

*République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

*Université Abderrahmane Mira de Bejaia
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER en ELECTROTECHNIQUE

*Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE
COMMANDE ELECTRIQUE*

Intitulé du thème :

***Modélisation et commande d'une machine
synchrone double étoile (MSAPDE)***

Réalisé par :

- *Mr. YAHIAOUI ADEL*
- *Mr. BOUHOUÏ CHAFAA*

Encadré par :

- *Mr : Y.MADI*

Promotion : 2020/2021

Remerciements

Nous tenons à remercier, tout d'abord, le dieu le plus puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour achever ce travail.

*Nous sincères remerciements pour notre encadreur **Mr. Y MADI** pour le choix de ce sujet intéressant, pour avoir dirigé notre travail, de nous avoir permis de bénéficier de son aide consistante, de ses conseils judicieux, ainsi que pour le temps précieux qu'elle nous a consacré pendant la rédaction de ce mémoire, pour la documentation qu'elle a mis à notre disposition. Nous la remercions de tout notre cœur.*

*Nous désirons alors exprimer notre profonde gratitude à **Mr.A.HAMOUDI** pour sont aide et ses conseils judicieux. Nous le remercions de tout notre cœur.*

Nous exprimons notre gratitude à l'ensemble des professeurs du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation, on les prie de bien vouloir croire à notre gratitude en espérant que cet humble travail de ces cinq dernières années fera crédibilité de leurs efforts.

Nos vifs remerciements pour les membres de jury, pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être examinateurs de notre mémoire.

Dédicaces

A ma très chère mère

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

A mon très cher père

Tu as toujours été à mes côtés pour me soutenir et m'encourager. Que ce travail traduit ma gratitude et mon affection.

A mon frère Wahib et ma sœur Amina

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès et que Dieu, le tout puissant, vous protège et vous garde.

A la mémoire de mon grand père et ma tante

J'aurais souhaité votre présence en ce moment pour Partager ma joie. Vous m'avez toujours fait preuve D'amour et d'affection, vous êtes toujours présents dans mon esprit et dans mon cœur. Que vos âmes reposent en paix

A tous mes amis, mes proches et tous ce qui ont collaboré de près ou de loin à la réussite de modeste travail.

ADEL YAHIAOUI

Dédicaces

A ceux qui me sont plus précieux que la vie : ma mère et mon père ;

A qui je souhaite une longue vie

A ma tante : Saadia

A mon oncle : faycel

A mes sœurs

A mon frère : Nassim

A toute ma famille

A notre chère Anis Hamoudi

A ceux qui j'aime, mes amis : Tarik, Halim , Yacine , Sami , Ahmed et bien sur Adel.

CHAFAA BOUHOUI

Sommaire

Liste des figures :

Liste des tableaux :

Liste des symboles :

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Généralité sur les machines multiphasées

I.1.	Introduction	4
I.2.	Histoire des machines électriques	4
I.3.	Principe de fonctionnement des machines multiphasées	5
I.4.	Caractéristiques des machines multiphasées	6
I.4.1.	Machines multiphasées de type 1	6
I.4.2	Machines multiphasées de type 2	7
I.5.	Applications des machines multiphasées	8
I.6.	Avantages des machines multiphasées.....	10
I.6.1.	Segmentation de puissance.....	10
I.6.2.	Elimination d'harmoniques d'espace	10
I.6.3.	Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	11
I.6.4.	Réduction d'amplitude des harmoniques de couple	11
I.6.5.	Amélioration de la fiabilité.....	13
I.7.	Inconvénients.....	14
I.8.	Conclusion.....	14

Chapitre II: Modélisation de l'ensemble convertisseurs-MSAPDE

II.1.	Introduction	16
II.2.	Présentation générale de la MSAPDE.....	16
II.3.	Principe de fonctionnement de la MSAPDE.....	17
II.4.	Modélisation de la MSAPDE	18
II.4.1.	Mise en équations de la MSAPDE dans le repère (abc).....	18
II.4.1.1	. Equations électriques.....	18
II.4.1.2	Équation magnétique.....	19
II.4.1.3	Équation mécanique	19
II.4.2.	Modèle de la MSAPDE dans le repère biphasé (dq).....	20
II.4.2.1.	Transformation de Park	20
II.4.3.	Choix du référentiel.....	21
II.4.3.1.	Lié au stator	21
II.4.3.2.	Lié au rotor	21
II.4.3.3.	Référentiel lié au champ tournant.....	21

II.4.4.	Application de la transformation de Park à la MSAPDE	21
II.4.4.1.	Equations des tensions.....	21
II.4.4.2.	Equations des flux	22
II.4.4.3.	Equation Couple électromagnétique.....	22
II.4.4.4.	Equations d'état de la MSAPDE dans repère de Park.....	22
II.5.	Modélisation de l'association convertisseur -Machine	22
II.5.1.	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	24
II.5.2.	Commande par modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle	25
II.6.	Simulation de l'ensemble onduleur-MSAPDE	27
II.6.1.	Résultats de simulation démarrage à vide	28
II.6.2.	Résultats de simulation démarrage en charge	29
II.6.3.	Interprétation des résultats de simulation.....	30
II.7.	Conclusion.....	31

Chapitre III: Commande vectorielle de la MSAPDE

III.1.	Introduction	33
III.2.	Principe de la commande vectorielle de la MSAPDE.....	33
III.3.	Technique de découplage	34
III.3.1.	Découplage par compensation.....	35
III.4.	Avantages de la commande vectorielle	36
III.5.	Inconvénients de la commande vectorielle	36
III.6.	La régulation.....	37
III.6.1.	Action proportionnelle (K_p).....	37
III.6.2.	Action intégrale (K_i)	37
III.7.	Régulateur des courants.....	37
III.8.	Régulateur de vitesse.....	38
III.9.	Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE	40
III.10.	Résultats de simulation.....	40
III.10.1.	Interprétation des résultats.....	45
III.11.	Conclusion.....	46

Chapitre IV : Commande par mode glissant de la MSAPDE

IV.1.	Introduction	48
IV.2.	Systèmes à structure variable	48
IV.3.	Principe de la commande par MG.....	49
IV.4.	Configuration de base des systèmes à structure variable	50
IV.5.	Conception de la commande par mode de glissement	50
IV.5.1.	Choix de la surface de glissement	50
IV.5.2.	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	51

IV.5.2.1. Fonction de commutation (Approche Directe ou Discrète).....	51
IV.5.2.2. Fonction de Lyapunov	52
IV.5.3. Détermination de la loi de Commande.....	53
IV.5.3.1. Commande équivalente	53
IV.5.3.2. Commande discontinue de base	55
IV.6. Application de la commande par mode de glissement de la MSDEAP	59
IV.7. Résultat de simulation	60
Conclusion générale	67

Bibliographie

Annexe

Liste des figures

Liste des figures :

Chapitre I :

<i>Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement</i>	6
<i>Figure I.2 : Rotor avec 9 phases d'un hydro générateur synchrone</i>	9
<i>Figure I.3 : Moteur asynchrones multiphasées pour les voitures électriques</i>	9
<i>Figure I.4 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases</i>	9
<i>Figure I.5 : Pertes de la machine synchrone à six phases et triphasée</i>	11
<i>Figure I.6 : Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée</i>	12
<i>Figure I.7 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3 et 5 phases</i>	12

Chapitre II :

<i>Figure II.1 : Différents types de rotors d'une MSAP</i>	16
<i>Figure II.2 : Représentation spatiale des enroulements statoriques de la MSAPDE</i>	17
<i>Figure II.3 : Représentation schématique du modèle de la MSAPDE</i>	18
<i>Figure II.4 : Représentation schématique de la machine dans le repère (d,q)</i>	20
<i>Figure II.5 : Schéma de l'association MSAPDE –Onduleur triphasé de tension à deux niveaux</i>	23
<i>Figure II.6 : Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux</i>	24
<i>Figure III.7 : Schéma de principe de MLI sinus triangle</i>	25
<i>Figure III.8 : Principe de la commande par M.L.I sinus triangle</i>	27
<i>Figure III.9 : Schéma bloc de l'onduleur avec la MSAPDE</i>	27
<i>Figure III.10: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide</i>	28
<i>Figure III.11 : Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14N.m$ à $t=2s$</i>	30

Chapitre III :

<i>Figure III.1 : Machine à courant continu</i>	33
<i>Figure III.2 : Reconstitution des tensions V_{d1} et V_{q1}</i>	35
<i>Figure III.3 : Principe de découplage par compensation</i>	36
<i>Figure III.4 : Représentation de la commande par PI</i>	37
<i>Figure III.5 : Boucle de régulateur du courant I_{d1}</i>	37

Liste des figures

<i>Figure III.6 : Boucle de régulateur du vitesse</i>	39
<i>Figure III.7 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE</i>	40
<i>Figure III.8: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100 rad/s</i>	41
<i>Figure III.9: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s</i>	42
<i>Figure III.10 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1\text{s}$</i>	43
<i>Figure III.11 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence</i>	44

Chapitre IV :

<i>Figure IV.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase</i>	49
<i>Figure IV.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface</i>	52
<i>Figure IV.3 : Méthode de contrôle équivalente</i>	54
<i>Figure IV.4 : Schéma structurelle de la commande équivalente</i>	54
<i>Figure IV.5 : Commande équivalente u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}</i>	55
<i>Figure IV.6 : Définition de la fonction Sign</i>	56
<i>Figure IV.7 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil</i>	57
<i>Figure IV.8 : Fonction Sign de la commande Adoucie (a deux Seuils)</i>	57
<i>Figure IV.9 : Commande rendue continue</i>	58
<i>Figure IV.10 : Résultats de simulation de la MSAPDE lors d'un démarrage à vide</i>	61
<i>Figure IV.11 : Commande par mode glissant de la MSAPDE avec charge</i>	62
<i>Figure IV.12 : Commande par mode glissant de la MSAPDE avec inversion de sens de rotation</i>	64

Liste des symboles

Liste des tableaux :

<i>Tableau I.1: Machines multiphasées type 1.....</i>	<i>7</i>
<i>Tableau I.2: Machines multiphasées type 2.....</i>	<i>8</i>
<i>Tableau I.3 : Puissance et couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses.....</i>	<i>13</i>



Liste des symboles

Liste des Symboles :

- ω_s : La pulsation électrique statorique.(rad/s)
- ω_r : La pulsation électrique rotoriques .(rad/s)
- N_{ph} : Nombres de phases équivalentes
- F_{em} : Force électromotrice
- R_{s1} : Résistance statorique par phase de stator 1 (Ω)
- R_{s2} : Résistance statorique par phase de stator 2 (Ω)
- I_{d1} : Le courant statorique de l'axe d (A)
- I_{q1} : Le courant statorique de l'axe q (A)
- I_{d2} : Le courant statorique de l'axe d (A)
- I_{q2} : Le courant statorique de l'axe q (A)
- V_{d1} : La tension statorique de l'axe d (V)
- V_{q1} : La tension statorique de l'axe d (V)
- V_{d2} : La tension statorique de l'axe d (V)
- V_{q2} : La tension statorique de l'axe d (V)
- M_d : La mutuelle inductance entre-phases d'une même étoile (H)
- φ_r : Flux rotoriques (constant) (Wb)
- P : Nombre de paires de pôles
- J : Moment d'inertie du rotor (Kg. M2)
- Cr : Couple de charge (N.m)
- Ce : Couple électromagnétique (N.m)
- Cf : Couple de frottement. (N.m)
- Ω : Vitesse de rotation de la machine (rad/s)
- P : Transformation de Park
- $[p(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de Park (stator 1)
- $[p(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de Park (stator 2)
- V_a, V_b, V_c : Tension statorique de la phase a, b et c.(V)
- V_S : Tension statorique (V)
- I_a, I_b, I_c : Courant statorique de la phase a, b,c. (A)
-

Liste des symboles

I_s : Courant statorique. (A)

L_{d1} : Inductance statorique de l'axe d (stator 1) (H)

L_{q1} : Inductance statorique de l'axe q (stator 1) (H)

L_{d2} : Inductance statorique de l'axe d (stator 2)(H)

L_{q2} : Inductance statorique de l'axe q(stator 2) (H)

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$: Flux statorique de la phase a ,b et c.(Wb)

φ_s : Flux statorique. (Wb)

F : coefficient de frottement visqueux (N.m/s).

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes correspondants aux référentiels fixe par rapport au champ tournant.

θ : Angle électrique entre la phase 1 a et la position du rotor.

γ : Angle électrique entre les deux étoiles.

α : Angle électrique entre les phases d'un stator

I_{dref} : Le courant référence statorique

I_{qref} : Le courant référence statorique

ε : Coefficient d'amortissement.

K_i : Paramètres du régulateur pi

K_p : Paramètres du régulateur pi

K_{pd} : Coefficient de régulateur PI

T_d : la constante de temps électrique relative à l'axe d_1

V(x) : Fonction de Lyapunov

S(Ω) : Surface de glissement de la vitesse

x : Vecteur d'état

U : Vecteur de commande

U_{eq} : Commande équivalente

Liste des symboles

U_n : Commande discontinue

f_r : Coefficient de frottement visqueux

K : Gains positif (les paramètres de la commande par mode glissant)

r : Degré relatif

λ_x : Gain positif interprète la bande passante du contrôle désiré

$e(x)$: Ecart de la variable à régler

$S(x)$: Surface de glissement de la variable x

Abréviations :

MSAPDE : machine synchrone à aimants permanent double étoile.

PI : Proportionnel Intégral.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

FTBO : fonction de transfert en boucle ouvert.

FTBF : fonction de transfert en boucle fermé.

CMG : Commande par Mode Glissant.

MG : mode glissant.

Introduction générale

Introduction générale

Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipement industriel. Cependant son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machine à courant alternatif.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamique, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.[1]

Les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt important, en particulier la machine synchrone double étoile (MSDE), qui présente plusieurs avantages. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, etc.

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. [2]

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires.

Le réglage par mode glissement fait partie des méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables.

Introduction générale

Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering». Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations. [3]

Le travail de ce mémoire porte sur l'étude d'une machine synchrone à aimant permanent double étoiles alimenté par un onduleur avec la commande linéaire PI et non linéaire par mode de glissement. Ainsi notre mémoire comporte quatre chapitres, qui se présentent de la manière suivante :

- Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu général sur les machines multiphasées (caractéristiques, utilisation, avantages et inconvénients.....)
- Le deuxième chapitre concerne, la modélisation et simulation de l'ensemble convertisseur-MSAPDE
- Le troisième chapitre sera consacré sur l'application de la commande vectorielle à la MSAPDE ou la vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.
- Le quatrième chapitre on abordera l'étude de la commande par mode glissant, on détaillera d'abord sa structure, puis on applique la commande mode glissant à la MSAPDE par le changement de régulateur PI classique de la vitesse avec le régulateur MG.

On terminera par une conclusion générale avec quelques perspectives.

Chapitre I :

Généralité sur les machines multiphasées

I.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans le domaine des applications industrielles et domestiques, mais depuis longtemps on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées". [4]

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, modélisation et commande des machines multiphasées, en particulier, les machines double étoiles grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles (ondulations de couple de fréquence plus élevée et d'amplitude plus faible, courant par phase d'amplitude plus faible sans augmentation de la tension par phase, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance,.....).[5]

Le présent chapitre sera consacré à la présentation des généralités sur les machines multiphasées. Au début nous allons présenter le principe de fonctionnement, les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients.

I.2. Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorerait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. En 1889 l'Allemand Michael Dolivo Dobrowolski réalise la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. [6]

I.3. Principe de fonctionnement des machines multiphasées

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement des machines asynchrones double étoile : Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle définit comme suite [7] :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (\text{I.1})$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse ω_r inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.2})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport [7] :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

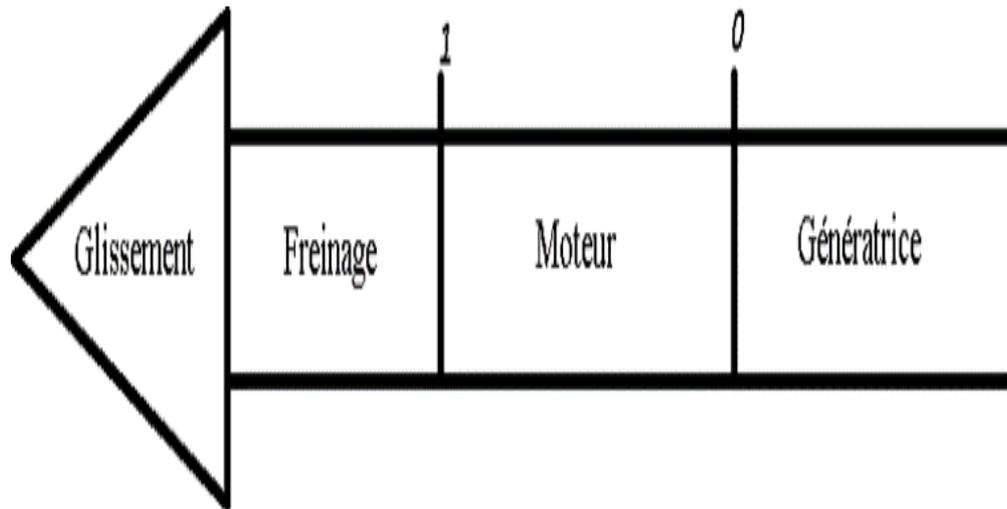


Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.4. Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue habituellement deux types des machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques qui est ou un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois. [8]

I.4.1 Machines multiphasées de type 1

Dans ce type de machines multiphasées (machines multi-étoile) le nombre de phases statoriques N_{ph} est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées:

$$N_{ph} = 3\eta (\eta = 1,2,3,4,5, \dots) \quad (I.5)$$

Pour un nombre donné de phases, on distingue plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire γ entre deux bobines des phases adjacentes (décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile (nombre de phases $N_{ph} = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\gamma = 0$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoiles décalées de $\gamma = \pi/6$ celle-ci à des caractéristiques différentes de celle d'une machine à $\gamma = \pi/3$. Pour séparer les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté, il est défini comme suit : $N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$.

Le tableau I.1 illustre quelques configurations possibles de ces machines.[9]

Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (γ)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.1: Machines multiphasées type 1.

I.4.2 Machines multiphasées de type 2

Le nombre de phases statorique N_{ph} dans ce type de machines est un nombre non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalée de $2\pi/N_{ph} = 2\gamma$ On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases : $N_{ph} = N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$. Le tableau I.2 donne quelques exemples de machines multiphasées de type 2. [9]

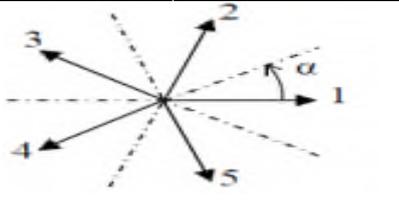
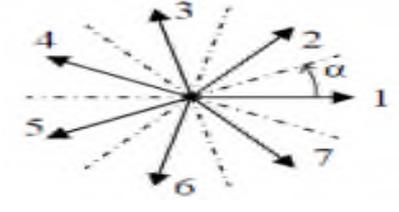
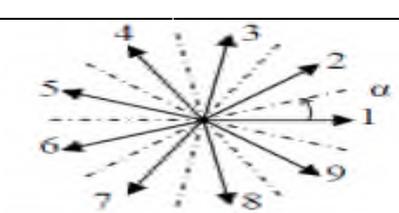
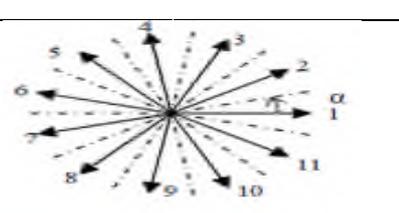
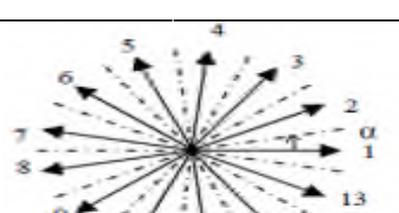
Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (γ)	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	 Diagram showing 5 phase axes (solid arrows) and 5 equivalent axes (dashed lines) for a 5-phase machine. The axes are labeled 1 through 5, and the angle between adjacent axes is α .
7	7	$\frac{\pi}{7}$	 Diagram showing 7 phase axes (solid arrows) and 7 equivalent axes (dashed lines) for a 7-phase machine. The axes are labeled 1 through 7, and the angle between adjacent axes is α .
9	9	$\frac{\pi}{9}$	 Diagram showing 9 phase axes (solid arrows) and 9 equivalent axes (dashed lines) for a 9-phase machine. The axes are labeled 1 through 9, and the angle between adjacent axes is α .
11	11	$\frac{\pi}{11}$	 Diagram showing 11 phase axes (solid arrows) and 11 equivalent axes (dashed lines) for an 11-phase machine. The axes are labeled 1 through 11, and the angle between adjacent axes is α .
13	13	$\frac{\pi}{13}$	 Diagram showing 13 phase axes (solid arrows) and 13 equivalent axes (dashed lines) for a 13-phase machine. The axes are labeled 1 through 13, and the angle between adjacent axes is α .

Tableau I.2: Machines multiphasées type 2.

I.5. Applications des machines multiphasées

On trouve les machines multiphasées dans les applications industrielles de forte puissance. Comme alternateurs synchrones pour produire l'énergie électrique (Fig. I.2), ou dans d'autres applications telles que les pompes, les ventilateurs et les compresseurs. Elles sont aussi utilisées dans les systèmes électriques qui ne tolèrent pas d'arrêts de fonctionnement tel que la traction dans les voitures électriques (Fig. I.3), dans les bateaux, etc.



Figure I.2 : Rotor avec 9 phases d'un hydro générateur synchrone.



Figure I.3 : Moteur asynchrones multiphasées pour les voitures électriques.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure. I.4). [10]

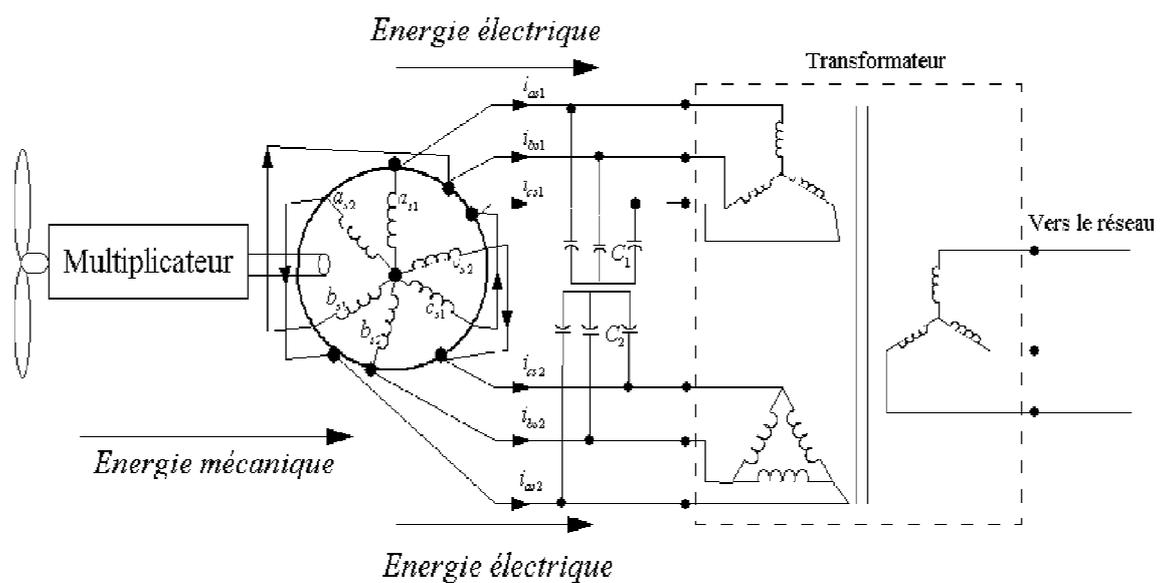


Figure I.4: Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

I.6. Avantages des machines multiphasées

De nos jours, les machines multiphasées ont fait l'objet d'un intérêt grandissant, grâce à leurs avantages multiples qu'elles possèdent par rapport aux machines conventionnelles (triphases et à courant continu), cela est due aux plusieurs facteurs : structure, stratégie de commande et applications. Parmi ces avantages, on peut citer: [9][11]

I.6.1. Segmentation de puissance

La segmentation de puissance est un avantage fondamental des machines dont le nombre de phases est supérieur à trois. Comme la machine multiphasées contient plusieurs phases, pour une puissance donnée, les courants par phase sont diminués sans réduire les tensions d'alimentation et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases.

La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par des convertisseurs statiques de composants semi-conducteurs de calibre de puissance réduite. Ces derniers peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.[11] [12]

I.6.2. Elimination d'harmoniques d'espace

Les rangs d'harmoniques d'espace pouvant exister sont ceux de rang $h = 2N_{ph\gamma}i \pm 1$ ($i = 0, 1, 2, 3 \dots$). Donc plus le nombre équivalent de phase $N_{ph\gamma}$ n'est grand, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace sont éliminés.

Pour la machine à neuf phases par exemple, ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf. Ainsi, on peut réduire les harmoniques cinq et sept responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple / vitesse de certaines machines triphasées, pour réduire ces harmoniques, on n'a pas forcément besoin de bobiner ces machines, comme il est nécessaire de faire pour les machines triphasées.

L'élimination des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. On remarque que plus le nombre des phases augmentent plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Donc à courant donné, on augmente l'amplitude du fondamental de la F_{mm} , comparée au cas de la machine triphasée ordinaire.[11] [12]

I.6.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Les machines multiphasées permettent la réduction des ondulations de couple électromagnétique, dont la fréquence est six fois celle du fondamental (période et amplitude) par rapport aux machines conventionnelles, parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines.

De façon générale, les couples harmoniques pouvant exister dans une machine multiphasées sont ceux de rang $h = 2N_{phy}i$ ($i=1,2,3\dots$). Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain.

Par conséquent, une machine multiphasées aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée. Un exemple de comparaison des différentes pertes dans deux machines, l'une triphasée et l'autre double triphasée est présenté sur la figure I.5. [9] [12]

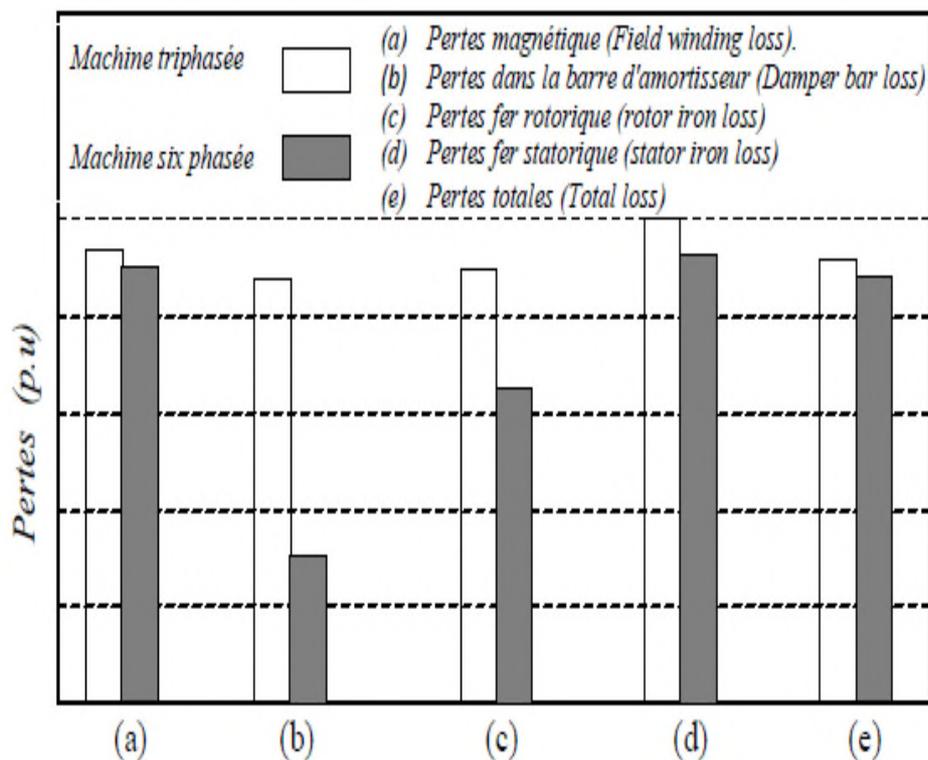


Figure I.5 : Pertes de la machine synchrone à six phases et triphasée.

I.6.4. Réduction d'amplitude des harmoniques de couple

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique, on suppose que les machines (3, 5, 6 et 7 phases) ont une répartition sinusoïdale de leurs forces électromotrices (F_{em}) à vide, et que tout effet de réluctance variable et de non linéarité magnétique est négligé. Leurs alimentations sont faites par des créneaux de courant dont le fondamental à 50Hz. On suppose que la vitesse de rotation du rotor soit constante. [9][13]

Les figures I.6 et I.7 présentent les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés pour un même couple moyen d'une machine triphasée et double triphasée.

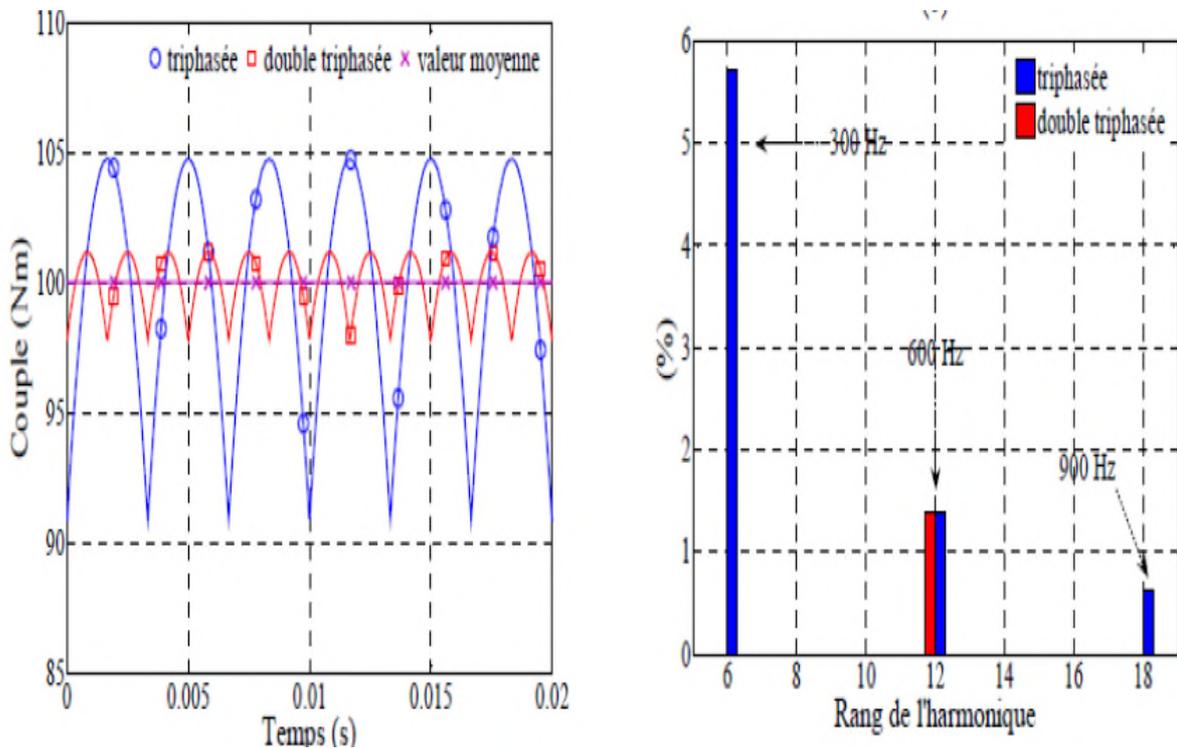


Figure I.6: Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée.

De par la représentation temporelle, il apparaît que la machine double étoile présente moins d'ondulations de couple.

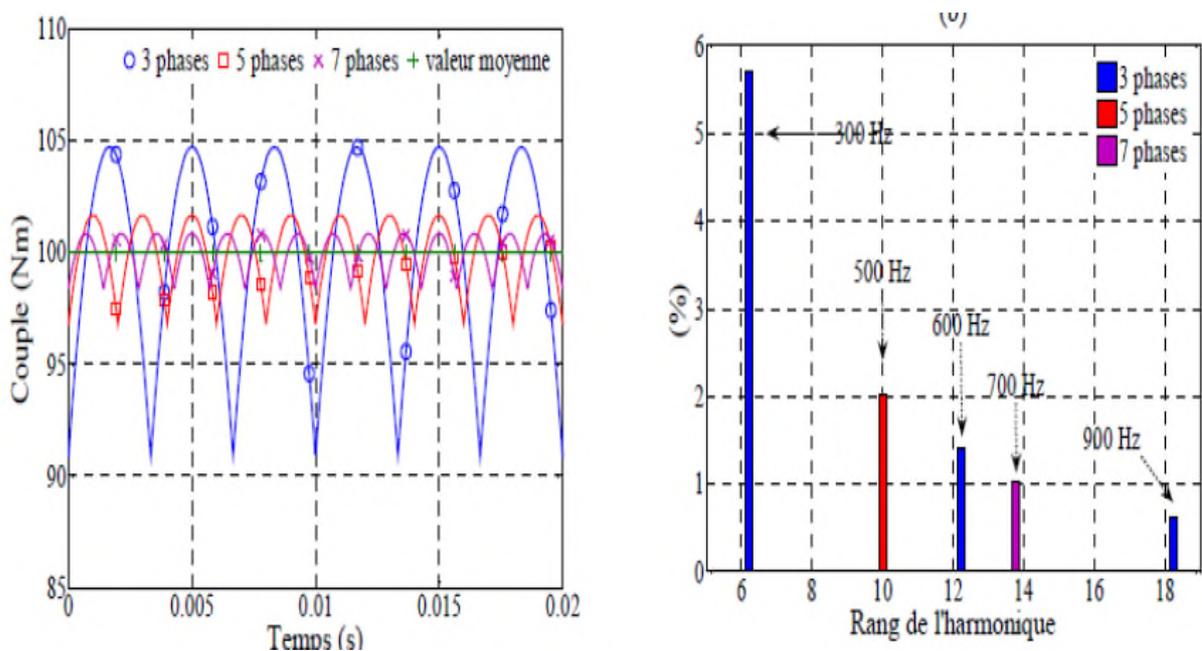


Figure I.7 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3 et 5 phases.

I.6.5. Amélioration de la fiabilité

Le concept de la fiabilité des machines électriques signifie que la défaillance de l'une ou de plusieurs phases/bras du convertisseur statique qui alimente la machine (régime dégradé) produit une perte de commande de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes.

Le tableau I.3 présente l'estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique développé d'un moteur double étoile à six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses. On notera A, B et C les phases de la première étoile et D, E et F les phases de la deuxième étoile.

Condition de fonctionnement	Puissance absorbée (W)	Couple développé (N.m)
Fonctionnement normal.	3728.5	30
Une phase défectueuse.	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, Perte de phases A et B.	1422.64	11.65
Deux phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A et D.	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C.	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E.	2328.09	19.08

Tableau I.3 : Puissance et couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses.

Dans le cas des machines multiphasées (avec un nombre de phase supérieur à trois), la contrainte d'avoir une ou plusieurs phases au moins déconnectée ne pose pas de problème, car elles sont capables de continuer le fonctionnement dans ce régime tant qu'au moins trois phases restent actives, ce qui permet d'éviter la contrainte posée avec la machine triphasée conventionnelle, mais avec un couple électromagnétique moindre, par rapport à celui développé en régime normal.

Ainsi, une machine possédant un très grand nombre de phases offre plus de degré de liberté pour sa commande. Pour améliorer la fiabilité de l'ensemble machine multiphasées-convertisseurs statiques, chaque étoile d'une machine de type 1 doit être alimentée par son propre convertisseur statique triphasé et chaque phase d'une machine de type 2 est alimentée par son propre convertisseur statique monophasé.[9] [12]

I.7. Inconvénients

Ces machines multiphasées présentent aussi des inconvénients suivants :

- Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande.
- Pour les machines à nombre de phases impaires (type 2) tel que (5, 7, 11 phases,...), il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté, puisque les méthodes élaborées pour les machines triphasées ne peuvent pas directement être appliquées à ces machines ;
- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statorique) ne contribuent pas à la création d'onde de fmm. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator ;
- L'impédance vue par Les harmoniques de rang $h \neq 2Np\alpha \pm 1$ (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple) dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation, constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées.[12]

I.8. Conclusion

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce quelle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable.

Dans ce présent chapitre, un état de l'art à été présentée, où nous avons décrit brièvement les machines multiphasées, leurs classements (type de machine selon le nombre de phases), leurs déférentes caractéristiques, leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs utilisations.

Le chapitre suivant, consiste à la modélisation mathématique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents MSDEAP et l'association avec les convertisseurs statique.

Chapitre II:

Modélisation de l'ensemble

Convertisseurs-MSAPDE

II.1. Introduction

La modélisation des machines électriques utilise souvent des équations très complexes. En effet la répartition des enroulements de MSAPDE rend sa modélisation difficile à mettre œuvre. Cependant, l'application de certaines hypothèses simplificatrices permet de résoudre cette difficulté. Entre temps la transforme de Park nous permet de faire le passage d'un référentiel triphasé vers un référentiel biphasé pour simplifier notre modèle.

Ce chapitre comporte d'une façon détaillée la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE) en vue de la commande. Enfin une simulation sera effectuée pour montrer les performances dynamiques de l'association convertisseur statique (onduleur MLI) et MSAPDE.

II.2. Présentation générale de la MSAPDE

Le stator ou l'induit : est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Il est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent six bobinages décalés de 30° électriques dans l'espace. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système triphasé équilibré de tensions.

Le rotor ou l'inducteur : il est constitué d'un aimant permanent. Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour conséquence, l'élimination des balais et des bagues des aimants; C'est-à-dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire). [14]

Le rotor possède différentes configurations, La figure II.1 montre trois cas:

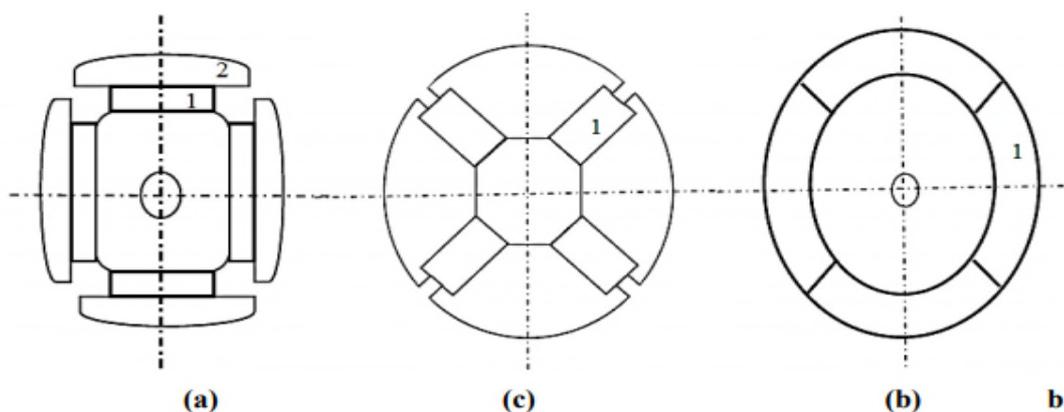


Figure II.1 : Différents types de rotors d'une MSAP.

- a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante.
- b) aimants permanents (1) noyés.
- c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure II.1.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor), Les aimants sont magnétisés tangentiuellement comme le montre la figure II.1.b .Enfin la figure II.1.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_d sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas. [14]

II.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE

Le stator est alimenté par une tension triphasée équilibrée créant ainsi, dans l'entrefer un champ tournant. Ce dernier a tendance d'attirer le rotor, qui est constitué d'aimants permanents produisant un champ tournant d'induction. Les champs d'induction créés par le rotor et le stator ont tendance à s'aligner grâce à la création du couple d'origine électromagnétique. Le rotor se met alors à tourner à une vitesse angulaire (Ω). Cette dernière est liée au nombre de paires de pôles (p) et à la pulsation (ω) qui est égale à celle du champ tournant, ce qui justifie la nomination de machine synchrone.[15]

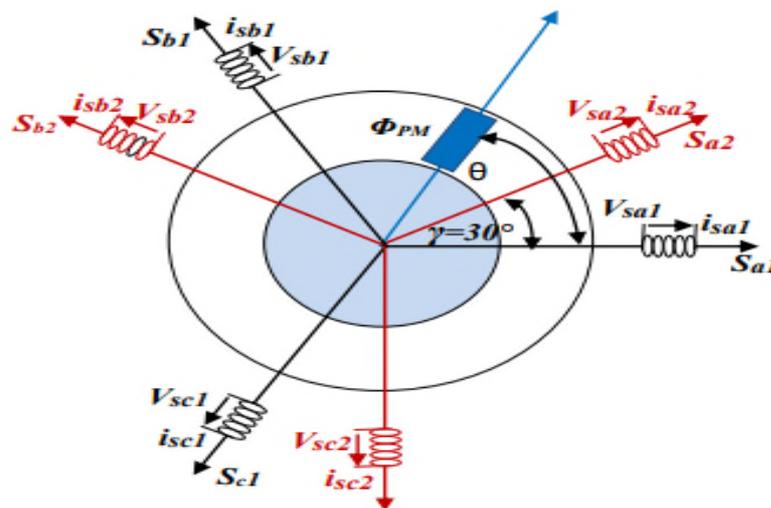


Figure II.2 : Représentation spatiale des enroulements statoriques de la MSAPDE.

Avec:

a_1, b_1, c_1 : phases du premier stator.

a_2, b_2, c_2 : phases du second stator.

θ : Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile) ;

γ : Angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles.

II.4. Modélisation de la MSAPDE

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 [16]:

- 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.

II.4.1. Mise en équations de la MSAPDE dans le repère (abc)

La Figure II.3 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents double étoile.

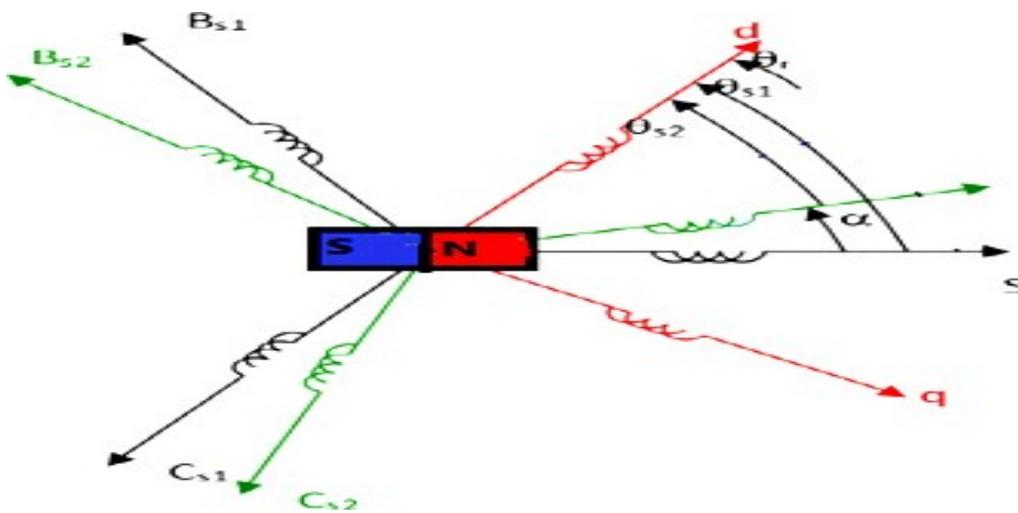


Figure II.3 : représentation schématique du modèle de la MSAPDE.

II.4.1.1 Equations électriques

Les équations électriques en notation matricielle sont :

Pour le stator 1 :

$$[V_{sabc}]S_1 = R_{s1} [i_{sabc}]S_1 + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}]S_1 \quad (II.1)$$

Pour le stator 2 :

$$[V_{sa'b'c'}]S_2 = R_{s2} [i_{sa'b'c'}]S_2 + \frac{d}{dt} [\varphi_{sa'b'c'}]S_2 \quad (II.2)$$

Avec :

$$[V_{sabc}]S_1 = [V_a V_b V_c]_{S1}^T : \text{Vecteur tension statorique1.}$$

$$[V_{sa'b'c'}]S_2 = [V_{a'}V_{b'}V_{c'}]_{S2}^T : \text{Vecteur tension statorique2.}$$

$$[i_{sabc}]S_1 = [i_a i_b i_c]_{S1}^T : \text{Vecteur courant statorique1.}$$

$$[i_{sa'b'c'}]S_2 = [i_{a'}i_{b'}i_{c'}]_{S2}^T : \text{Vecteur courant statoriques2.}$$

R_s : Résistance d'une phase de chaque étoile $R_{S1} = R_{S2} = R_s$.

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

II.4.1.2 Équation magnétique

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

Pour le stator 1 :

$$[\varphi_{sabc}]S_1 = L_s [i_{sabc}]S_1 + [\varphi_{fa b c}]S_1 \quad (\text{II.3})$$

Pour le stator 2 :

$$[\varphi_{sa'b'c'}]S_2 = L_s [i_{sa'b'c'}]S_2 + [\varphi_{fa'b'c'}]S_2 \quad (\text{II.4})$$

$$[\varphi_{sabc}]S_1 = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]T : \text{Vecteur flux statorique1.}$$

$$[\varphi_{sa'b'c'}]S_2 = [\varphi'_a \ \varphi'_b \ \varphi'_c]T : \text{Vecteur flux statorique 2}$$

$$[\varphi_{fabc}]S_1 = [\varphi_{af} \ \varphi_{bf} \ \varphi_{cf}]T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 1}$$

$$[\varphi_{fa'b'c'}]S_2 = [\varphi_{a'f} \ \varphi_{b'f} \ \varphi_{c'f}]T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 2.}$$

II.4.1.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{II.5})$$

$$C_f = f\Omega \quad (\text{II.6})$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique.

C_r :Couple résistant (couple de charge).

Ω :Vitesse de rotation de la machine.

j :Moment d'inertie.

f :C'est le coefficient de frottement visqueux.

II.4.2. Modèle de la MSAPDE dans le repère biphasé (dq)

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à laide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. [16]

II.4.2.1. Transformation de Park

Pour simplifier l'étude de la MSDEAP nous nous utiliserons la transformation de Park, qui permet de transformer le modèle de la machine à enroulement Statoriques triphasés (a, b, c) en un modèle biphasé d'axes (d, q) en quadrature.

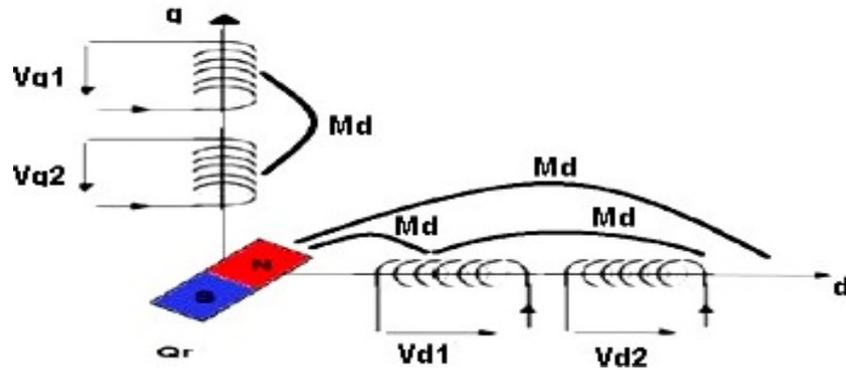


Figure II.4 : Représentation schématique de la machine dans le repère (d,q).

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \tag{II.7}$$

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2} - \alpha) & \cos\left(\theta_{s2} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s2} - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s2} - \alpha) & -\sin\left(\theta_{s2} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s2} - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

II.4.3. Choix du référentiel

Les équations de la MSAPDE triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).[18]

II.4.3.1. Lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courant alternatif.

II.4.3.2. Lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω l'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

II.4.3.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.4.4. Application de la transformation de Park à la MSAPDE

On choisit le référentiel lié au champ tournant. On applique la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

II.4.4.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système des équations (II.1), (II.2) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - W_r \varphi_{q1} \\ V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + W_r \varphi_{d1} \\ V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - W_r \varphi_{q2} \\ V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + W_r \varphi_{d2} \end{array} \right. \quad (\text{II.10})$$

II.4.4.2. Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (II.3), (II.4) on obtient :

$$\varphi_{d1} = L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2} \quad (\text{II.11})$$

$$\varphi_{q1} = L_{q1}I_{q1} + M_d I_{q2} \quad (\text{II.12})$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1} \quad (\text{II.13})$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2}I_{q2} + M_d I_{q1} \quad (\text{II.14})$$

II.4.4.3. Equation Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante:

$$C_e = \frac{3}{2}P \left[\left((\varphi_{d1})I_{q1} - (\varphi_{q1})I_{d1} \right) + \left((\varphi_{d2})I_{q2} - (\varphi_{q2})I_{d2} \right) \right] \quad (\text{II.15})$$

II.4.4.4. Equations d'état de la MSAPDE dans repère de Park

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de six variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le repère tournant d-q est décrit par le système ci dessous:

Les équations de la MSAPDE dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \\ \frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left(V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + W_r L_{q1} I_{q1} + W_r M_d I_{q2} \right) \\ \frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left(V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - W_r L_{d1} I_{d1} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d2} \right) \\ \frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left(V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + W_r L_{q2} I_{q2} + W_r M_d I_{q1} \right) \\ \frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left(V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - W_r L_{d2} I_{d2} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d1} \right) \\ C_e = \frac{3}{2}P \left[\left((\varphi_{d1})I_{q1} - (\varphi_{q1})I_{d1} \right) + \left((\varphi_{d2})I_{q2} - (\varphi_{q2})I_{d2} \right) \right] \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

II.5. Modélisation de l'association convertisseur -Machine

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.5 illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAPDE

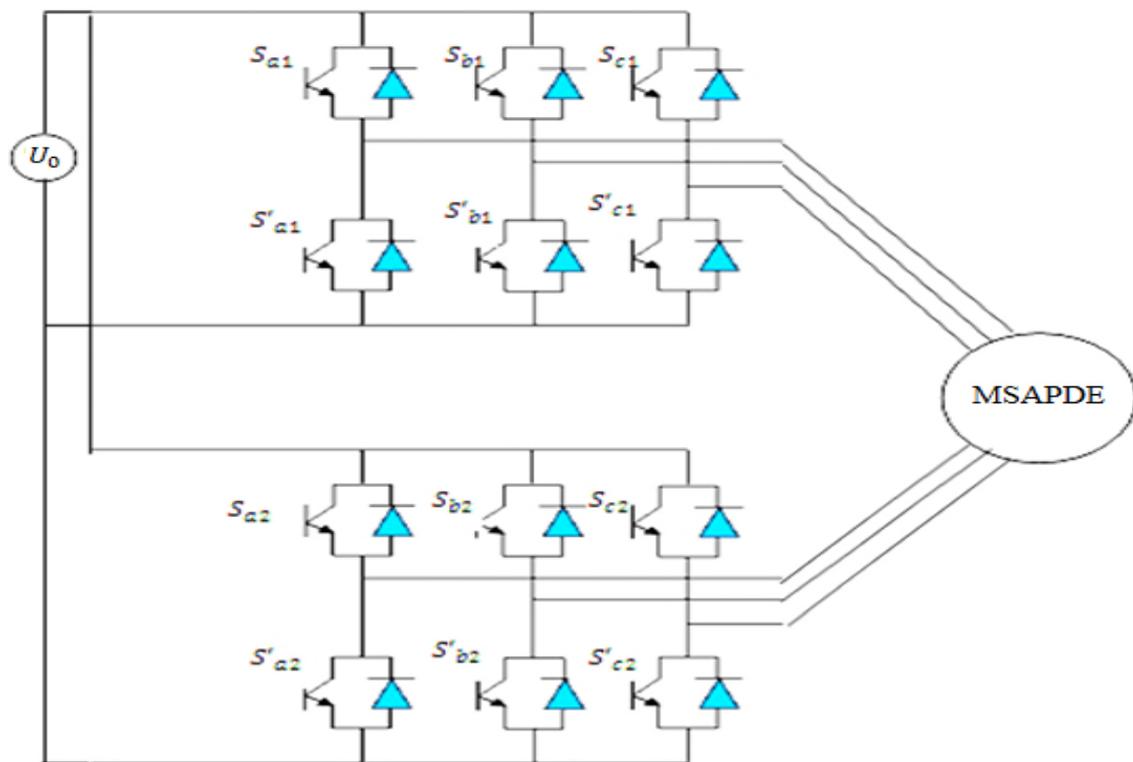


Figure II.5 : Schéma de l'association MSAPDE – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

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 .On distingue plusieurs types d'onduleurs [19] :

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.5.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure II.6 on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale $v_{dc} = \frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui 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 (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = +1$ Alors T_i est passant et T'_i est ouvert
- Si $S_i = -1$ Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

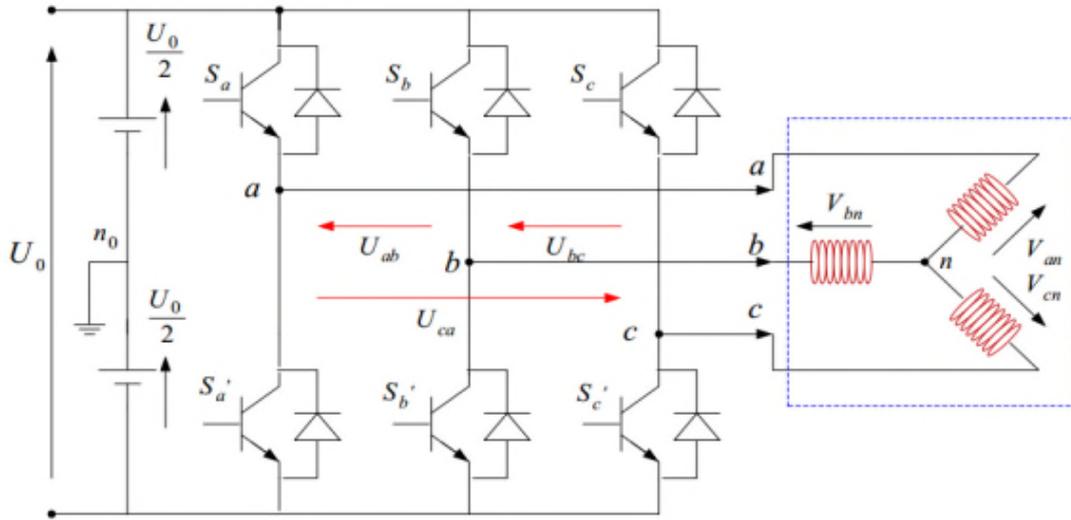


Figure II.6 : Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.

Dans ces condition on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i = (a, b, c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenter sur la figure II.6.

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \tag{II.17}$$

Soit n le point neutre du coté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées: V_{an}, V_{bn}, V_{cn} ca sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{II.18}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \tag{II.19}$$

En faisant apparaître le point " n_0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant (II.20) dans (II.19) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.22})$$

L'utilisation de l'expression (II.17) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques $S_i(a,b,c)$. [3]

II.5.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion 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.

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure II.7.

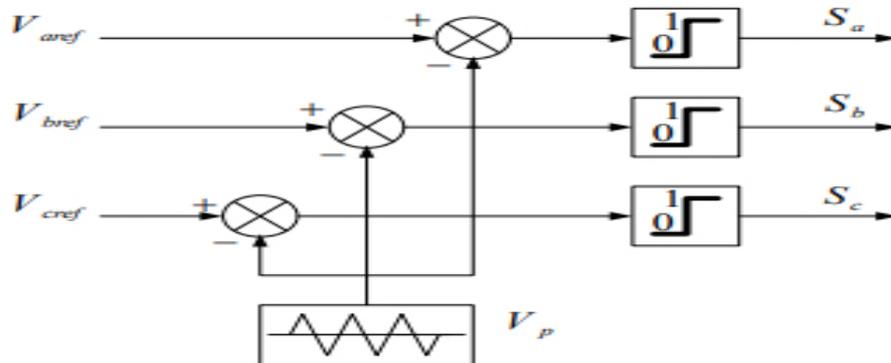


Figure II.7 : Schéma de principe de MLI sinus triangle.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $V_{inef} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1$ Sinon $S_i = 0, i = a, b, c$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

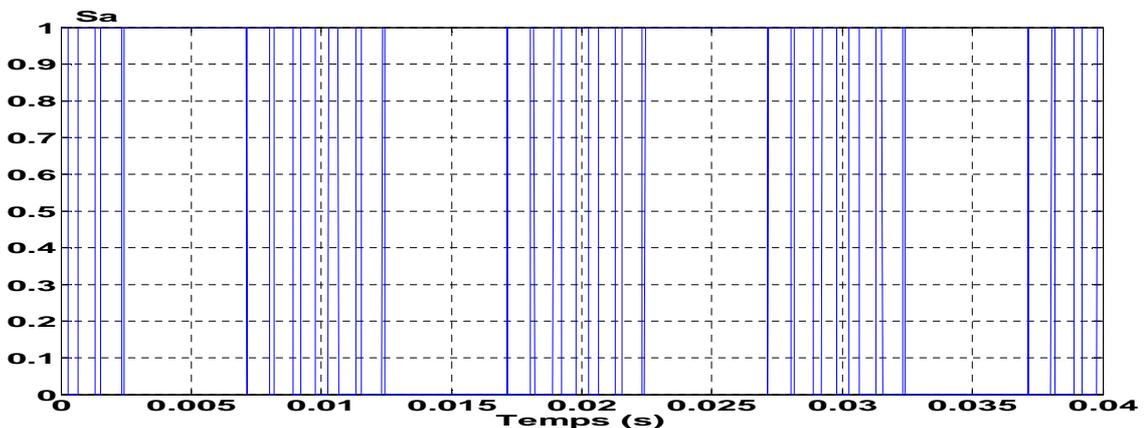
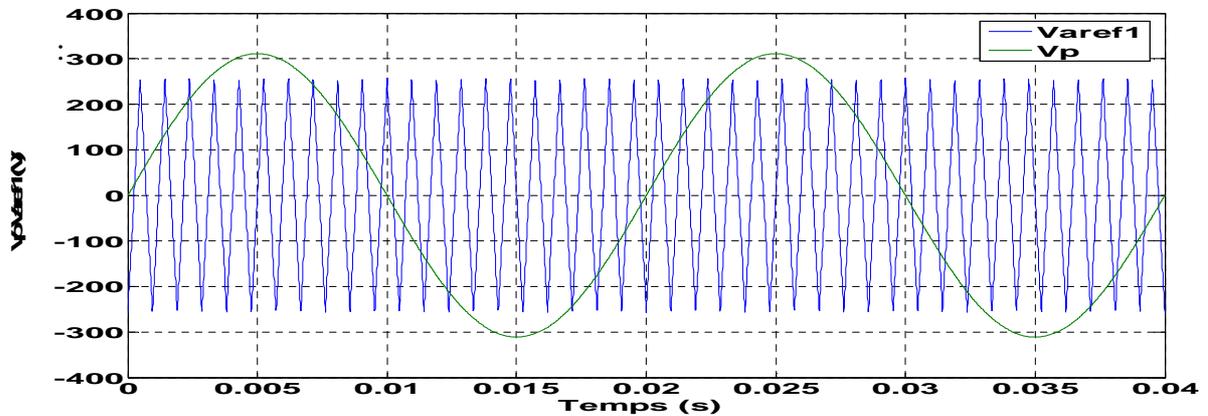
$$\begin{cases} V_{avef} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bnaf} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p}\right) - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p}\right) + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$). [19]



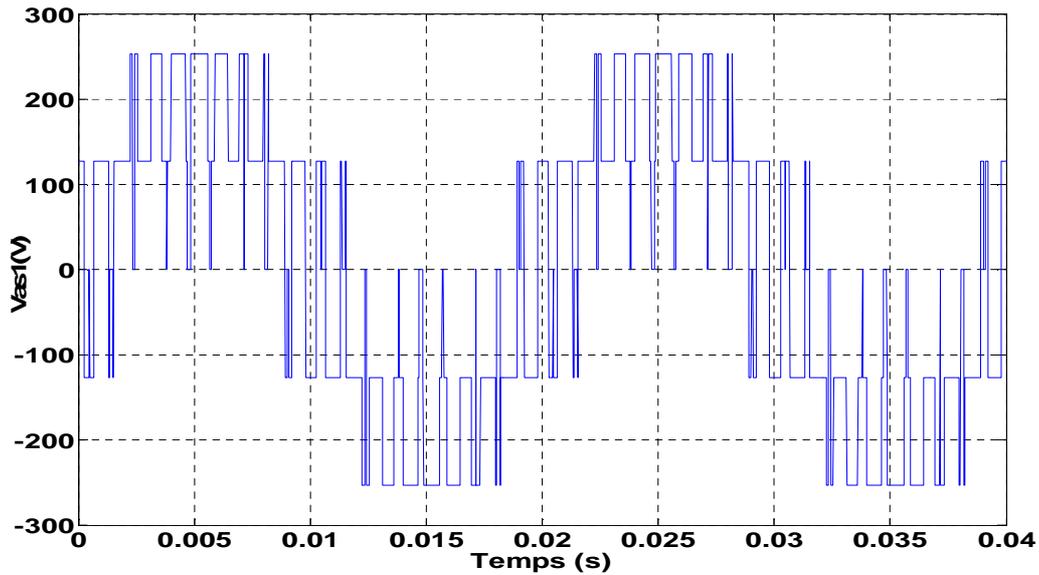


Figure II.8 : Principe de la commande par M.L.I sinus triangle.

II.6. Simulation de l'ensemble onduleur-MSAPDE

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAPDE, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique La technique de la MLI sinus-triangle. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe. La MSAPDE est alimentée par des sources purement sinusoïdal et équilibrée.

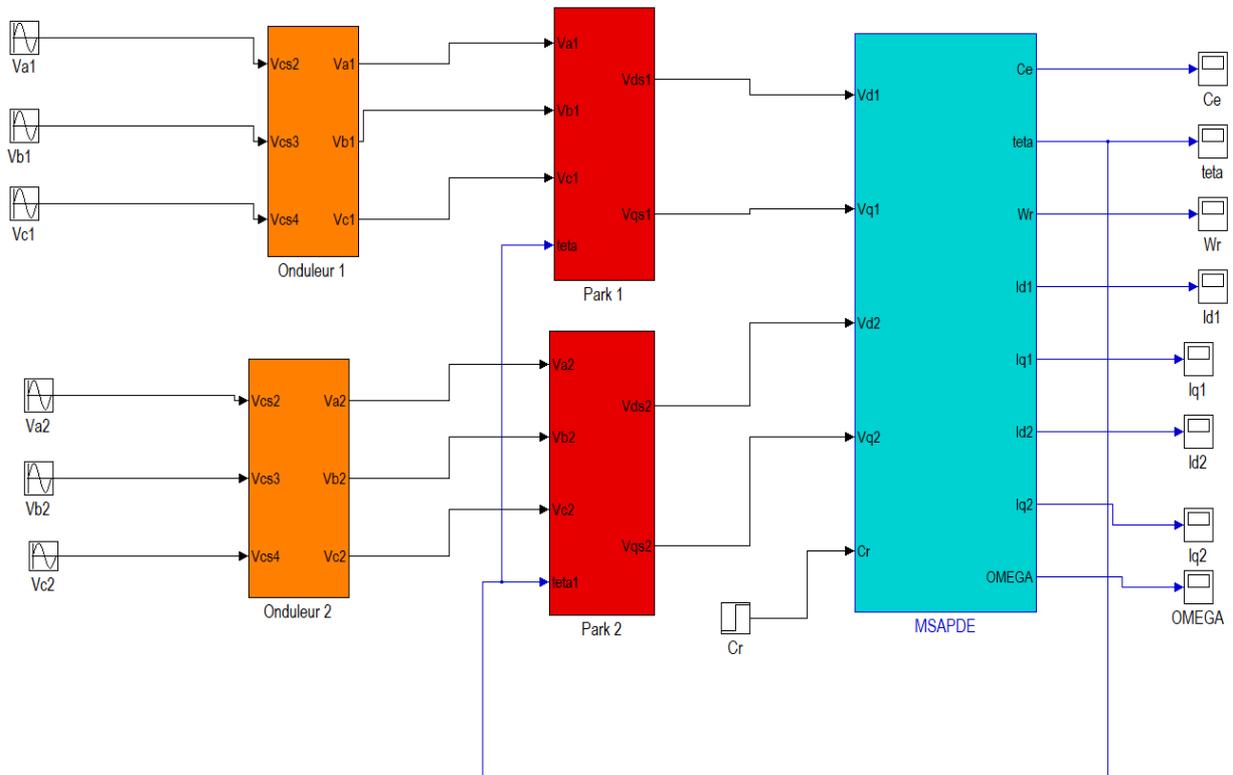


Figure II.9 : schéma bloc de l'onduleur avec la MSAPDE.

II.6.1. Résultats de simulation démarrage à vide

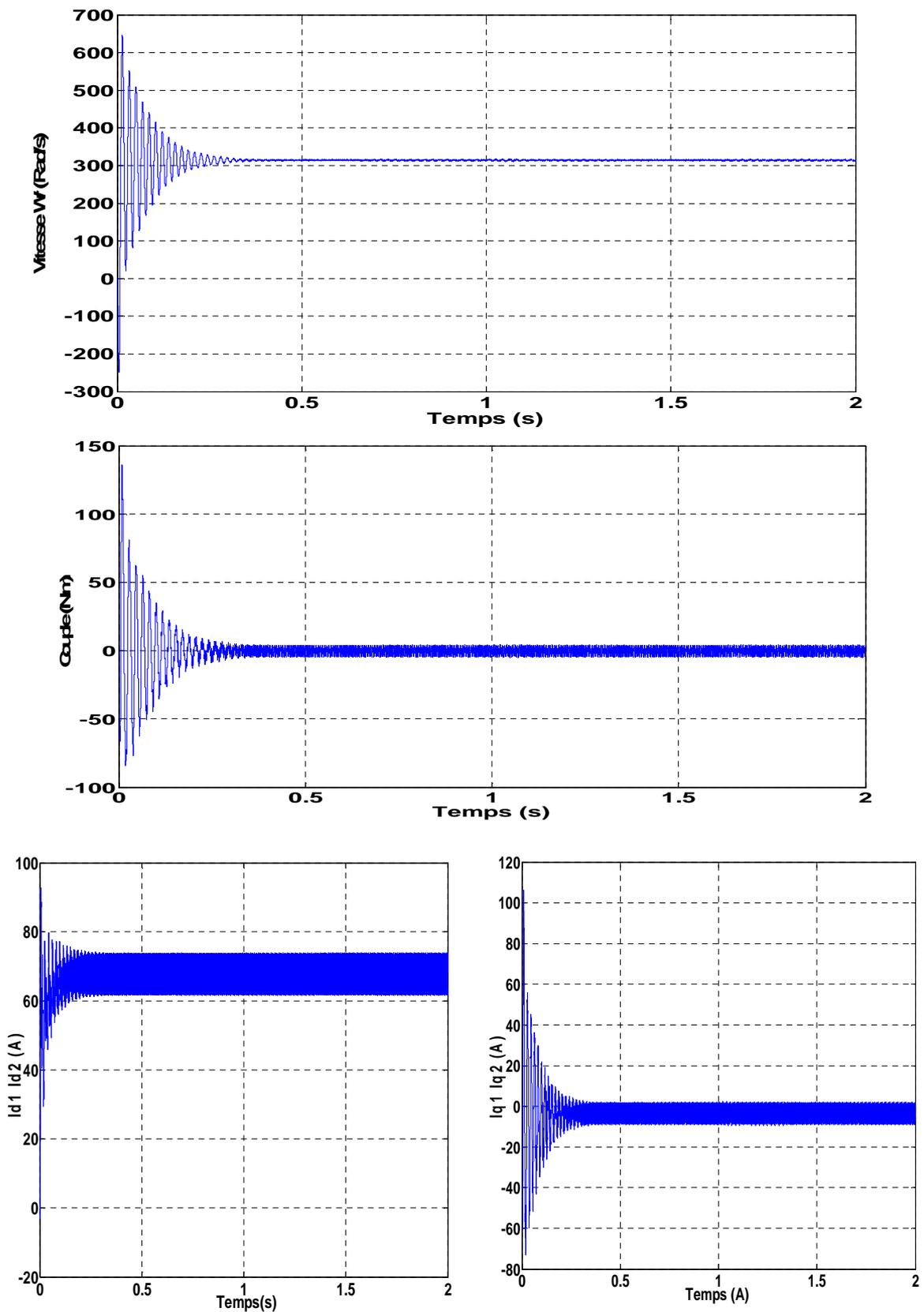
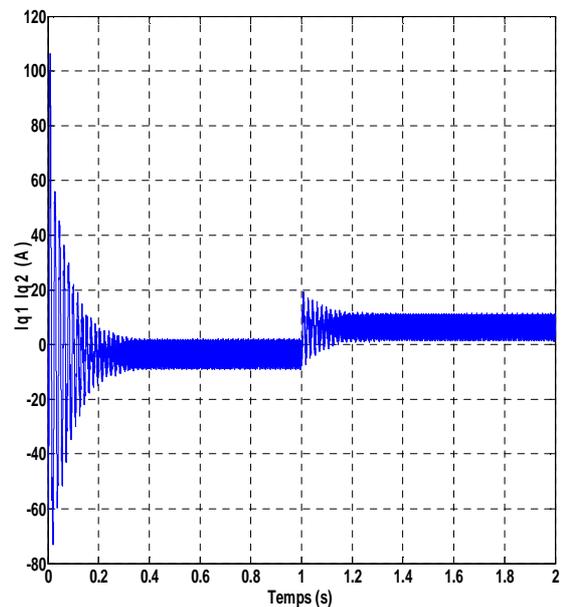
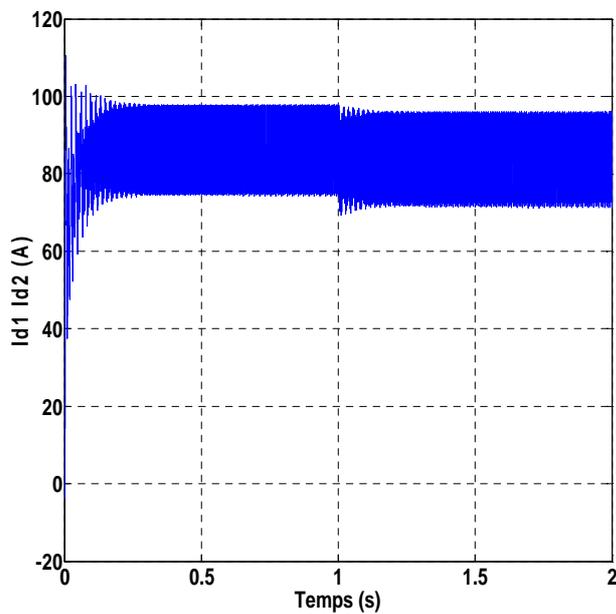
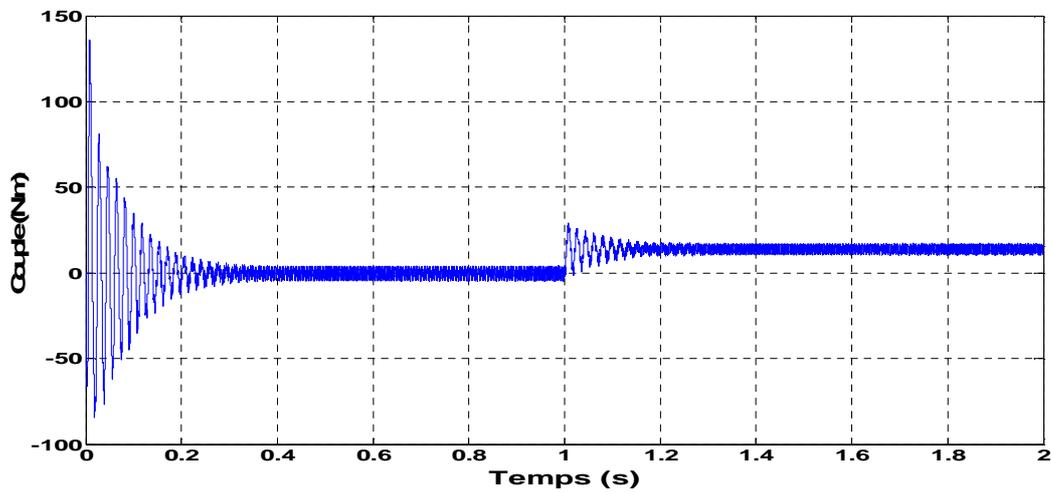
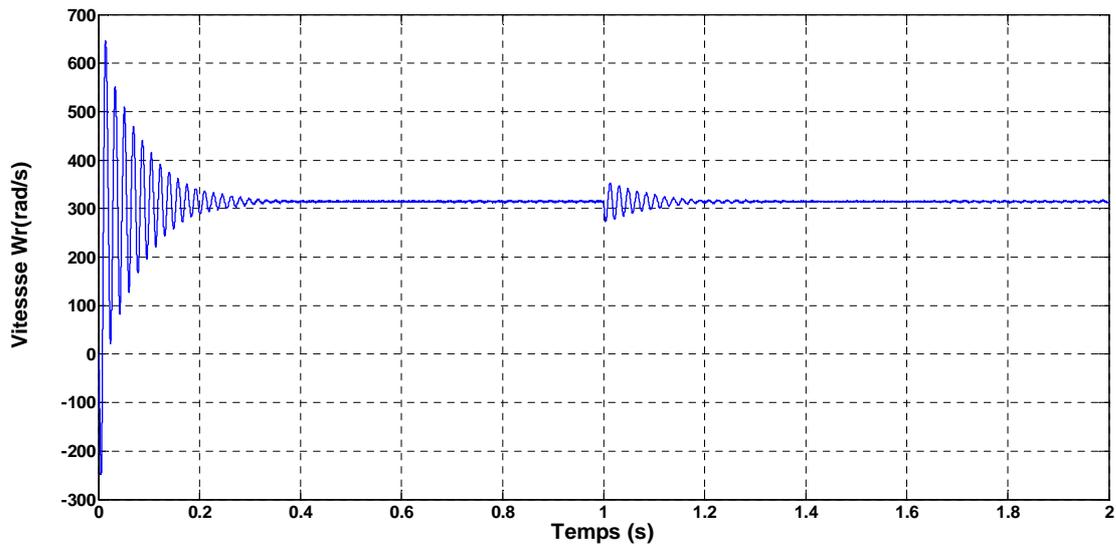


Figure II.10: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.

II.6.2. Résultats de simulation démarrage en charge



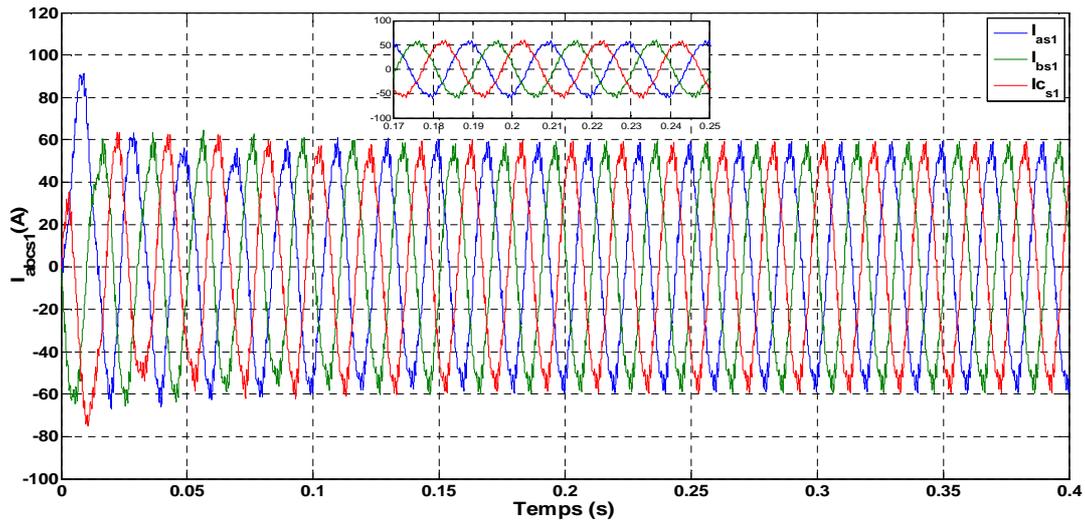


Figure II.11: Performances de la conduite de la machine synchrones triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14N.m$ $t=2s$.

II.6.3. Interprétation des résultats de simulation

- **Teste à vide :**

La figure (II.8) montre le comportement du MSAPDE lors d'un démarrage à vide. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) fortement pulsatoire qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps très court on remarque une stabilisation du couple à une valeur constante très faible qui tend vers zéro c'est-à-dire que le régime permanent est atteint et l'inertie de la machine est faible, même pour les autre grandeurs qui vont se stabiliser.

- **Teste en charge :**

La figure (II.9) montre le comportement du MSAPDE lors de l'application d'une charge de 14 N.m. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps

Donné $T=2$ (s) on applique une charge de 14 N.m. On constate que la vitesse prend des oscillations plus importantes que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge. A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime de démarrage. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Suivie par la simulation de la machine MSAPDE dans repère biphasé (d, q) alimenté par une source parfaite lors de démarrage vide et en charge. 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.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses 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 vectoriel de la MSAPDE

III.1. Introduction

Comme le modèle de la machine synchrone est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variable d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machine sera difficile.[20]

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalant à celle de la machine à courant continue à excitation séparé , Blaschke et Hasse en 1972, on proposé une technique de commande dite commande vectoriel appelée aussi commande par orientation de flux FOC(Field oriented Control).l'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continue, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.[20]

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAPDE. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classique PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2. Principe de la commande vectorielle de la MSAPDE

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_{d1} nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_{q1} via la tension V_{q1} . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

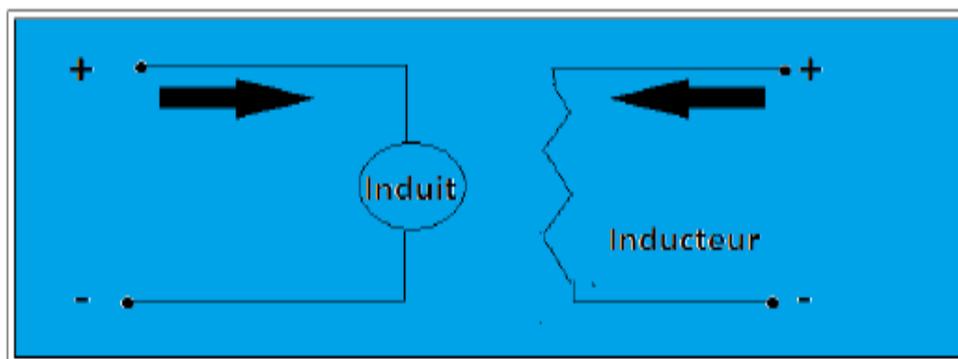


Figure III.1 : Machine à courant continu.

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (I_{d1}), (I_{q1}), du courants statorique, en imposant les tensions (V_{d1}) et (V_{q1}) qui conviennent. Quand le courant (I_{d1}) est nul, le modèle de la MSAPDE se réduit à sa représentation sur l'axe (q), identique à celui d'une MCC à excitation séparée.

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statorique et la vitesse à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. [21]

III.3. Technique de découplage

Le modèle de la MSAPDE dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_d , I_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires [22] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = R_s \cdot I_{d1} + M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + L_{d1} \frac{dI_{d1}}{dt} - W_r \cdot (L_{q1} I_{q1} + M_d I_{q2}) \\ V_{q1} = R_s \cdot I_{q1} + M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + L_{q1} \frac{dI_{q1}}{dt} + W_r \cdot (L_{d1} \cdot I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2}) \\ V_{d2} = R_s \cdot I_{d2} + M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + L_{d2} \frac{dI_{d2}}{dt} - W_r \cdot (L_{q2} I_{q2} + M_d I_{q1}) \\ V_{q2} = R_s \cdot I_{q2} + M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + L_{q2} \frac{dI_{q2}}{dt} + W_r \cdot (L_{d2} \cdot I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1}) \end{array} \right. \quad (III.1)$$

Pour découpler l'évolution des courants I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2} par rapport aux commandes, on va définir des termes de compensation F_{emd1} , F_{emq1} , F_{emd2} et F_{emq2} tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = V'_{d1} - F_{emd1} \\ V_{q1} = V'_{q1} + F_{emq1} \\ V_{d2} = V'_{d2} - F_{emd2} \\ V_{q2} = V'_{q2} + F_{emq2} \end{array} \right. \quad (III.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V'_{d1} = R_s \cdot I_{d1} + M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + L_{d1} \frac{dI_{d1}}{dt} \\ V'_{q1} = R_s \cdot I_{q1} + M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + L_{q1} \frac{dI_{q1}}{dt} \\ V'_{d2} = R_s \cdot I_{d2} + M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + L_{d2} \frac{dI_{d2}}{dt} \\ V'_{q2} = R_s \cdot I_{q2} + M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + L_{q2} \frac{dI_{q2}}{dt} \end{array} \right. \quad (III.3)$$

$$\begin{cases} F_{emd1} = W_r \cdot (L_{q1}I_{q1} + M_d I_{q2}) \\ F_{emq1} = W_r \cdot (L_{d1} \cdot I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2}) \\ F_{emd2} = W_r \cdot (L_{q2}I_{q2} + M_d I_{q1}) \\ F_{emq2} = W_r \cdot (L_{d2} \cdot I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1}) \end{cases} \quad (III.4)$$

Les tensions V_{d1} et V_{q1} sont alors reconstituées à partir des tensions V'_{d1} et V'_{q1} et illustrés sur la figure III.2:

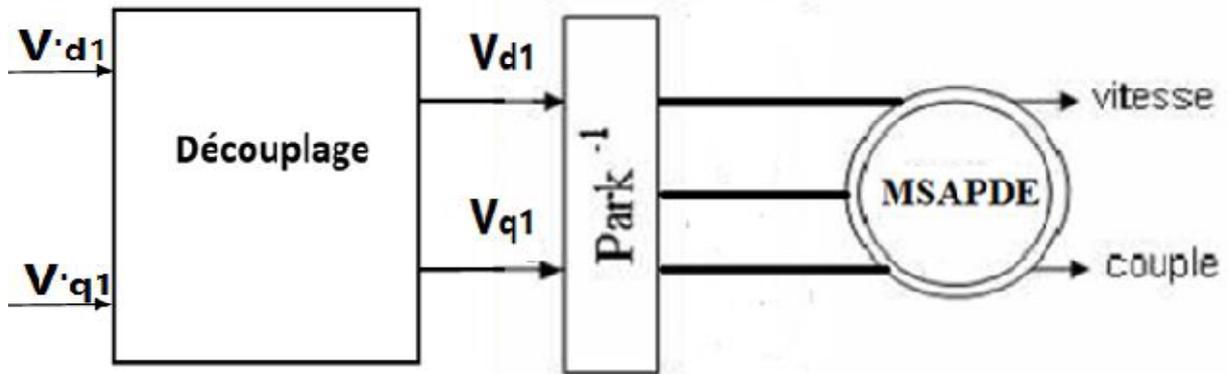


Figure III.2 : Reconstitution des tensions V_{d1} et V_{q1} .

III.3.1. Découplage par compensation

La compensation donc, 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. [1]

Le principe de ce découplage revient à définir des nouvelles variables de F_{emd1} , F_{emq1} , F_{emd2} et F_{emq2} .

On a donc les courants ($I_{d1}, I_{q1}, I_{d2}, I_{q2}$) ne dépendent que de V_{d1}, V_{q1}, V_{d2} et V_{q2} . Ces expressions s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{V'_{d1}}{R_s + s \cdot L_{d1}} \\ i_{q1} = \frac{V'_{q1}}{R_s + s \cdot L_{q1}} \\ i_{d2} = \frac{V'_{d2}}{R_s + s \cdot L_{d2}} \\ i_{q2} = \frac{V'_{q2}}{R_s + s \cdot L_{q2}} \end{cases} \quad (III.5)$$

Le principe de correction (régulateur) consiste à réguler les courants statorique à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statorique est représenté par la figure (II.4).

Sur le schéma de principe précédent, V_{d1} et V_{q1} représente les tensions à la sortie des régulateurs des courants I_{d1} , I_{q1} .

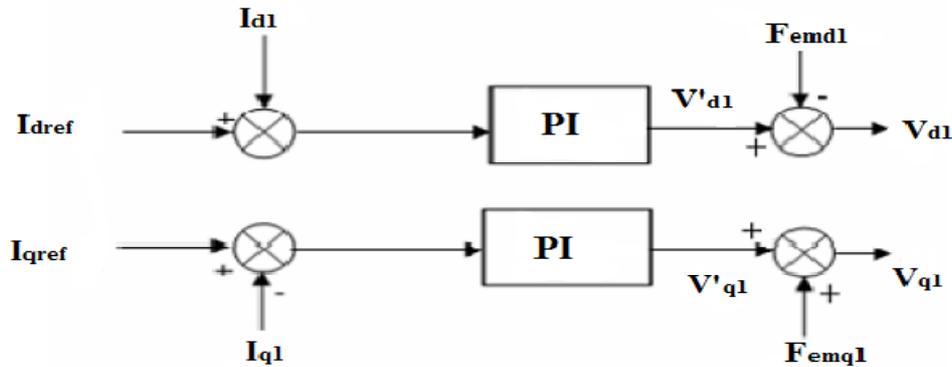


Figure II.3 : Principe de découplage par compensation

III.4. Avantages de la commande vectorielle

- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase. [22]

III.5. Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur. [22]

III.6. La régulation

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [23]:

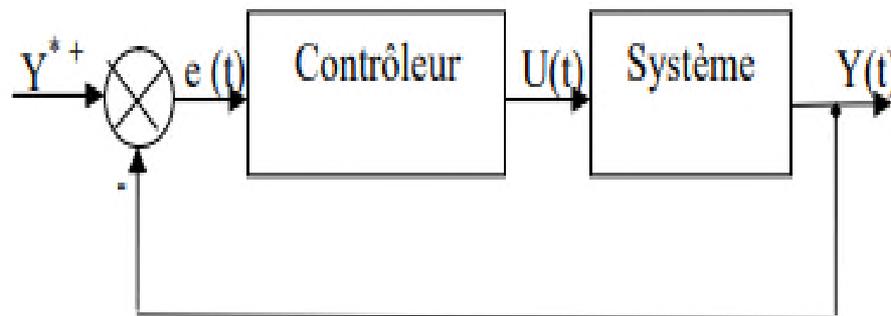


Figure III.4: Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (III.6)$$

III.6.1. 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.6.2. 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.[23]

III.7. 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.5). [14]

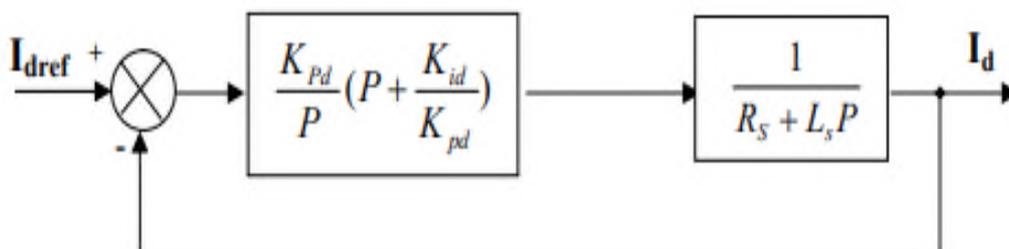


Figure III.5 Boucle de régulateur du courant I_{d1} .

On retrouve la même boucle de régulateur pour le courant I_{q1} .

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

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s(1 + T_d P)} \quad (\text{III.7})$$

Avec : $T_d = \frac{L_s}{R_s}$

T_d : Est la constante de temps électrique relative à l'axe d_1 .

Cependant, pour déterminer Les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouvert :

$$G_{od}(P) = \frac{K_{id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P \right) \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \quad (\text{III.8})$$

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pole du système en boucle ouverte, c-à-dire : $T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$

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

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{III.9})$$

$$(P) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \quad (\text{III.10})$$

En choisissant ($\tau_d = T_d$)

Donc :

$$K_{id} = \frac{R_s}{T_s} = \frac{R_s^2}{L_s}$$

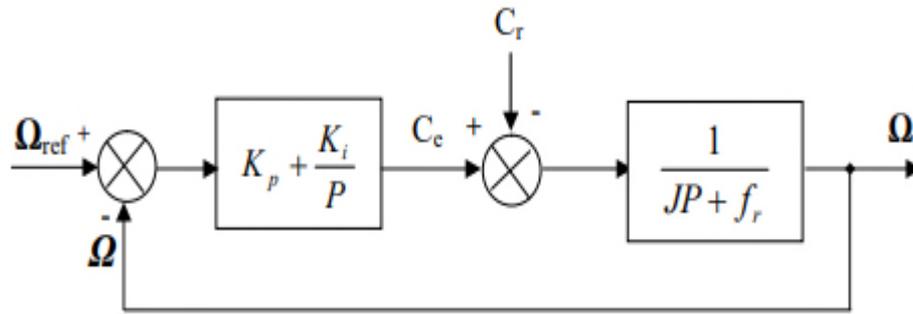
D'où : $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$

III.8. Régulateur de vitesse

La régulateur de la vitesse permet de déterminer le couple référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante [24] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad \Longrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{J P + f_r} \quad (\text{III.11})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :



Figure(III.6) Boucle de régulation de vitesse.

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

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III.12})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{JP + f_r} \quad (\text{III.13})$$

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

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (f_r + K_p)P + K_i} \quad (\text{III.14})$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (\text{III.15})$$

Alors : $\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}$

$$\frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_0}$$

Avec :

ε : Coefficient d'amortissement.

On obtient:

$$K_i = J\omega_0^2$$

$$K_p = \frac{2\varepsilon K_i}{\omega_0}$$

III.9. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE

Le schéma de la régulation par régulateur PI de la MSAPDE au sein de la commande vectorielle est représenté dans la figure III.7. On effectue un ensemble d'essais pour tester les performances de la commande associée au régulateur PI.

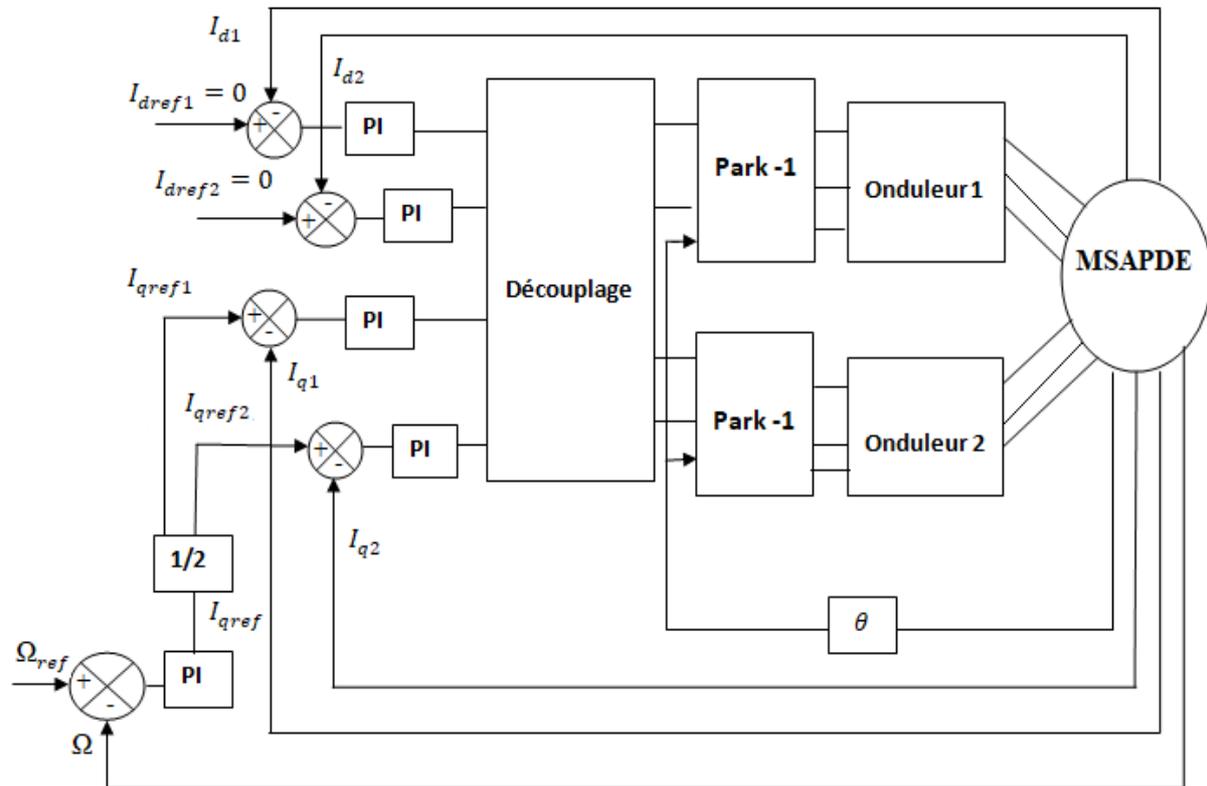


Figure III.7 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE.

III.10. Résultats de simulation

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAPDE. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

- Essai à vide :

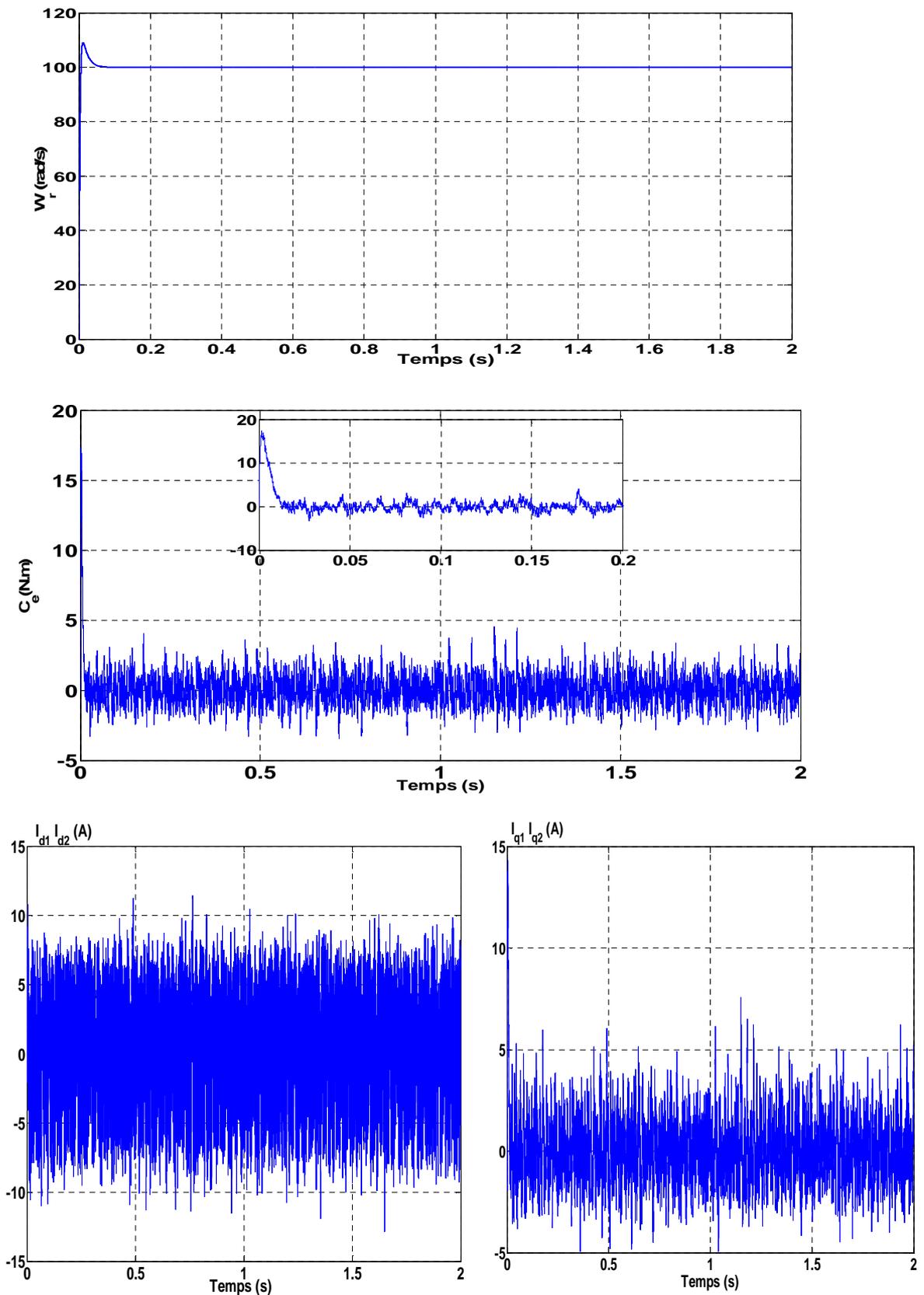


Figure III.8: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100 rad/s

- Essai en charge :

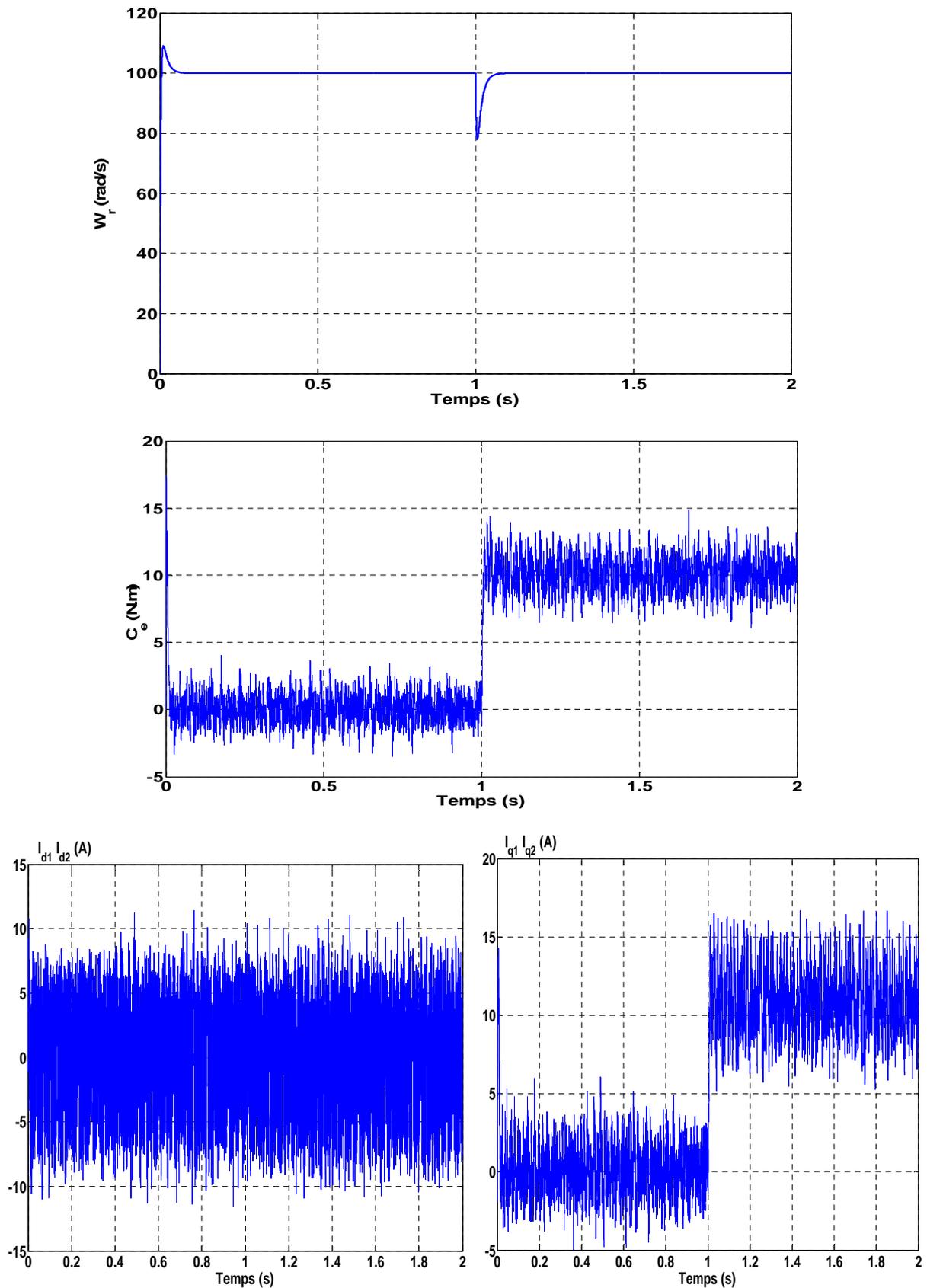


Figure III.9: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r = 10$ N.m à $t = 1$ s pour une consigne de vitesse de 100 rad/s.

- Essai d'inversion du sens de rotation :

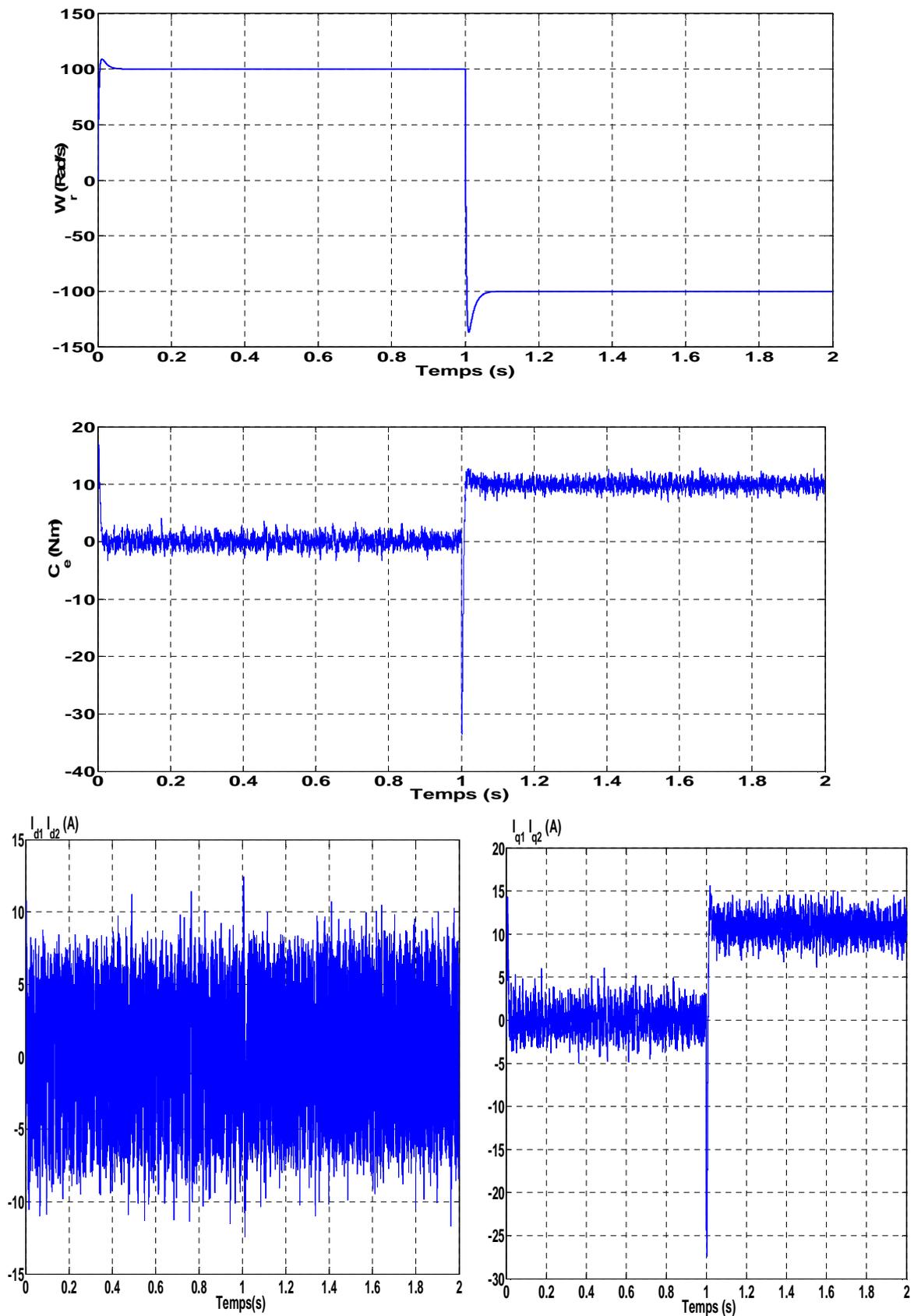


Figure III.10: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$.

- Essai de variation de vitesses de référence :

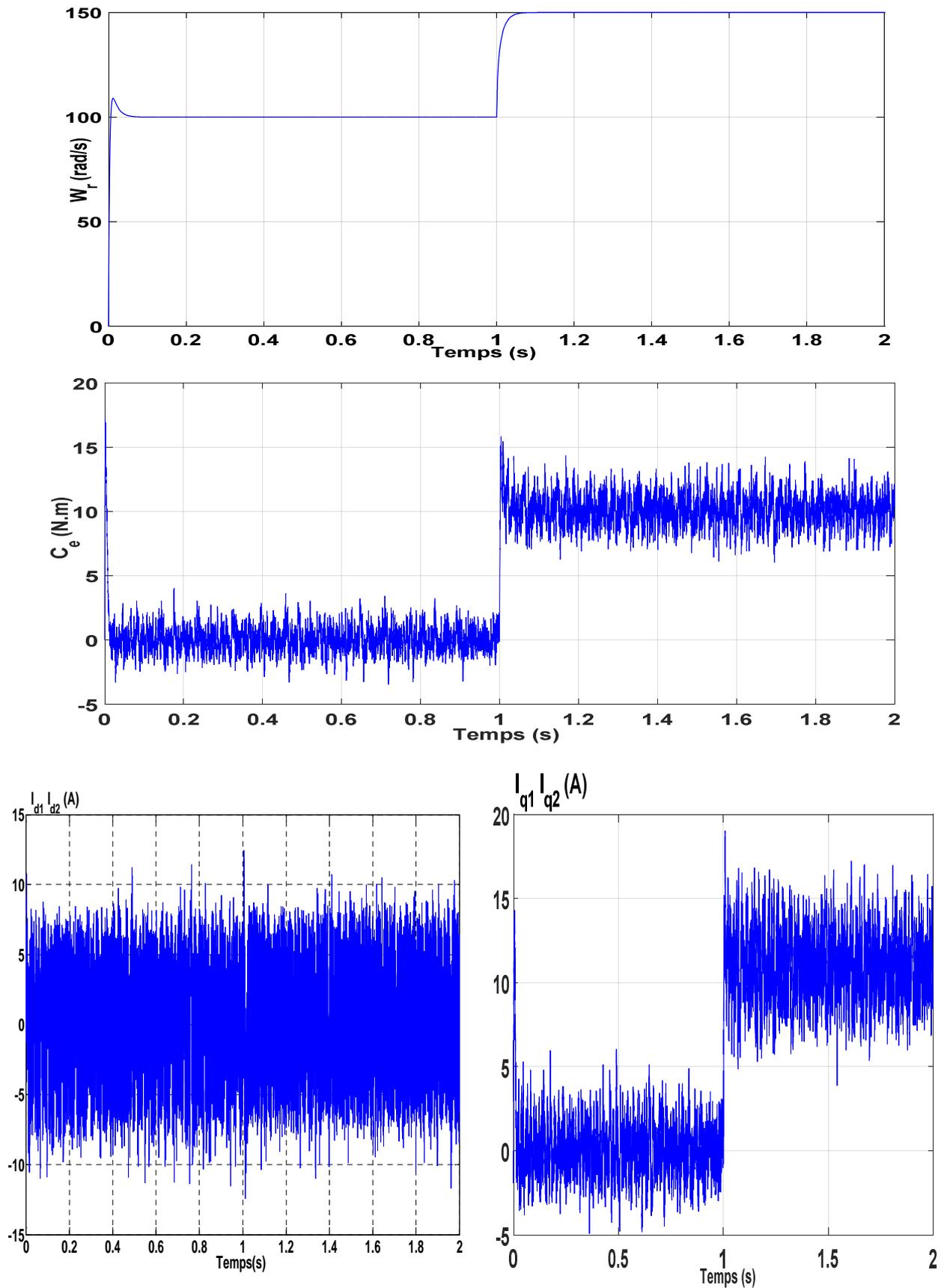


Figure III.11: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

III.10.1. Interprétation des résultats

- **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 la figure 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 avec un dépassement pendant le régime transitoire qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. Après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$ on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence. Le couple subit des pics 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, ($= 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composant I_{q1} e, les courant I_{q1} et I_{q2} sont l'image du couple.

- **Essai de l'inversion de sens de rotation:**

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega_{ref} = -100(\text{rad/s})$ à $t = 1\text{s}$, on introduit une inversion du sens de rotation sans charge. En analysant les résultats de la figure (III.10), nous remarquons que, la réponse en vitesse est rapide sans dépassement. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis il suit le couple de charge. Un autre pic apparait au moment de l'inversion de vitesse. Le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique. Le courant statorique varie en amplitude avec la variation de la vitesse. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

- **Essai pour une variation de la vitesse de référence :**

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega_{ref} = 150(\text{rad/s})$ l'instant $t=1\text{s}$. La figure (II.11) montre que variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique. On remarque que le système répond positivement à ce test, 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 justifie le découplage entre le flux et le couple.

III.11. Conclusion

L'application de la commande vectorielle à la MSAPDE nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes « d » et « q » ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la machine est complètement découplée. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances mais possède des inconvénients relatifs au dépassement et au temps de réponse. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode glissant qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre IV:

Commande par mode glissant de la MSAPDE

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes.[3]

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAPDE.

IV.2. Systèmes à structure variable

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quelque soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure IV.1 :

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation

$S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- **Le mode de glissement (MG):** Durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP):** IL permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.[14]

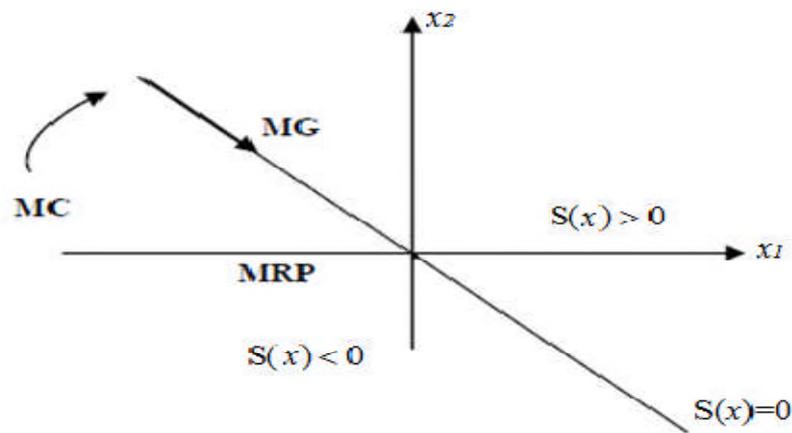


Figure IV.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

IV.3. Principe de la commande par MG

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme [12] :

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{IV.1})$$

Ou :

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$.

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

IV.4. Configuration de base des systèmes à structure variable

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable, une première configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents et une deuxième configuration modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques.[2]

- **La première : configuration par changement de retour d'état**

Dans la première configuration, suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par le retour d'état :

$$\begin{cases} u = -k_1(x) & \text{si } s(x) > 0 \\ u = -k_2(x) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

- **La deuxième : configuration avec changement de la structure par la commande**

Dans le deuxième cas, seule l'information sur le signe de la fonction $S(x)$ suffit à générer la commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par [2] :

$$u = \begin{cases} U^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ U^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

IV.5. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

- choix des surfaces,
- l'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- détermination de loi de commande.[14]

IV.5.1. Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence X_{ref} , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (IV.4)$$

Ou :

$e(x) = x_{ref} - x$: Écart de la variable à régler ;

λ_x : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) && \text{Si } r=1 \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) && \text{Si } r=2 \\ S(x) &= 2\lambda_x e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) && \text{Si } r=3 \end{aligned} \quad (IV.5)$$

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre λ_x (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande. [12]

IV.5.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux types de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont [12]:

- La fonction de commutation
- La fonction de Lyapunov.

IV.5.2.1. Fonction de commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [12]:

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \end{aligned} \quad (IV.6)$$

$$S(x) * \dot{S}(x) < 0 \tag{IV.7}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation.

IV.5.2.2. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov ($V(x) > 0$) fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). Cette condition permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{IV.8}$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{IV.9}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci (condition de convergence) est vérifié si:

$$S(x) * \dot{S}(x) < 0 \tag{IV.10}$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (IV.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal. [12].

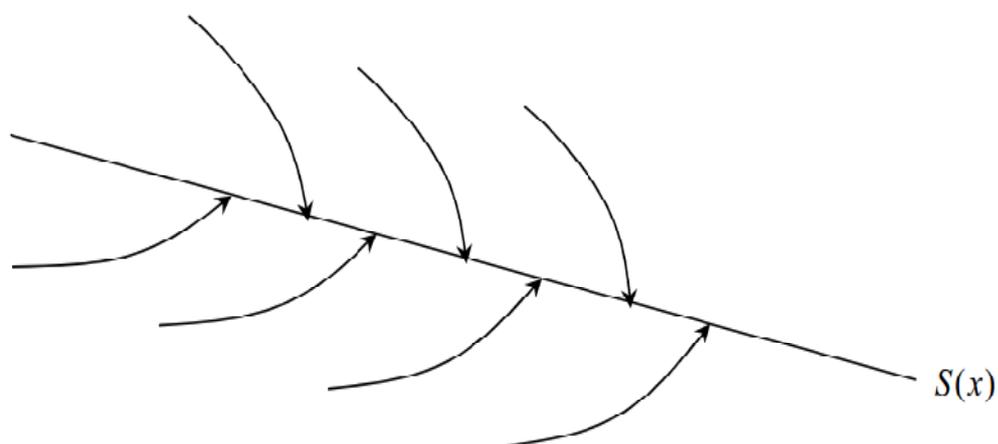


Figure IV.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

IV.5.3. Détermination de la loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode du glissement, Il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- La commande par relais.
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernent la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement.

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc [12] :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (IV.11)$$

IV.5.3.1. Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. [12] [14]

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure IV.3.

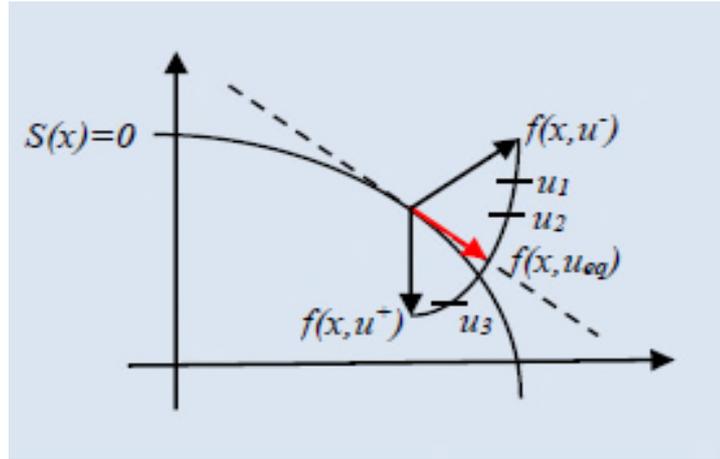


Figure IV.3 Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure IV.4

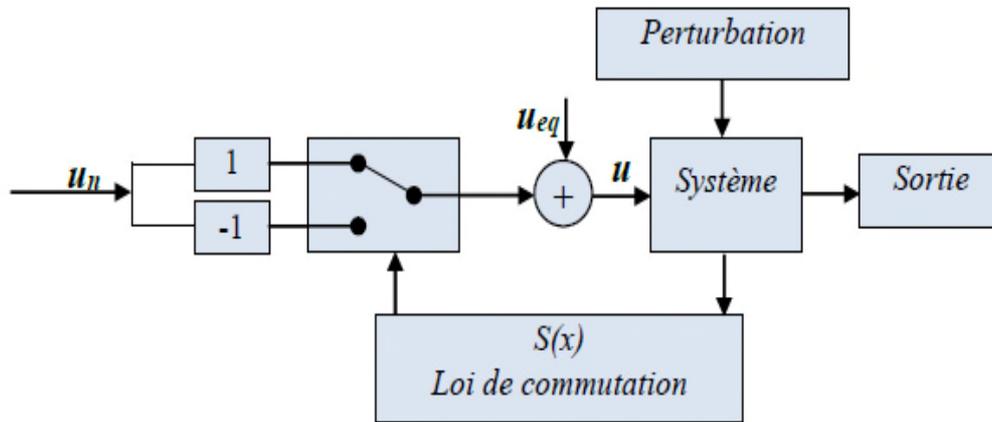


Figure IV.4 Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (IV.1) et (IV.11) on obtient la commande équivalente u_{eq} . Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + B(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (IV.12)$$

Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que $S(x) = 0$), nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, u_n = 0 \quad (IV.13)$$

En substituant u_{eq} dans l'équation (IV.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (IV.14)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

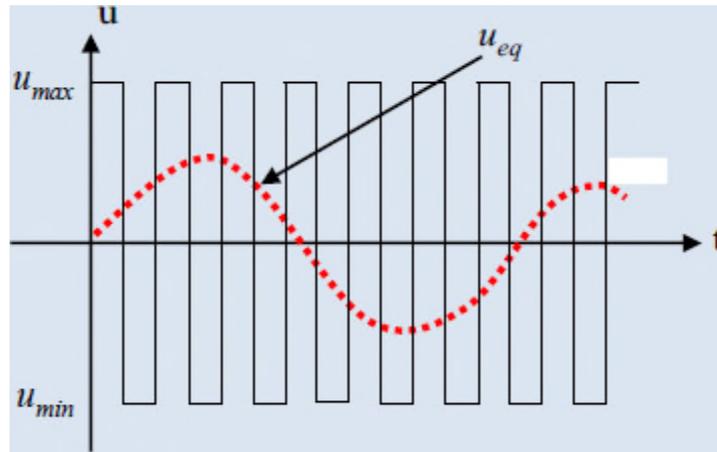


Figure IV.5 Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min} .

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$, figure IV.4.

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation (IV.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée. [12]

IV.5.3.2. Commande discontinue de base

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement ($S(x) * \dot{S}(x) < 0$). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente u_{eq} par son expression (équation IV.13) dans l'équation (IV.12), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (IV.15)$$

La commande u_n est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} < 0 \quad (IV.16)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)\}$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{IV.17})$$

En remplaçant l'expression (IV.17) dans (IV.16) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \cdot K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{IV.18})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de *Chattering*), ou même détériorer l'organe de commande. [12]

➤ **Commande Signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue (u_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure(IV.6).

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.20})$$

Où : K est un gain positif.

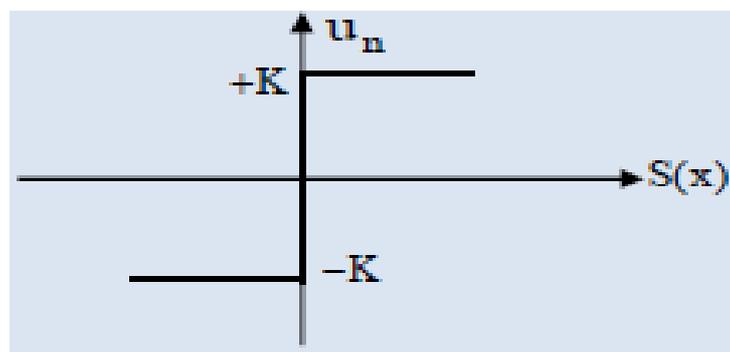


Figure IV.6 Définition de la Fonction Sign

➤ Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \operatorname{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

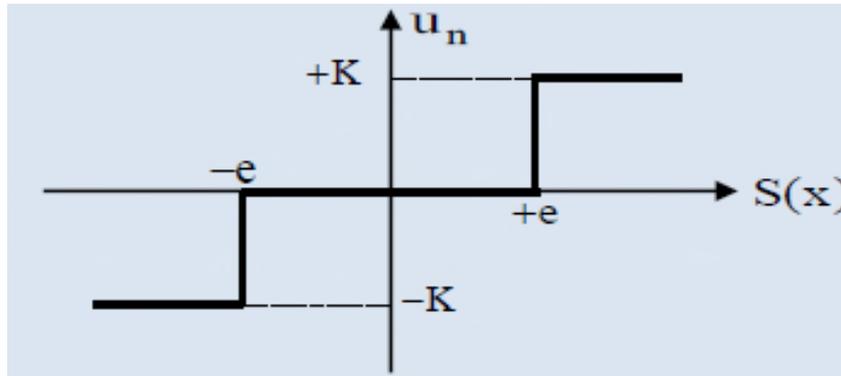


Figure IV.7: Fonction sign de la commande avec un seul seuil

➤ Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$).

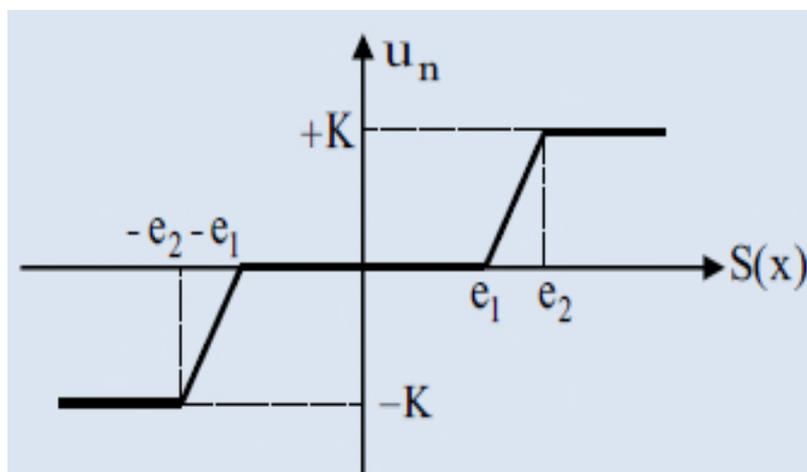


Figure IV.8 : Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

➤ **Commande continue avec composante intégrale**

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (IV.22)$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \text{sign}(S(x))$.

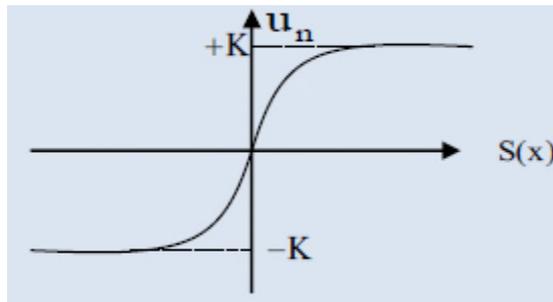


Figure IV.9: Commande rendue continue

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (IV.23)$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec:

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Où $\gamma_0, \eta_0, \lambda_0, e$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

IV.6. Application de la commande par mode de glissement de la MSAPDE :

Pour l'application de la commande par mode glissant nous avons choisies de remplace le régulateur classique PI de la vitesse dans le présidant chapitre par le régulateur mode glissant. Donc L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

➤ **Surface de Glissement de la Vitesse:**

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.24)$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.25)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (IV.26)$$

En posant $(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$ et en introduisant (IV.26) dans (IV.25), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}(C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (IV.27)$$

➤ **Commande Equivalente**

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } C_{em-n} = 0$$

A partir de la relation (IV.27), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \quad (IV.28)$$

➤ **Commande non Linéaire de Type Discontinu**

Durant le mode de convergence, la condition $S(x) * \dot{S}(x) < 0$ doit être vérifiée. On prend la commande suivante :

$$C_{em-n} = K_S \cdot Sat(S(\Omega)) \quad (IV.29)$$

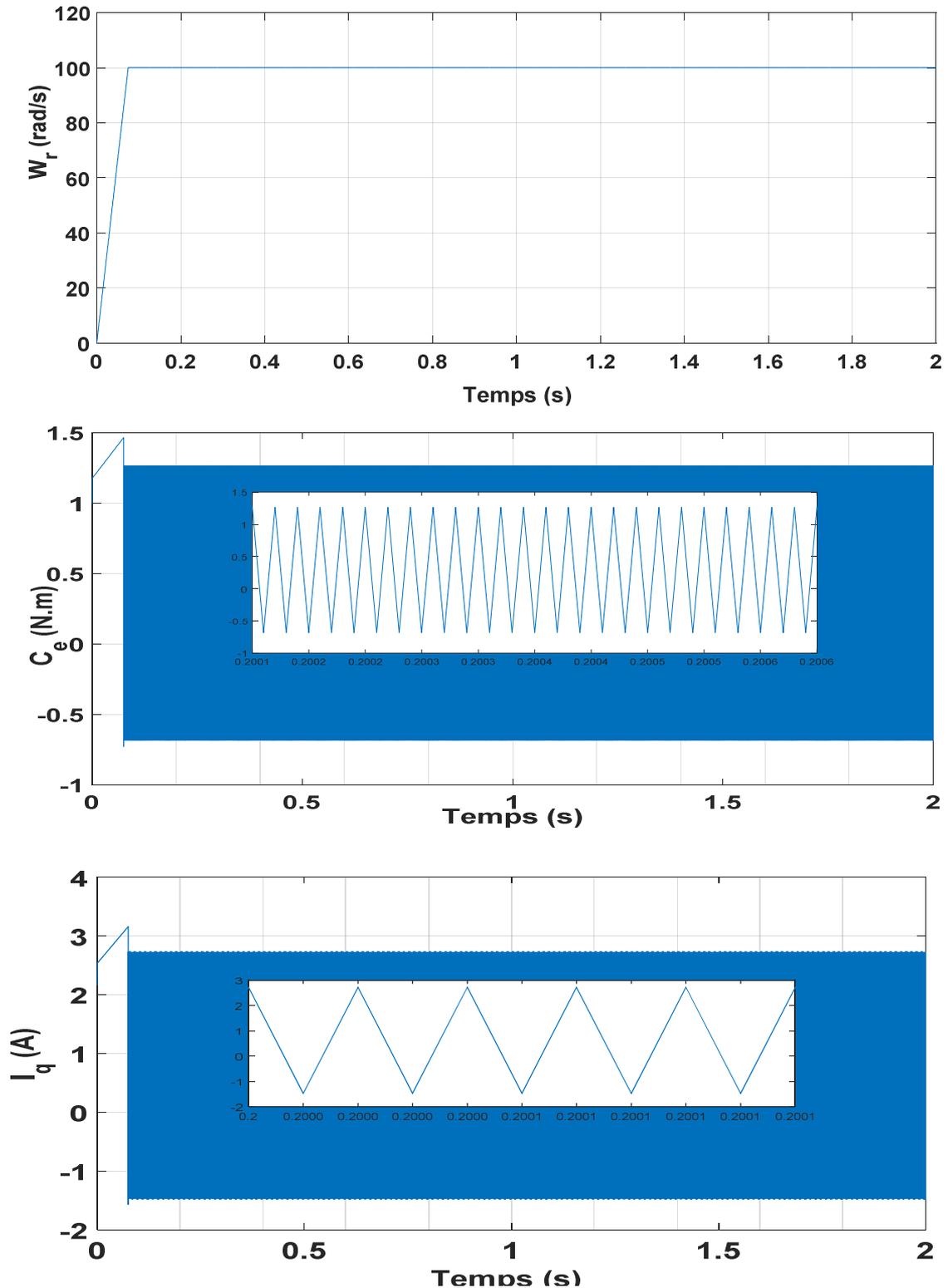
Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_S \cdot Sat(S(\Omega)) \\ C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega \end{cases} \quad (IV.30)$$

IV.7. Résultat de simulation

Nous avons effectué la simulation de la commande mode glissant pour un seul régulateur celui de la vitesse tout en graduant les régulateur classique PI des courant dans le précédent chapitre, les résultats de simulation sont présentes pour les différents essais suivants:

- **Essai à vide :**



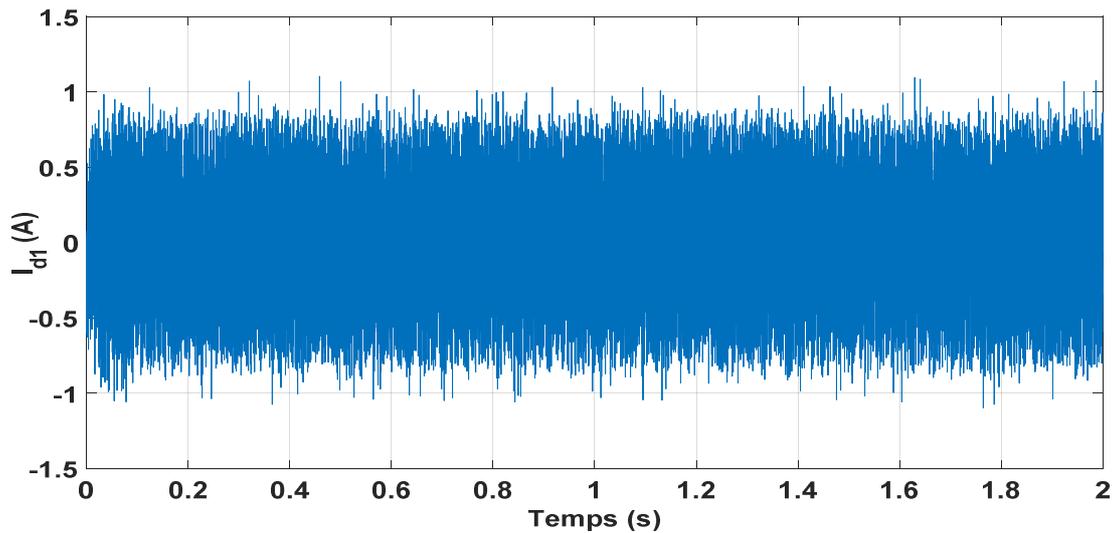
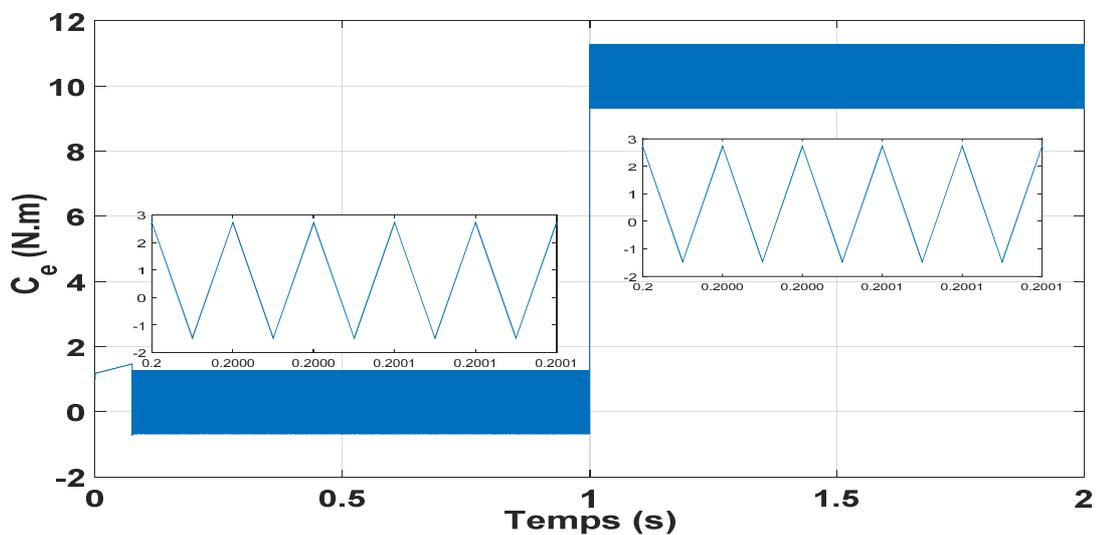
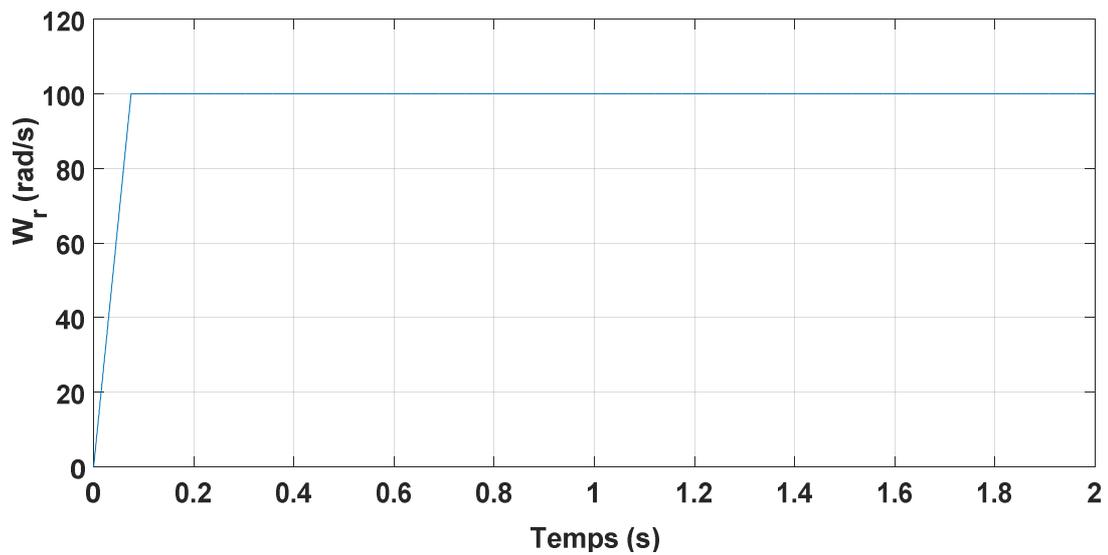


Figure IV.10 : Résultats de simulation de la MSAPDE lors d'un démarrage à vide.

- Essai en charge :



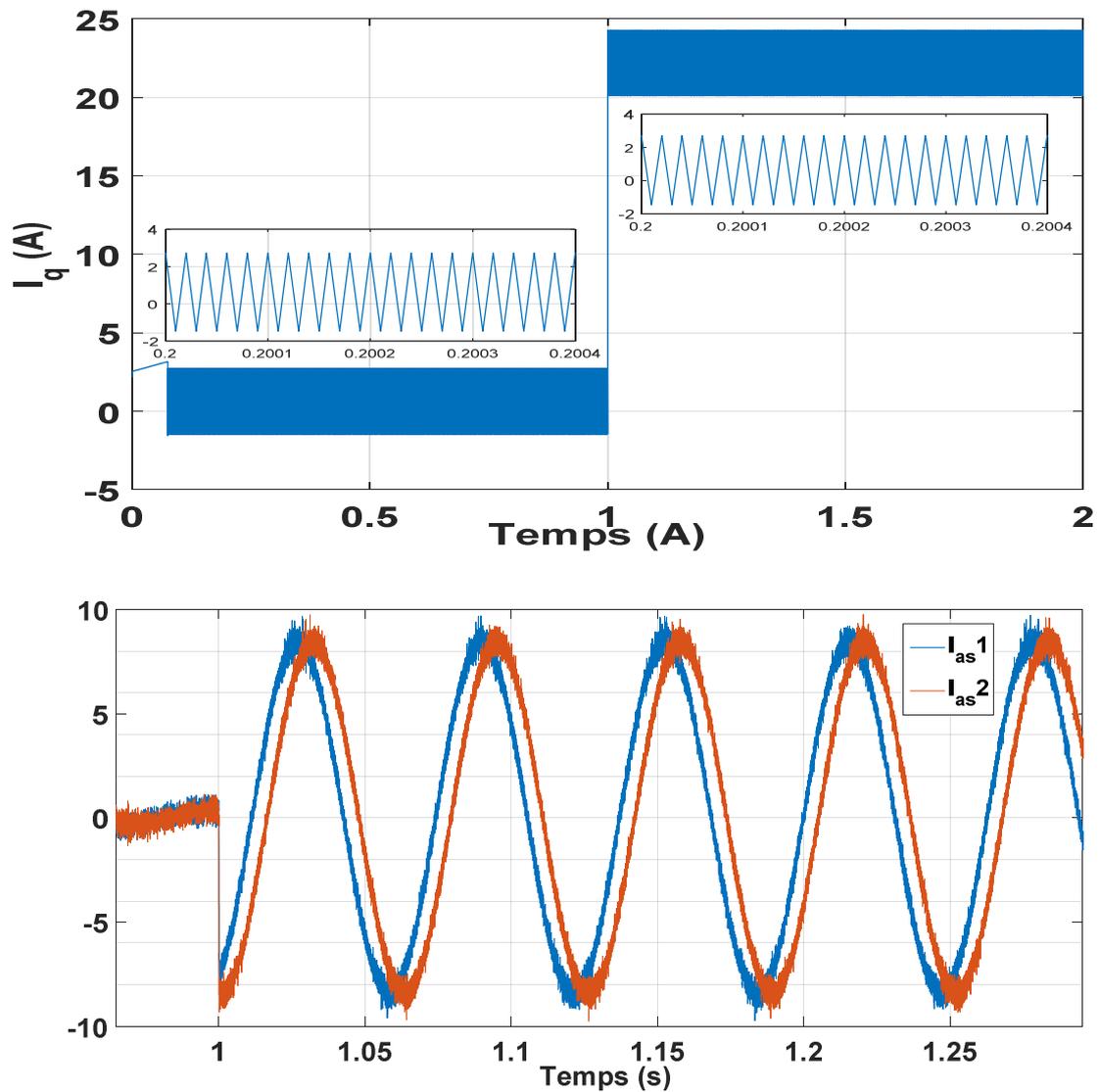
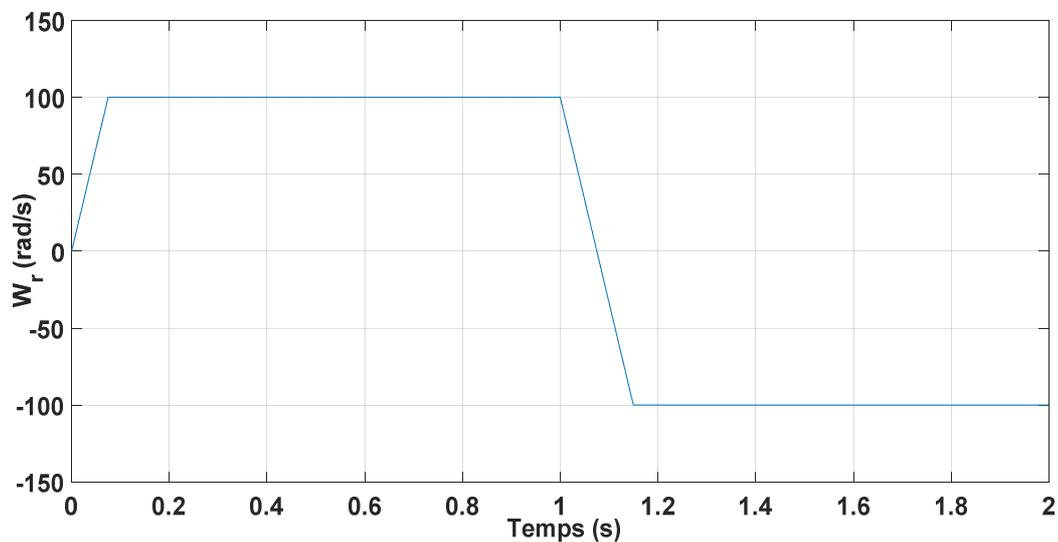
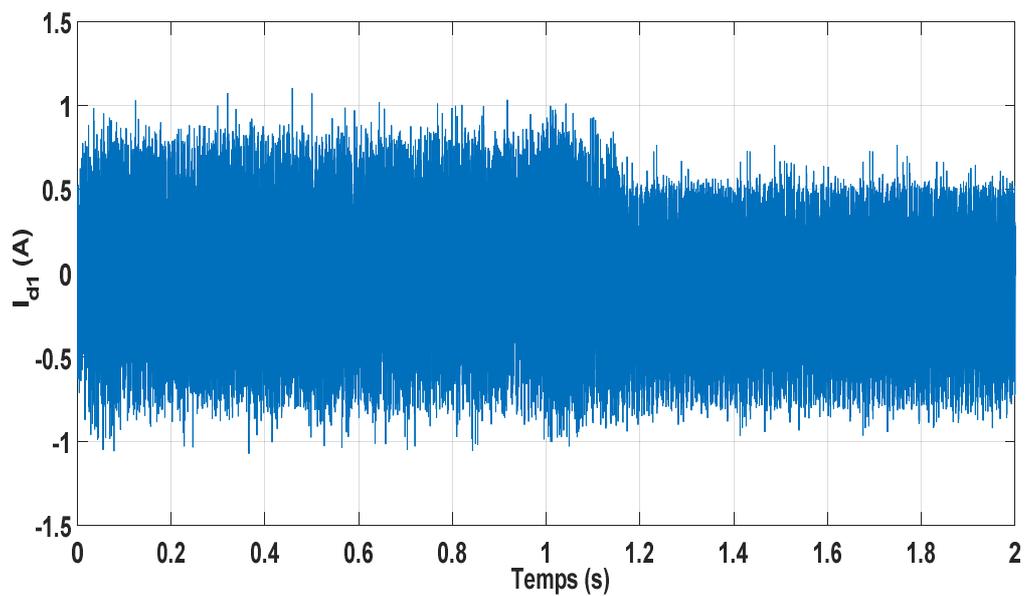
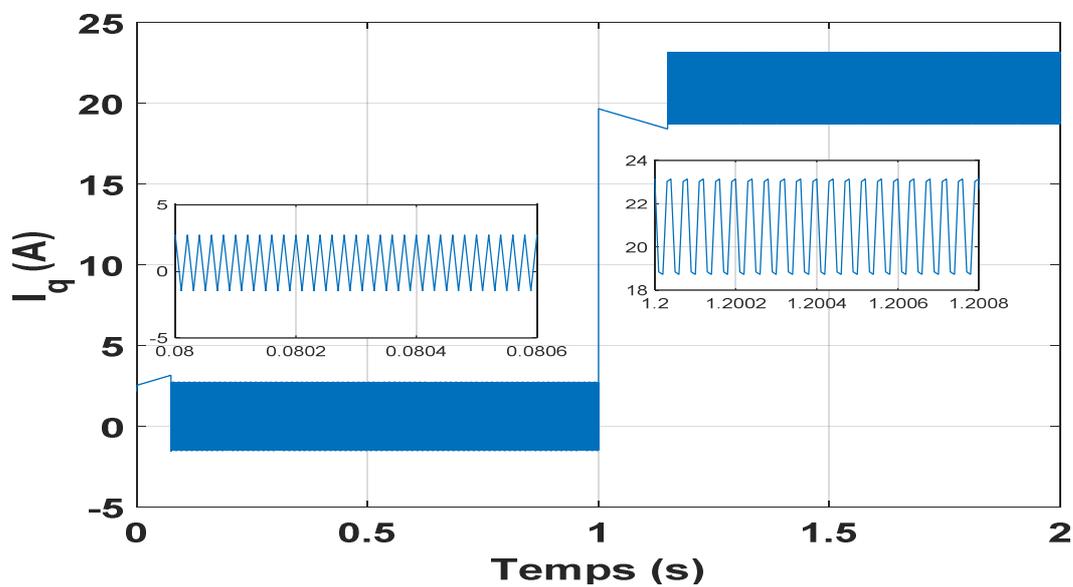
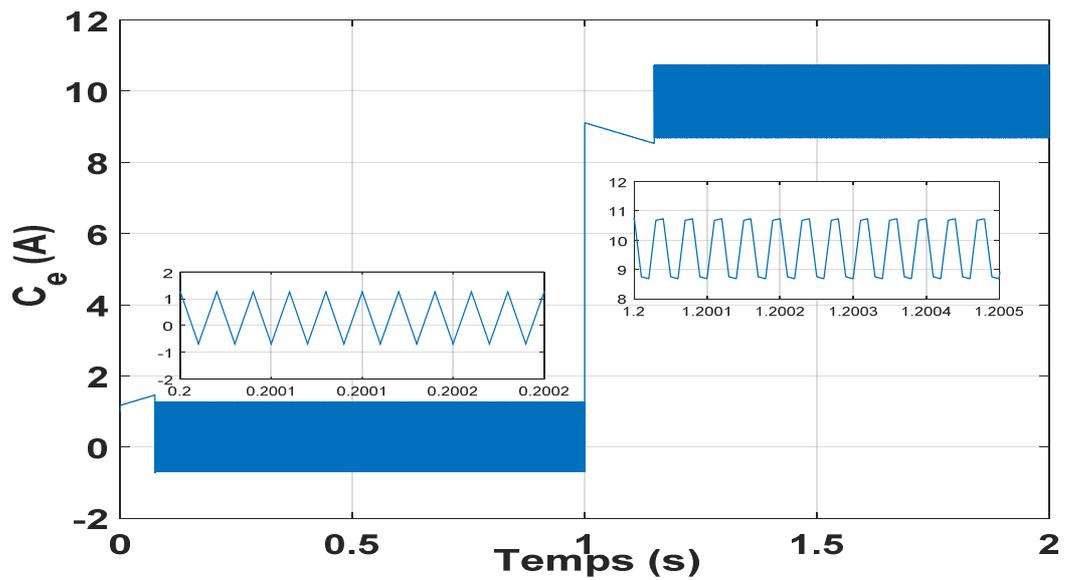


Figure IV.11 : Commande par modes glissants de la MSAPDE avec charge.

- **Essaie en charge avec inversion de sens de rotation :**





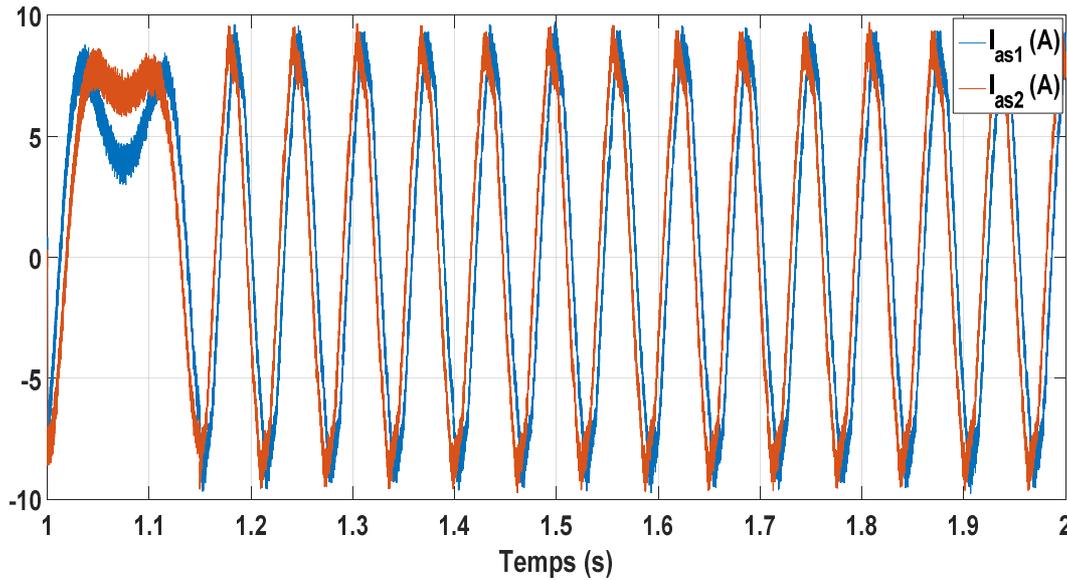


Figure IV .12 : commande par mode glissant de la MSAPDE avec inversion de sens de rotation.

IV.8. Interprétation des résultats

- **Essai à vide et en charge :**

La figure IV.10 et figure IV.11 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAPDE, pour un échelon de consigne de $\Omega_{ref}=100$ rad/s, et suivie d'une application de charge de 10 N.m à partir de $t=1$ s. On remarque que l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=1$ s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse, Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge, Un découplage réalisé avec succès par le maintien de I_d nul, le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple, Le courant I_q est l'image du couple.

- **Essai de l'inversion de sens de rotation :**

La figure IV.12, nous avons inversé le sens de rotation de $\Omega_{ref} = +100$ rad/s à $\Omega_{ref} = -100$ rad/s à l'instant $t=1$ s sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s.

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimant permanent double étoile. Nous avons présenté les notions de base de mode glissant d'ordre un. L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par des régulateurs modes glissants. Les résultats obtenus montrent que la commande par MG offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge.

Conclusion générale :

Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents double étoile. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent double étoile alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI.

Dans le premier chapitre, nous avons donnée un aperçu général sur les différents types des machines multiphasées, leurs classifications selon le nombre des phases statoriques, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple et de pertes rotoriques, la fiabilité), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie ont été présentés.

En second chapitre, la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents double étoile en se basant sur les équations électriques et mécaniques dans le repère (abc) et (d-q). Le modèle mathématique de la machine obtenue par la transformation de PARK en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système à été réalise. Nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAPDE lorsqu'elle est alimentée en tension. Les résultats obtenus montrent que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système nonlinéaire fortement couplé.

Au troisième chapitre, nous avons donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là ou les courants ne s'affectent pas entre eux. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine.

Dans le dernier chapitre, afin d'améliorer la technique de commande choisie, on s'intéresse à étudier et utiliser le régulateur mode glissant comme une technique qu'on peut associer à cette commande. On remplace le régulateur conventionnel PI appliqué à la vitesse dans la structure de la commande vectorielle par un régulateur mode glissant de vitesse, cette stratégie a donné une

Conclusion générale

très bonne performance, ainsi une grande stabilité vis-à-vis la variation paramétrique par rapport au PI conventionne.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- Combinaisons entre les différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant,
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques,
- Etude et modélisation de cette machine en fonctionnement génératrice, et l'introduire dans un système de production d'énergie

Bibliographie

- [1] I. Chadou et S.Bendania « Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Double étoiles » Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla,2016/2017.
- [2] S. Messai « Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi.
- [3] W. Belmenaouar «Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants Permanents alimentée en tension» Mémoire de master, Université M'hamed Bougara-Boumerdes.
- [4] A. Adjati. «Etude Des machine asynchrone à double étoile en pompage »Mémoire de Magister, Université A.MIRA-BEJAIA. Le 12/12/2012.
- [5] F. Berrabah «Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA, 2016.
- [6] M. LAKHDARI « Simulation et Commande de la Machine Asynchrone Double Etoile pour Aérogénération » Mémoire de Magistère, Université Sétif 1 .2014.
- [7] Zouaouid. MN et Mesaai. MT « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator »Mémoire de Master, Université Labri Ben M'Heidi - Oum El Bouaghi .2018.
- [8] K. Seddik, F.Ibersiene « Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée en régime dégradé »Mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.17/09/2017.
- [9] M. Elkhir «Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012.
- [10] D. Difi « Modélisation des Machines Asynchrones Polyphasées par les Fonctions de Bobinage » Mémoire de Magistère, USTHB.2014.
- [11] H. Amimeur «Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012.
- [12] L. Laggoun «Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile ».Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2019.
- [13] F. Locment «Conception et Modélisation d'une Machine Synchrone à 7 Phases à Aimants Permanents et Flux Axial : Commande Vectorielle en Modes Normal et Dégradé».Thèse de Doctorat, Université de Lille1. 2006.
-

Bibliographie

- [14] M. Hemmami « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant » Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [15] S. BOUGHANEM Mémoire de Fin d'Etude, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, Le18 septembre 2018.
- [16] B. Zegueb «Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire», Mémoire de Magister, Université de Batna, le 30 /06 /2008.
- [17] R. Taib, S.Maoutoug «Commande e de la machine synchrone à aimants permanents par la technique DTFC» », Mémoire de master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019/ 2020.
- [18] S. KHADAR « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC » Mémoire de Master, Université M'sila, 2016.
- [19] N. bounsla « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents »Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE) ,2014.
- [20] A. MAAROUK « COMMANDE DYNAMIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS ALIMENTÉE EN TENSION » Mémoire de master, Université m'hamedBougera-boumerdass, 2016.
- [21] M. Chelgh et R.haddad « Véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanant double étoile »Mémoire de master, Université A.MIRA-BEJAIA, 2018/2019.
- [22] B. Amied et N.Addadj « La commande sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimants permanents »Mémoire de master, Université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, 2016.
- [23] M. Amiri et O.Ali dahmane « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant »Mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, le 04 /07/2017.
- [24] D. Lahouel, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
-

Annexe

➤ **Annexe : Paramètre de modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile :**

Grandeur :	Valeur :
Fréquence nominale	f = 50 Hz
Tension nominale	V = 220/380v
Puissance nominale	Pn = 1500 W
Couple de charge	Cr = 10 N.m
Résistance de phase	Rs = 1.4 Ω
Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 1)	Ld1 = 0.0066 H
Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 2)	Ld2 = 0.0066 H
Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 1)	Lq1 = 0.0058 H
Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 2)	Lq2 = 0.0058 H
Nombre de paire de pôle	p = 2
Amplitude des flux des aimants permanents	$\phi_r = 0.1546\text{Wb}$
Moment d'inertie	J = 0.00176 Kg. M2
Inductance Mutuelle	Md=2.2e-3 H
