

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Commande vectorielle de la machine synchrone
à aimants permanents MSAP**

Devant le jury composé de :Présenté par :

GUERFI Youcef

Président

- REMHA Soufiane

CHERIF Hakima

Examineur

- MOUMEN SAD Mohammed Seddik

ANNAN Adel

Encadreur

2017-2018

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

*A ceux qui m'ont été une source d'inspiration et de volonté : mon exemple de vie
mon très cher père et ma très chère mère pour leurs sacrifices et encouragements
durant toute la période de mes études.*

A tous mes frères et sœurs.

*A toute la famille **REMHA**.*

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

REMHA SOUFLANE

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

*A ceux qui m'ont été une source d'inspiration et de volonté : mon exemple de vie
mon très cher père et ma très chère mère pour leurs sacrifices et encouragements
durant toute la période de mes études.*

A tous mes frères et sœurs.

*A toute la famille **MOUMEN**.*

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

MOUMEN SAD MOHAMMED SEDDIK

Remerciement

D'abord je remercie le bon dieu qui m'a donné le courage et la volonté pour terminer mon mémoire.

Je tiens à remercier Dr, *Annane Adel* mon encadreur, pour avoir accepté de diriger notre travail, pour son esprit d'ouverture et sa disponibilité, pour son aide et ses chers conseils pour développer le présent mémoire avec succès.

Je n'oublierai pas de remercier les membres du jury qui vont m'abonné en acceptant de juger ce travail.

Enfin je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pendant ce travail.

Remha Soufiane

Moumen Sad Mohammed Seddik

Sommaire

<i>Sommaire</i>	I
<i>Nomenclature</i>	IV
<i>Liste des figures</i>	VI
<i>Liste des tableaux</i>	VIII
Introduction générale	1
Chapitre I : L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents	
I.1. Introduction	3
I.2. Moteurs Electriques	3
I.2.1. Machine à Courant Continu	3
I.2.2. Machine Asynchrone (MAS)	3
I.2.3. Machine Synchrone	4
I.2.3.1. Machine Synchrone Triphasée à Inducteur Bobiné	4
I.2.3.2. Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	5
I.2.3.2.1 Structure de la MSAP	6
I.2.3.2.2. Les rotors de la machine à aimants permanents	7
I.3. Les matériaux magnétiques	7
I.3.1. Aimants	7
I.3. 2. Aimants permanents	9
I.4. Avantages des machines a aimants permanents par rapport aux autres types de machines	10
I.5. Avantages et Inconvénients de la MSAP	10
I.5.1. Avantages	10
I.5.2. Inconvénients	10
I.6. Applications des machines synchrones à aimants permanents	11
I.7. Autopilotage	11
I.8. Conclusion	12
Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	
II.1. Introduction	13
II.2. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents	13
II.2.1. Equations électriques	14
II.2.2. Les équations mécaniques	15

II.2.3. L'équation électromagnétique	15
II.3. Transformation triphasé – diphasé	16
II.3.1. Principe de la transformation de Concordia	16
II.3.2. Principe de la transformation de Park	16
II.4. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park	18
II.4.1. Les équations mécaniques	18
II.4.2. Expression de la puissance et du couple électromagnétique	19
II.5. Schéma fonctionnelle de la MSAP	20
II.6. Mise sous forme d'équation d'état	20
II.7. Modélisation de l'association convertisseur MSAP_ Onduleur de Tension	22
II.7.1. Onduleur de tension	22
II.7.2. Modélisation de l'onduleur de tension	23
II.7.3. Stratégies du Commande des onduleurs	24
II.7.3.1. Commande par modulation sinus-triangle	24
II.8. Résultats de simulation	26
II.8.1. Alimentation par le réseau	26
II.8.2. Alimentation par un onduleur de tension	27
II.9. Conclusion	28
Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP	
III.1. Introduction	29
III.2. Principe de la commande vectorielle	29
III.3. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	30
III.4. Découplagepar compensation	31
III.5. La Régulation	34
III.5.1. Conception des Régulateurs	34
III.5.1.1. Action Proportionnelle (K_p)	34
III.5.1.2. Action Intégrale (K_i)	34
III.5.2. Calcul des Régulateurs	34
III.5.2.1. Régulateur des Courants	34
III.5.2.2. Calcul du Régulateur de vitesse	36
III.6. Discussion des résultats	37
III.6.1. Essai à vide et en charge	37
III.6.2. Changement de la référence de vitesse	37
III.6.3. Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation	38

III.7. Conclusion	42
Conclusion générale et perspectives	43
Références bibliographiques	
Annexe	

Nomenclature

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
B	Induction magnétique
H	Le champ magnétique
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park
α, β	Axes de référentiel statorique
θ	Angle entre le stator et le rotor
θ_{geo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)
V_a, V_b, V_c	Tension statorique phase a, b , ou c
V_S	Tension statorique
i_a, i_b, i_c	Courant statorique phase a, b , ou c
i_S	Courant statorique
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique phase a, b , ou c
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
e_d, e_q	Termes de découplages
i_d, i_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
I_{dref}, I_{qref}	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
V_α, V_β	Tension statorique sur l'axe α, β
L_S	Inductance cyclique propre statorique
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et en quadrature.
M_{sf}	Inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[C]$	Matrice de transformation de concordia
K_p, K_i	Coefficient proportionnel- intégral
Ω	Vitesse mécanique de rotor
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ω_r	Vitesse de rotation de la machine

C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
τ	Constante du temps électrique

Liste des figures

Chapitre I : L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents

Figure I.1 : Moteur synchrones à inducteur bobiné	5
Figure I.2 : Système éolien et chaînes de tractions à TGV basé sur MSAP	6
Figure I.3 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	6
Figure I.4 : Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor	7
Figure I.5 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants	9
Figure I.6 : cycle d'hystérésis	9
Figure I.7 : Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone	12

Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents

Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé	13
Figure II.2 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d, q)	17
Figure II.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension	20
Figure II.4 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	22
Figure II.5 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé	23
Figure II.6 : Schéma de principe de MLI sinus_triangle	25
Figure II.7 : Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle	25
Figure II.8 : Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré	26
Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par (MLI sinus-triangle)	27

Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP

Figure III.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'	30
Figure III.2 : Description des couplages	32
Figure III.3 : Découplage par compensation	33
Figure III.4 : Commande découplée	33
Figure III.5 : Boucle de régulateur du courant I_d	34
Figure III.6 : Boucle de régulateur du courant I_d	35

Figure III.7 : commande de la vitesse	36
Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide	38
Figure III.9 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 3 N.m à $t = 0.5$ s.	39
Figure III.10 : Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence à 0.5s (100 à 140rad/s) et charge de 3 N.m à $t = 0.7$ s.	40
Figure III.11 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.	41

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants	8
--	---

Introduction générale :

Pendant les deux dernières décennies, il y a eu un développement dans des méthodes de conception pour commander des systèmes dynamique non linéaires .Plusieurs méthodes ont été inventées. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu substituées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [1],[2].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tentions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine.

La commande vectorielle permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre expliquons généralement les machines synchrone et particulièrement la machine synchrone à aimants permanent.

Le deuxième chapitre, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande.

Le troisième chapitre décrit le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Chapitre I

L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction :

Dans les années soixante, la Machine à Courant Continu (MCC) a occupé une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision [3], [4]. En effet, à cette époque, les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans la plupart des installations industrielles que ce soit en robotique ou en commande numérique de machines-outils [3-5]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance). A cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive [6], [7].

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "état de l'art", l'objectif de choisir le type de machine à utiliser parmi les moteurs électrique qui existent déjà, en insistant sur les meilleures performances.

I.2. Moteurs Electriques :

I.2.1. Machine à Courant Continu :

Actuellement les machines à courant continu et à courant alternatif se partagent le marché des variateurs. Le prix des machines électriques varie peu alors que celui des composants électroniques et micro-informatique à tendance à baisser, ce qui profite aux variateurs à courant alternatif. Cependant l'entraînement à courant continu garde encore une bonne place dans le marché de la haute performance [8].

Le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et surtout à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus [9].

I.2.2. Machine Asynchrone (MAS) :

Son alimentation aussi est effectué par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout on possède l'expérience de

sa fabrication en série. Le "contrôle vectoriel" permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause pertes joules car il faut des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. [8-10]

I.2.3. Machine Synchrone :

La machine synchrone est une machine réversible. Elle peut transformer de l'énergie mécanique, fournie par une turbine (centrale électrique) ou un moteur thermique, en énergie électrique. Elle fonctionne alors en génératrice synchrone. Elle peut aussi convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique. Elle fonctionne alors en moteur synchrone.

I.2.3.1. Machine Synchrone Triphasée à Inducteur Bobiné :

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW. A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs excités par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

- **Stator :**

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique. Dans la grande majorité des cas ; ces trois enroulements sont couplés en étoile. Ce qui annule la composante homopolaire du courant lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courants.

- **Rotor :**

Il existe deux types de rotor des machines synchrones

a- Rotor à pôles saillants :

Le rotor est constitué de pôles, autour desquels est bobiné l'enroulement inducteur. Les pôles sont munis d'épanouissements polaire, dont la forme est étudiée de manière à obtenir une répartition quasi-sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par l'inducteur, cette réalisation entraîne un entrefer fortement variable.

b- Rotor à pôles lisses :

Le rotor est cylindrique, est l'arbre constitue, soit d'une seule pièce massive comportant des encoches, soit d'un circuit magnétique feuilleté.

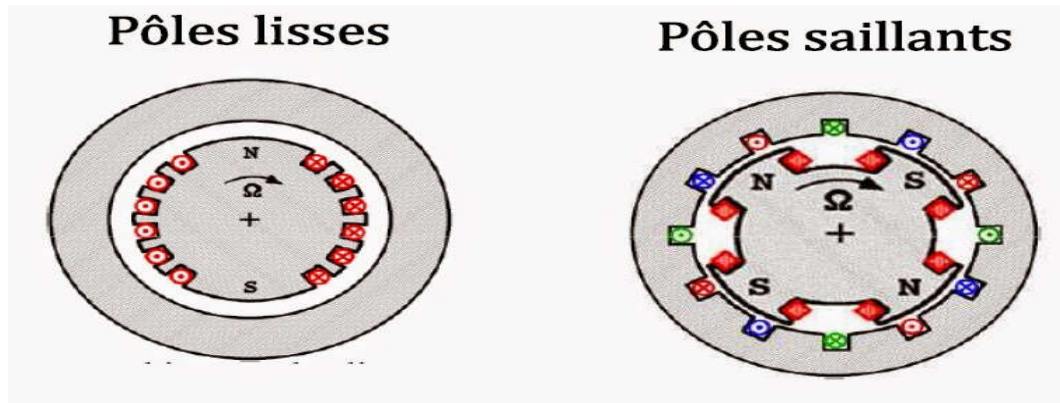


Figure I.1 : Moteur synchrones à inducteur bobiné

I.2.3.2. Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) :

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances.

Les MSAP sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance d'une certaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires...). Le secteur de l'automobile [11],[12], les actionneurs électro hydrauliques, les avions électriques, la traction électrique, les machines-outils, les générateurs éoliens et le compresseur d'un réfrigérateur constituent les principales utilisations de ces moteurs [12],[13]

En plus, dans le domaine de production d'énergie électrique, la MSAP a déjà été utilisée dans le cadre d'exploitation du potentiel énergétique éolien sur des sites isolés avec raccordement au réseau de distribution [14]. En fait, l'inducteur à aimant garantit la présence des f.é.m. et la possibilité de freiner en cas de vents violents, ce qui permet de simplifier la conception de la turbine. La simplification qui en résulte occasionne une suppression des freins aérodynamiques en bout des pales de l'éolienne.

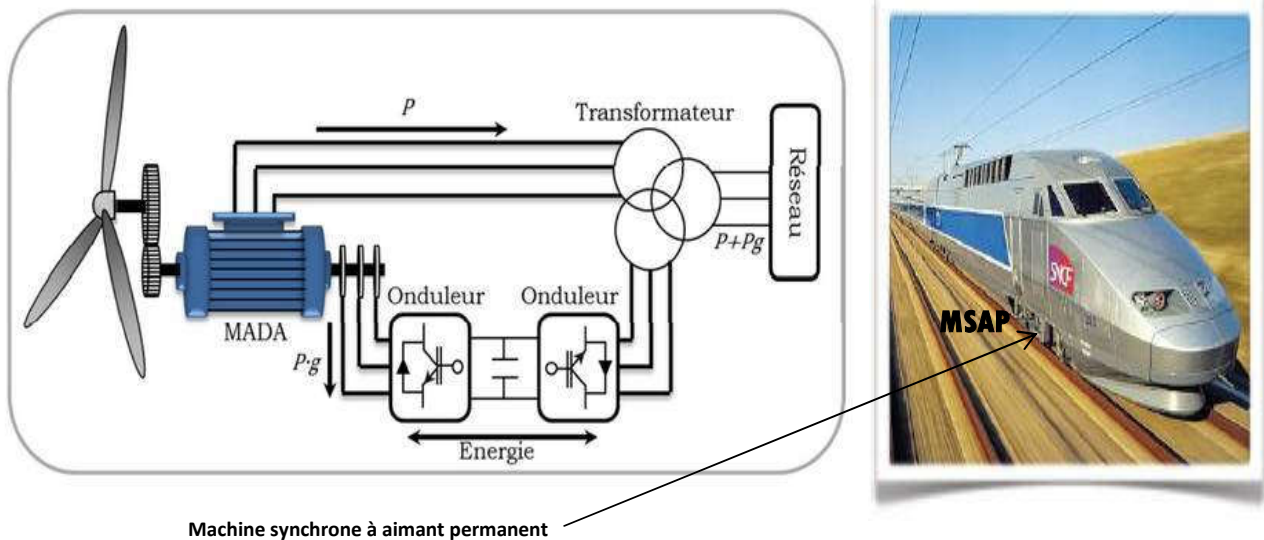


Figure I.2 : Système éolien et chaînes de tractions à TGV basé sur MSAP

I.2.3.2.1 Structure de la MSAP :

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer. Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [15]. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud.. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.



Figure I.3 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.3.2.2. Les rotors de la machine à aimants permanents :

Les moteurs synchrones sont classés d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (figure I.4)

- Aimants en surface (Surface Mounted)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Flux concentrating type)

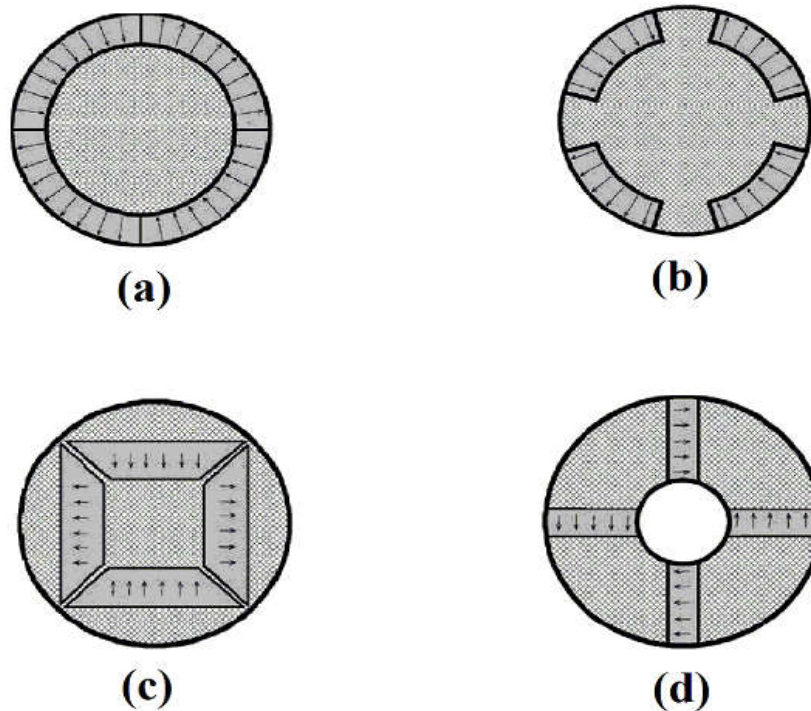


Figure I.4 : Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor [16]

(a)Aimants en surface (b)Aimants insérés

(c)Aimants enterrés (d)Aimants à concentration de flux

I.3. Les matériaux magnétiques :

Les performances des MSAP sont intrinsèquement liées aux matériaux magnétiques mis en œuvre au sein de leur structure Dans ce cadre .

I.3.1. Aimants :

Les progrès réalisés sur les aimants permanents depuis le début du siècle offrent le choix des sources d'excitation. Le (Tableau I.1) regroupe quelques unes de leurs propriétés remarquables[17].

Type d'aimants	Br (T)	Hc (KA/m)	T _{max} , Opérationnelle (°C)	alpha _B , alpha _H (% /°C)
Alnico	1.2	60	520	-0.01, -0.02
Ferrite	0.4	250	400	-0.2, -0.27
Samarium-Cobalt	1.07	750	300	-0.04, -0.3
Néodyme-Fer-Bore	1.2	900	250	-0.1, -0.6

Tableau I.1 : Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants [18].

Les différents types d'aimants permanents :

➤ **Les aimants alnico** sont des aimants métalliques principalement composés d'aluminium, de nickel, de cobalt et de fer. Ils sont obtenus par fonderie. Densité 7,3. Magnétiquement les Alnico sont caractérisés par une induction rémanente élevée mais un champ coercitif et un BH max. faibles.

➤ **Les aimants Ferrites** sont des céramiques de couleur brune, fabriqués suivant le procédé de la métallurgie des poudres : pressage et frittage. Densité 4,8. C'est la famille d'aimant présentant le meilleur rapport énergie/coût.

➤ **Les aimants Samarium-Cobalt** sont des aimants frittés composés de poudre de samarium et de cobalt. Ils sont de couleur gris clair. Densité 8,2. Les Samarium Cobalt ont une énergie magnétique (BH max) très élevée.

➤ **Les aimants Néodyme-Fer-Bore** sont des aimants frittés, composés de poudre de Néodyme, de Fer et de Bore. un traitement de surface : zinc, nickel, or ou époxy est indispensable à la protection contre la corrosion (dûe aux agressions du milieu ambiant) de ce matériau. Densité 7,5.

Ce sont les aimants présentant l'énergie spécifique (BH max) la plus élevée à température ambiante.

La (figure I.5) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

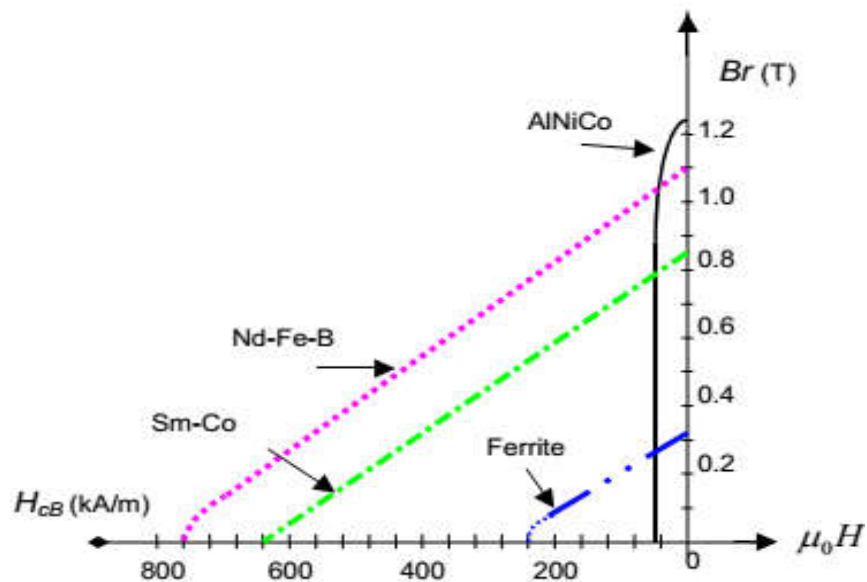


Figure I.5 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

I.3. 2. Aimants permanents :

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.6) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [19]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

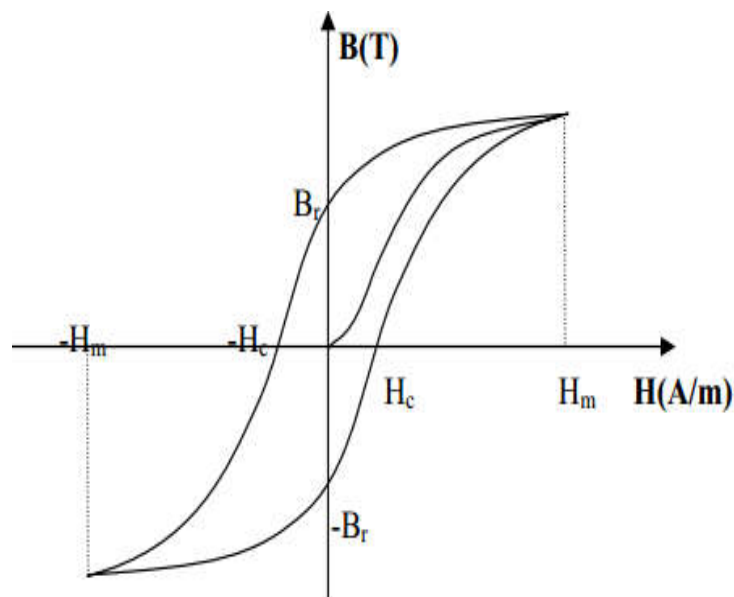


Figure I.6 : cycle d'hystérésis

I.4. Avantages des machines a aimants permanents par rapport aux autres types de machines :

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

I.5. Avantages et Inconvénients de la MSAP[20] :

I.5.1. Avantages :

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

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.

I.5.2. Inconvénients :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.6. Applications des machines synchrones à aimants permanents :

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

I.7. Autopilotage :

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [21]. Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [3],[22],[23].

Quel que soit le type de machine, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator c'est à dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée»[24].

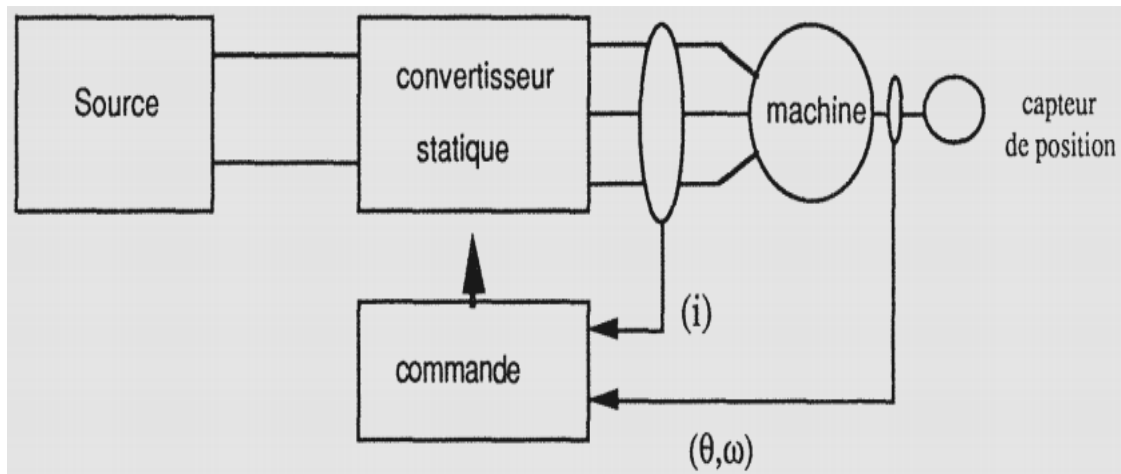


Figure I.7 : Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone

I.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons d'abord décrit l'état de l'art de la machine synchrone à aimant permanent. En effet, nous avons débuté par une représentation du domaine d'application de la MSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine et ses différents avantages et inconvénients.

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement[25], La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire[26].

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit :

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

II.2. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents :

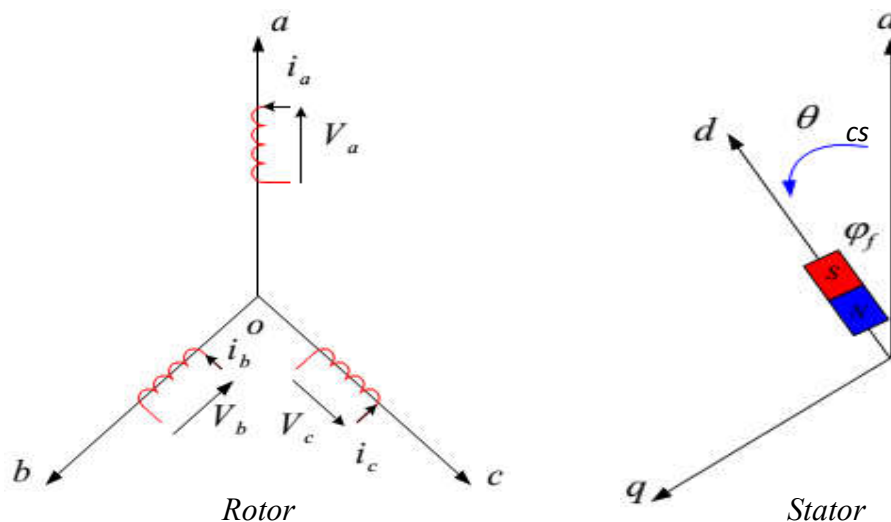


Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

II.2.1. Equations électriques :

A partir de la (figure II.1), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II. 1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t \quad : \text{Vecteur tensions des phases statoriques.}$$

$$[i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^t \quad : \text{Vecteur courants des phases statoriques.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux des phases statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice des résistances statorique}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice d'inductances du stator}$$

$$[\varphi_f] = \varphi_{sf} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant}$$

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega d(\tau) \quad (\text{II. 3})$$

$$\text{Et :} \quad \omega = P\omega_r \quad (\text{II. 4})$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

P : Le nombre de paire de pôles de la machine.

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

II.2.2. Les équations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (\text{II. 5})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur

II.2.3. L'équation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$[C_{em}] = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} \right] [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \quad (\text{II. 6})$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.[27]

II.3. Transformation triphasé – diphasé : [28],[29]

II.3.1. Principe de la transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}] [I_{abc}] [\varphi_{abc}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{0\alpha\beta}] [I_{0\alpha\beta}] [\varphi_{0\alpha\beta}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C] \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II. 7})$$

$$[X_{abc}] = [C]^{-1} \cdot [X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II. 8})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

II.3.2. Principe de la transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application .[14][30][27]

La (figure II.2) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park). Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

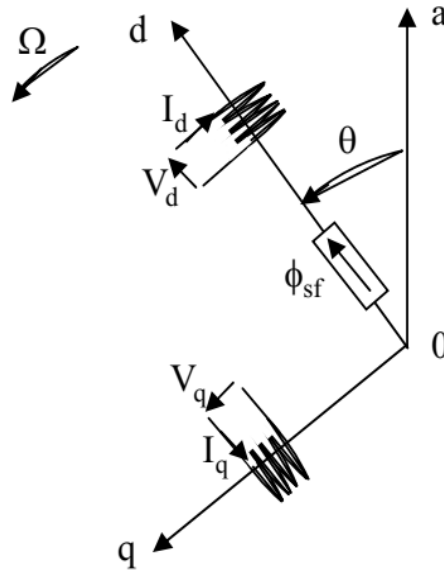


Figure II.2 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d, q)

✓ **Passage direct : triphasé au diphas :**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (\text{II. 11})$$

avec : $P(\theta)$: la matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

alors :

$$[V_d \ V_q \ V_0]^T = P(\theta) \cdot [V_a \ V_b \ V_c]^T.$$

$$[i_d \ i_q \ i_0]^T = P(\theta) \cdot [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$$[\varphi_d \ \varphi_q \ \varphi_0]^T = P(\theta) \cdot [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

✓ **Passage inverse : diphasé au triphasé:**

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq0}]^T \quad (\text{II. 13})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

II.4. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park :

Les équations électriques Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

D'après la relation (II.15), on a le couplage entre les axes d et q. Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature.

II.4.1. Les équations mécaniques :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II. 17})$$

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($kg.m^2$).

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

C_r : Couple résistant ($N.m$).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

II.4.2. Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (II.18)$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d}{dt} \varphi_d + I_q \frac{d}{dt} \varphi_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right] \quad (II.19)$$

D'où :

Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2^{er} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer B (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P = C_{em} \Omega \quad (II.20)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (II.21)$$

En remplaçant φ_d, φ_q par leurs expressions il vient

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (II.22)$$

Si la MSAP à rotor lisse ($L_d = L_q$),:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P i_q \varphi_f \quad (II.23)$$

II.5. Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les équations (II.15), (II.16) et (II.21), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + \omega_r L_d I_q) \\ \frac{d}{dt} I_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_q - L_d \omega_r I_d - \omega_r \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d i_q + I_q \varphi_f] \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \end{cases} \quad (II.24)$$

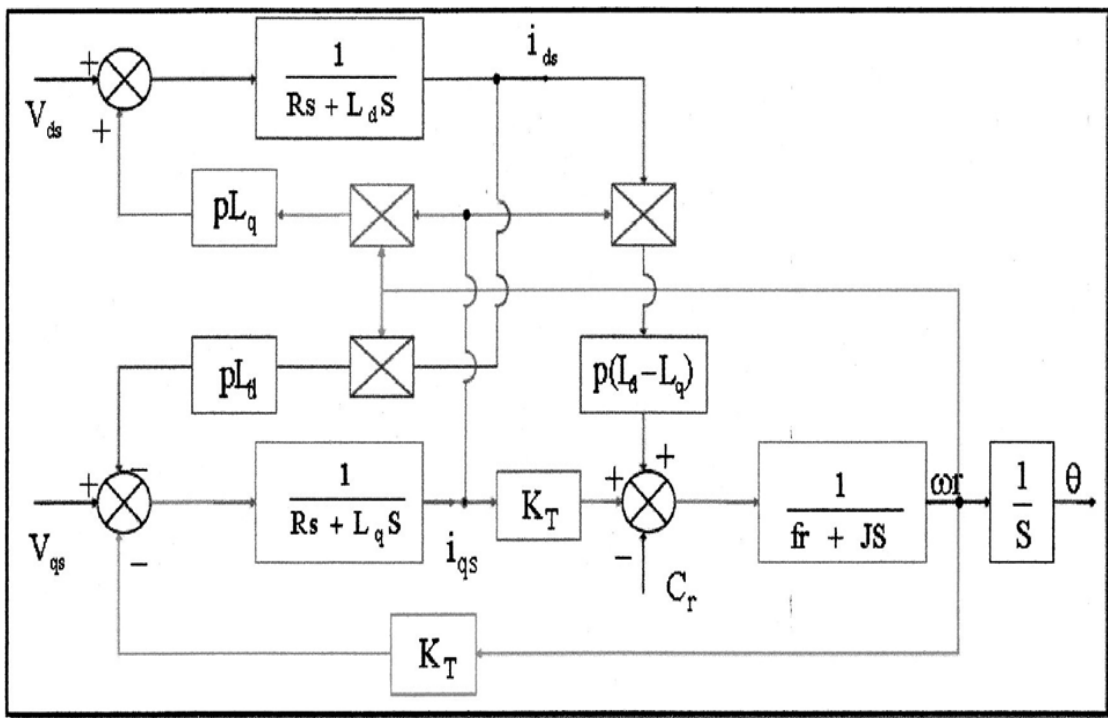


Figure II.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

II.6. Mise sous forme d'équation d'état :

Considérons les tensions (V_{ds}, V_{qs}) et le flux d'excitation φ_f comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) comme variable d'état et le couple résistant C_r comme perturbation. A partir des équations (II.24) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

[V] : Vecteur de commande ($[V] = [V_d \quad V_q \quad \varphi_f]^t$).

[X] : Vecteur d'état (posons, $[X] = [i_d \quad i_q]^t$).

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (II.18) comme suit :

Avec :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{II. 26})$$

$$[X] = [I_d \quad I_q]^T \quad (\text{II. 27})$$

$$[V] = [V_d \quad V_q \varphi_f]^T \quad (\text{II. 28})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II. 29})$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

Et :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 31})$$

II.7. Modélisation de l'association convertisseur MSAP_ Onduleur de

Tension :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [31].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - onduleurs de tension,
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3,etc....).

II.7.1. Onduleur de tension :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

La (figure II.4) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

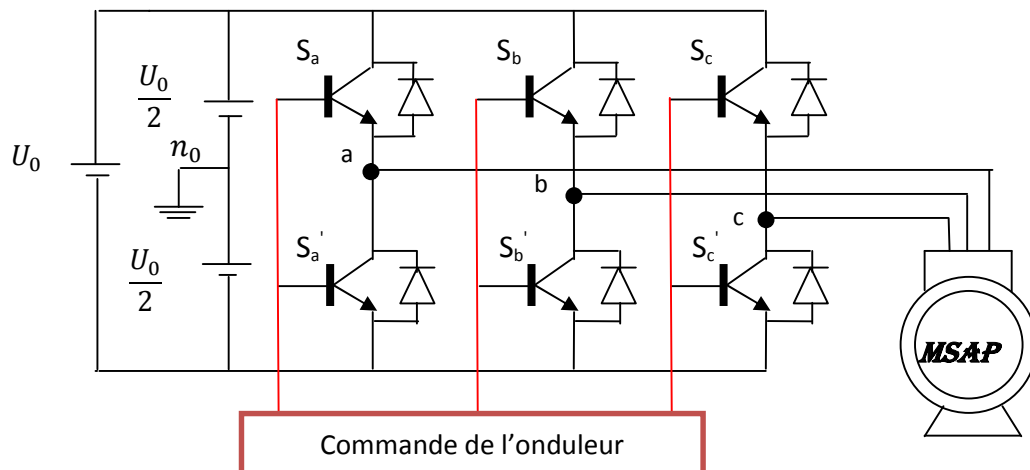


Figure II.4 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II.7.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, (figure II.5) , on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [32].

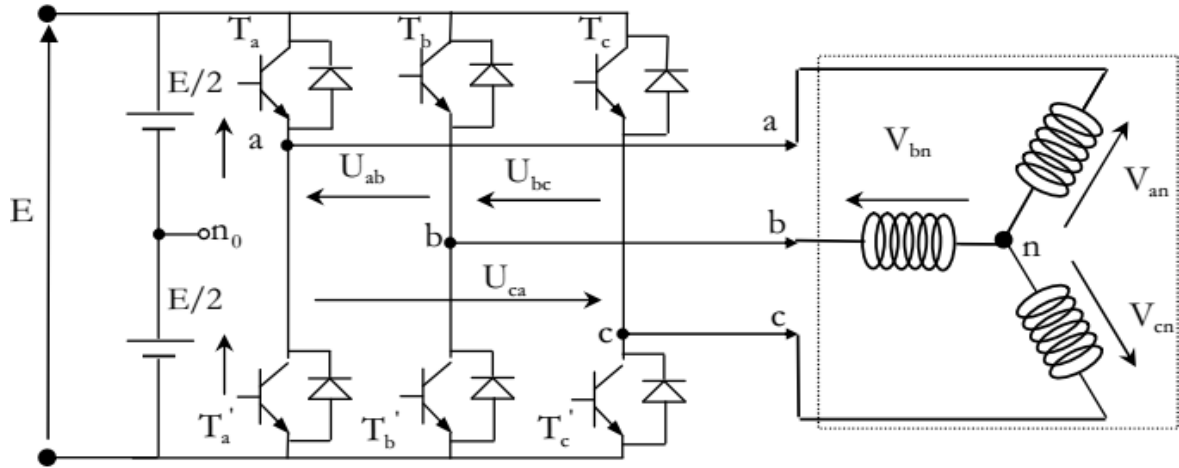


Figure II.5 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que [33] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé n.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i (i = a, b, c)$. On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) ; on a :

Si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert.

Si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b) \quad (\text{II. 32})$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c) \quad (\text{II. 33})$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \quad (\text{II. 34})$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasée équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II. 35})$$

De(II. 33), (II. 35) et (II. 36) , on a :

$$V_{an} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II. 36})$$

De(II. 33), (II. 34) et (II. 36) , on a :

$$V_{bn} = \frac{E}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II. 37})$$

De(II. 34), (II. 35) et (II. 36) , on a :

$$V_{cn} = \frac{E}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II. 38})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 39})$$

II.7.3. Stratégies du Commande des onduleurs :

II.7.3.1. Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [34]

Le schéma de principe de cette technique est donné par la (figure II.6) :

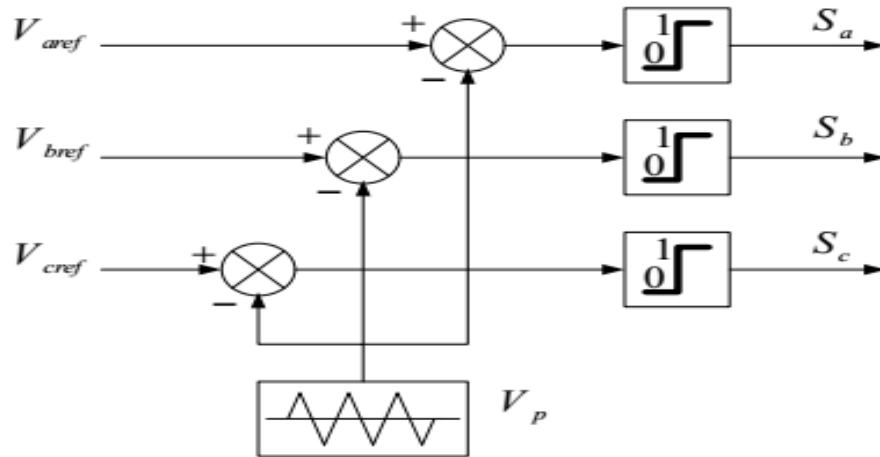


Figure II.6 : Schéma de principe de MLI sinus_triangle

La (figure II.7) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.95$ et $m = 21$.

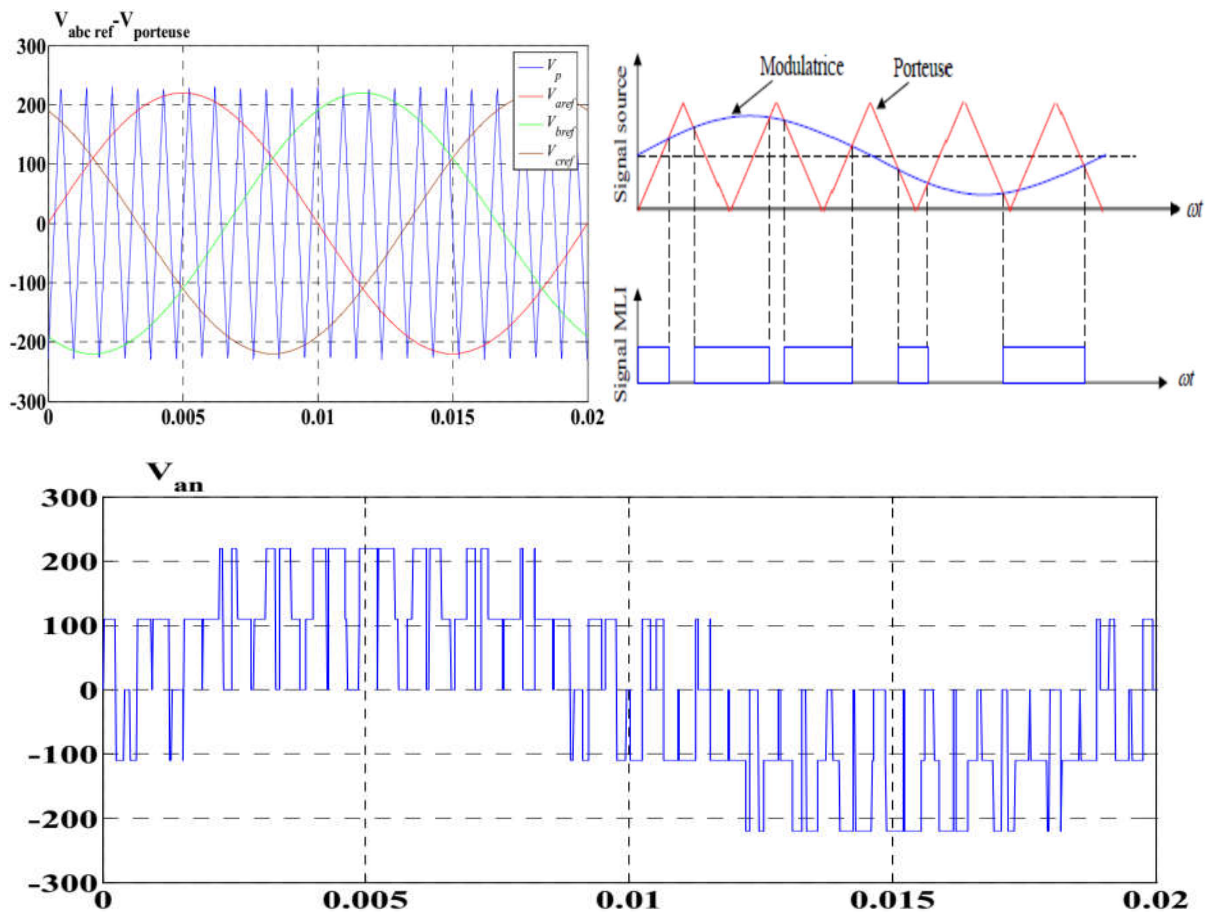


Figure II.7 : Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle

II.8. Résultats de simulation :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe

II.8.1. Alimentation par le réseau :

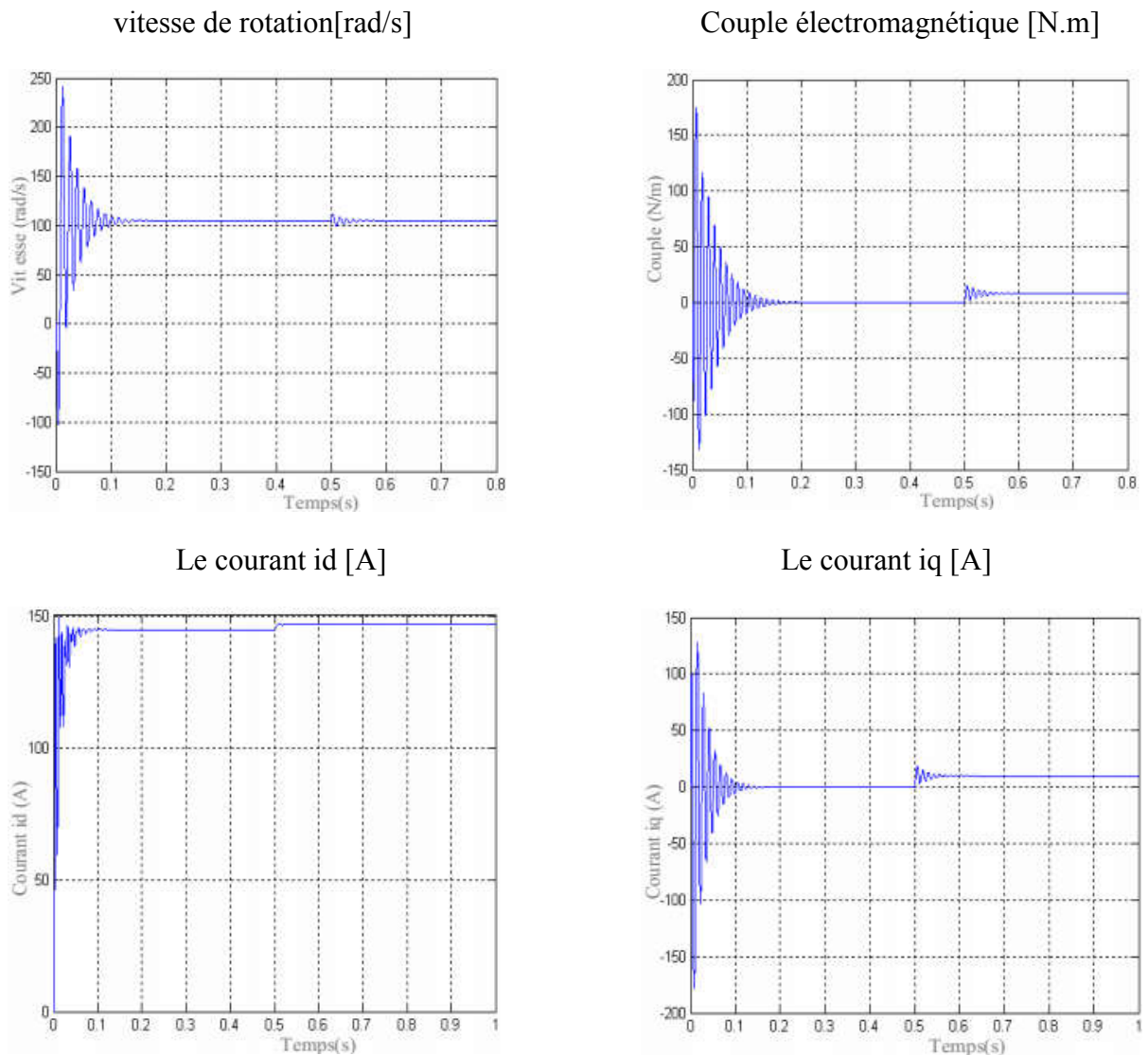


Figure II.8 : Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré

II.8.2. Alimentation par un onduleur de tension :

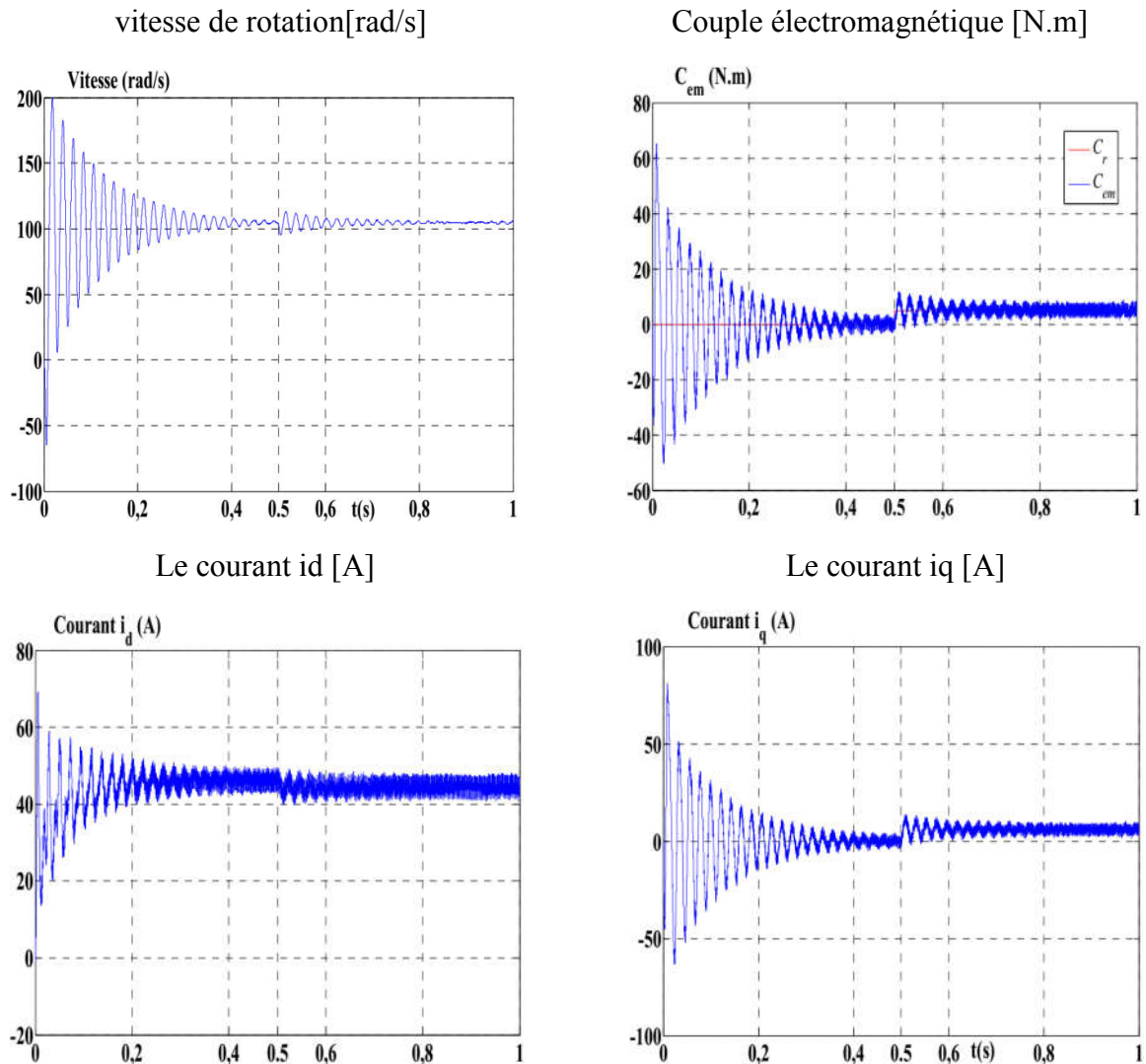


Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par (MLI sinus-triangle).

▪ Simulations du moteur synchrone à aimants permanents par réseau :

La (figure II.8) illustre les résultats de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5\text{ s}$.

On note des oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une durée très courte, après la disparition du régime transitoire, le couple tend vers 5 N.m pour vaincre le couple résistant, La vitesse se stabilise à 104.6 rad/s puisque le moteur possède 3 pôles.

▪ Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur :

Nous avons simulé L'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5s$. L'onduleur est commandé par (MLI sinus-triangle),

- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.
- Le commande par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant, d'obtenir un régime transitoire court.

II.9. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partir, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commende par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bons surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande vectorielle de la MSAP

III.1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [35]. Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke [1],[3]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [3].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2. Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique[3].

L'équation (II. 22), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables i_d, i_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (\text{III. 1})$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [36].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P\varphi_f i_q \quad (\text{III. 2})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q .

Donc :

$$C_{em} = K_t i_q \quad (\text{III. 3})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \varphi_f \quad (\text{III. 4})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.3. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

- Description du système global[37] :

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux variables I_d et I_q . La (Figure III.1), [38]représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (d, q) .

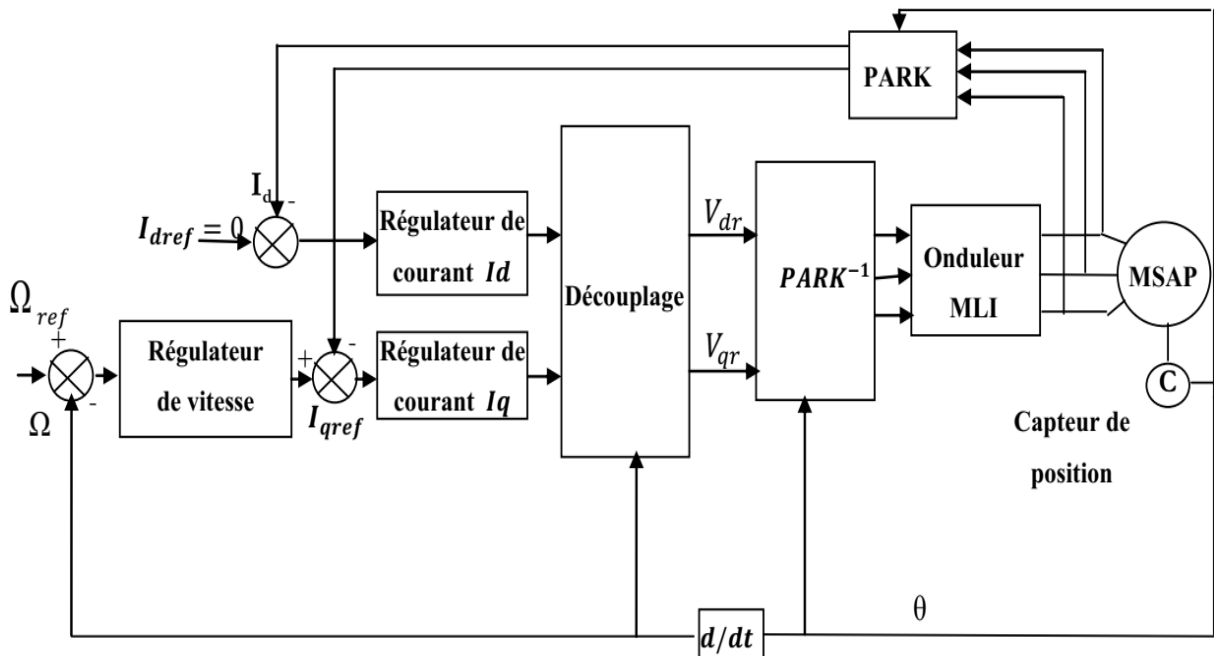


Figure III.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'

Comme montre donc la (Figure III.1), la commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants I_d, I_q et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dr} et V_{qr} et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_{as}, V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III.4. Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes ' d ' et ' q ' [27].

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [39].

La (figure III.2) représente le couplage entre les axes d et q .

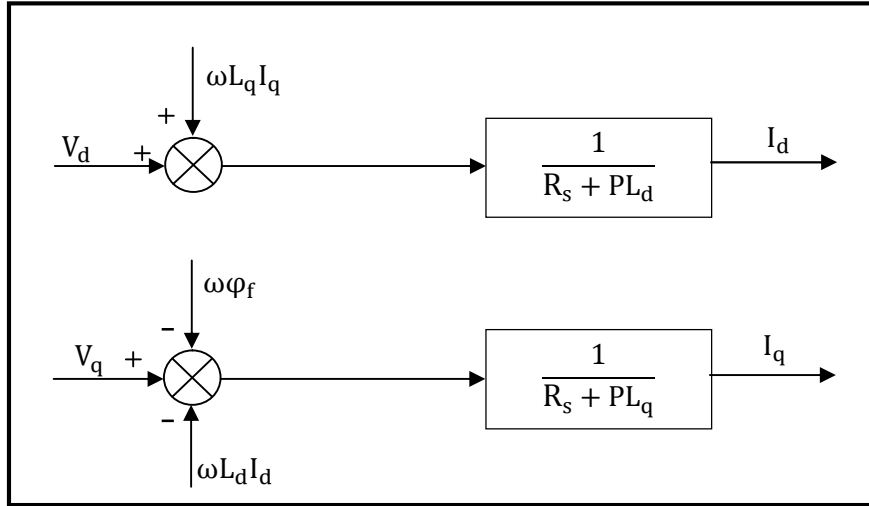


Figure III.2 : Description des couplages

Il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure III.3). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ V_q = V'_q + e_q \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R + PL_d} \quad (\text{III. 6})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante

$$\begin{cases} e_d = -L_q \omega i_q \\ e_q = \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R + PL_d} \quad (\text{III. 8})$$

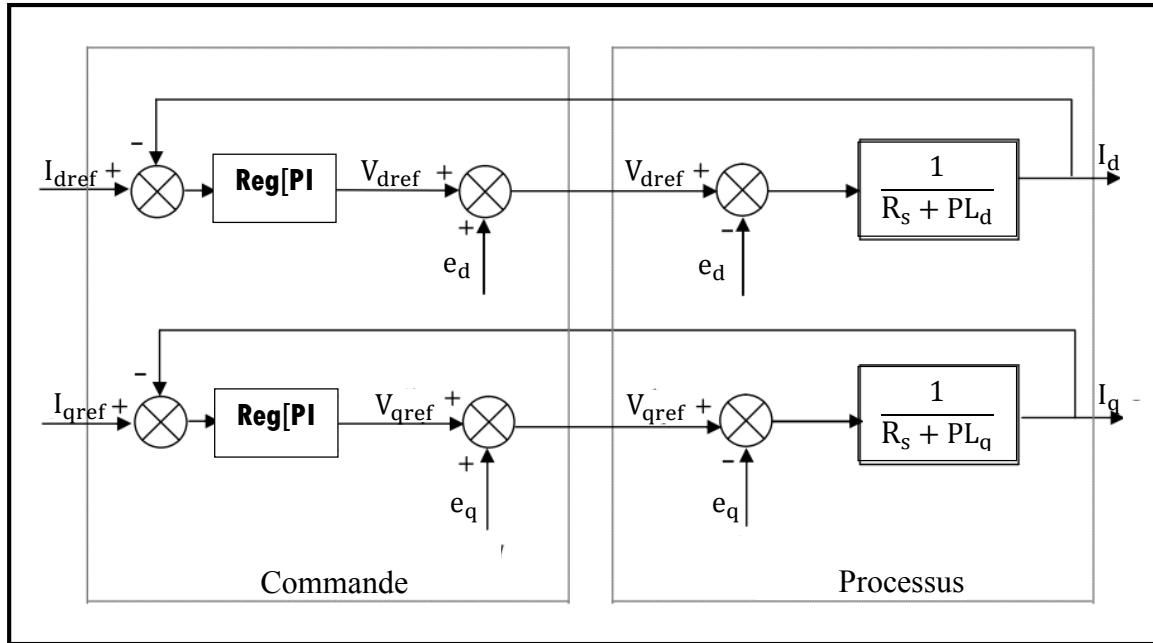


Figure III.3 : Découplage par compensation

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q .

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.e.m (e_q, e_d) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément.

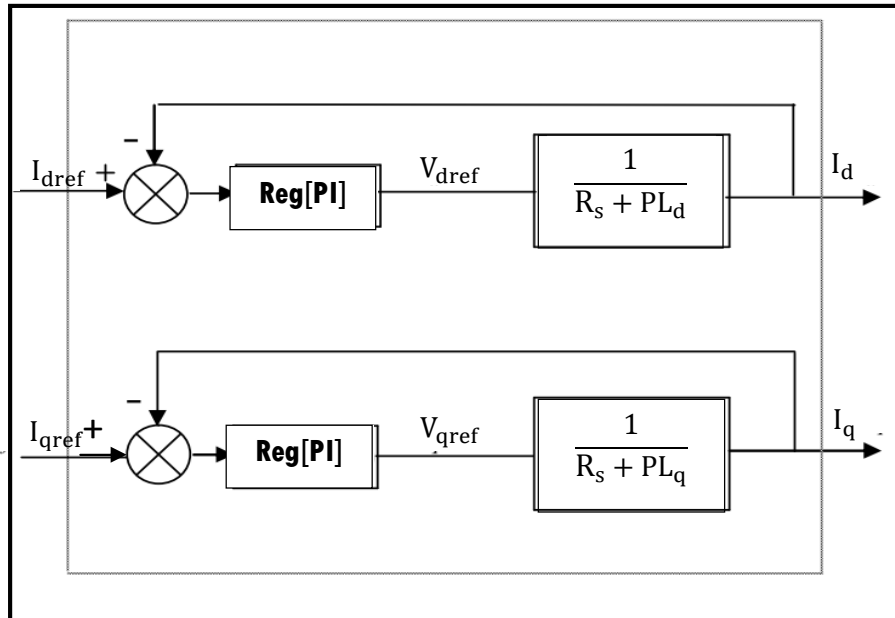


Figure III.4 : Commande découplée

III.5. La Régulation :

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [40].

III.5.1. Conception des Régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

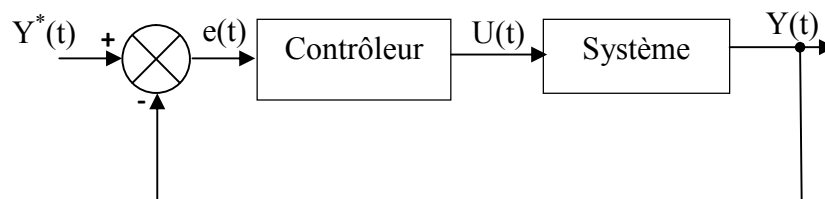


Figure III.5 : Boucle de régulateur du courant I_d

III.5.1.1. Action Proportionnelle (K_p) :

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

III.5.1.2. Action Intégrale (K_i) :

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

III.5.2. Calcul des Régulateurs :

III.5.2.1. Régulateur des Courants :

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (figure III.6) [41].

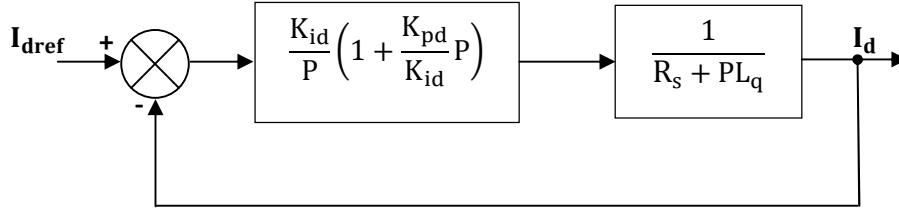


Figure III.6 : Boucle de régulateur du courant I_d

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

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + PL_d} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_{ds}P} \quad (\text{III. 9})$$

Avec :

$$T_{ds} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III. 10})$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d . Cependant, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{od}(P) = \frac{K_{id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P \right) \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_{ds}P} \quad (\text{III. 11})$$

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire :

$$T_{ds} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{III. 12})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes:

$$G_{fd}(P) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}(P)}{1 + G_{od}(P)} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \quad (\text{III. 13})$$

En choisissant ($\tau_d = T_{ds}$), donc :

$$K_{id} = \frac{R_s}{K_{id}} = \frac{R_s^2}{L_d} \quad (\text{III. 14})$$

III.5.2.2. Calcul du Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f} \quad (\text{III. 15})$$

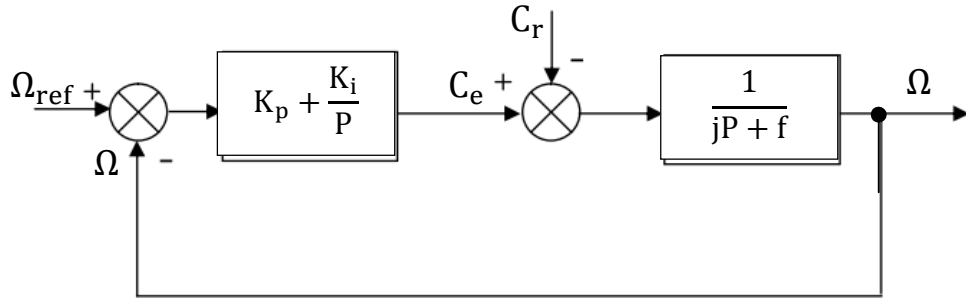


Figure III.7 : commande de la vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p}{P} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III. 16})$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par:

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{Js + f} \quad (\text{III. 17})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (f + K_p)P + K_i} \quad (\text{III. 18})$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (\text{III. 19})$$

Avec, ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_0 représente la pulsation naturelle.

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{III. 20})$$

$$\frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{III. 21})$$

Avec:

ξ : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et ω_0 on déduit K_i et K_p :

$$K_i = J\omega_0^2 \quad (\text{III. 22})$$

$$K_p = \frac{2\xi \cdot K_i}{\omega_0} - f \quad (\text{III. 23})$$

III.6. Discussion des résultats :

III.6.1. Essai à vide et en charge :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). La (figure (III.8) et (III.9)) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. A près l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$ ($C_r=3$ Nm), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur deréférence.

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

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ($I_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante I_q .

III.6.2. Changement de la référence de vitesse :

On remarque que le système répond positivement à ce test la (figure III.10), la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant I_q est toujours l'image du couple ce qui justifiele découplage entre le flux et le couple.

III.6.3. Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation :

On inverse le sens de la vitesse de 100(rad/s) -100 (rad/s) à $t=0.3s$. Cependant, on introduit à l'instant $t=0.7s$ un couple de 3 N.m après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant $t=0.5s$. Ensuite on applique un couple de 6 N.m à $t=0.7s$. La (figure III.11) montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Les courants suivent la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

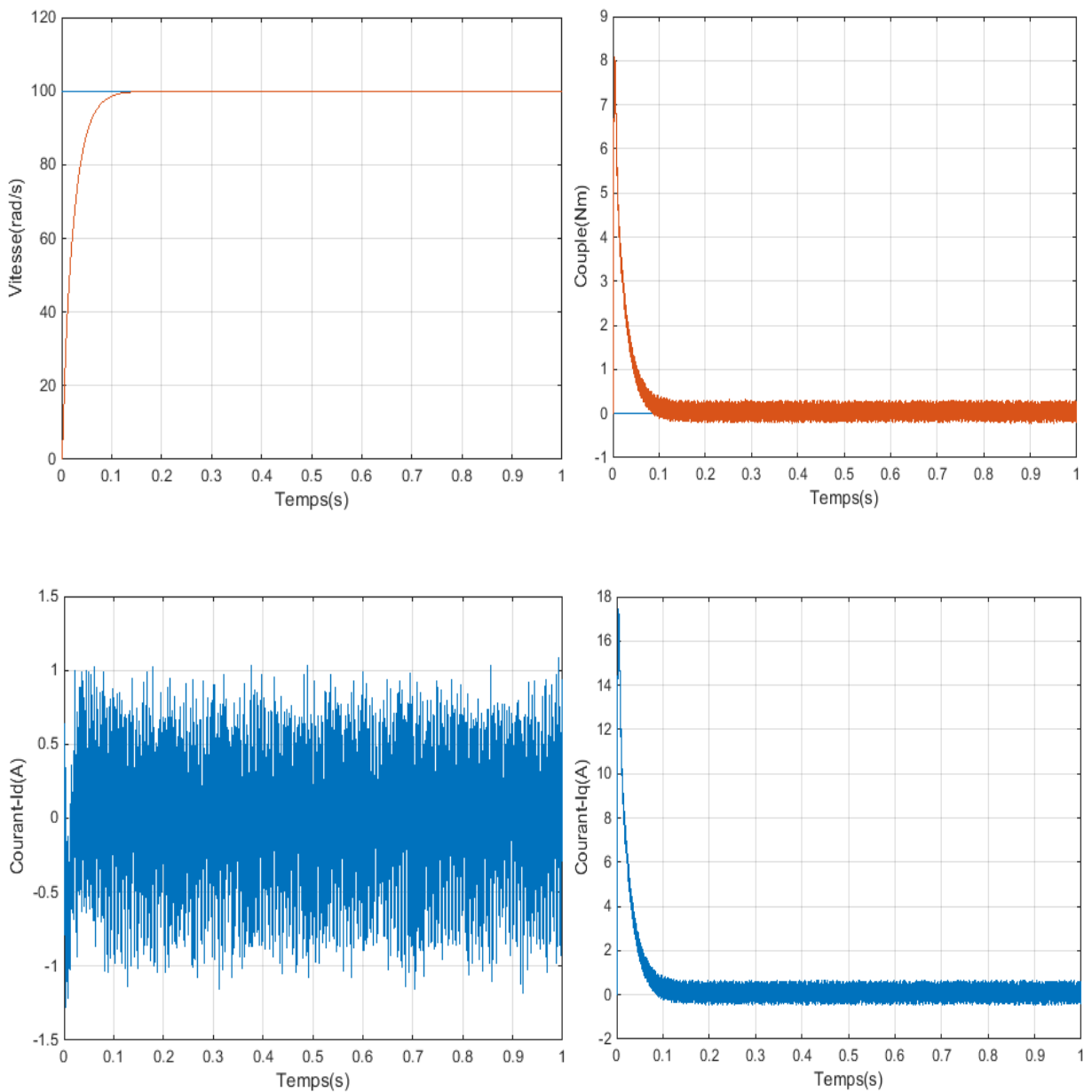


Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide

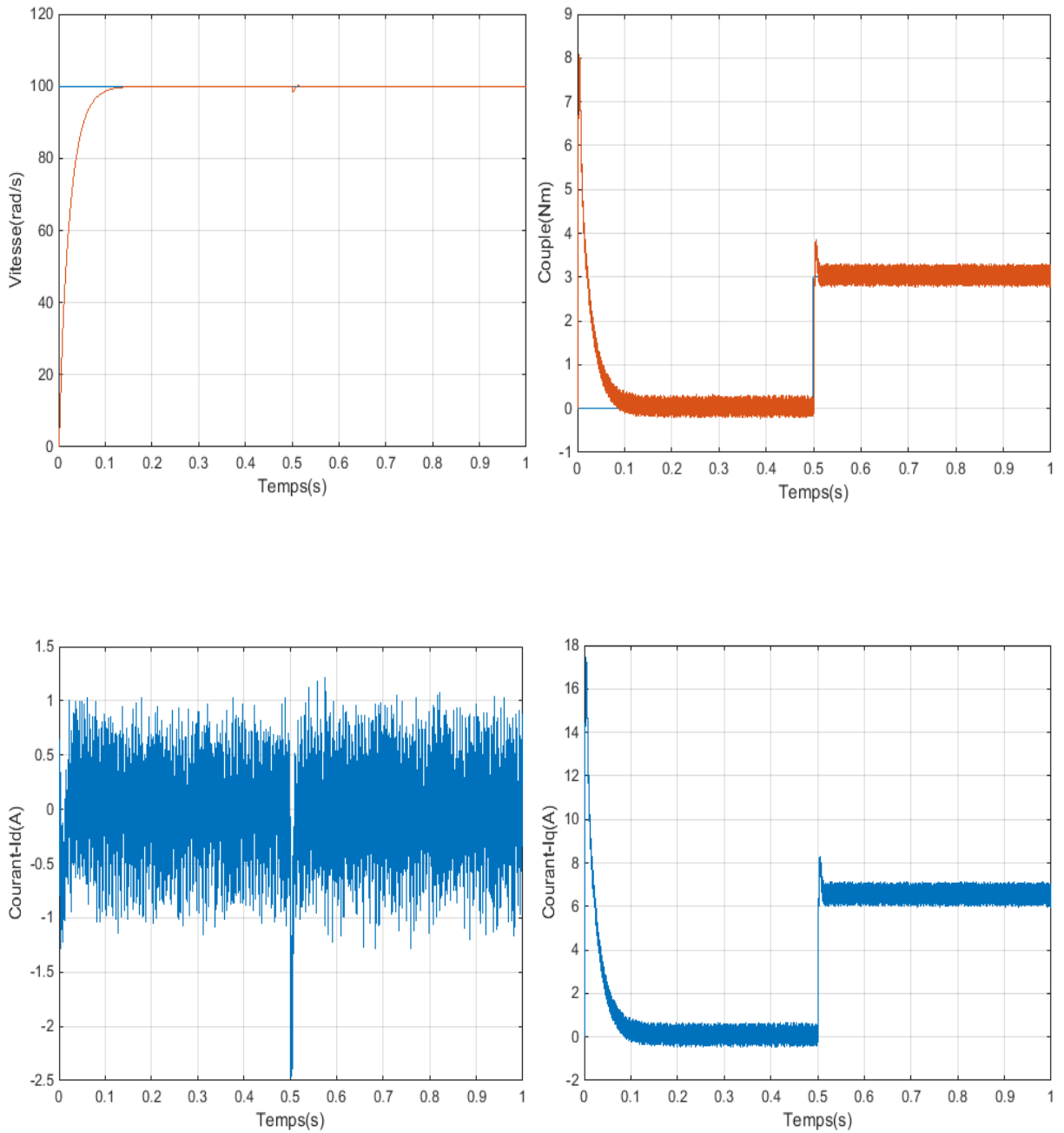


Figure III.9 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 3 N.m à $t = 0.5$ s.

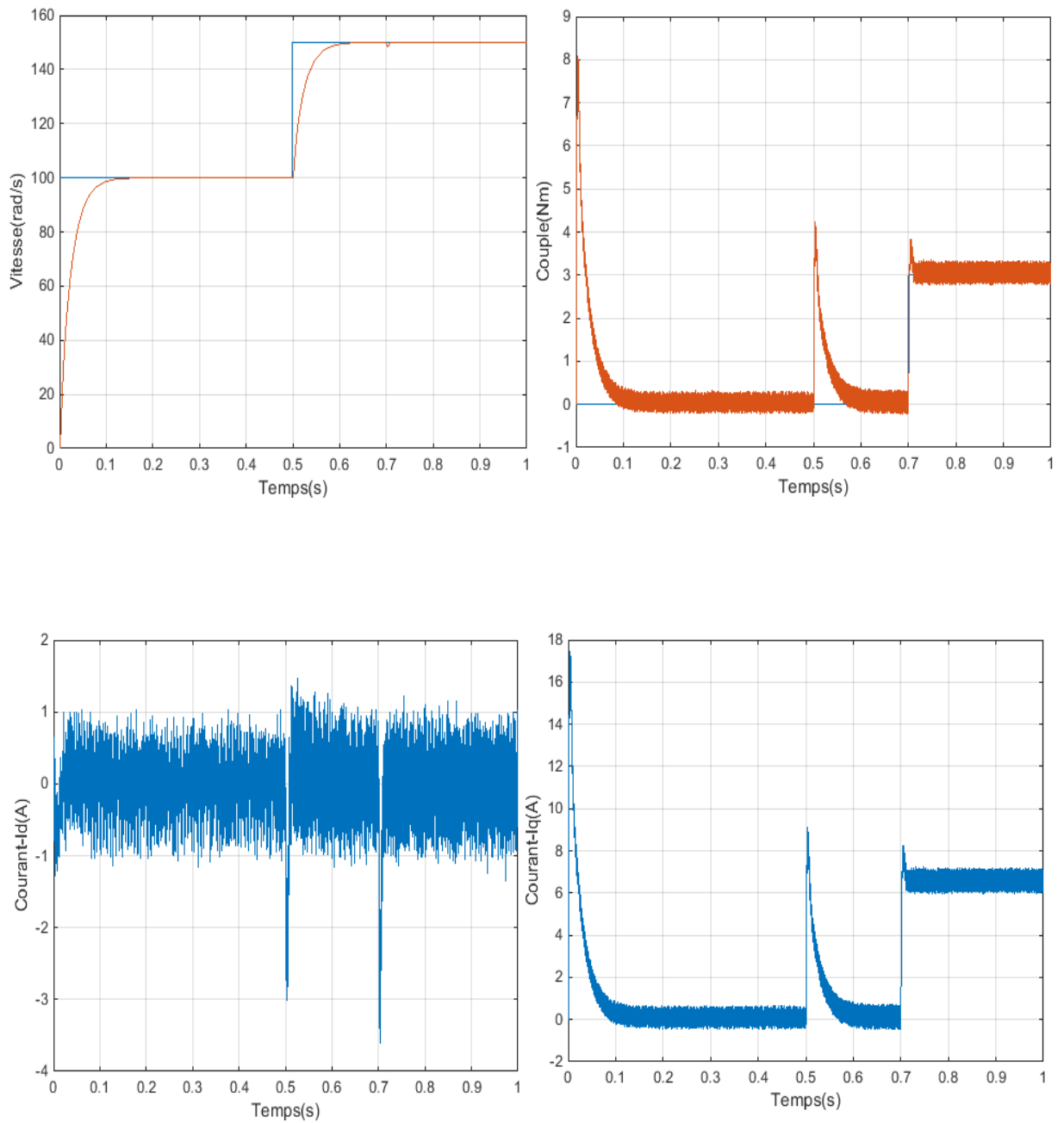


Figure III.10 : Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence à 0.5s (100 à 140rad/s) et charge de 3 N.m à $t = 0.7s$.

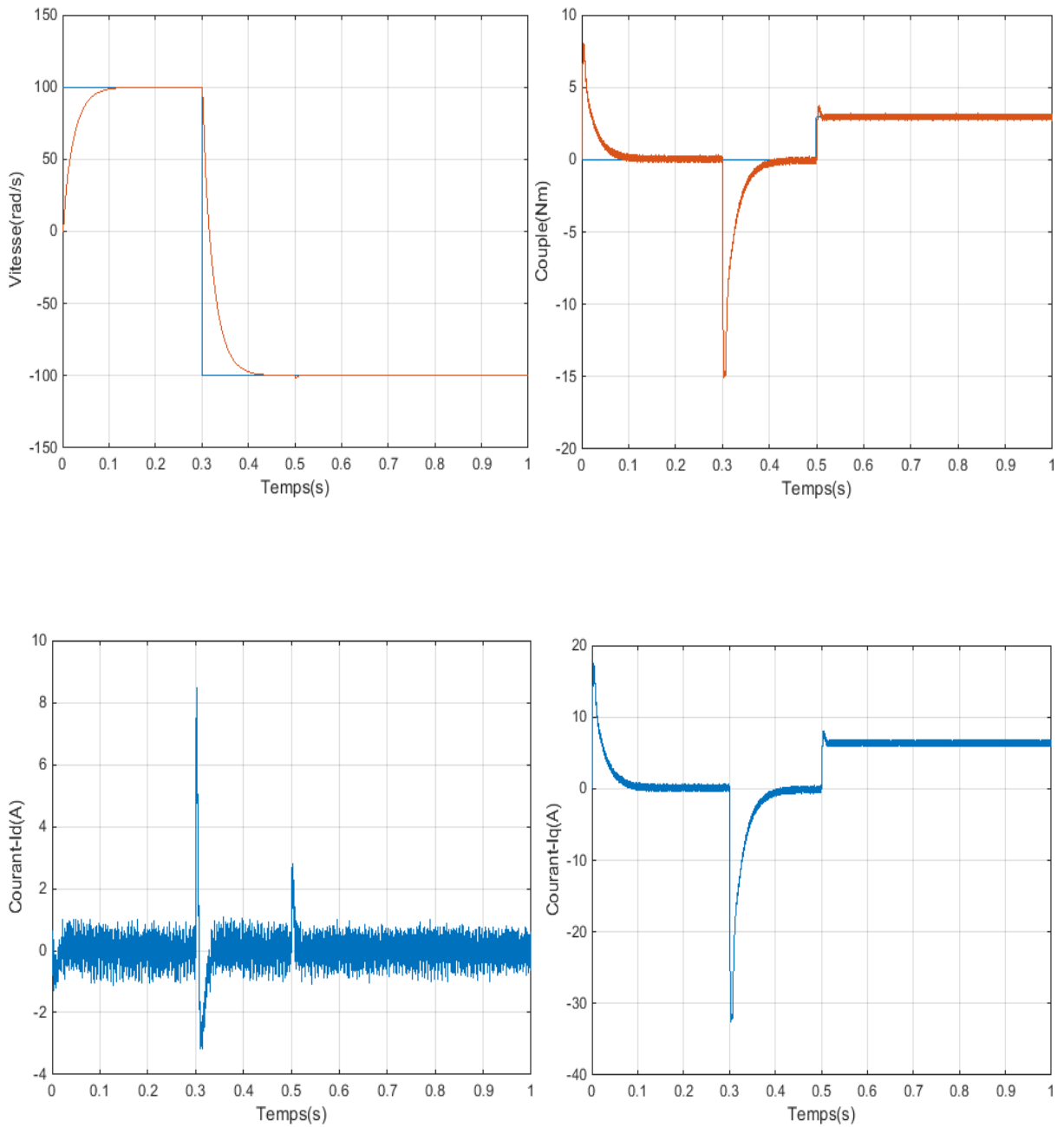


Figure III.11 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et de robustesse remarquable, caractérisées par des faible temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Conclusion générale et perspectives :

Conclusion Générale :

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une initiation à la contribution pour l'étude des performances des commandes appliquées sur les machines synchrones à aimants permanents. L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une commande robuste qui améliore les performances des machines synchrones à aimants permanents.

En effet, nous avons présenté au premier chapitre, une étude générale sur les machines synchrones en particulier Machine Synchrone à Rotor Bobiné et Machine Synchrone à Aimant Permanent et sur les aimants permanents, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents.

Une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des régulateurs PI classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Perspectives :

- Utilisation des régulateurs de mode glissant
- Utilisation régulation par la logique floue

Références bibliographiques :

- [1] C. Carlos, " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 ",Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [2] W. Leonhard, " Control of AC Drives ", Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [3] G. Grellet, G. Clerc., " Actionneurs électriques, principes, modèles, commande " , Editions Eyrolles, 1997.
- [4] Abdelkoudouss FAQIR. ," Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable " , Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [5] D. Roye., " Modélisation, contrôle vectoriel et DTC " , HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1.
- [6] Davide Aguglia., " Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle " , Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [7] Rong-Jong Wai ,Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin., " Robust Decoupled Control of Direct Field- Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics " , IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854.
- [8] Belhadj J., " Commande directe en couple d'une machine asynchrone- structures d'observation- application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs". Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.
- [9] Bernard M, Hirsinger L., " Problème de la motorisation d'un véhicule électrique ",Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, Mars 1994 .
- [10] Morand F., " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones". Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, janvier 2005.
- [11] Perusa M., " Contribution a la définition de moteurs a aimants pour un véhicule électrique hybride routier, " Thèse de l'institut National Polytechnique de Toulouse, N 1138, 1996.
- [12] Gasc L., " Conception d'une actionneur a aimants permanents a faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande" , Thèse de l'institut National Polytechnique de Toulouse N2159, 2004.

- [13] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., " Commande numérique de moteurs synchrones a aimants permanents de faible puissance, " J.Phys. III France 5(1995), pp 1255 1268, Aug, 1995.
- [14] G.O.Cimuca, " système inertiel de stockage d'énergie associé a des générateurs éoliens ", Thèse de doctorat, L'école National Supérieur d'Arts et Métiers Centre de Lille,2005-27 , 2005.
- [15] G. LACOMBE " Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs " ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [16] Paul P. Acarnley and John F. Watson., " Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines" , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 53, No. 2, pp.352-36, April, 2006.
- [17] S. Grehant., " Introduction aux moteurs à flux transverse " . PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [18] J. F. Gieras, M. Wing, " Permanent Magnet Motor Technology " , New-York : Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [19] G. Lacroux., " Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
- [20] A. Tlemçani., " La commande Adaptative par les Systemes Flous : application à la machine synchrone à aimants permanents " ,Thèse de magister, ENP, Alger (2000).
- [21] N. Bernard., " Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte a l'Autopilotage " , Revue 3EI, septembre 2002, pp.24-39.
- [22] A. Genon, et W. Lagros., "Machines Electriques", Edition science Europe, Paris 2000.
- [23] P. S. Bastiani., " Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique " , Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [24] B. Tounsi., " Etude Comparative de Groupe Electrogènes Embarqués a Large Gamme de vitesse Variable Associant Machine a Aimants Permanents et Conversion Statique " , Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [25] A. Ameer., " Commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants " , soutenu le 25/10/2005 université de Batna.
- [26] Y. Amara., " Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride " , Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.

- [27] F.Benchabane., " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering " , Mémoire de magister, Université mohamedkhider de Biskra, 2005.Algérie.
- [28] Abdessemed, R. Kadjouj, M., " Modélisation des machines électriques " . Presse de l'université de Batna 1997.
- [29] Kiyyour, B., " Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif " . Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.
- [30] S.Rezgui., " Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel " , Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine,Algérie, 2009.
- [31] A. Kaddouri., " Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents " , Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [32] A. Ferroudj., " Commande Non Linéaire de la MSAP Sans Capteur de vitesse " .Apporte des Méthode de l'Intelligence Artificielle, mémoire de magister, université de Batna, 2011.
- [33] F. Labrique, G. Segulier et R. Baisiere., " Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 : La conversion continu-alternatif " , Lavoisier, 1995.
- [34] N. BOUNASLA., " Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents " , Thèse de Magister, Université Sétif -1, 2015.
- [35] R. Sadouni., " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile " , Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [36] H. Amrous., " Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents " ,Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [37] Seddik, M. M., " Application de la commande H_{∞} aux systèmes linéaires perturbés " , Université Ferhat Abbas de Sétif, 2012.
- [38] A. Benbrahim., " Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents " , mémoire de magister en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [39] M.S. Merzoug., " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) " , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [40] N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune., " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique " , pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [41] D. Lahouel., " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents " , Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

ANNEXE

Paramètre du moteur synchrone à aimants permanent étudié

Paramètre	Valeur
Fréquence	50Hz
Puissance	1.5W
Tension d'alimentation	220/380V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale Ld	6.6mH
Inductance transversale Lq	6.6mH
Flux d'aimant	0.1546wb
Coefficient de frottement	0.00038818Nms/rad
Inertie	0.00176kgm ²
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Résumé

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Dans ce mémoire, on étudie dans un premier temps, l'art de la machine synchrone à aimants permanents. Après, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande. Et finalement, on étudie la commande avec capteur de vitesse de cette machine. Dans celle-ci, des régulateurs PI sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI , Commande vectorielle,

Abstract

The permanent magnet machines have in recent years experienced a boom. It is through improving the qualities of permanent magnets (specifically using rare earth), the power electronics development and non linear technical control. In this paper, Firstly, we study the art of the synchronous permanent magnet machine and we present the model of permanent magnet synchronous motor in the coordinate system linked to the rotating field Park for its control. Finally, we study the control with speed sensor of this machine. PI controllers are used for regulating the motor speed and the currents within a field oriented vector control (FOC).

Key words : Permanent magnet synchronous machine, PWM , Field oriented control

ملخص

الآلات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقة كبيرة في السنوات الأخيرة . هذا بفضل التحسين في جودة المغناطيس الدائم (وخصوصا على وجه التحديد بواسطة الأتربة النادرة) , وبتطوير إلكترونيك القوة و تطوير تقنيات التحكم غير الخطي . في هذه المذكرة أولا دراسة مفصلة لما قد خص به هذا المحرك . ثم عرض نمذجة المحرك متزامن ذي مغناطيس دائم في المرجع المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيه . أخيرا علينا أن ندرس التحكم في هذه الآلة مع لاقط السرعة فيه يتم استخدام معدل (تناسبى تكاملي) من أجل تنظيم سرعة هذا المحرك و التيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي والتدفق الموجه.

الكلمات المفتاحية : ماكينة متزامنة ذات مغناطيس دائمة , تعديل عرض النبضة , التحكم بتوجيه التدفق