

τ : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc on peut choisir $\tau_f = 0.0083$

III.5. Table de sélection

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaire selon permet de déterminer, pour chaque secteur donné la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [28].

Chapitre III : Commande directe du couple (DTC)

	AUGMENTATION	DIMINUTION
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i+3} et V_{i-2}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Figure 31. Table de commutation

Les tableaux ci-dessous résumement, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N = 5	N=6
$\phi_s \uparrow$	V6, V1 V2	V1, V2 V3	V2, V3 V4	V3, V4 V5	V4, V5 V6	V5, V6 V1
$\phi_s \downarrow$	V3, V4 V5	V4, V5 V6	V5, V6 V1	V6, V1 V2	V1, V2 V3	V2, V3 V4

Figure 32. Table de commande du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N = 5	N=6
$C_e \uparrow$	V6, V1	V1, V2	V2, V3	V3, V4	V4, V5	V5, V6
$C_e \downarrow$	V3, V4	V4, V5	V5, V6	V6, V1	V1, V2	V2, V3

Figure 33. Table de commande du couple

Si nous utilisons les deux tables précédentes pour formuler la table finale pour une seule table de contrôle

Mais il peut être divisé en deux autres tableaux, le premier avec les vecteurs de tension vides et le second avec les vecteurs de tension actifs :

flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N = 5	N=6	Correcteur
$k\phi=0$	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveau
	Ccpl=0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	Ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	2 Niveau
$k\phi=1$	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveau
	Ccpl=0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	Ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveau

Figure 34. Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls

Lorsque l'un des vecteurs nuls est sélectionné, la rotation du flux statorique s'arrête et le couple diminue, pour réduire le nombre de commutations d'un même interrupteur inverseur on choisit V0 ou V7

flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N = 5	N=6	Correcteur
$k\phi=0$	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveau
	Ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	Ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveau
$k\phi=1$	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveau
	Ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveau

Figure 35. Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls

III.6. Schéma global de la commande

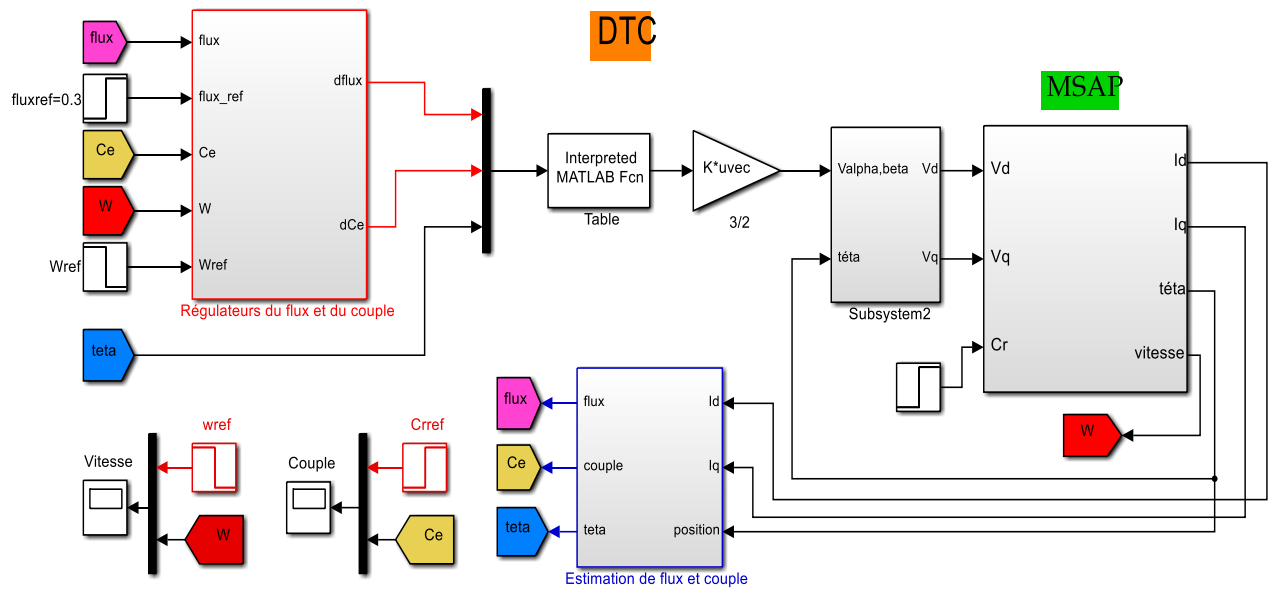


Figure 36. Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

III.7. Simulation

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par une DTC classique avec boucle de vitesse, en présence et absence de la charge, et aussi pour une inversion de la consigne de la vitesse. Les simulations ont été faites avec une consigne de flux $\Phi_s\text{-réf} = 0.3\text{Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.001 [Wb] , et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.001 [Nm] et une période d'échantillonnage de $10\mu\text{s}$. Nous avons utilisé la table de sélection (3.4) avec vecteurs nuls.

III.7.1. Résultats de simulation démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (105 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=20$ Nm) appliqué à l'instant $t=0.3$ sec.

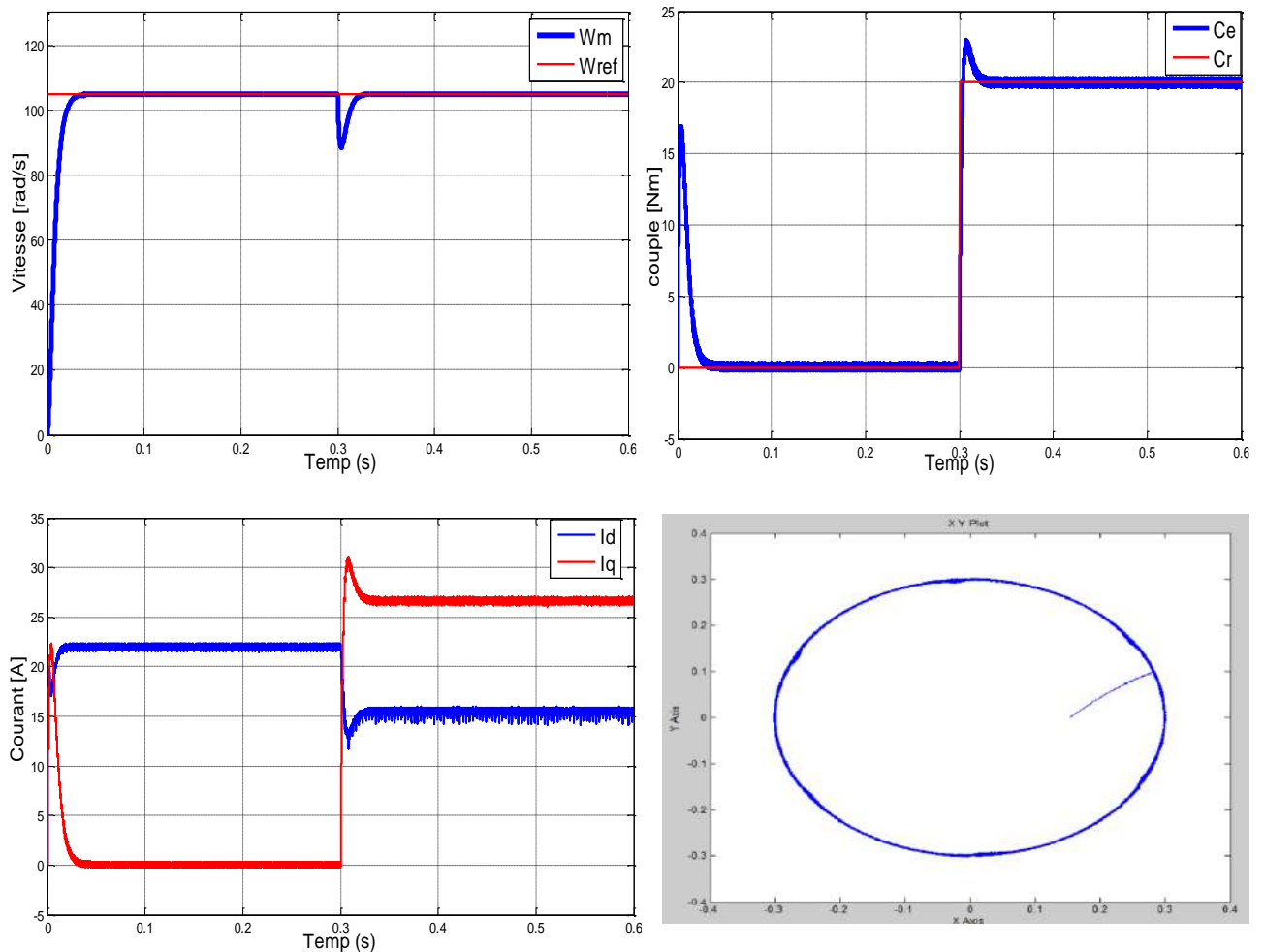


Figure 37. Résultats de la machine avec DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.3$ sec

III.7.1.1. Interprétation des résultats :

D'après les résultats, on note

Lors d'un démarrage sans charge, une vitesse de référence de 105 rad/sec. Après démarrage de la machine, on remarque que le couple monte à 6 Nm puis revient se stabiliser à zéro avec oscillation

Au cours de l'étape de chargement, le couple électromagnétique répond par une faible dérivation,

Faible oscillation et très faible impact sur la vitesse, qui prend ensuite sa valeur

Référence, confirmant la sélection correcte des paramètres pour régler le régulateur de vitesse PI.

III.7.2. Résultats de simulation démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse

Simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rd/sec, à partir de l'instant $t=0.4\text{sec}$

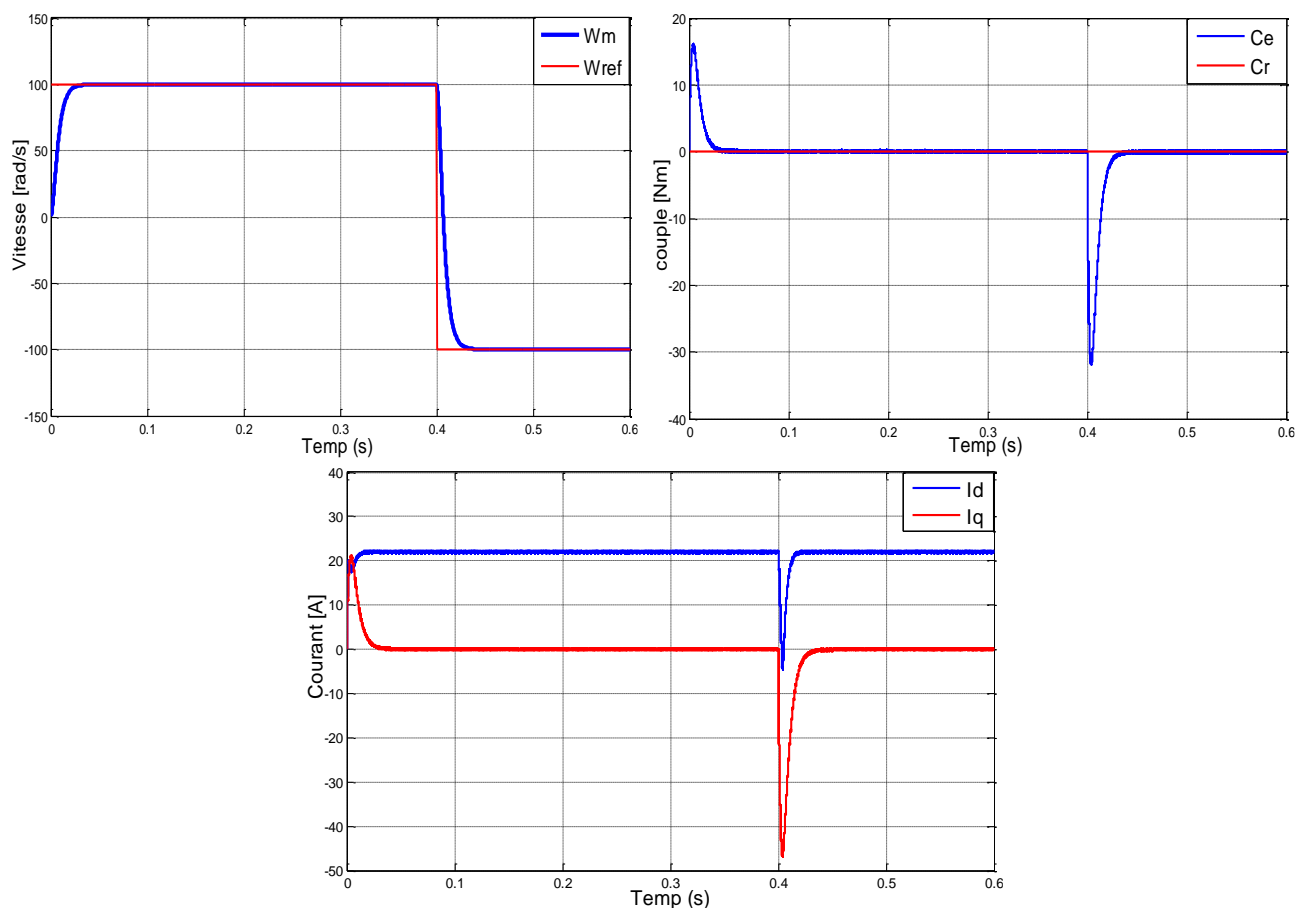


Figure 38. Résultats de la machine avec DTC pour inversion de sens de rotation à $t=0.4\text{s}$

III.7.2.1. Interprétation des résultats :

D'après les résultats, nous remarquons une réponse rapide

Au démarrage sans charge et lors de l'inversion du sens de rotation dans le temps

Cela indique que l'approche analytique proposée pour la conception d'un régulateur PI est très rigoureuse.

Nous observons également un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux, puis tendons vers l'état stable lorsque le couple s'annule avec une faible oscillation.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le système de contrôle direct du couple (DTC), qui représente la solution optimale et efficace pour la conduite MSAP, et donc il offre une solution prometteuse aux problèmes de durabilité et présente des avantages par rapport au contrôle des transmissions classiques.

Nous avons également abordé une architecture contrôlée par DTC supportée par un onduleur de tension, et simulé le comportement de MSAP en présence d'une boucle d'accord de vitesse avec un correcteur PI.

Par conséquent, nous pouvons dire que DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques et un bon débit. C'est une solution idéale au problème de durabilité.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'étude de cette thèse nous aide à développer un contrôle de vitesse par contrôle direct de couple (DTC) de machines à moteur synchrone à aimants permanents, qui ne soit pas affecté par les variations des paramètres de la machine et ne nécessite pas de composants fragiles ou coûteux

Quelques façons de compenser la variance :

Un estimateur flou peut être utilisé, une technologie intelligente très appréciée capable de compenser la résistance avec un temps de réponse court, une dynamique efficace et une stabilité anti-perturbation (inversion de rotation, décalage de charge, variation paramétrique)

De plus, le contrôleur de système réduit peut être utilisé avec des modes de glissement connus pour être résistants aux changements paramétriques, ce qui aide en fait à maintenir la stabilité et les performances du système. Mais il se caractérise par un phénomène appelé chatter, qui élargit considérablement la plage d'oscillations de couple, ce qui est le principal inconvénient de cette commande.

Nous suggérons également l'utilisation de technologies intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs traditionnels de type PI, dans le cadre du contrôle vectoriel, par des régulateurs flous ou neuronaux. La logique floue fournit un cadre formel pour la synthèse linguistique qui inclut des considérations heuristiques. Les réseaux de neurones permettent d'adopter une approche "boîte noire" d'un système et de ne considérer que ses entrées et ses sorties

Référence

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques :

- [1] **R. Lateb**, « Modelisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD », Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
 - [2] **B. Multon**, « Application des aimants aux machines électriques », ENS Cachan – Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006
 - [3] **B. Tounsi**, « Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique », Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006
 - [4] **Aid Housseem, Aina Wafaa**, « SynMémoire de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, 2013
 - [5] **Menouar Ahmed**, « *Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2013
 - [6] **Boukais Boussad**, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012
 - [7] **M.D. Bidart**, « Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones », Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
 - [8] **Amor Khlaief**, « *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)* », Thèse de Doctorat, Université d'Aix Marseille, 2012
 - [9] **Mr Zegueb Boubaker**, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire » Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008
 - [10] **S. Baris Ozturk**, « Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors », Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
-

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [11] **Leila Parsa**, « Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors », Thesis of doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
 - [12] **A. Kaddouri**, « Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents » , Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
 - [13] **M.Sc. Dariusz Świerczyński**, « Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive » , Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
 - [14] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**, « Modélisation des Machines Electriques » , Presses de l'Université de Batna ,1997.
 - [15] **OKBA Salah , BEDDIAR Walid** « Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI » , Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique ,UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019
 - [16] **BOUKAROURA Abdelkader**, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph » , Magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif 2009.
 - [17] **G. Segulier and F. Labrique**, « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance » , Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif , Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
 - [18] **Benadel HANI Choudira MESSAOUD**, « technique de commande d'un onduleur triphasé », projet de fin d'étude licence génie électrique .
 - [19] **ARAMMAZ SALIM**, « modelisation et la commande vectorielle de la machine synchrone » , Rapport de projet 3ème année cycle d'ingénieur,2017
 - [20] **D. Swierczynski, M. Kazmierkowski**, F Blaabjerg, « DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) » , 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE.
 - [21] **T.Djamel**, « Contrôle du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse et de Position » , Thèse de magister, Université de BATNA, Juin 2005.
 - [22] **Yu, Z.**, *Application Report SPRA524, Space-Vector PWM with TMS320C24x Using H/W & S/W Determined Switching Patterns*, Texas Instruments, 1999.
-

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [23] **MESLOUB. H**, « Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016
- [24] **R. Toufouti**, « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [25] **J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE** « Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications », University of Cacterbury, New Zealand
- [26] **Benaissa Malika**, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [27] **A. Golea**, « Contribution to the Development of a Design Methodology for Electrical Machine Drives », (in French), Doctorate Thesis, INGP, Grenoble, France, 1994
- [28] **C. Carlos**, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 », Edition Hermes Science Europe, 2000
- [29] **T.Ziane, H. Rekioua**, « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur », 3éme Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002, Université de Batna.
- [30] **A. Bouscayrol, et T. Communal** « Approche Globale de La Commande Dynamique De Machines Electriques », Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.
- [31] **HOUARA Belkacem**, « Commande DTC Prédicative de la MSAP », Mémoire de fin d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master,2017
- [32] **NABTI Khalil**, « Stratégies De Commande et Techniques Intelligentes Appliquées Aux Machines De Type Synchrone », Thèse Magister, Univercité Mentouri de Constantine 2010
-

Résumé :

Résumé :

Présenté dans cette note:

Modélisation MSAP d'un moteur à aimant permanent synchrone alimenté par une source alternée triphasée

Modélisation d'un réflecteur triphasé dans l'environnement MATHLAB-Simulink avec contrôle de la technologie de réglage de l'affichage des impulsions (MLI)

Stratégie de contrôle direct du couple pour un moteur à aimant permanent synchrone alimenté par une source électrique triphasée

Important phrases:

moteur synchronisé à aimant permanent, réglage de l'affichage des impulsions, réflecteur de tension électrique triphasé, contrôle direct du couple MSAP. IML

Summary :

Presented in this note:

MsAP modeling of a synchronous permanent magnet engine fed by a three-phase alternating source

Modeling a three-phase reflector in the MATHLAB-Simulink environment with control of pulse display adjustment technology (MLI)

Direct torque control strategy for a synchronous permanent magnet engine fed by a three-phase electrical source

important phrases:

permanent magnet synchronised engine, pulse display adjustment, three-phase electrical tension reflector, direct control of MSAP torque. MLI,

ملخص:

عرض في هذه المذكرة :

نمذجة المحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائم (MSAP) مغذى بمصدر متناوب ثلاثي الطور

نمذجة عاكس ثلاثي الطور في بيئة MATHLAB - Simulink مع تحكم بتقنية تعديل عرض النبضة (MLI)

إستراتيجية التحكم المباشر في العزم لمحرك متزامن ذي المغناطيس الدائم مغذى بمصدر كهربائي ثلاثي الطور

عبارات هامة:

محرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، تعديل عرض النبضة ، عاكس التوتر الكهربائي ثلاثي الطور ، تحكم مباشر في العزم
MLI ، MSAP .

