

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



Université Abderrahmane Mira de Bejaia
Faculté de Technologies
Département de Génie Electrique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER EN ELECTROMECHANIQUE

Spécialité : ELECTROMECHANIQUE

Intitulé du thème :

Contribution à la commande robuste d'une machine synchrone double étoile (MSDE).

Réalisé par :

➤ **Mr. BENMEDDOUR AZZEDINE**

Encadré par :

➤ **Mr : Madi.Y**

Promotion : 2021/2022

** Remerciements**

En cette mémorable occasion de ma soutenance, je tien à remercier dieu de m'avoir donné la force de persévérer et l'espoir dans la vie, ma famille ben meddour, parents, frères et sœurs.

*J'exprime mes plus vif remerciement a mon encadreur M^r **Madi** de m'avoir proposé ce thème qui est d'actualité et de son aide qui a été d'un grand apport.*

Mes sincères remerciements vont également aux membres de jury qui ont accepté d'examiner et de juger ce travail.

Mes remerciements vont à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à ma formation.

★ Dédicace★

Cet évènement de ma carrière universitaire me donne la grande opportunité de dédier ce modeste travail :

- *A Celle qui a attendue avec patience les fruits de sa bonne éducation : a la mémoire de ma maman.*
- *A Celui qui m'a indiqué la bonne voie en me rappelant que la volonté fait toujours les grands hommes : mon père.*
- *A la mémoire de mes grands parant que dieu l'accueille dans vaste paradis*
- *A mes frères qui m'ont toujours encouragé*
- *A mes deux sœurs Lynda et Thanina que j'adore énormément*
- *A ma future femme*
- *A mes futures enfants Ilyane et Hiline*
- *A mes amis et tout ceux que me sont chers*
- *A tous ceux qui ont contribué de près et de loin à la réalisation de ce travail.*



Je présente mon travail



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 [6], [7]	4
I.3. Principe de fonctionnement des machines multiphasées.....	5
I.4. Caractéristiques des Machines Multi-phasées	6
I.4.1. Machines multi-phasées de type 1	6
I.4.1. Machines multi-phasées 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 des machines multiphasées.....	14
I.8. Conclusion	14

Chapitre II: Modélisation et simulation de l'association de l'ensemble MSAPDE-onduleur

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. Modèle de la MSAPDE dans le repère (abc)	19
II.4.1.1. Equations électriques	19
II.4.1.2. Équation magnétique	20
II.4.1.3. Équation mécanique.....	20
II.4.2. Transformation triphasé- biphasé	21
II.4.2.1. Transformation de PARK	21
II.4.2.2. Transformation de Concordia.....	22
II.4.3. Choix du référentiel	23

II.4.3.1. Lié au stator	23
II.4.3.2. Lié au rotor	23
II.4.3.3. Référentiel lié au champ tournant	23
II.4.4. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q)	24
II.4.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)	24
II.4.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)	24
II.4.4.3. Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q)	24
II.4.4.4. La Forme Matricielle	25
II.4.4.5. Equations d'état de la MSAPDE dans repère de Park	25
II.5 Modélisation de l'ensemble système d'alimentation-MSAPDE	25
II.5.1 Modélisation du redresseur	26
II.5.2 Modélisation du filtre	27
II.5.3 Modélisation de l'onduleur	28
II.5.3.1. Commande par modulation sinus-triangle	29
II.5.3.2. Association de la MSAPDE-onduleurs	31
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.7. Régulateur des courants	37
III.8. Régulateur de vitesse	38
III.9. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE	38
III.10. Résultats de simulation	40
III.10.1. Interprétation des résultats	46
III.11. Conclusion	47

Chapitre IV : Commande Robuste de la MSAPDE par régulateur RST

IV.1. Introduction	49
IV.2. Structure du régulateur RST	49
IV.2.1. Principe du régulateur	49

IV.2.2. Principe de calcul de régulateur RST.....	50
IV.2.3. Résolution de l'équation de Bezout	51
IV.2.4. Stratégie de placement de pôles robuste	53
IV.3. Régulation de la vitesse de type RST	55
IV.4. Résultats de simulation	58
IV.4.1. Tests de robustesse.....	58
IV.4.2. Interprétation des résultats.....	66
IV.5. Conclusion	67
Conclusion générale.....	69
Bibliographie	
Annexe	

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1	Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	06
Figure I.2	Rotor avec 9 phases d'un hydro générateur synchrone.....	09
Figure I.3	Moteur asynchrones multiphasées pour les voitures électriques.....	09
Figure I.4	Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	09
Figure I.5	Pertes de la machine synchrone à six phases et triphasée.....	11
Figure I.6	Représentation temporelles fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée.....	12
Figure I.7	Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3 et 5 phases	13

Chapitre II :

Figure II.1	Différents types de rotors d'une MSAP.....	16
Figure II.2	Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSDEAP.....	18
Figure II.3	Représentation schématique du modèle de la MSAPDE.....	19
Figure II.4	Représentation de la MSAP DE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$) et ($\alpha 2 - \beta 2$).....	22
Figure II.5	Représentation de la MSAP DE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$) et ($\alpha 2 - \beta 2$).....	23
Figure II.6	Représentation schématique de la machine dans le repère (d,q).....	24
Figure II.7	Schéma de l'association MSAPDE-Système d'alimentation.....	26
Figure II.8	Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diode en pont de Graetz.....	26
Figure II.9	Modélisation du filtre.....	27
Figure II.10	Onduleur triphasé.....	29
Figure II.11	Principe de la commande par M.L.I sinus triangle.....	31
Figure II.12	Association MSAPDE-Onduleurs de tension à commande MLI.....	31

Chapitre III :

Figure III.1	Machine à courant continue.....	33
Figure III.2	Reconstitution des tensions V_{d1} et V_{q1}	35
Figure III.3	principe de découplage par compensation	36

Figure III.4	Représentation de la commande par PI.....	37
Figure III.5	Boucle de régulateur du courant I_{d1}	37
Figure III.6	Boucle de régulation de vitesse.....	39
Figure III.7	Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE.....	40
Figure III.8	Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100 rad/s.....	41
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 $t=0.25\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s.....	43
Figure III.10	Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.25\text{s}$	44
Figure III.11	Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	45

Chapitre IV :

Figure IV.1	Représentation générale du régulateur RST.....	49
Figure IV.2	Placement des pôles de l'horizon de commande.....	53
Figure IV.3	Placement des pôles de l'horizon de filtrage.....	54
Figure IV.4	Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée.....	55
Figure IV.5	Construction des pôles.....	57
Figure IV.6	Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.25\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s	58
Figure IV.7	Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.25\text{s}$	59
Figure IV.8	Résultats de simulation – RST: Augmentation de R_s à 100%.....	61
Figure IV.9	Résultats de simulation – RST: Augmentation de L_d et L_q à 50%.....	62
Figure IV.10	Résultats de simulation –RST: Réduction de L_d et L_q à 50%.....	63
Figure IV.11	Résultats de simulation – RST: Augmentation de φ à 30%.....	63
Figure IV.12	Résultats de simulation – RST: Réduction de φ à 30%.....	64
Figure IV.13	Résultats de simulation –RST: Augmentation de J à 100%.....	65

****Liste des tableaux****

Tableau I.1	Machines multi-phasées de type 1.....	07
Tableau I.2	Machines multi-phasées de type 2.....	08
Tableau I.3	Puissance et couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses.....	13

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)
- C_r : Couple de charge (N.m)
- C_e : Couple électromagnétique (N.m)
- C_f : Couple de frottement. (N.m)
- Ω : Vitesse de rotation de la machine (rad/s)
- $[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de Park (étoile1)
- $[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de Park (étoile 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)

I_s : Courant statorique. (A)

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

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

L_{d2} : Inductance statorique de l'axe d (étoile2) (H)

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

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

φ_s : Flux statorique. (Wb)

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 de référence statorique axe direct

I_{qref} : Le courant de référence statorique axe quadrature

ε : Coefficient d'amortissement.

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

$V(x)$: Fonction de Lyapunov

x : Vecteur d'état

U : Vecteur de commande

f_r : Coefficient de frottement visqueux

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.

RST : coefficient de régulateur

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.

La commande recherchée pour un procédé doit assurer certaines propriétés notamment le suivi d'une consigne malgré la présence de phénomène perturbateurs. Cette commande devra être compatible avec les contraintes dynamiques que l'on a sur le processus à commander, la diversité des structures de commande est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier des

charges, pour notre travail on va utiliser le régulateur RST, cette dernière repose sur un principe formel de manipulation de polynômes [1].

L'objectif principal de notre travail, C'est d'étudier la commande par le régulateur RST et d'essayer de l'appliquer au réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent double étoiles, 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 de l'association de l'ensemble MSAPDE-onduleur
- Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle de la MSAPDE.
- Le quatrième chapitre sera réservé à l'étude du régulateur RST, on détaillera d'abord sa structure, puis on essaiera de l'appliquer au réglage de la vitesse de la MSAPDE.

Chapitre I
Généralité sur les machines
multiphasées

I.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif assurent une rotation avec variation de vitesse dans les processus industriels et sont devenues des actionneurs incontournables par leurs robustesses, leurs simplicités de fabrication et leurs alimentations réalisées à base d'onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en « Modulation de Largeur d'impulsion », offrant ainsi de très bonnes performances. 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". [3] [4]

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, modélisation et commande des machines multiphasées en particulier, les machines double étoilé 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 classifications et les Caractéristique intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients.

I.2. Histoire des machines électriques [6], [7]

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 à 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 améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissaient 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 Paccinotti 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 déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (Transformateurs, générateurs, moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production et l'utilisation de l'énergie électrique.

On remarque sur cette brève historique que les chercheurs et les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses Machines allant de « micro machines » aux « giga machines ».

Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), etc.[Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières].

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 2 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 [8] :

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

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 [8] :

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

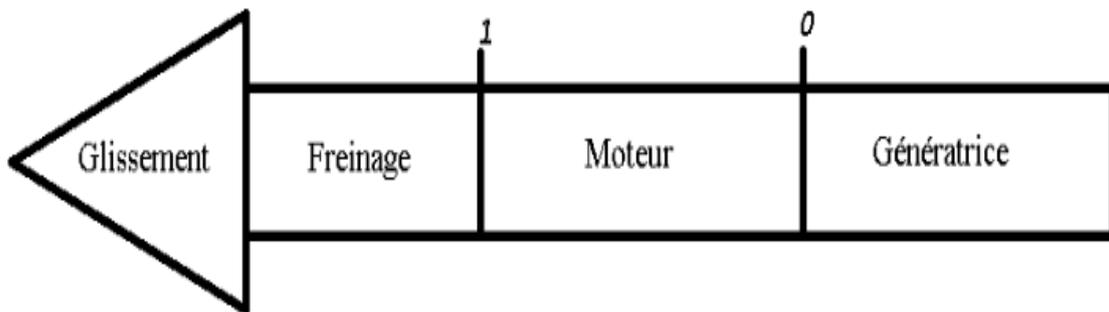


Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

I.4. Caractéristiques des Machines Multi-phasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multi-phasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type dans le cas où le nombre de phases est un nombre pair [9] [10].

I.4.1. Machines multi-phasées de type 1

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

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

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 étoile décalées de $\gamma = \pi/6$. Pour séparer les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, il est défini comme suit : $N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$.

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

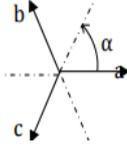
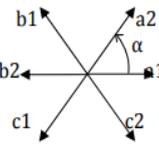
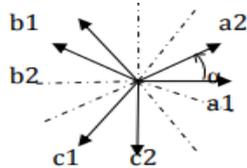
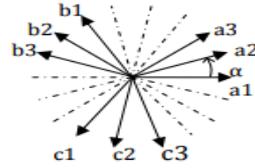
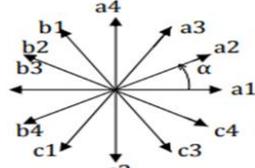
Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre équivalent de phases ($n_{ph\alpha}$)	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation des axes Des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tableau I.1 : Machines multi-phasées de type 1, [9] [11]

I.4.1. Machines multi-phasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (n_{ph}) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (TAB.I.2). α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$. Donc on a toujours : $n_{ph} = n_{ph\alpha} = \frac{180}{\alpha}$

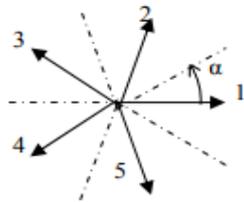
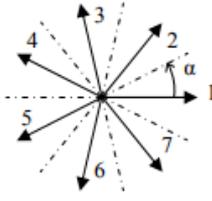
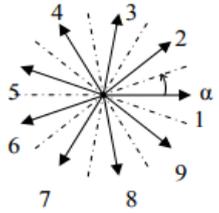
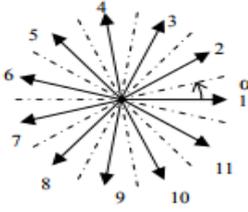
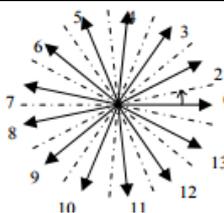
Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre de Phases (n_{pha})	Décalage Angulaire (α)	Représentation des Axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tableau I.2 : Machines multi-phasées de type 2, [9]

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. [12]



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 (Fig.I.4). [13]

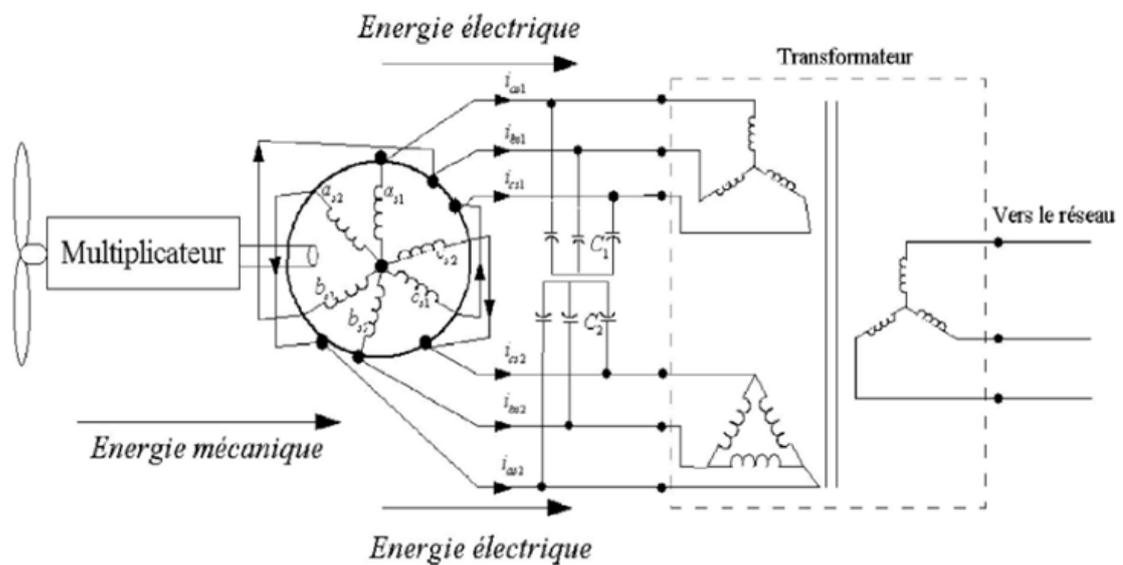


Fig.I.4 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

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 (triphasees et à courant continue), cela est due aux plusieurs facteurs : structure, stratégie de commande et applications. Parmi ces avantages, on peut citer: [14] [15]

I.6.1. Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

I.6.2. Elimination d'harmoniques d'espace

Les rangs d'harmoniques d'espace pouvant existé sont ceux de rang $h = 2N_{\text{phy}} i \pm 1$ ($i = 0, 1, 2, 3 \dots$). Donc plus le nombre équivalent de phase N_{phy} 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 Fmm, comparée au cas de la machine triphasée ordinaire. [15] [16]

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

Les machines multiphasées possèdent la propriété d'éliminer les harmoniques du couple du rang faible. Les ondulations du couple sont, plus rapidement, amorties dans une machine ayant plus de phases.

Du fait que certains harmoniques de courant statorique ne créent pas de force magnétomotrice (F_{mm}), donc, n'induisent pas de courant au rotor, la machine multiphasée aura moins de perte rotorique. Un exemple de comparaison des différentes pertes dans deux machines, l'une triphasée et l'autre double étoile est présenté sur la figure (I.5). [11]

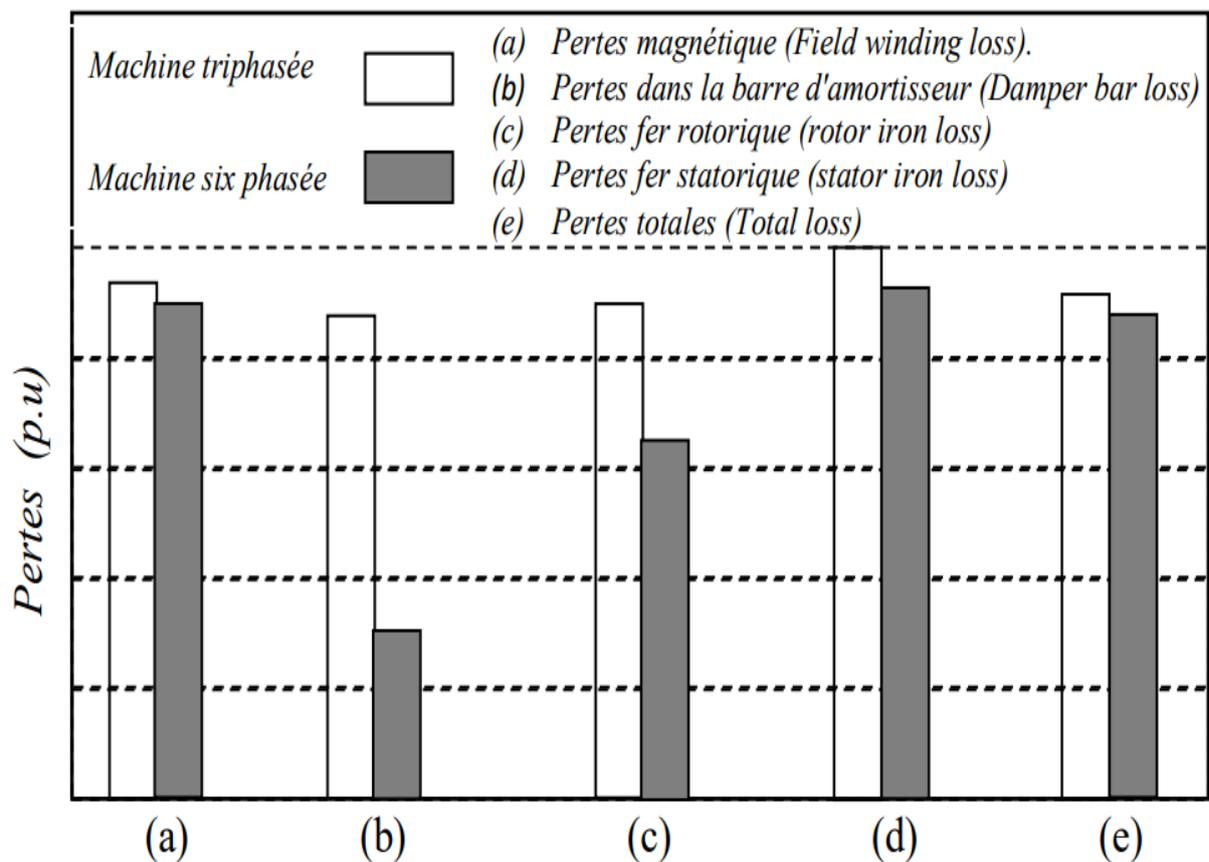


Figure I.5 : Pertes de la machine synchrone à six phases et triphasée.

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. [17]

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.[18]

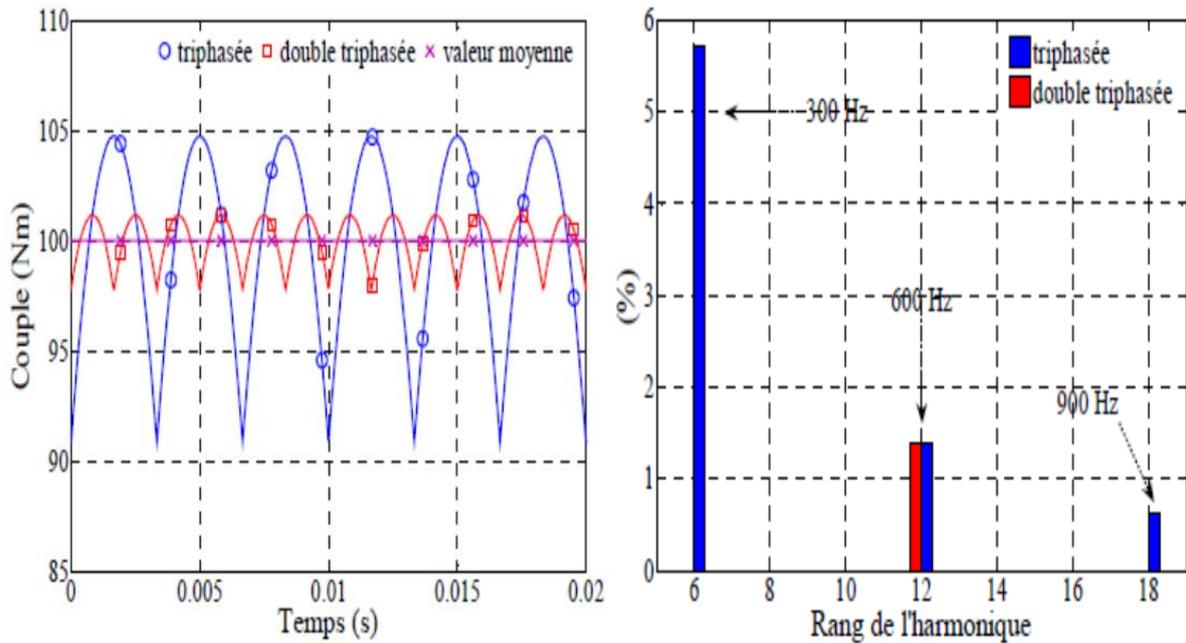


Figure I.6: Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée.

De par la représentation temporelle (Figure I.6). Il apparaît que la machine double étoile présente moins d'ondulations de couple.

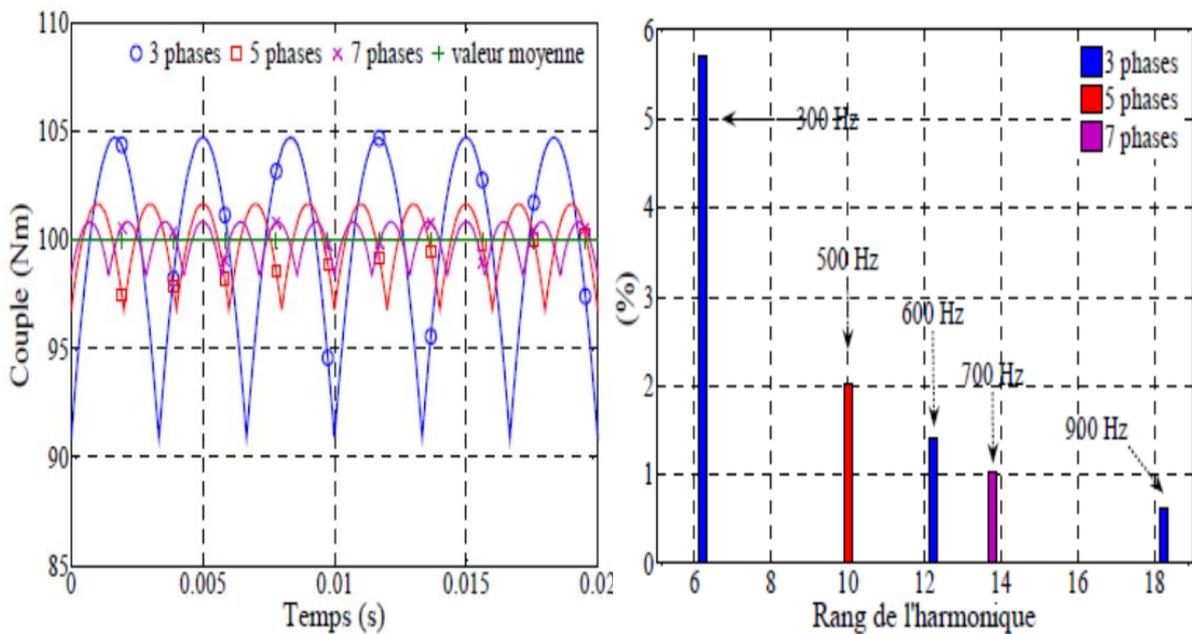


Figure I.7 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3 et 5 phases

I.6.5. Amélioration de la fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu' à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

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. [12]

Condition de fonctionnement	Puissance absorbé (W)	Couple développé (N.m)
Fonctionnement normale.	3728.5	30
Une phase défectueuse.	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, Perte de phase A et B.	1422.64	11.65
Deux phases no adjacents défectueuse, Perte de phases A et D.	2565.5	21.2
Trois phases adjacentes défectueuses, Perte de phase A, B et C.	541.6	4
Trois phases no adjacents défectueuse, Perte de phases A, B et C.	990.28	8.11
Trois phases no adjacents défectueuse, Perte de phases A, B et E.	2328.09	19.08

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

I.7. Inconvénients des machines multiphasées

Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine [18].

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

De plus, certains harmoniques des courants statoriques ne contribuent pas à la création d'onde de la force magnétomotrice, ces harmoniques ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques 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 multi-phases. [19]

I.8. Conclusion

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

Compte tenu des recherches récentes sur la machine synchrone double étoile à aimants permanents (MSAPDE) et vu ses avantages, elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix moins chère, il est très intéressant de pouvoir étudier ce récent type de la machine.

En effet, nous allons voir dans le suivant chapitre, l'association de l'ensemble MSAPDE-onduleur ainsi que sa modélisation mathématique.

Chapitre II

Modélisation de l'association de l'ensemble MSAPDE-onduleur

II.1. Introduction

La modélisation des machines électrique utilise souvent des équations très complexes. En effet la répartition des enroulements de MSAPDE rend sa modélisation difficile à mètre 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), ainsi on va présenter l'architecture et le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, et les performances de l'onduleur associé à la MSAPDE en point de vue de sa commande.

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 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). [20]

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

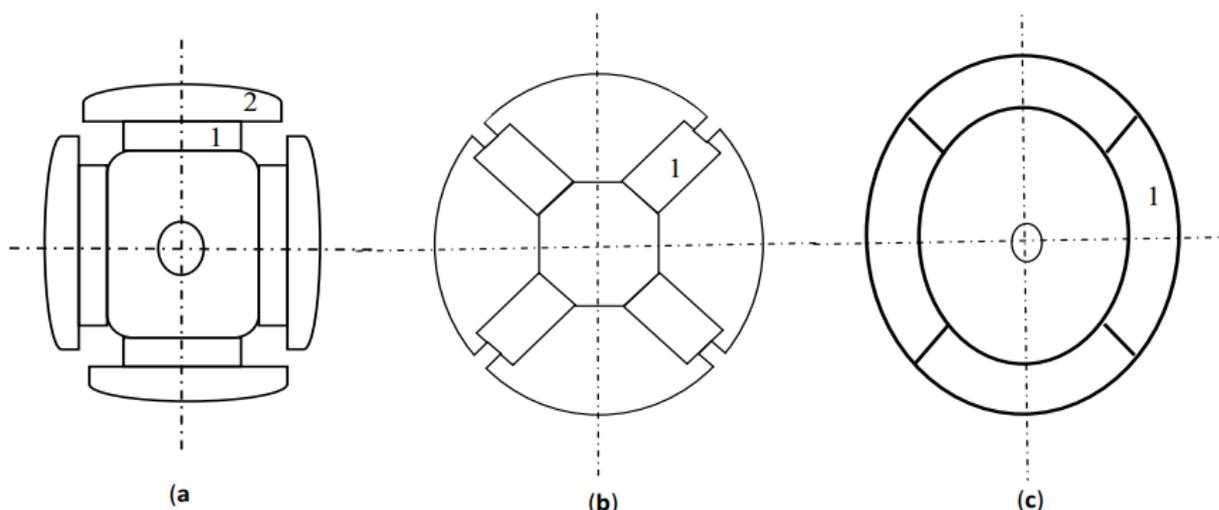


Figure II.1 : Différents types de rotors d'une MSAP.

- 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 I.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 I.1.b. Enfin la figure I.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_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas. [20]

II.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE

Le principe du moteur synchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant généré par des courants circulant dans les circuits statoriques, et un champ associé au aimant du rotor.[21]

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux étoile (l'étoile- 1- alimenté par des courants triphasés et l'étoile- 2- alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle γ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques (f) 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 W_s .

La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent double étoile formée d'un stator constitué de deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = \frac{\pi}{6}$), et un aimant permanent décalé par rapport à l'axe de la phase statoriques de référence d'un angle δ mesurant la position du rotor.

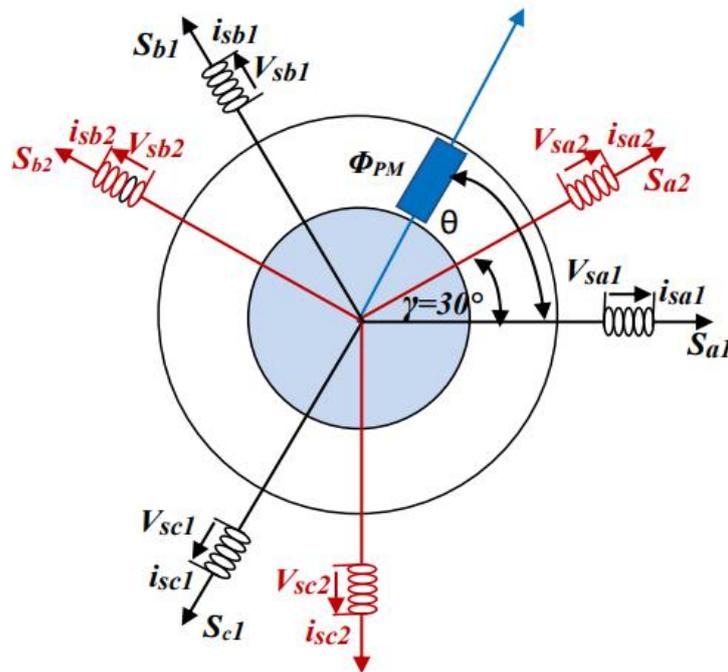


Figure II.2 : Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSAPDE.

Avec :

a_1, b_1, c_1 : Phase de la première étoile.

a_2, b_2, c_2 : Phases de la seconde étoile.

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 [22]:

- 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. Modèle de la MSAPDE dans le repère (abc)

Le moteur synchrone à aimants permanents double étoile peut être modélisée par deux modèles qui définissent par deux moteur synchrone à aimants permanents séparé.

Le comportement dynamique de la MSAPDE est caractérisé par trois types de grandeurs : électriques, magnétiques et mécaniques. Ce comportement peut se traduire par trois types d'équations : équations électriques, équations magnétiques et équations mécaniques. La Figure II.3 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents double étoile.

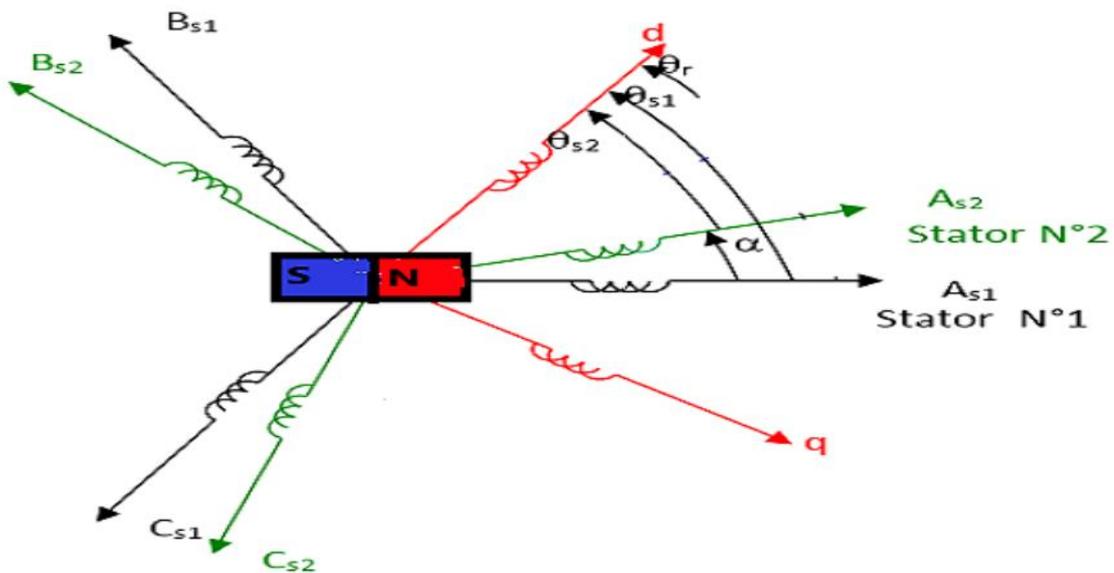


Figure II.3 : représentation schématique du modèle de la MSAPDE

II.4.1.1. Equations électriques

Les équations électriques en notation matricielle sont :

Pour le stator 1 :

$$[V_{sabc}]S_1 = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \tag{II.1}$$

Pour le stator 2 :

$$[V_{sa'b'c'}]S' = R_s [i_{sa'b'c'}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sa'b'c'}] \tag{II.2}$$

Avec :

$$[V_{sabc}] = [V_a \ V_b \ V_c]_S^T : \text{Vecteur tension de l'étoile 1.}$$

$$[V_{sa'b'c'}] = [V_{a'} \ V_{b'} \ V_{c'}]_S^T : \text{Vecteur tension de l'étoile 2.}$$

$$[i_{sabc}] = [i_a \ i_b \ i_c]_S^T : \text{Vecteur courant de l'étoile 1.}$$

$[i_{sa'b'c'}] = [i_{a'}i_{b'}i_{c'}]_S^T$: Vecteur courant de l'étoile 2.

R_S : Résistance d'une phase de chaque étoile.

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

II.4.1.2. Équation magnétique

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

Pour le stator 1 :

$$[\varphi_{sabc}]S_1 = L_S[i_{sabc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{II.3})$$

Pour le stator 2 :

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

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statorique 1.

$[\varphi_{sa'b'c'}] = [\varphi_{a'} \varphi_{b'} \varphi_{c'}]^T$: Vecteur flux statorique 2.

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

$[\varphi_{fa'b'c'}]S_1 = [\varphi_{a'f} \varphi_{b'f} \varphi_{c'f}]^T$: 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. Transformation triphasé- biphase

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 l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, [23] :

II.4.2.1. Transformation de PARK

La transformation de Park est définie par la matrice P aux vecteurs originaux, $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\varphi_{dq0}]$.

La transformation de Park est définie par :

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

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(\theta_{s2} - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.4.2.2. Transformation de Concordia

En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères (α_1 - β_1) et (α_2 - β_2) liés respectivement à la phase a1 et la phase a2, voir figure. (I.4) Dans ce cas chaque étoile en voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{o1} \end{pmatrix} \equiv [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{o2} \end{pmatrix} \equiv [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$[D_{33}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$ la matrice D_{33} se décompose en deux sous matrices D_{13} et D_{23} .

$$\text{Avec : } D_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad D_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

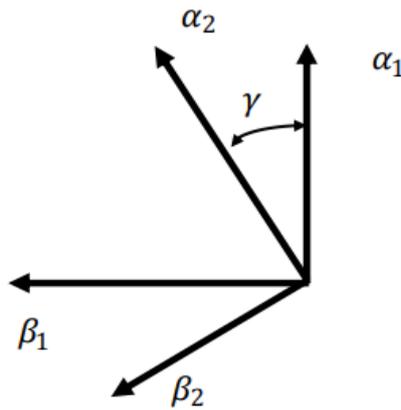


Figure II.4 : Représentation de la MSAP DE dans le repère (α_1 - β_1) et (α_2 - β_2)

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents (α_1 β_1 , α_2 β_2) décalé d'un angle électrique γ . Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 figure (I.5)

Les transformations de Concordia sont utilisées dans le contrôle direct du couple (DTC-direct torque control)

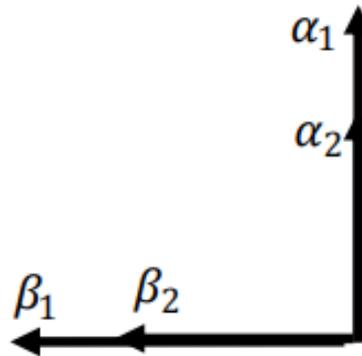


Figure. II.5 : Représentation de la MSAPDE dans le repère ($\alpha_1 - \beta_1$)

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). [24]

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 courants 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. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q)

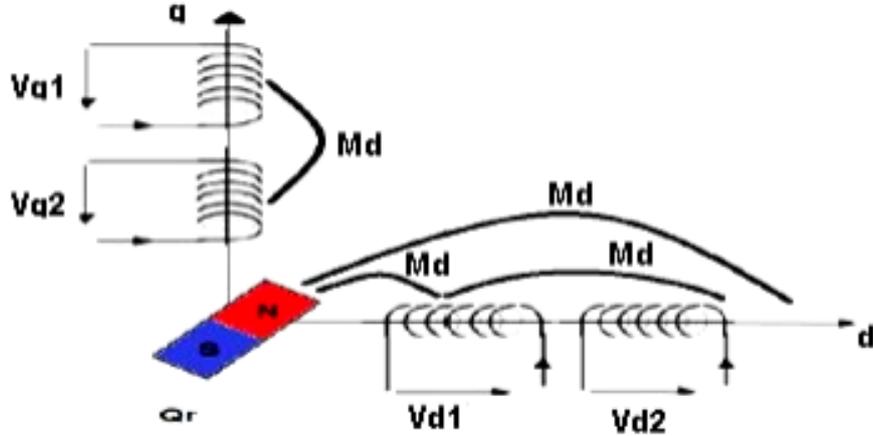


Figure II.6 : Représentation schématique de la machine dans le repère (d,q)

II.4.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)

$$\varphi_r = \text{Constant} \quad (\text{II.15})$$

$$\varphi_{d1} = L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + MdI_{d2} \quad (\text{II.16})$$

$$\varphi_{q1} = L_{q1}I_{q1} + MdI_{q2} \quad (\text{II.17})$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + MdI_{d1} \quad (\text{II.18})$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2}I_{q2} + MdI_{q1} \quad (\text{II.19})$$

II.4.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)

$$V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega_r \varphi_{q1} \quad (\text{II.20})$$

$$V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega_r \varphi_{d1} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega_r \varphi_{q2} \quad (\text{II.22})$$

$$V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega_r \varphi_{d2} \quad (\text{II.22})$$

II.4.4.3. Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q)

$$C_{e1} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d1}I_{q1} - \varphi_{q1}I_{d1}) \quad (\text{II.24})$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d2}I_{q2} - \varphi_{q2}I_{d2}) \quad (\text{II.25})$$

II.4.4.4. La Forme Matricielle

$$[V] = [R][I] + [L][dI/dt] + \omega_s[M][I] + \omega_s[Q] \quad (\text{II.26})$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{bmatrix} \quad [L] = \begin{bmatrix} Ld1 & 0 & Md & 0 \\ 0 & Lq1 & 0 & Md \\ Md & 0 & Ld2 & 0 \\ 0 & Md & 0 & Lq2 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -Lq1 & 0 & -Md \\ Ld1 & 0 & Md & 0 \\ 0 & -Md & 0 & -Lq2 \\ Md & 0 & Ld2 & 0 \end{bmatrix}$$

II.4.4.5. 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \\ \frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left(V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + W_r L_{q1} I_{q1} + W_r M_d I_{q2} \right) \\ \frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left(V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + W_r L_{d1} I_{d1} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d2} \right) \\ \frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left(V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + W_r L_{q2} I_{q2} + W_r M_d I_{q1} \right) \\ \frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left(V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + W_r L_{d2} I_{d2} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d1} \right) \\ C_e = \frac{3}{2} P \left[\left((\varphi_{d1}) I_{q1} - (\varphi_{q1}) I_{d1} \right) \right] + \left[\left((\varphi_{d2}) I_{q2} - (\varphi_{q2}) I_{d2} \right) \right] \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

II.5. Modélisation de l'ensemble système d'alimentation-MSAPDE

Dans cette partie, on présentera la modélisation du système d'alimentation complet de la MSAPDE.

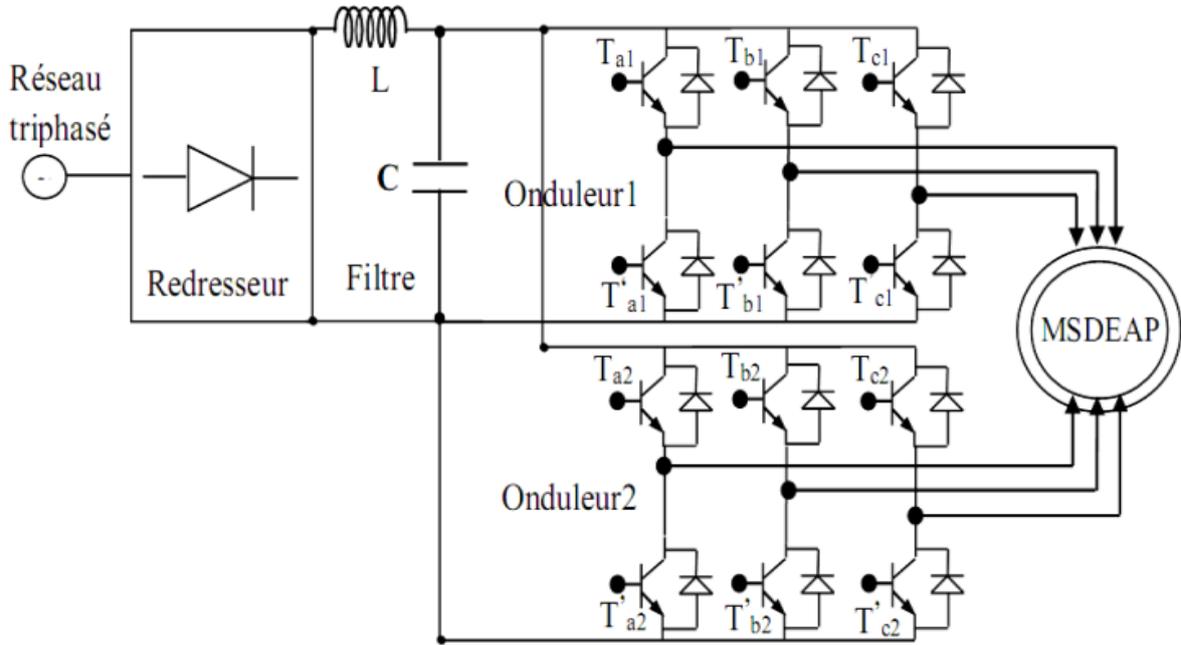


Figure II.7 : Schéma de l'association MSAPDE-Système d'alimentation

Ce système est constitué de trois étages, un redresseur triphasé symétrique à diodes et un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension coté réseau, et du coté machine, deux onduleurs de tensions triphasés en parallèle. La figure II.7 illustre le schéma bloc de cette association. [25]

II.5.1. Modélisation du redresseur

Le schéma de principe d'un redresseur triphasé double alternance à diodes en pont de GRAETZ est illustré sur la figure II.8.

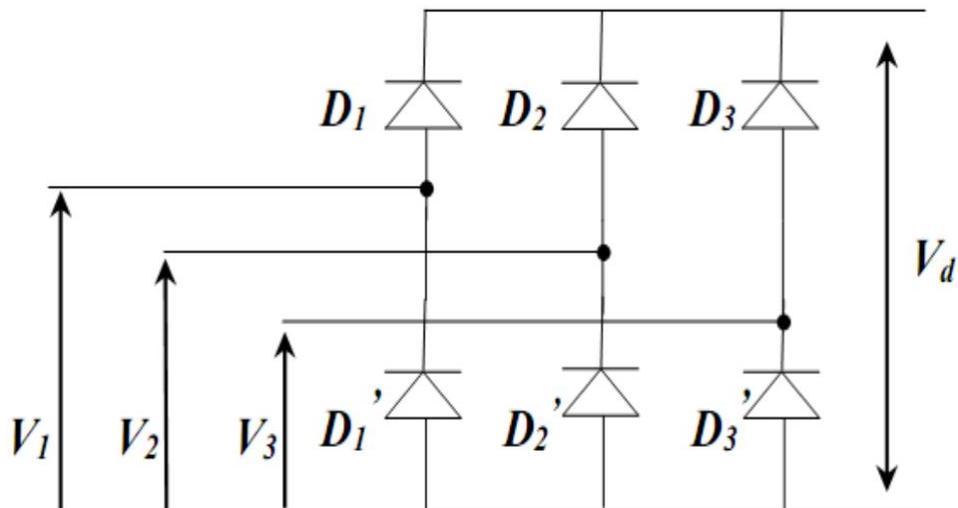


Figure II.8 : Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diode en pont de Graetz

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période :

- Di = passante si $V_i = V_{max}(t)$
- Di' = passante si $V_i = V_{i\ min}(t)$

Avec : $i=1, 2, 3$

Où V_d est définie comme suit :

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{Min}(V_{1,2,3}) \quad (\text{II.28})$$

On a:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{\max} \sin(\omega_r t) \\ V_2(t) = V_{\max} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_{\max} \sin\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redMoy} = (3\sqrt{3}/\pi)V_{max} \quad (\text{II.30})$$

II.5.2. Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur (tension redressée) présente des oscillations (ondulations) importantes, pour les minimiser, il est nécessaire d'insérer un filtre entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur ($L_f - C_f$) comme illustré sur la figure II.9.

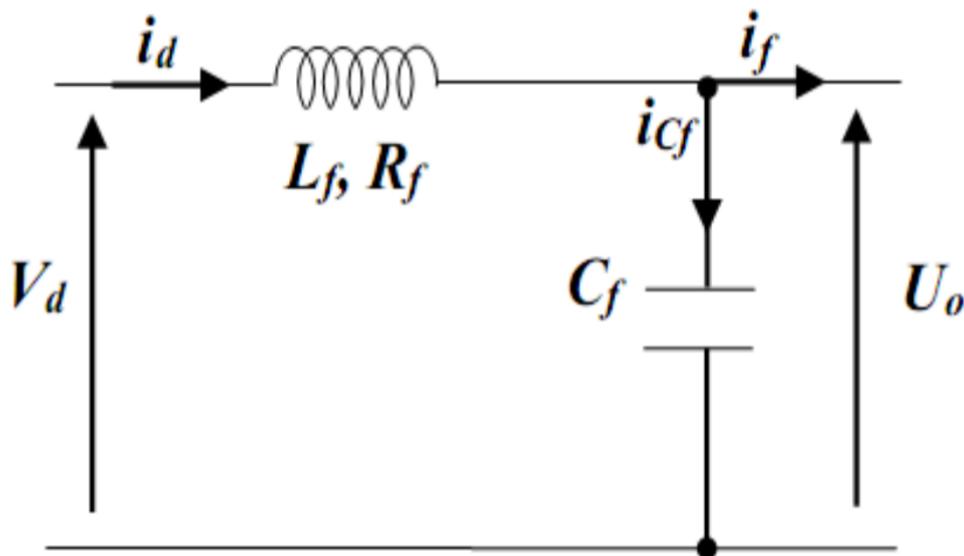


Figure II.9 : Modélisation du filtre

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_d - U_0 - R_f \cdot i_d) \\ \frac{dU_0}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{cf}) = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où : R_f résistance interne de l'inductance L_f .

En combinant les deux équations précédentes, La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante qui a la forme d'un système du deuxième ordre:

$$F(s) = \frac{V_0(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{(L_f \cdot C_f \cdot S^2 + R_f \cdot C_f \cdot S + 1)} \quad (\text{II.32})$$

Et sa pulsation définie par la relation suivante :

$$\omega(s) = \sqrt{\frac{2}{L_f \cdot C_f} - \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (\text{II.33})$$

II.5.3. Modélisation de l'onduleur

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [26].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MSAPDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MSAPDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante:

$$i = \begin{cases} 1 & \text{L'interrupteur } i \text{ est fermé (} Ki \text{ conduit, } \overline{Ki} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{L'interrupteur } i \text{ est ouvert (} Ki \text{ bloqué, } \overline{Ki} \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec : $f_i + \overline{f_i} = 1$ et $i = 1 \dots 3$

La figure II.10 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

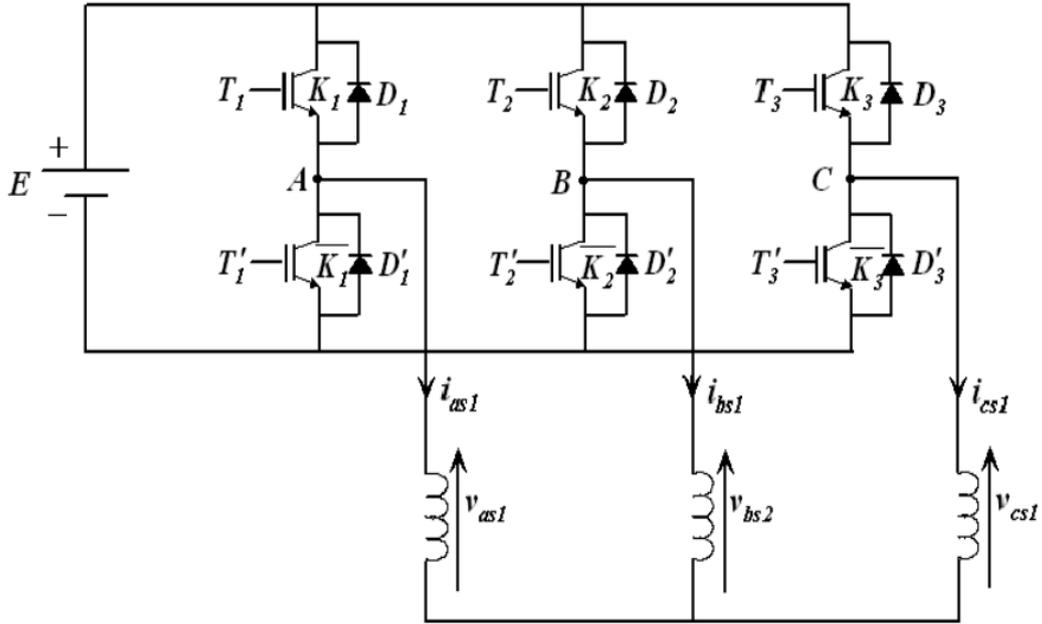


Figure II.10 : Onduleur triphasé

Les tensions composées sont:

$$V_{AB} = V_{a1} - V_{b1} = E(f_1 - f_2) \tag{II.34}$$

$$V_{BC} = V_{b1} - V_{c1} = E(f_2 - f_1) \tag{II.35}$$

$$V_{CA} = V_{c1} - V_{a1} = E(f_3 - f_1) \tag{II.36}$$

Les tensions simples V_{a1} , V_{b1} et V_{c1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{a1} + V_{b1} + V_{c1} = 0 \tag{II.37}$$

La résolution des équations (II.34), (II.35), (II.36) et (II.37) nous donne:

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \tag{II.38}$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \tag{II.39}$$

II.5.3.1. Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [27]

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par:

– Pour la première étoile:

$$V_{a1 ref} = V_m \sin(2\pi f t)$$

$$V_{b1 ref} = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.40})$$

$$V_{c1 ref} = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

-Pour la seconde étoile :

$$V_{a2 ref} = V_m \sin(2\pi f t - \gamma)$$

$$V_{b2 ref} = V_m \sin\left(2\pi f t - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.41})$$

$$V_{c2 ref} = V_m \sin\left(2\pi f t - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_P(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t/T_P) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_P \\ V_{pm} [-4(t/T_P) + 3] & \text{si } T_P/2 \leq t \leq T_P \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

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 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} .

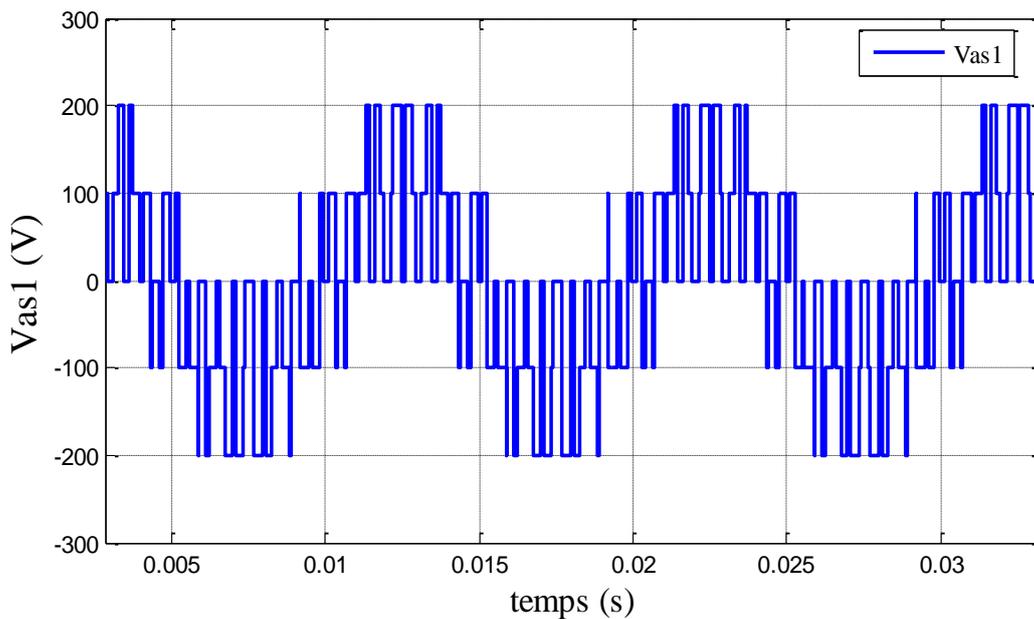


Figure II.11 : Principe de la commande par M.L.I sinus triangle

II.5.3.2. Association de la MSAPDE-onduleurs

La représentation schématique de l'association de la MSAPDE avec deux onduleurs de tension à commande MLI sinus-triangle est donnée par la figure II.12.

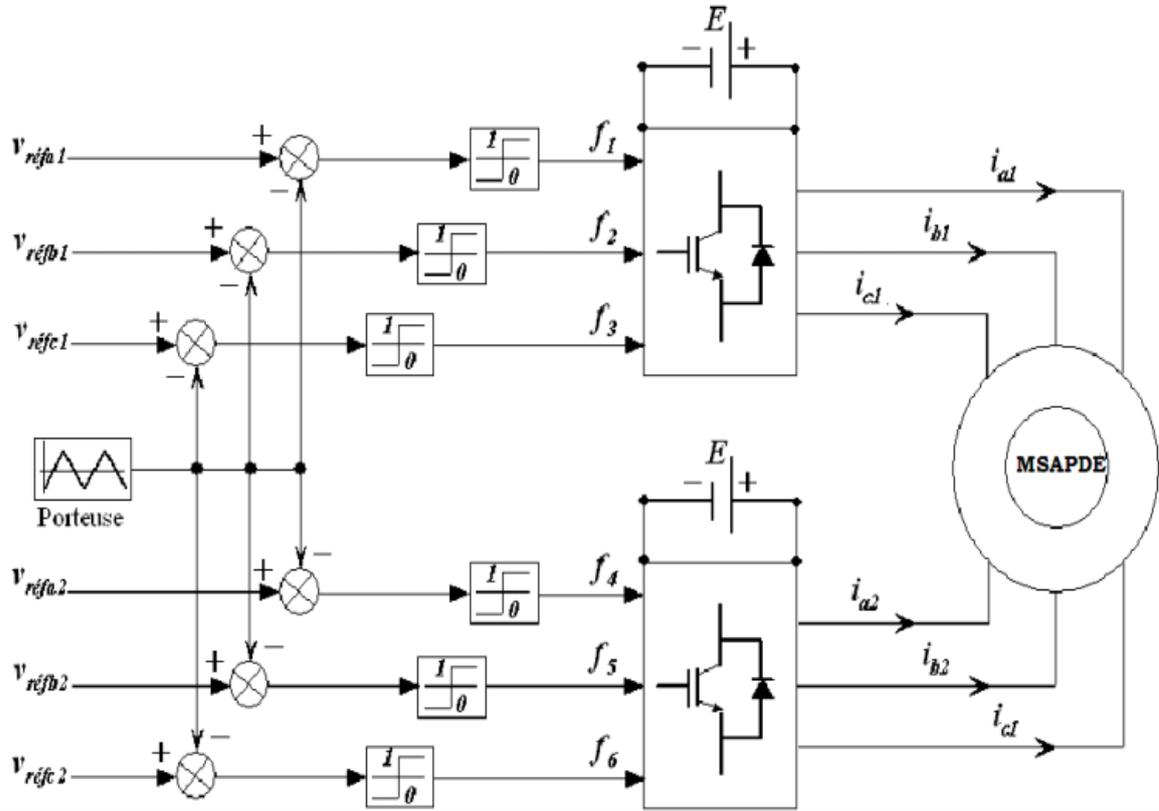


Figure II.12 : Association MSAPDE-Onduleurs de tension à commande MLI

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents double étoile en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits.

Ensuite, nous avons présenté, la structure du système d'alimentation (Redresseur-filtre onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangle-sinusoidale).

Donc, pour contrôler la MSAPDE, on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande vectorielle de la MSAPDE

III.1. Introduction

Blaschke et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux. L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. [28]

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. [29]

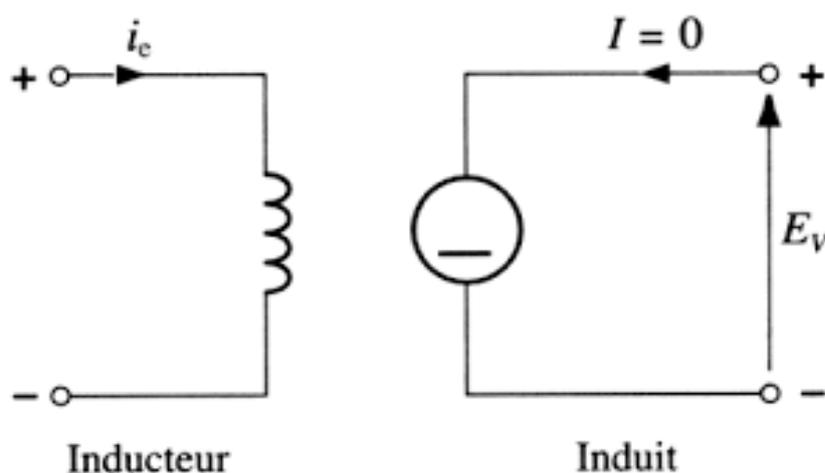


Figure III.1 : Machine à courant continu.

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_{d1}), (i_{q1}), du courant 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.

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 [30] :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_S \cdot I_{d1} + M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + L_{d1} \frac{dI_{d1}}{dt} - W_r \cdot (L_{q1}I_{q1} + M_dI_{q2}) \\ V_{q1} = R_S \cdot I_{q1} + M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + L_{q1} \frac{dI_{q1}}{dt} + W_r \cdot (L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + M_dI_{d2}) \\ V_{d2} = R_S \cdot I_{d2} + M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + L_{d2} \frac{dI_{d2}}{dt} - W_r \cdot (L_{q2}I_{q2} + M_dI_{q1}) \\ V_{q2} = R_S \cdot I_{q2} + M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + L_{q2} \frac{dI_{q2}}{dt} + W_r \cdot (L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + M_dI_{d1}) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

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 :

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

$$\begin{cases} V'_{d1} = R_S \cdot I_{d1} + M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + L_{d1} \frac{dI_{d1}}{dt} \\ V'_{q1} = R_S \cdot I_{q1} + M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + L_{q1} \frac{dI_{q1}}{dt} \\ V'_{d2} = R_S \cdot I_{d2} + M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + L_{d2} \frac{dI_{d2}}{dt} \\ V'_{q2} = R_S \cdot I_{q2} + M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + L_{q2} \frac{dI_{q2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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

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:

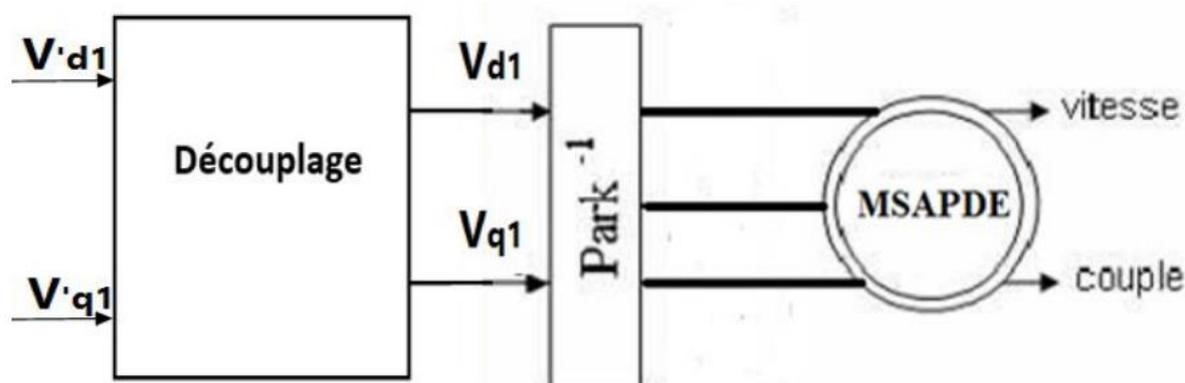


Figure III.2 : Reconstitution des tensions V_{d1} et V_{q1}

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. [31]

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 dépend 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.3).

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} .

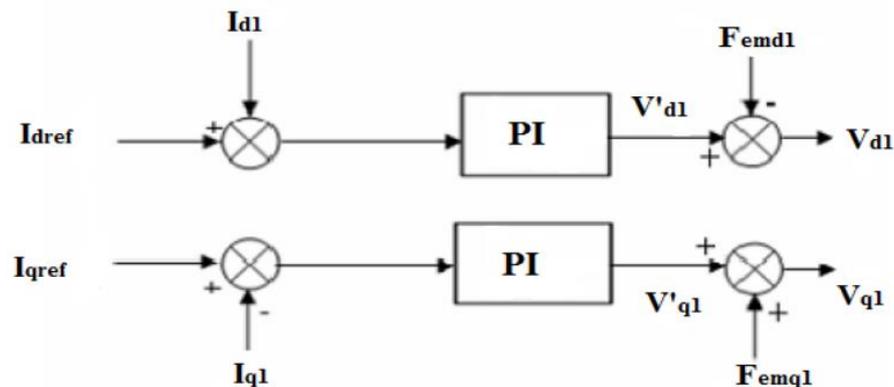


Figure III.3 : Principe de découplage par compensation

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. [30]

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.
- 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 estimées de cette vitesse dégradent les performances du variateur. [30]

III.6. La régulation

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [18]:

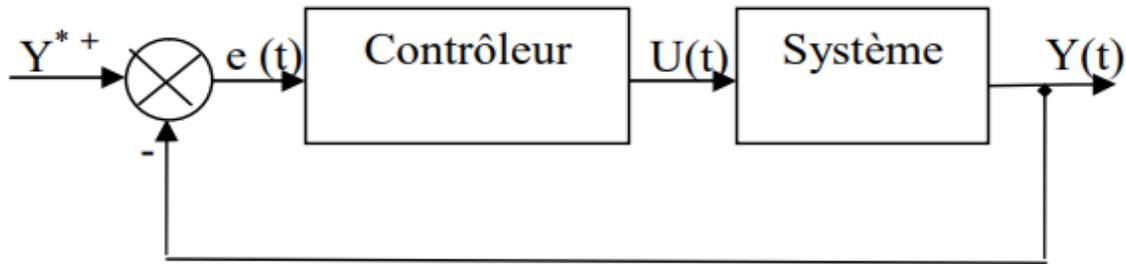


Figure III.4: Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

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

- 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.
- Action intégrale (K_I) :
 - L'action intégrale réagit 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. [18]

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). [20]

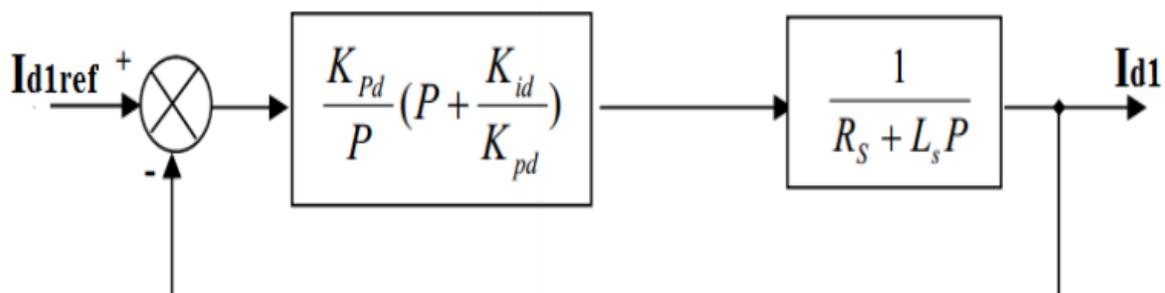


Figure III.5 Boucle de régulateur du courant I_{d1}

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

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

$$G_d(P) = \frac{1}{R_S + L_S P} = \frac{1}{R_S (1 + T_d P)} \quad (III.7)$$

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 :

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

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 :

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

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

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 [32]:

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

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

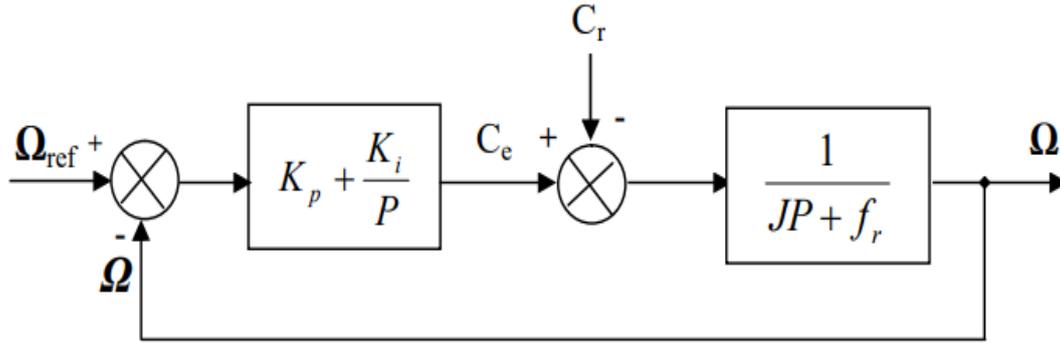


Figure III.6 : Boucle de régulation de vitesse.

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

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

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

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

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

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

La FTBF_Ω possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

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

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

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

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 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.

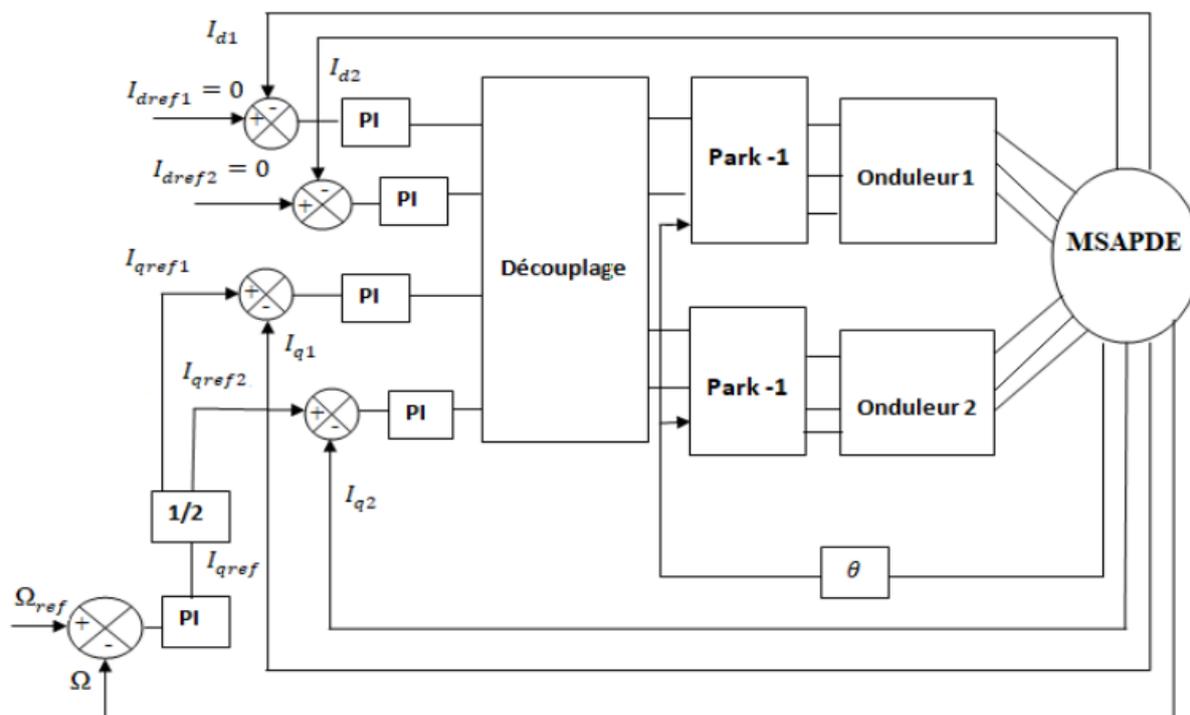


Figure III.7 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAPDE.

III.10. Résultats de simulation

Après la réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à la MSAPDE, 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 :

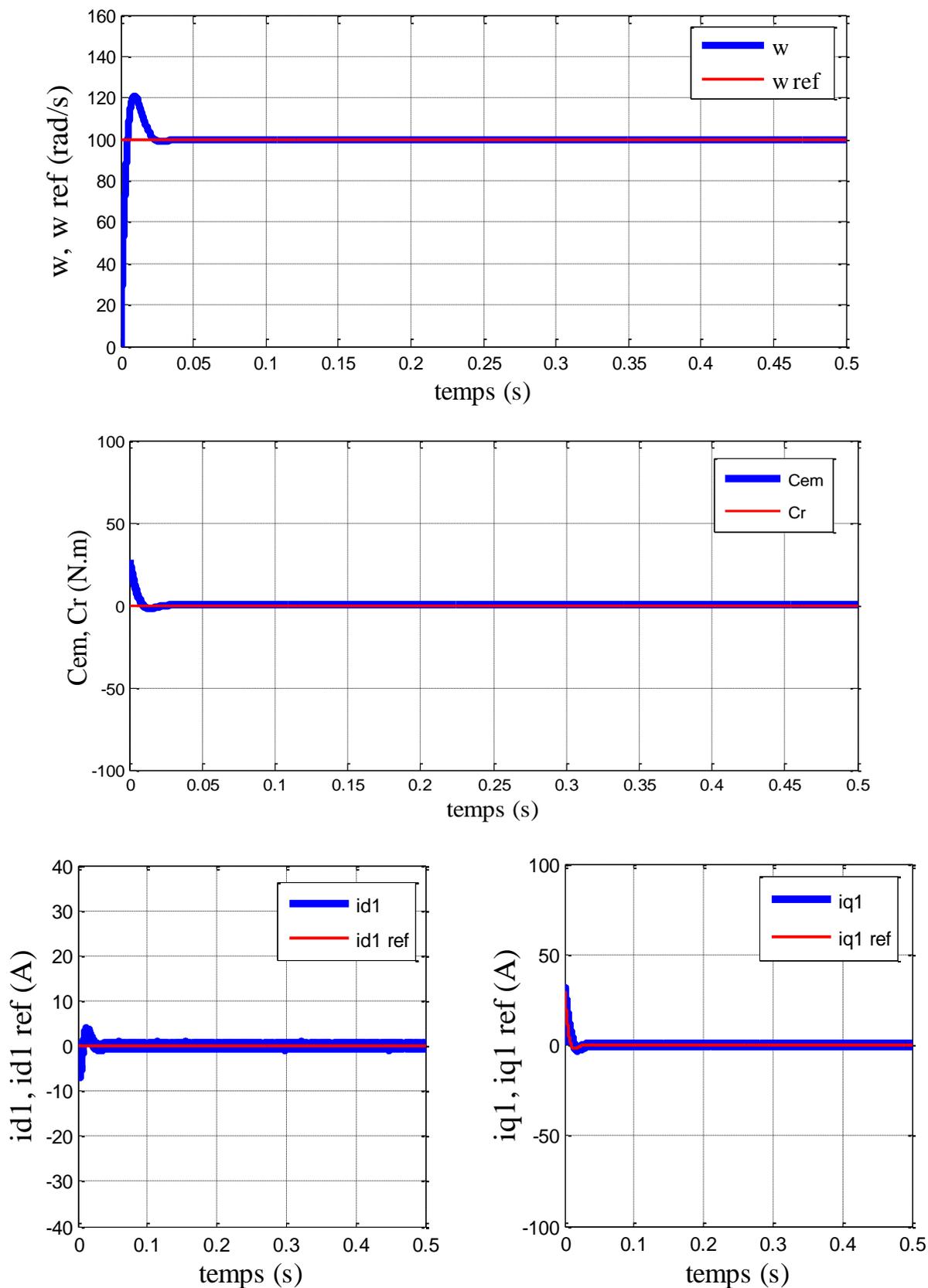
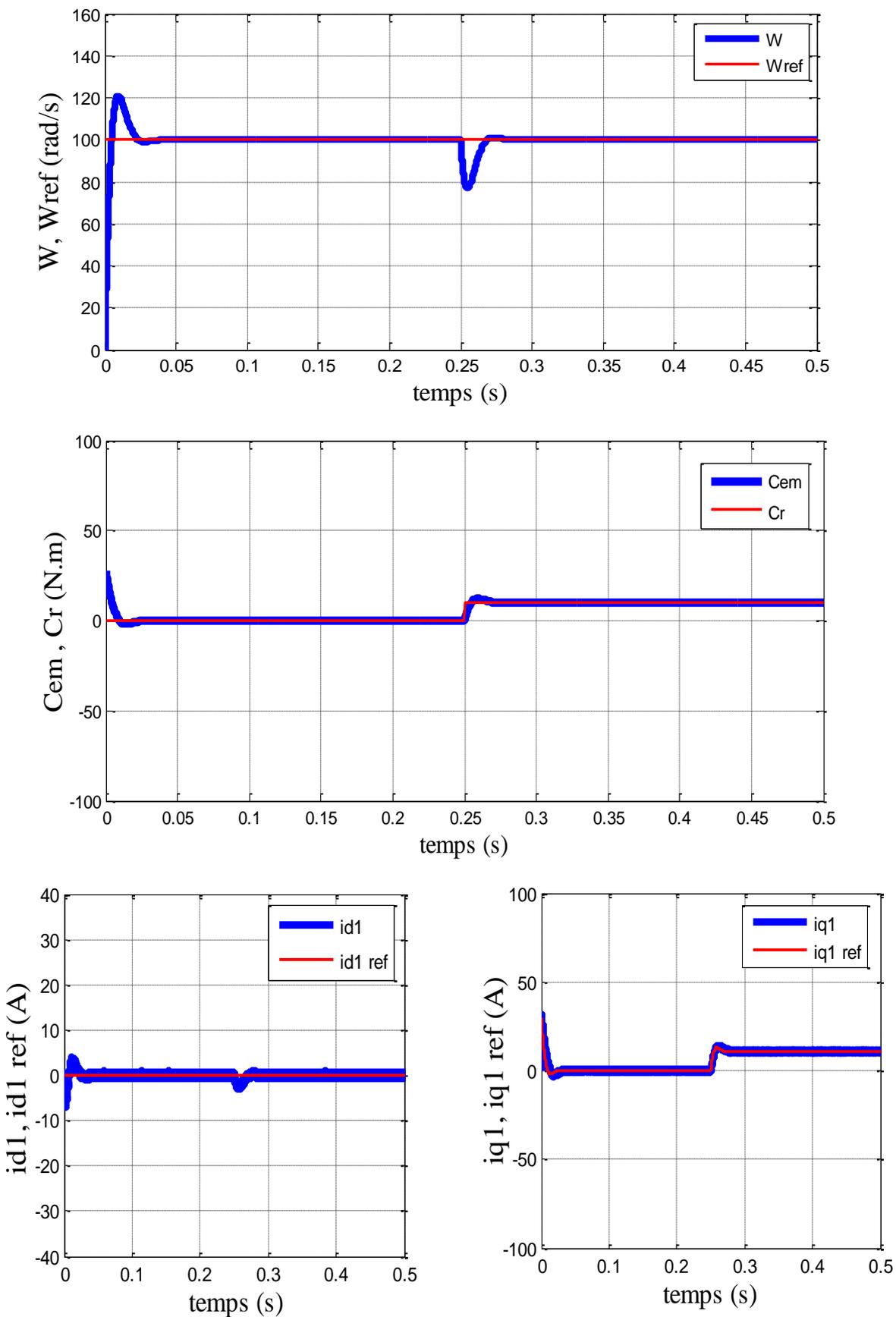


Figure III.8: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100 rad/s

- Essai en charge :



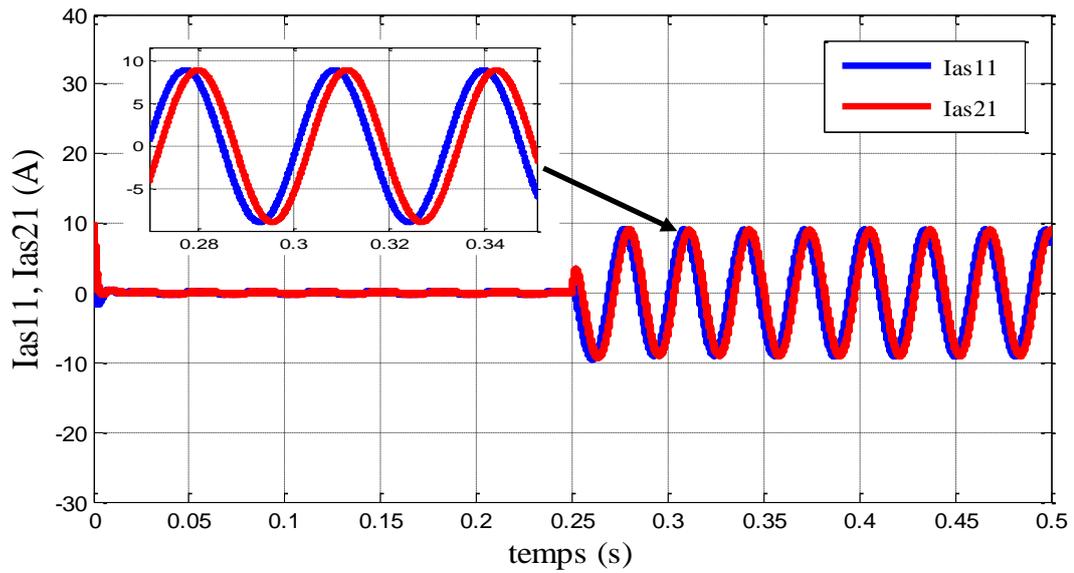
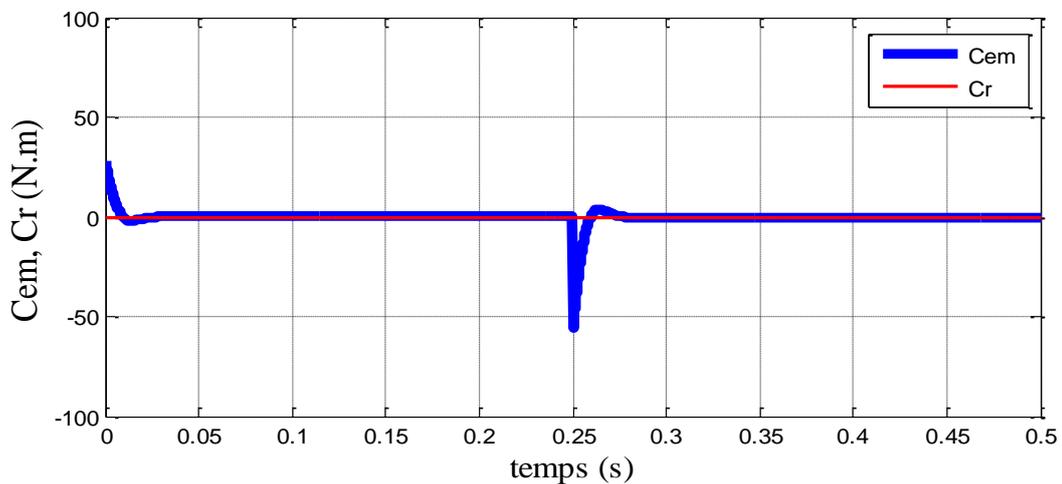
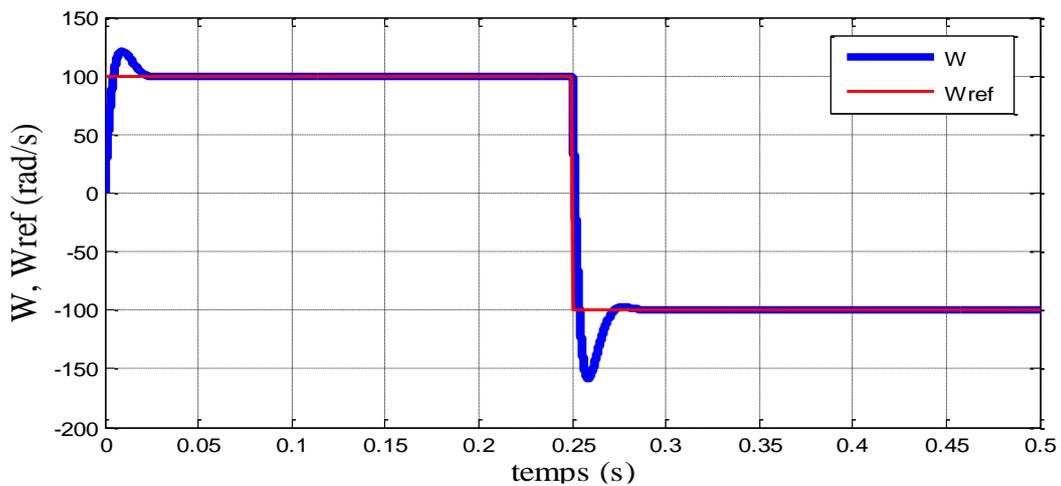


Figure III.9: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=0.25\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s .

- **Essai d'inversion du sens de rotation :**



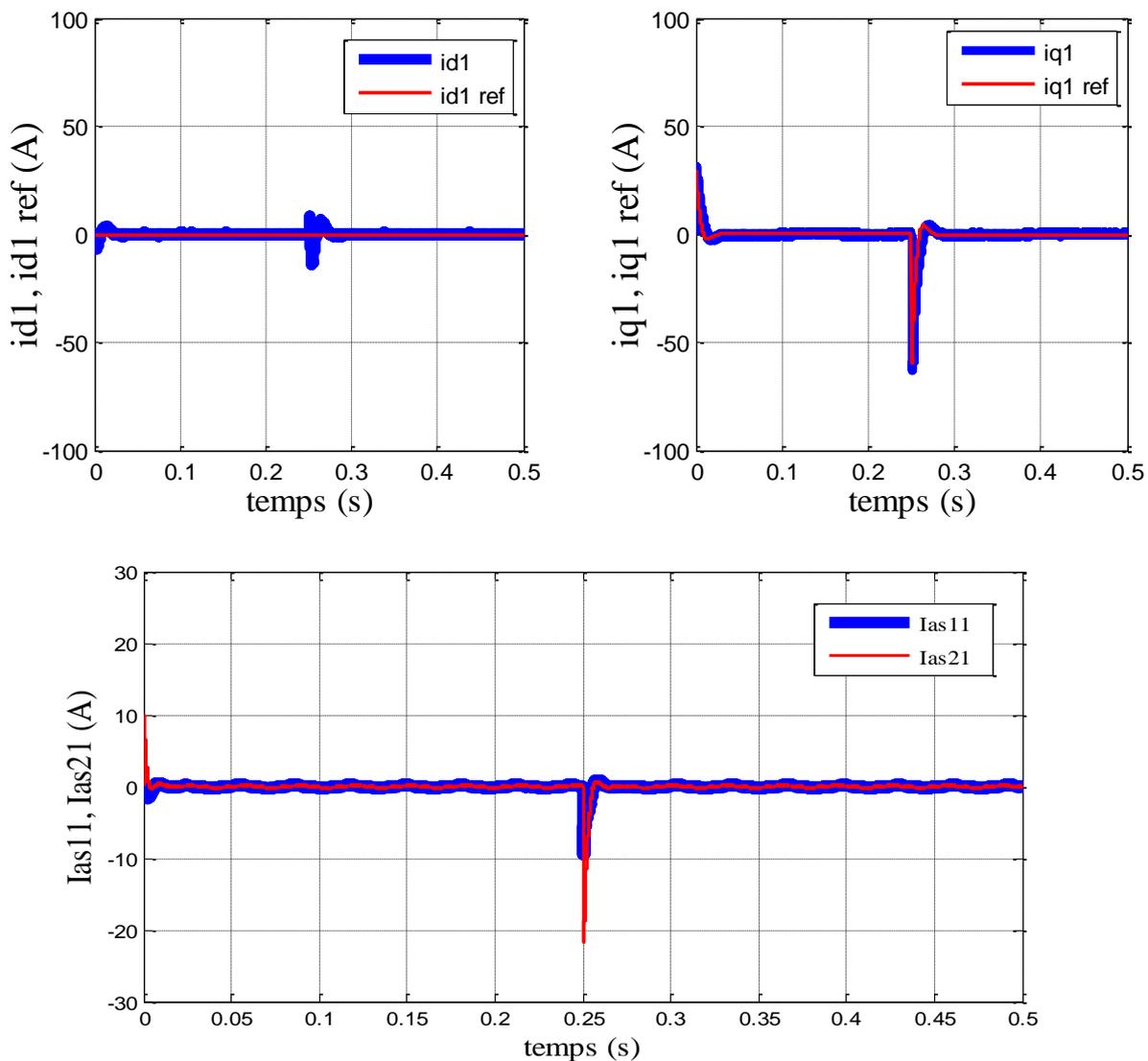
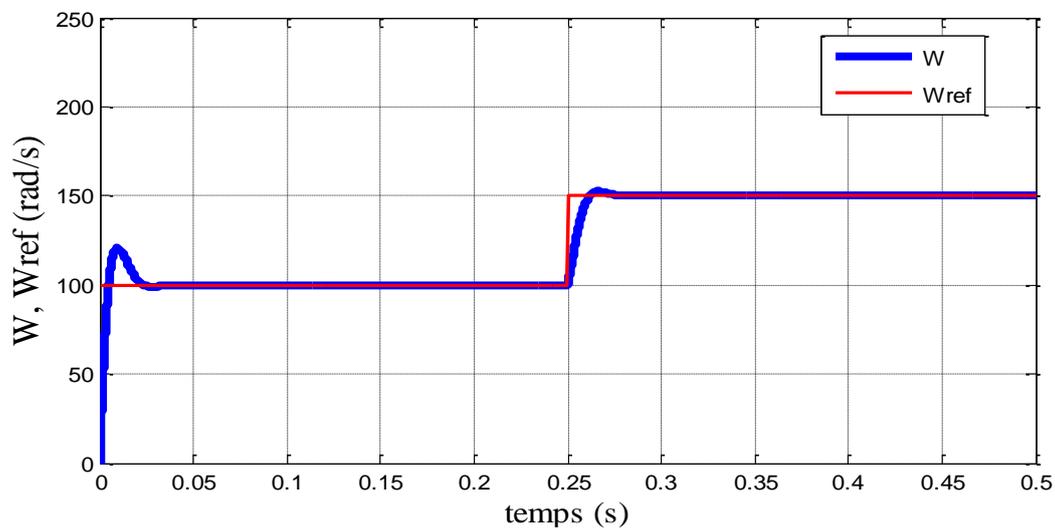


Figure III.10: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.25$ s

Essai de variation de vitesses de référence :



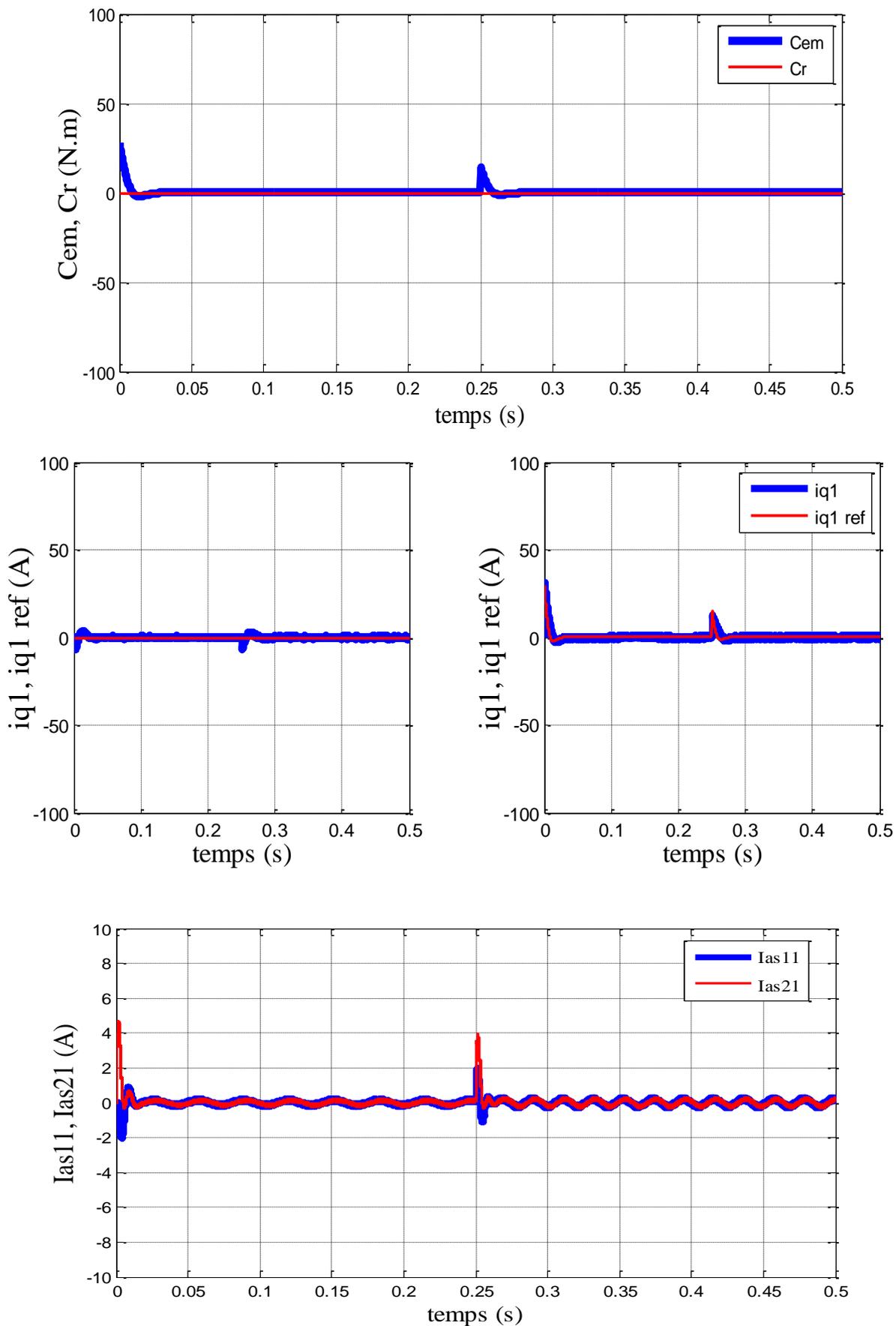


Figure III.11: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

III.10.1. Interprétation des résultats

- **Essai à vide et en charge :**

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$. 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, est avec un temps de réponse acceptable. Après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N. m}$ à l'instant $t=0.25\text{s}$ 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, ($i_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement des composant (i_{q1} et i_{q2}), et 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 $W_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $W_{ref} = -100(\text{rad/s})$ à $t = 0.25\text{s}$, on introduit une inversion du sens de rotation sans charge. En analysant les résultats de la figure (III.10), nous remarquons que, la vitesse rapidement suit sa nouvelle référence. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis rejoint sa valeur de référence. Un autre pic apparait au moment de l'inversion de vitesse. Le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique. 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 $W_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $W_{ref} = -100(\text{rad/s})$ à $t = 0.25\text{s}$. La figure (II.11) montre que la 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, 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 PI, donne de bonnes performances mais possède des inconvénients relatifs au dépassement et au temps de réponse, est aussi très sensible au paramètre. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande RST est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre IV
Commande Robuste de la MSAPDE par le
Régulateur RST

IV.1. Introduction

Avec l'avènement des calculateurs numériques l'utilisation de commandes plus évoluées tel que les commandes optimales, adaptatives, prédictives a été possible.

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur PI, et à cause du manque de degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. [1]

Dans ce chapitre, nous chercherons à répondre aux contraintes de poursuite et de régulation de la MSAPDE. Les objectifs que nous chercherons à atteindre concerneront la robustesse en termes de stabilité et de performance. Dans le cas où les paramètres de la machine sont modifiés, la robustesse en termes de stabilité permet de conserver la stabilité en boucle fermée, et la robustesse en termes de performances se mesure au niveau de la rapidité et de la précision de poursuite des références.

IV.2. Structure du régulateur RST

IV.2.1. Principe du régulateur

Le Régulateur RST est composé de trois polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ définis de manière à atteindre les objectifs de régulation. La boucle de régulation représentant ce régulateur peut être décrite par la figure (IV.1) [33]:

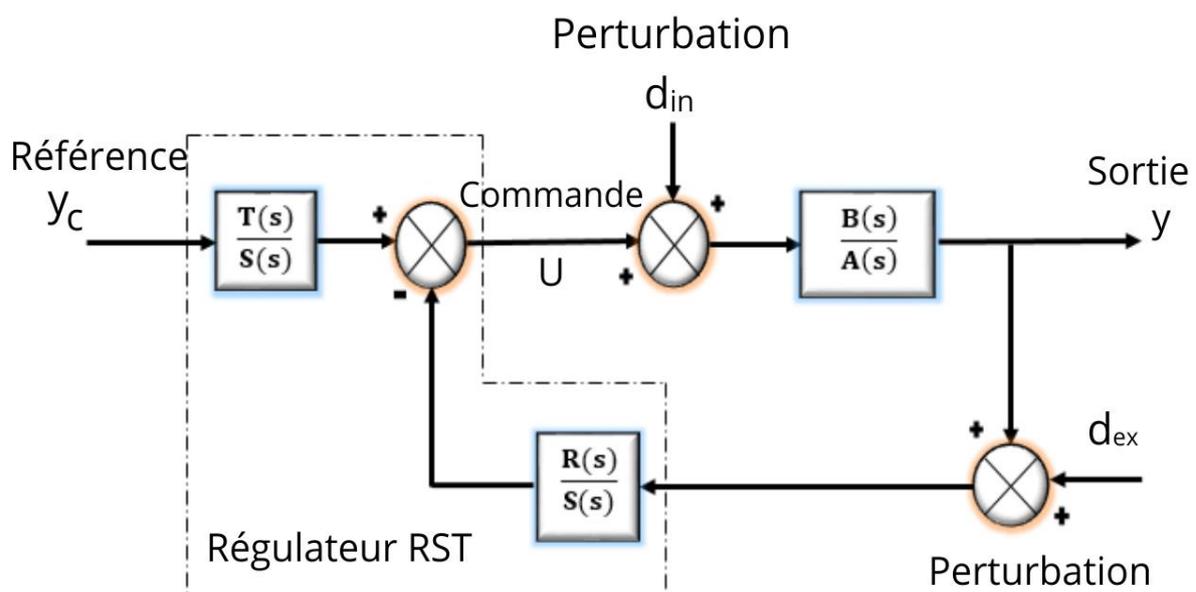


Figure IV.1 : Représentation générale du régulateur RST

Le processus regroupe le système d'origine avec les perturbations internes d_{in} alors que d_{ex} représente les perturbations externes (bruit). Il s'agit d'une structure formelle car on ne peut réaliser les transferts tels que $T(s)$ et $R(s)$ soit des polynômes et donc des fonctions de transfert impropres. Cependant les fonctions rationnelles $\frac{R(s)}{S(s)}$ et $\frac{T(s)}{S(s)}$ sont propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur. La sortie $y(s)$ vérifie l'équation suivante :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)}u(s) + d_{in}(s) \quad (IV.1)$$

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = y_c(s) - y(s) \quad (IV.2)$$

En réalité, la sortie $y(s)$ est mesurée par un capteur et elle est entachée d'un bruit de mesure b ; on a donc :

$$y_m(s) = y(s) + d_{ex}(s) \quad (IV.3)$$

IV.2.2. Principe de calcul de régulateur RST

Etant donné un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie $y(s)$ la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes c et de perturbation d , on adopte la procédure suivant[33]:

D'après (IV.1), (IV.2), (IV.3), on a :

$$\begin{aligned} S(s).u(s) &= -R(s).y_m(s) + T(s).y_c(s) \\ &= -R(s).(y(s) + d_{ex}(s)) + T(s).y_c(s) \\ \implies T(s).y_c(s) &= S(s).\left(\frac{A(s).y(s) - A(s).d_{in}(s)}{B(s)}\right) + R(s).(y(s) + d_{ex}(s)) \\ B(s).T(s).y_c(s) &= (A(s).S(s) + B(s).R(s)).y(s) + R(s).B(s).d_{ex}(s) - \\ &A(s).S(s).d_{in}(s) \end{aligned} \quad (IV.4)$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$y(s) = \frac{(T.B)(s)}{(A.S+B.R)(s)}y_c(s) + \frac{(A.S)(s)}{(A.S+B.R)(s)}d_{in}(s) - \frac{(B.R)(s)}{(A.S+B.R)(s)}d_{ex}(s) \quad (IV.5)$$

Où :

- $\frac{(A.S)(s)}{(A.S+B.R)(s)}$: Fonction de transfert en BO,
- $\frac{(T.B)(s)}{(A.S+B.R)(s)}$: Fonction de transfert en liant d_{in} a y ,
- $\frac{(B.R)(s)}{(A.S+B.R)(s)}$: Fonction de transfert en lian d_{ex} a y

Pour calculer les polynômes S et R on adopte le principe du placement de pôles. Cela consiste à spécifier un polynôme de stabilité arbitraire $D(s)$ et à calculer les polynômes $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que l'on ait :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) \quad (IV.6)$$

Cette équation est dite équation diophantien, ou équation de Bézout. Si la référence $y_c(s)$ et les perturbations internes $d_{in}(s)$ soient de types constants. D'après l'équation (IV.1), la fonction de transfert $(y/d_{in})(s)$ sera nulle en régime permanent si nous imposons $S(0) = 0$, $S(s)$ doit alors être représenté comme suit :

$$S(s) = s.S'(s) \quad (IV.7)$$

Pour garantir un gain statique unitaire de la fonction de transfert en poursuite $(y/y_c)(s)$, l'équation (IV.5) montre qu'il suffit maintenant de choisir un polynôme $T(s)$ qui vérifie la contrainte $T(0) = R(0)$. On peut remarquer que le polynôme T intervient uniquement dans le transfert consigne- sortie. Il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y(s)}{y_c(s)} = \frac{B(s)T(s)}{P_c(s)} \quad (IV.8)$$

En d'autres termes.T peut contenir une partie de la dynamique $P_c(s)$, à cette condition, il est utile de remarquer aussi que le transfert $\frac{T(s)}{R(s)}$ doit être propre.

IV.2.3. Résolution de l'équation de Bezout

Il convient d'abord d'analyser les degrés des polynômes du régulateur RST. Le système d'origine $(B(s)/A(s))$ et le régulateur $(R(s)/S(s))$ étant propres, le degré de $P_c(s)$ est déterminé par celui du produit $(A(s).S(s))$, ce qui implique donc) [1]:

$$\deg(P_c) = \deg(A) + \deg(S) \quad (IV.9)$$

L'égalité des coefficients des polynômes de $P_c(s)$ dans chacun des deux membres de l'équation (III.04) se traduira par un système d'équations linéaires, en nombre égal à $(\deg(P_c) + 1)$. Pour que ce système ait une solution, quels que soient les coefficients du polynôme $P_c(s)$, il faut que le régulateur présent au moins autant de degrés de liberté que d'équations. Or, nous disposons de :

- $\deg(R(s)) + 1$ coefficient pour $R(s)$
- $\deg(S(s))$ coefficient pour $S(s)$, car $S(0) = 0$

D'où :

$$\text{➤ } \deg(R(s)) + \deg(S(s)) + 1 \geq \deg(P_c(s)) + 1 = \deg(A(s)) + \deg(S(s)) + 1 \quad (IV.10)$$

On peut en déduit l'inégalité :

$$\triangleright \deg(R(s)) \geq \deg(A(s)) \tag{IV.11}$$

Afin que la solution soit unique et pour un régulateur propre $\deg(S(s)) = \deg(R(s))$, nous aurons finalement :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2 \deg(A(s)) \end{aligned} \tag{IV.12}$$

Pour un régulateur strictement propre ($\deg(S(s)) = \deg(R(s)) + 1$), nous aurons :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2 \deg(A(s)) + 1 \end{aligned} \tag{IV.13}$$

Selon le degré choisi du polynôme $S(s)$, nous pouvons alors développer le système linéaire résultant de l'équation de Bezout soit :

$$\begin{aligned} A(s) &= s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) &= b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) &= r_0 s^n + r_1 s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) &= s_0 s^n + s_1 s^{n-1} + \dots + s_n \\ P_c(s) &= p_0 s^n + p_1 s^{n-1} + \dots + p_n \end{aligned} \tag{IV.14}$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de (s) , se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ a_n & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & b_n & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_n \\ \dots \\ \dots \\ S_n \\ r_0 \\ \dots \\ \dots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_0 \\ p_n \\ \dots \\ \dots \\ p_n \\ p_{n+1} \\ \dots \\ \dots \\ p_{2n+1} \end{bmatrix} \tag{IV.15}$$

Cette matrice étant une matrice carrée, ce système possède génériquement une solution et une seule.

IV.2.4. Stratégie de placement de pôles robuste

Pour réaliser un compromis entre les performances et la robustesse, le polynôme $P_c(s)$ va être factorisé en $P_c(s) = P_d(s).P_f(s)$ ou $P_c(s)$ est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (zéro de $P_f(s)$) et pôles de commande (poursuite) (zéros de $P_d(s)$). Dans l'objectif de réaliser cette factorisation, deux paramètres de synthèse sont employés)[30]:

- Un horizon de commande : T_c
- Un horizon de filtrage : T_f

a) Horizon de commande « T_c » :

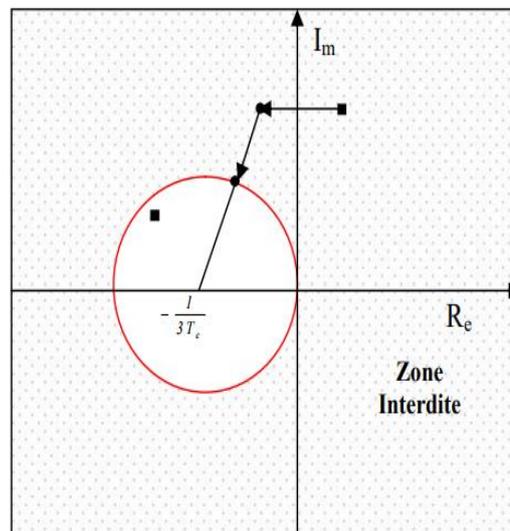


Figure IV.2 : Placement des pôles de l'horizon de commande

Le placement des pôles de l'horizon de commande est basé sur les zéros de $B(s)$. La stratégie de placement est illustrée par la figure (IV.2) et consiste à localiser tous les pôles sur le cercle, en effectuant dans l'ordre, comme la montre figure (IV.2), les opérations suivantes :

- 1) Transformation des zéro
- 2) instables en zéros stables par rapport à l'axe imaginaire de symétrie ;
- 3) Si les pôles sont à l'extérieur du cercle, ils doivent être déplacés vers le cercle. Les pôles finaux sont situés sur le cercle et la ligne allant du centre du cercle aux pôles le plus stable $\left(-1/3T_c\right)$.

b) Horizon de filtrage « T_f » :

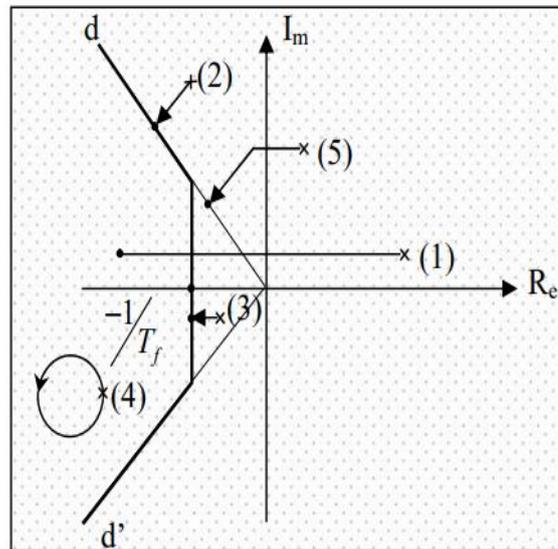


Figure IV.3 : Placement des pôles de l'horizon de filtrage

Le placement des pôles de l'horizon de filtrage utilise les pôles de $A(s)$. La stratégie est montrée par la figure (IV.3) et effectue les opérations suivantes :

- 1) Les pôles instables de $A(s)$ sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire.
- 2) Les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié.
- 3) Les pôles trop lents (à droite de la verticale d'abscisse $(-1/T_f)$) sont ramenés sur cette verticale.
- 4) Les pôles restants demeurent inchangés

Nous reconstituons alors le polynôme $P_d(s)$. À partir des nouveaux zéros obtenus. Les zéros du polynôme $P_f(s)$ se déduisent à partir du paramètre de synthèse spécifié T_f , selon la même procédure que pour $P_d(s)$.

Pour un régulateur strictement propre, un pôle nul ($s = 0$) s'ajoute aux zéros de $A(s)$ et les $n + 1$ zéros de $P_f(s)$ se déduisent dans ce cas de ceux des $A(s)$ Suivant toujours la même procédure.

L'angle du secteur défini par les droites d et d' , dans la figure (IV.2) fixe l'amortissement des pôles placés. Dans ce travail, un secteur de (90°) est choisi pour fixer l'amortissement des pôles placés à 0,707.

Nous pouvons associer à T_c et T_f un certain nombre de règles simples que nous allons énumérer :

- Si le temps de réponse en asservissement est trop grand, diminué T_c .
- Pour augmenter la robustesse et la marge de stabilité, augmenter T_c ou T_f ou les deux.
- Nous avons souvent intérêt à déstabiliser les horizons T_c et T_f pour accroître la robustesse.
- Si la commande est trop sensible aux bruits des capteurs, augmenter T_f .
- Si la commande est très sollicitée en mode asservissement, augmenter T_c , ou prévoir un pré- filtrage adoucisseur de la référence.

IV.3. Régulation de la vitesse de type RST

Dans une régulation polynomiale, avec un régulateur RST appliquée sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure (IV.4) :

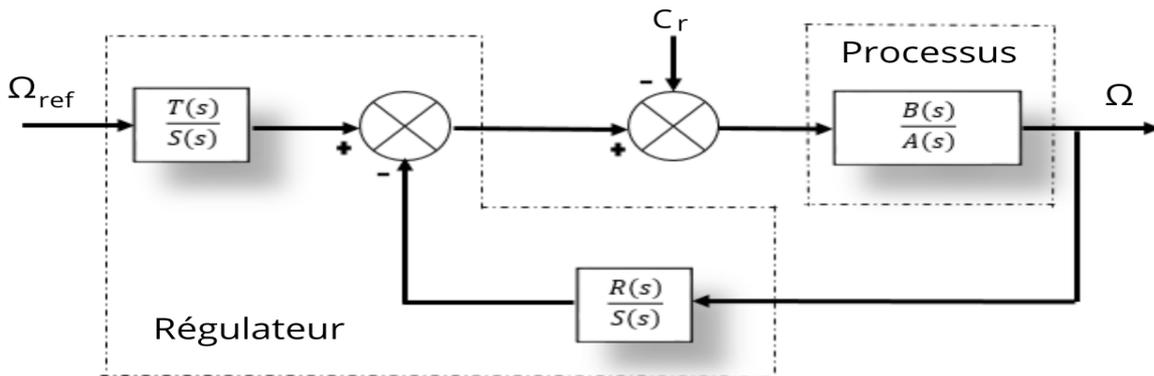


Figure IV.4 : Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle ouverte du système à réguler est :

$$FTBO = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{J_s + f} \tag{IV.16}$$

Avec R, S et T sont les polynômes constituant le contrôleur. Dans notre cas, nous avons [33]:

$$A(s) = J_s + f \text{ et } B(s) = 1 \tag{IV.17}$$

Le pôle du système est : $s = \frac{-f}{J}$

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$\Omega = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} \Omega_{ref} + \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} C_r \tag{IV.18}$$

Par l'application de la procédure de calcul de régulateurs on obtient :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) = P_d(s) P_f(s)$$

Les polynômes de $S(s)$ et $R(s)$ sont calculés de manière à obtenir le polynôme caractéristique $P_c(s)$ voulu. Le choix des pôles de la boucle fermée doit tenir compte de la robustesse.

Il y a deux conditions à satisfaire :

- ✚ Rejet de la perturbation : D'après l'équation (IV.18), la fonction de transfert Ω/C_r sera nulle en régime permanent si nous imposons la contrainte $S(0) = 0$,
- ✚ Suivi de la consigne : Pour garantir que le gain statique de la fonction Ω/Ω_{ref} soit égale à 1, l'équation (IV.18) montre qu'il suffit de choisir un polynôme $T(s)$ qui vérifie $T(0) = R(0)$.

Nous allons présenter dans cette partie une application concrète pour le calcul de notre système.

$P_d(s)$ est le polynôme de commande et le $P_f(s)$ est le polynôme de filtrage.

Les degrés des polynômes sont donnés par :

$$\begin{aligned} deg(P_c(s)) &= 2n + 1 \\ deg(S(s)) &= deg(A(s)) + 1 \\ deg(R(s)) &= deg(A(s)) \end{aligned} \quad (IV.19)$$

On aura :

$$\begin{cases} A = a_0 S + a_1 & ; R(s) = r_0 s + r_1 \\ B = b_1 & ; S(s) = s_0 s^2 + s_1 s \\ P_c(s) = p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0 & ; T(s) = R(0) = r_1 \end{cases} \quad (IV.20)$$

Pour trouver les coefficients des polynômes R et S, la méthode de placement des pôles robuste est adoptée avec T_c comme horizon de commande et le T_f horizon de filtrage. Nous avons:

$$P_d = -\frac{1}{T_c} \text{ et } P_f = -\frac{1}{T_f} \quad (IV.21)$$

Avec :

P_c : est le pôle de $P_d(s)$.

P_f : est le double pôle de $P_f(s)$.

Le pôle P_c doit être choisi tel que la dynamique du processus soit plus simple ; il est généralement choisi trois à cinq fois plus grand que le pôle de P_a .

Le pôle P_f et généralement choisie trois fois plus petit que P_c . Dans notre cas :

$$s = -\frac{f}{j}$$

D'où

$$T_c = \frac{1}{3} T_f = -\frac{1}{3P_a} = -\frac{J}{3f} \quad (IV.22)$$

Les perturbations sont généralement considérées comme constante. C_r Peut-être modélisé par une entrée échelon. Pour obtenir de bons rejets de perturbation, le théorème de la limite de la valeur finale indique que :

$$\lim_{S \rightarrow 0} \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} = 0 \tag{IV.23}$$

Pour obtenir une bonne stabilité en régime permanent, nous devons avoir $P_c(0) \neq 0$ et respecter la relation (IV.19) L'équation de Bézout mène à quatre équations avec quatre inconnues où les coefficients de P_c sont liés aux coefficients de polynômes R et S par la matrice de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \tag{IV.24}$$

Les coefficients $P_c(s)$ sont déterminés à partir des pôles choisis. La stratégie de placement des pôles est détaillée dans la première partie de chapitre. Les nouveaux pôles pour le système $A(s)$ sont représentés sur la figure IV.05.

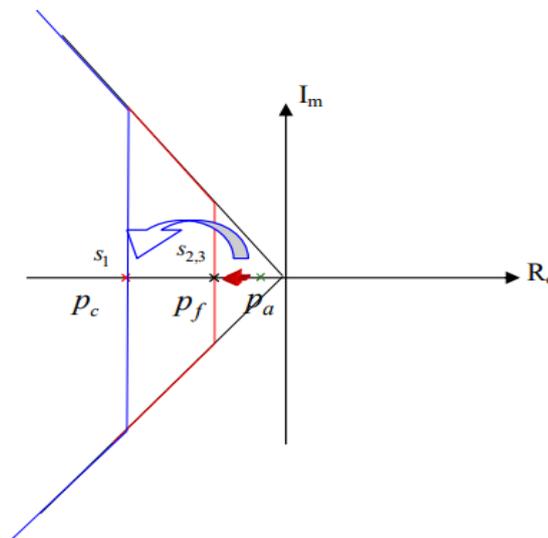


Figure IV.5: Construction des pôles

Nous construisons le polynôme $P(s)$ à partir du nouveau pôle obtenu (s_1). Les deux pôles de $F(s)$ sont déduits de ceux des. $A(s)$, à partir des paramètres de synthèse spécifiés $P_f(s_2, s_3)$.

Une étude paramétrique a été réalisée dans l'objectif d'obtenir les coefficients du polynôme $P_c(s)$:

$$\begin{aligned} P_c(s) &= P_d(s) P_f(s) = (S + P_f)^2 \\ P_c(s) &= s^3 + (P_d + 2P_f) s^2 + (P_f^2 s + 2P_d P_f) s + P_d P_f^2 \end{aligned} \tag{IV.25}$$

Ce qui nous amène au régulateur suivant :

$$R(s) = 0.24s + 100$$

$$S(s) = 0.34s^2 + 0.077s$$

$$T(s) = R(0) = 100$$

IV.4. Résultats de simulation

IV.4.1. Tests de robustesse

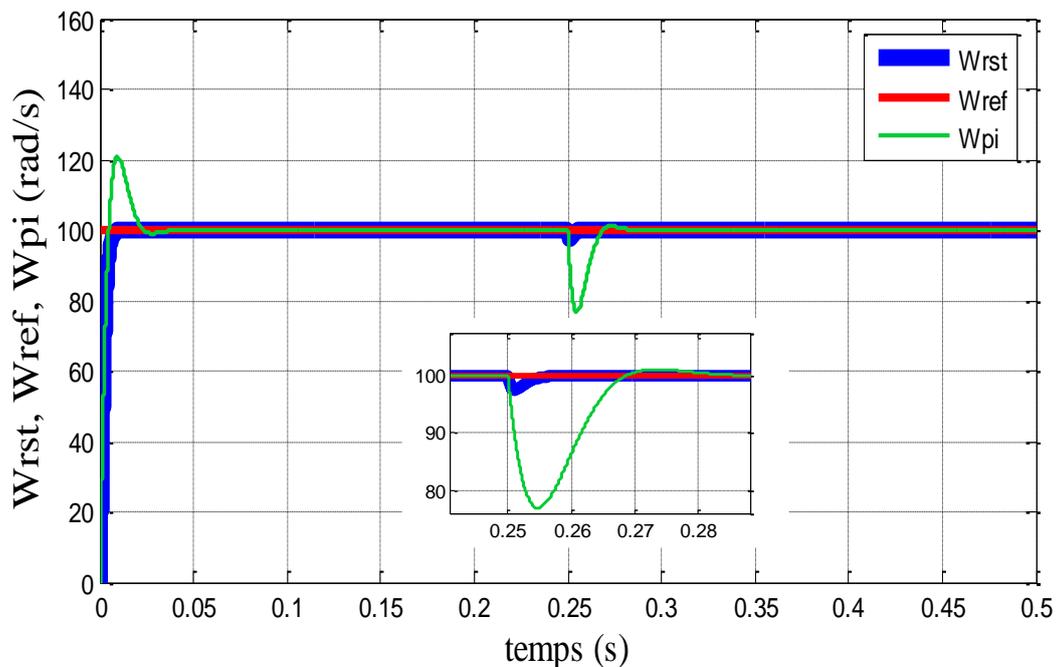
Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel par un régulateur de type RST, on a simulé trois régimes transitoires relatifs à :

- En charge,
- Une inversion du sens de rotation,
- Une variation des paramètres.

On présentera dans cette partie les résultats de simulation de la commande vectorielle par régulateur RST.

On constate que dans les trois commandes le couple répond instantanément, et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation et en douceur.

- **Essai en charge**



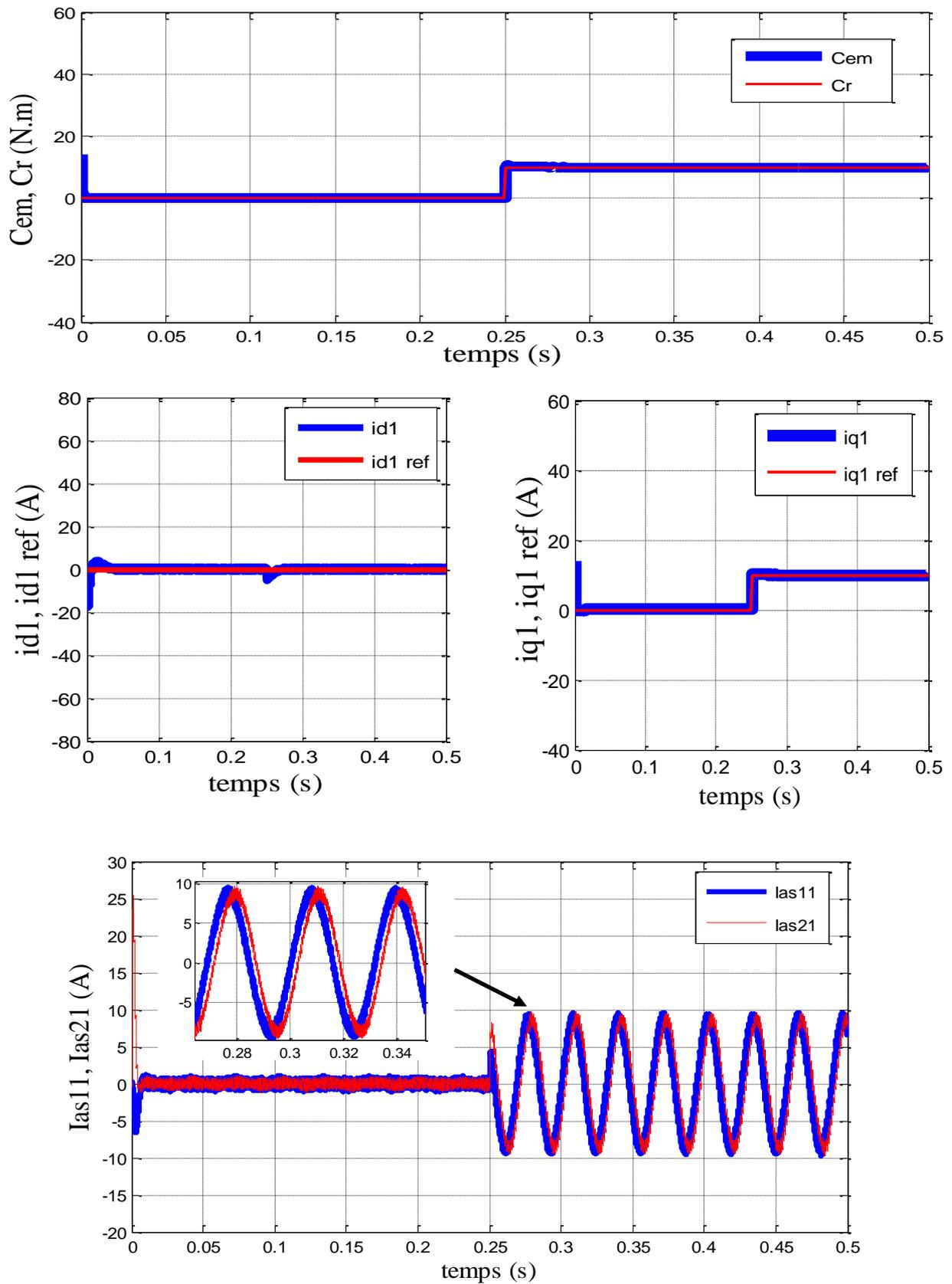


Figure IV.6 : Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.25\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s.

• Essai d'inversion du sens de rotation :

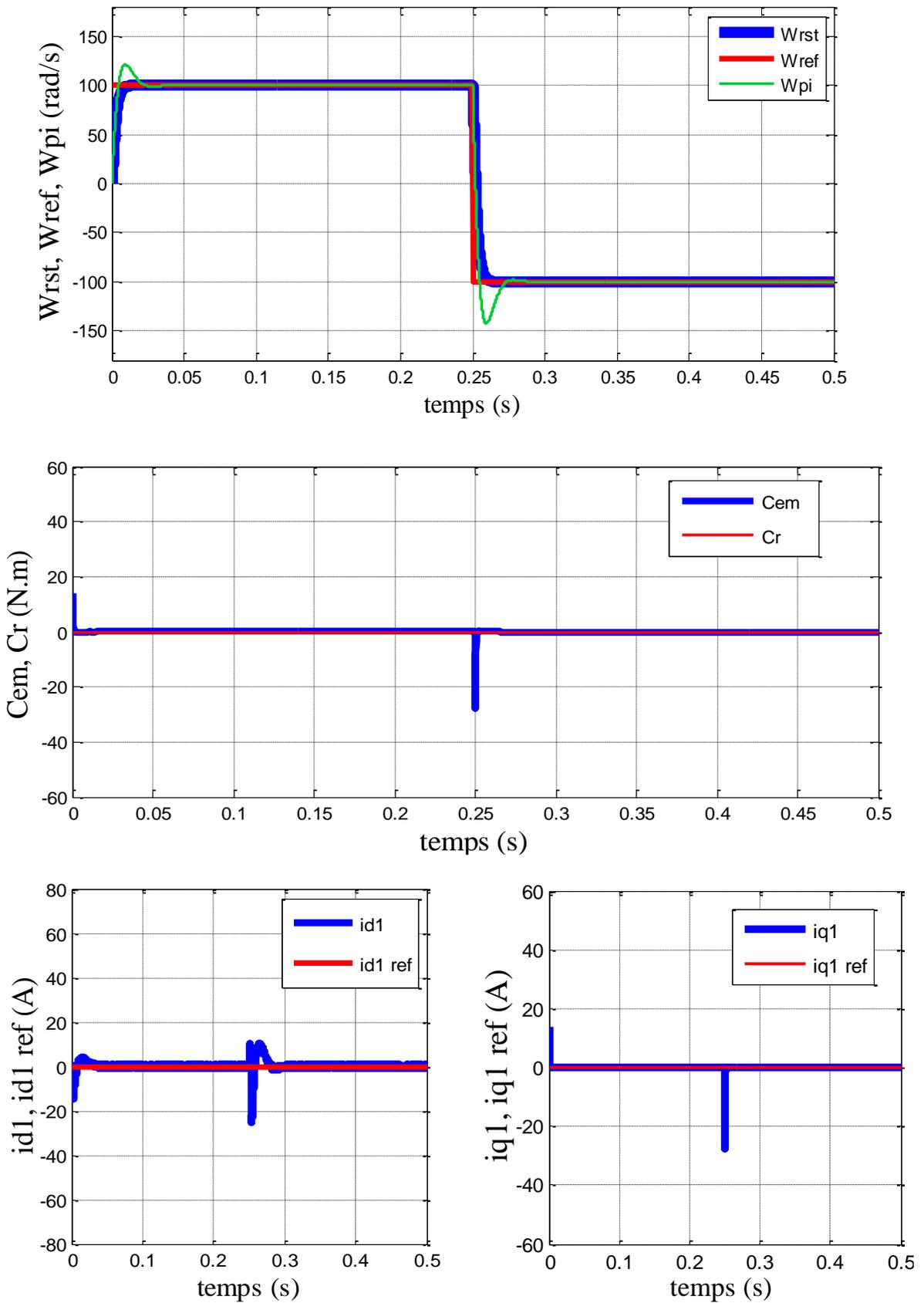


Figure IV.7 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.25s$

- **Essai de variation des paramètres**

Dans cette partie de variation de paramètre en vas simuler 6 cas :

- Augmentation de R_s à 100%
- Augmentation de L_d et L_q à 50%
- Réduction de L_d et L_q à 50%
- Augmentation de φ à 30%.
- Réduction de φ à 30%.
- Augmentation de J à 100%.

Ce qui donne le résultat suivant :

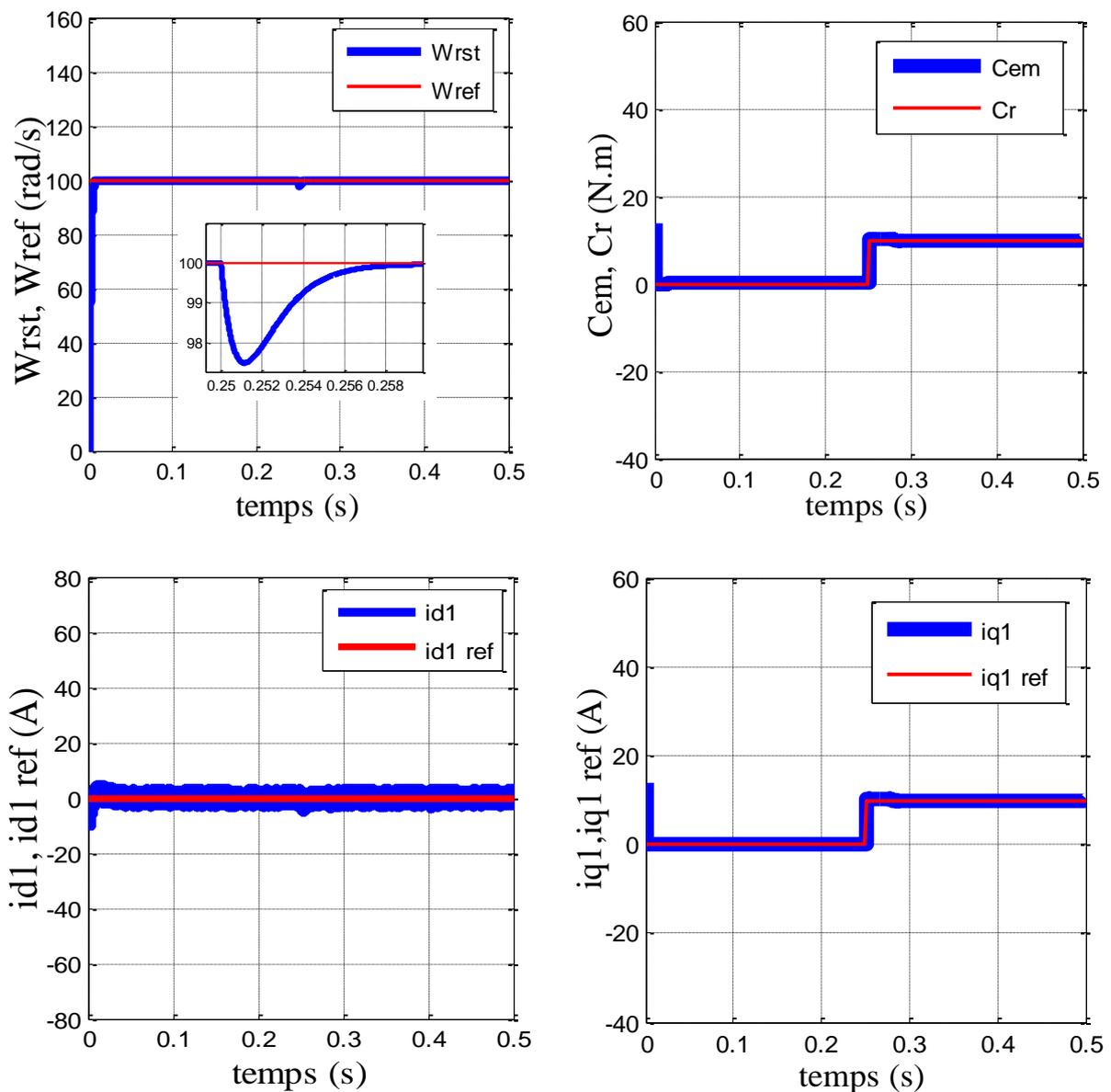


Figure IV.8 : Résultats de simulation – RST: Augmentation de R_s à 100%

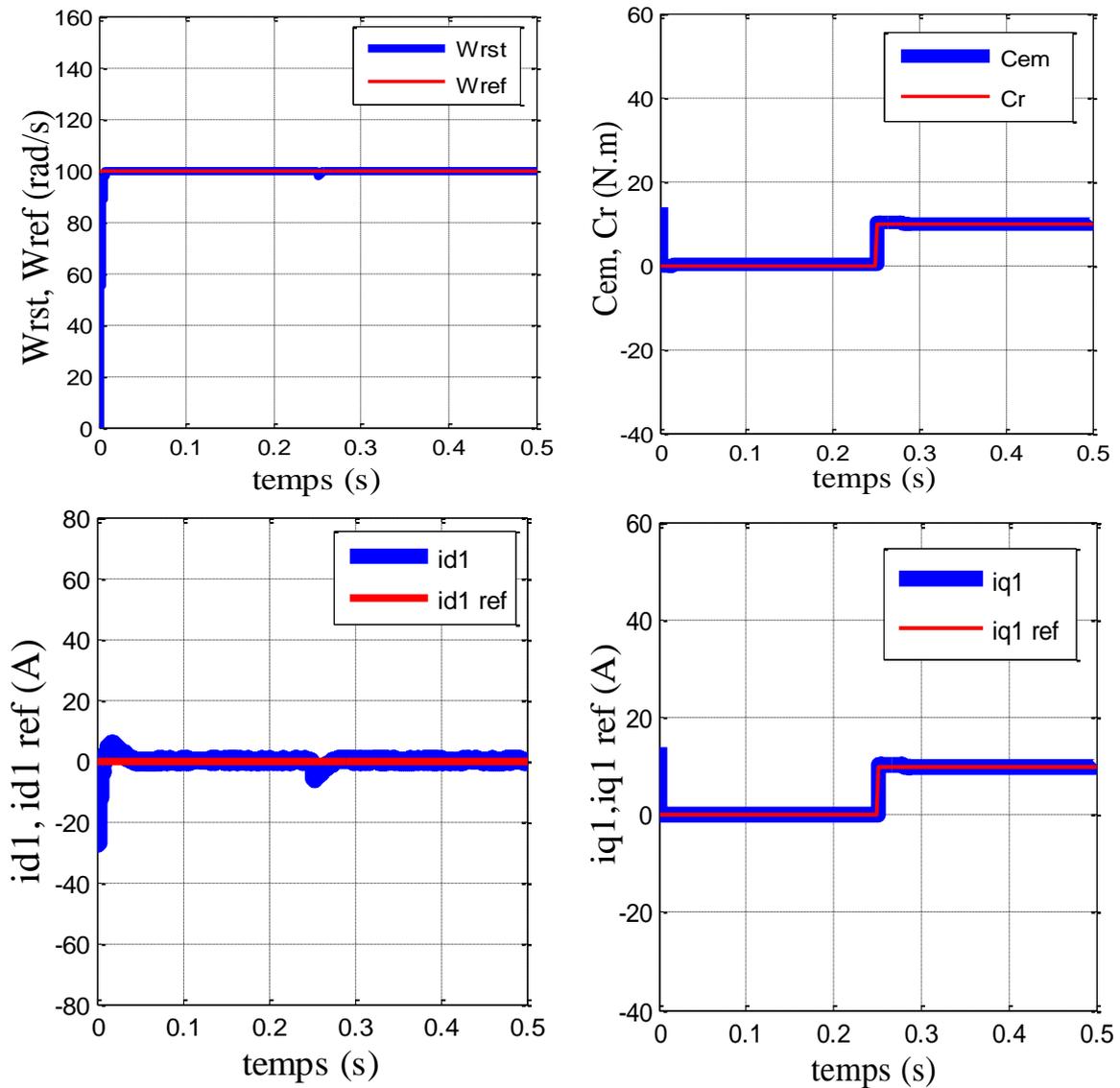
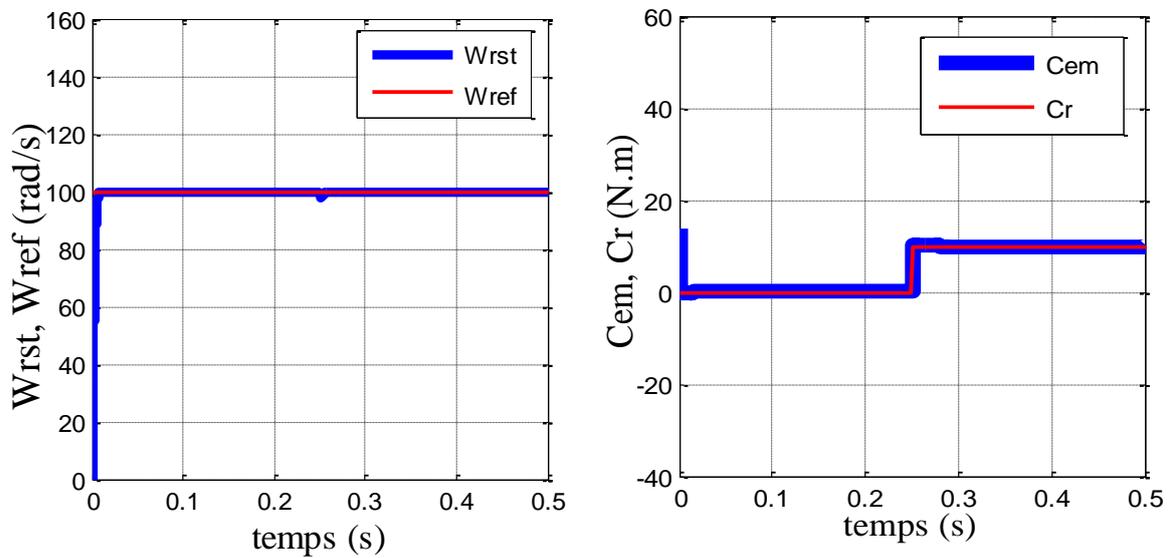


Figure IV.9 : Résultats de simulation – RST: Augmentation de L_d et L_q à 50%



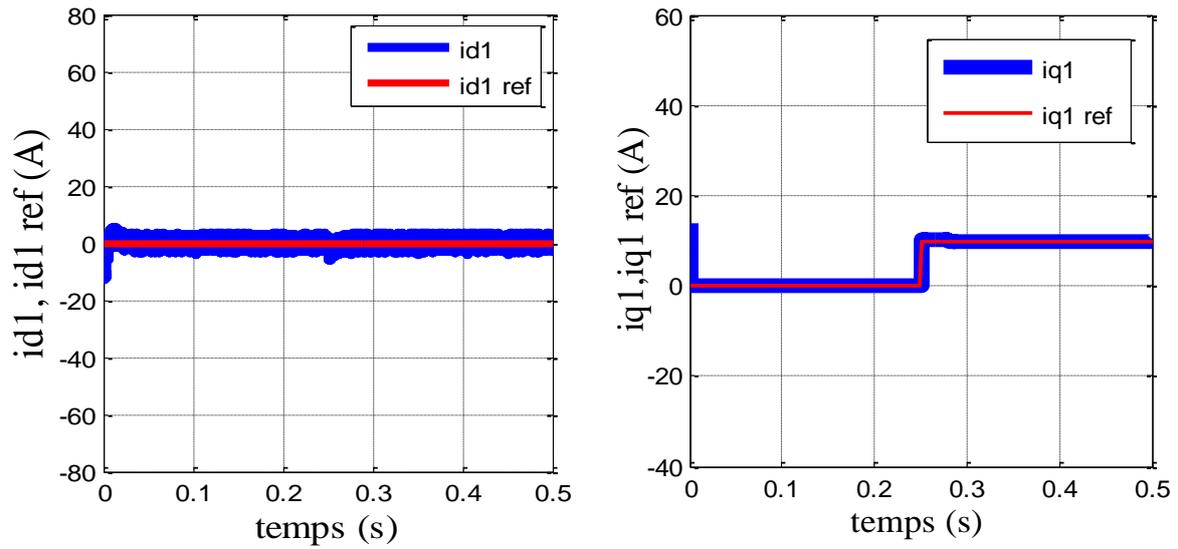


Figure IV.10 : Résultats de simulation –RST: Réduction de L_d et L_q à 50%

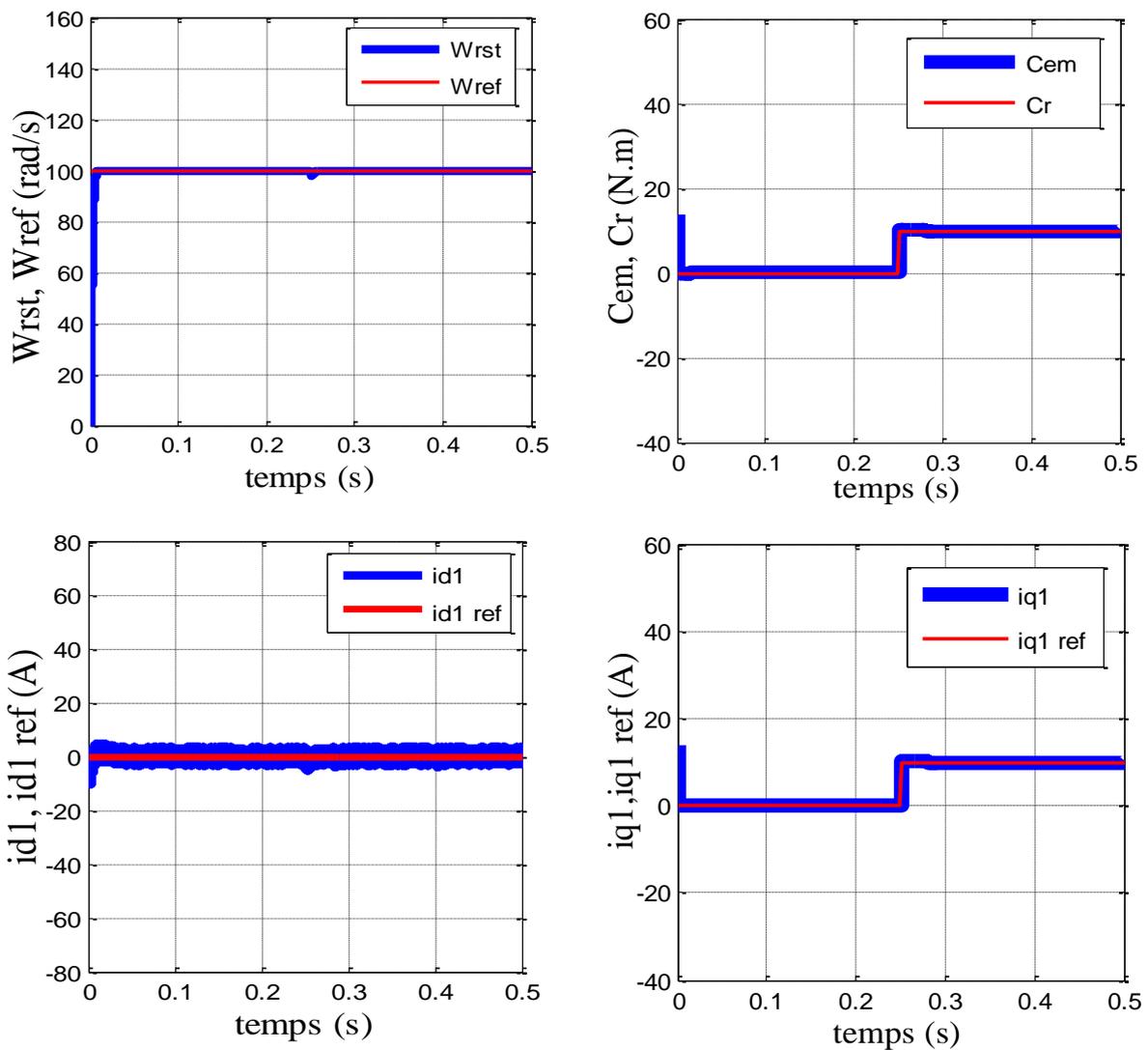


Figure IV.11 : Résultats de simulation – RST: Augmentation de φ à 30%.

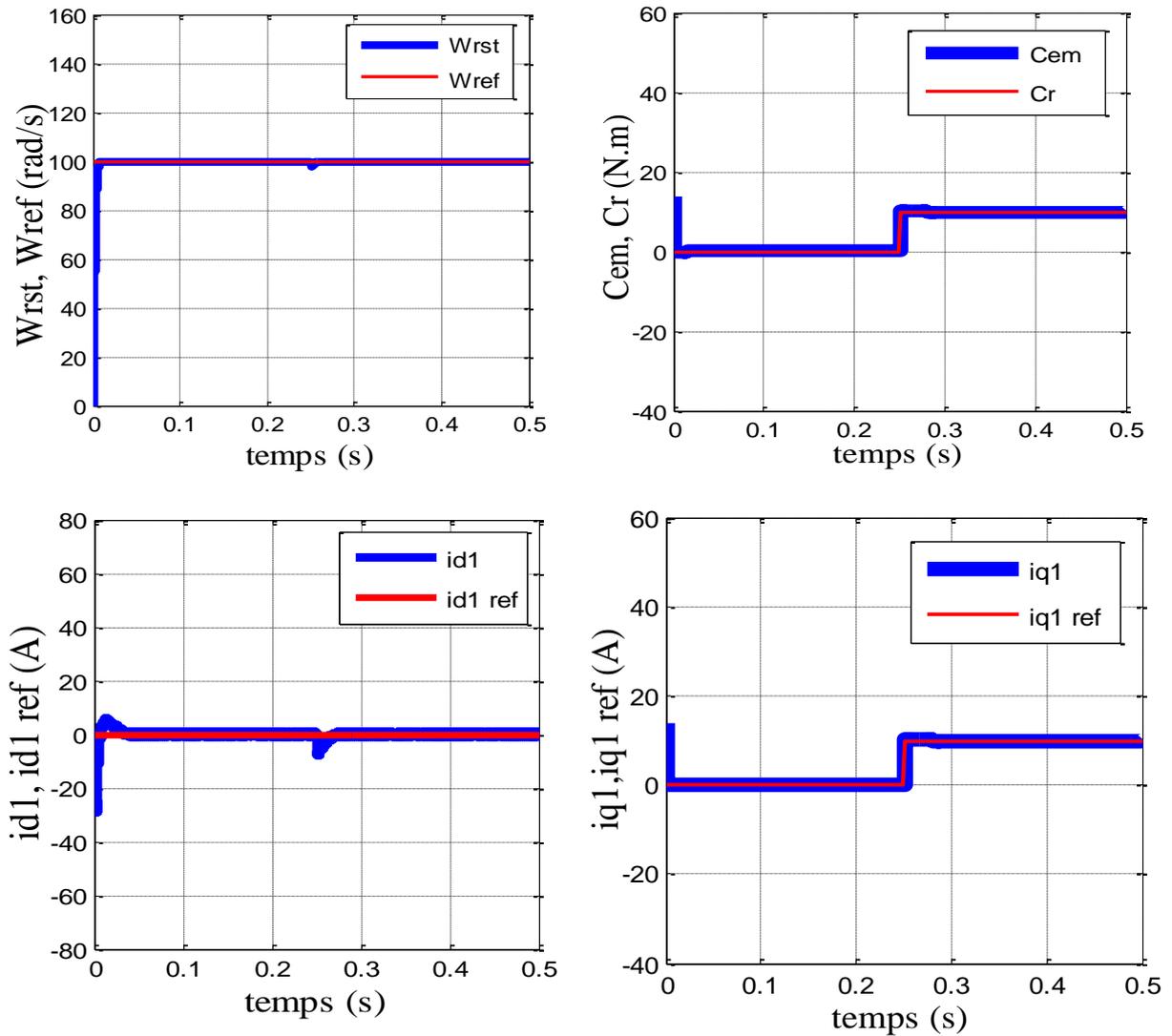
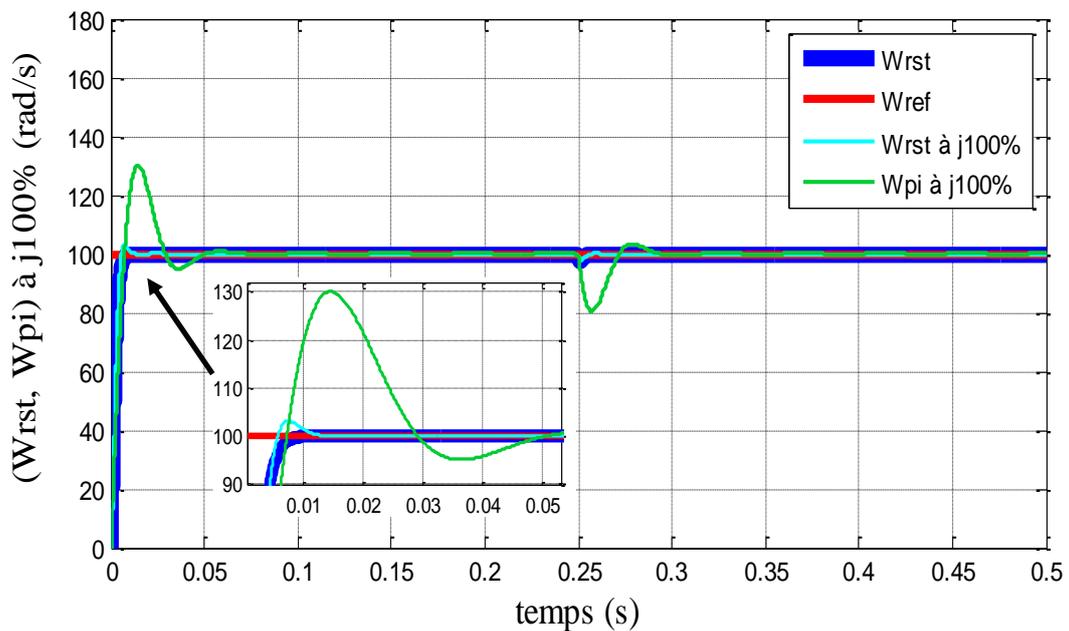


Figure IV.12: Résultats de simulation – RST: Réduction de φ à 30%.



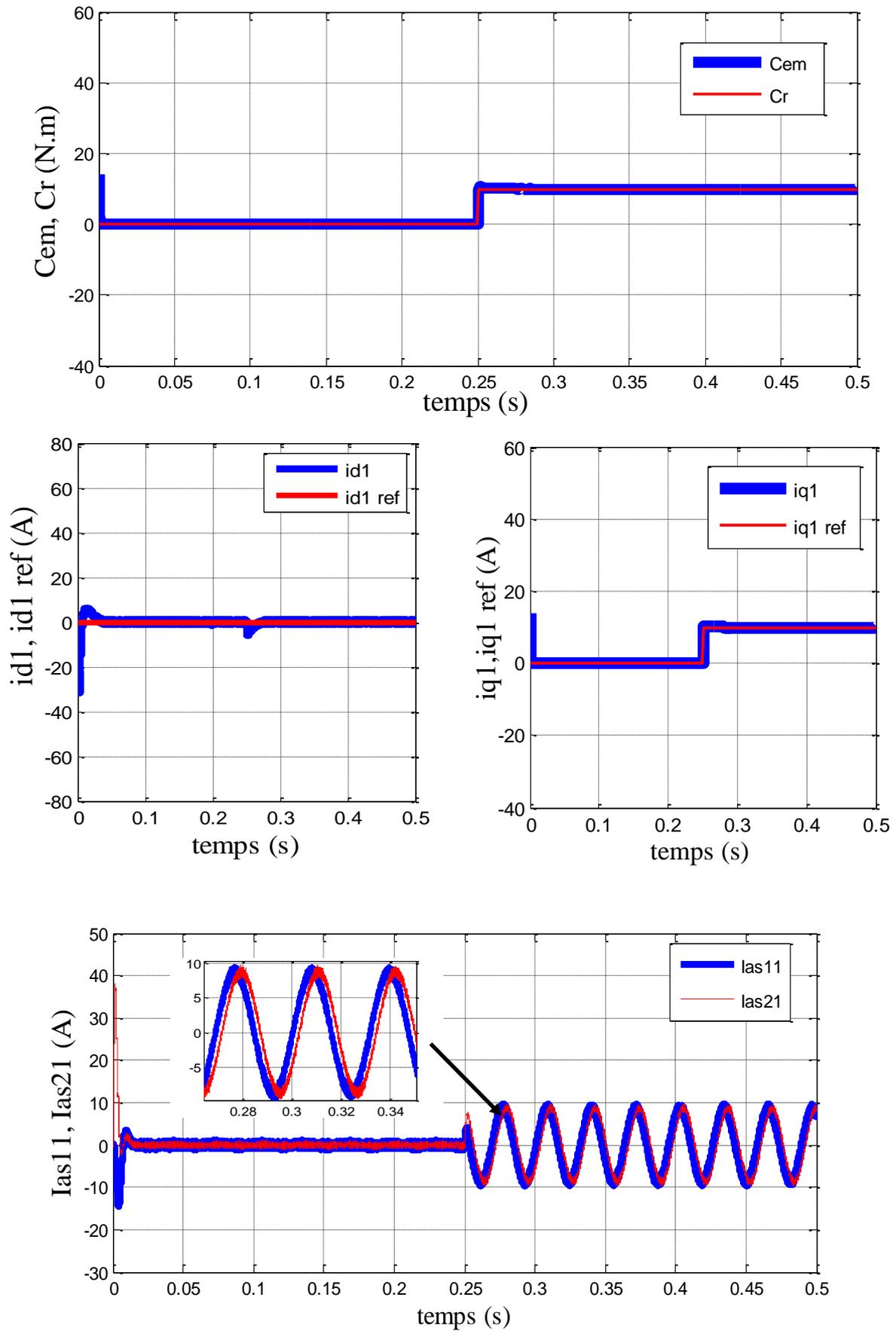


Figure IV.13 : Résultats de simulation –RST: Augmentation de J à 100%.

IV.4.2. Interprétation des résultats

- **Essai en charge**

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne $W_{rst} = 100(\text{rad/s})$. Figure IV.6 représente les résultats de simulation de l'essai en charge. On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence son dépassement pendant le régime transitoire, avec un temps de réponse très rapide. Après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.25\text{s}$ on remarque que la vitesse présente une très petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence. Le couple subit des pics au premier moment de démarrage, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ($i_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement des composant (i_{q1} et i_{q2}), et les courant (i_{q1} et i_{q2}) sont l'image du couple.

- **Essai d'inversion du sens de rotation**

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de $W_{ref} = 100(\text{rad/s})$ à $W_{ref} = -100(\text{rad/s})$ à $t = 0.25\text{s}$, on introduit une inversion du sens de rotation sans charge. En analysant les résultats de la Figure IV.7, nous remarquons que, la vitesse W_{rst} suit parfaitement sa nouvelle référence sans dépassement. Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage puis rejoint sa valeur de référence. Un autre pic apparaît au moment de l'inversion de vitesse. Le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

- **Essai de variation des paramètres**

Ces résultats des variations paramétriques ont confirmé, l'efficacité de la commande en vitesse par le régulateur RST il apparaît clairement que cette commande maîtrise efficacement l'effet des variations paramétriques. Dans tous les cas de variation des paramètres, nous remarquons que la vitesse W_{rst} suit parfaitement sa référence avec un très bon temps de réponse sans dépassement, sauf dans le cas de la variation du moment d'inertie J à 100% (Figure IV.13) que la réponse est moins rapide sans augmentation importante, mais, en comparant avec la réponse de la vitesse W_{pi} , elle est plus rapide. Il en est de même pour le comportement des courants qui

sont caractérisée par la bonne réduction des ondulations ainsi que le bon suivi des références, Les réponses obtenues montrent clairement que le régulateur RST répond mieux que le régulateur PI.

IV.5. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure de régulation RST Cette technique de régulation présente l'avantage de la mise en œuvre très simple, puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter. Cependant, la régulation RST donne des résultats très bons et très performants.

Cette nouvelle technique de régulation « RST », a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations, le suivi de consigne et la robustesse de la stabilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande robuste 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 donné 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, nous avons établis un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine et sa modélisation sous la forme d'état qui permet d'étudier son comportement dynamique et statique en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur- MSAPDE.

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 où 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 la commande choisie, On s'est intéressé à l'étude et à l'utilisation du régulateur RST dans le réglage de la vitesse de la MSAPDE. L'étude comparative entre les deux types de régulateurs PI et RST a montré que le temps de repense et la stabilité vis-à-vis de la variation paramétrique est nettement amélioré grâce au régulateur RST.

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

- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques,
- Association des onduleurs multi-niveaux et MSAPDE,

- Etude et modélisation de cette machine en fonctionnement génératrice, et l'introduire dans un système de production d'énergie éolienne.

- [1] I.Chadou et S.Bendania, « Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Double étoiles », mémoire master, Université de 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] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ». Doctorat en sciences en électrotechnique option : Electricité Industrielle, Université de BATNA, juin 2010.
- [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. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des Machines à réluctance variable ». Revue 3E. In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [7] L. A. Philip, E. A. Robert, «The history of induction motors in America». Proceedings of the IEEE. vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- [8] 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.
- [9] E. A. Klingshirn, « High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration». IEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- [10] G. K. Singh, « Multi-phase induction machine drive research—a survey, ». Electric Power System Research, pp. 139—47, vol. 61, 2002.
- [11] D. Hadiouche, « contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ». Thèse de doctorat de l'Université Henri Poin-caré, Nancy-1, soutenue 20 décembre 2001.
- [12] A. Yahiaoui et C.Bouhoui, « Modélisation et commande d'une machine synchrone double étoile (MSAPDE) ». Mémoire de master, Université A.MIRA-BEJAIA, 2020/2021.
- [13] D. Difi, « Modélisation des Machines Asynchrones Polyphasées par les Fonctions de Bobinage » Mémoire de Magistère, USTHB.2014.
- [14] 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.
- [15] H. Amimeur, « Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse de doctorat, Université de Batna, 2012.

- [16] L. Laggoun, « Contribution au Contrôle de la Machine Synchrones Double Etoile ». Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2019.
- [17] F. Locment, « Conception et Modélisation d'une Machine Synchrones à 7 Phases à Aimants Permanents et Flux Axial : Commande Vectorielle en Modes Normal et Dégradé ». Thèse de Doctorat, Université de Lille1, 2006.
- [18] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ». Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [19] M. Zendi et L. Zoulim, « Modélisation d'une machine asynchrone pentaphasé ». Mémoire de master, Université M.MAMMERY-TIZI-OUZOU, 2015.
- [20] 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.
- [21] M. Badrzoui et M. Bereks i reguig, « Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone ». Mémoire de master, Université AbouBekr Belkaïd – Tlemcen, 2016.
- [22] B. Zegueb ? « Commande d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire ». Mémoire de Magister, Université de Batna, le 30 /06 /2008.
- [23] T. Mohammed, « Amélioration de la commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de master, Université de M'sila, 2013.
- [24] 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.
- [25] T. Laamayad, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique floue ». Thèse de Doctorat, Université De Batna, 2014.
- [26] F. Kendouli, Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation, Thèse Université Mentouri Constantine, 2011.
- [27] L. Abdelhamid, R. Abdessemed, H. Amimeur, E. Merabet, « Etude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens ». International Conference on Renewable Energy ICRE '07, University of Bejaia, pp.1–6 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [28] A. Maarouk, « commande dynamique d'une machine synchrone a aimants permanents alimentée en tension ». Mémoire de master, Université M'hamedBougera boumerdass, 2016.

- [29] A.R.Boudjema, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire master, Université de Biskra, 2014.
- [30] 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.
- [31] N.Bounasla, « Commande par mode glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire master, Université de Sétif, 2014
- [32] D. Lahouel, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [33] M.Aiachi, K.Cherade, « Commande Robuste RST d'une machine Asynchrone ». Mémoire master, université de Kasdi Merbah, 2014/2015.

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

Grandeur :	Valeur :
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Tension nominale	$V = 220/380 \text{ v}$
Puissance nominale	$P_n = 15000 \text{ W}$
Couple de charge	$C_r = 10 \text{ N.m}$
Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 1)	$L_{d1} = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 2)	$L_{d2} = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 1)	$L_{q1} = 0.0058 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 2)	$L_{q1} = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de pair de pôle	$P = 2$
Amplitude des flux des aimants permanents	$\varphi = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.M}^2$
Inductance Mutuelle	$M_d = 2.2e - 3 \text{ H}$