



**Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Electrotechnique**



*Thèse*

Préparée au sein du Laboratoire des Systèmes de Traction Electrique Batna  
- LSTEB - Université de Batna

Présentée pour l'obtention du titre de :  
**Docteur en Sciences en Electrotechnique**  
**Option : Machines Electriques**

*Sous le Thème :*

**Contribution au Contrôle de la Machine  
Synchrone Double Etoile**

*Présentée Par :*

**LAGGOUN Louanasse**

Magister en électrotechnique – Université de Batna  
Ingénieur d'état en électrotechnique – Université de Batna

*Soutenu le 15/07/2019 devant le jury composé de :*

M. ABDESSAMED Rachid	Prof.	Université de Batna 2	Président
M. BENAGGOUNE Said	Prof.	Université de Batna 2	Directeur de Thèse
M. BELKACEM Sebti	Prof.	Université de Batna 2	Co-directeur de Thèse
M. KERDOUN Djallel	Prof.	Université de Constantine 1	Examineur
M. CHAIBA Azeddine	Prof.	Université de Khenchela	Examineur
M. SAHRAOUI Mohamed	MCA.	Université de Biskra	Examineur

**ملخص :**

يتناول العمل المقدم في هذه الأطروحة دراسة وتحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) لمحرك متزامن ثنائي النجم ذي المغنطيس الدائم (MSDEAP) مغذى بموجين للتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار. إن تطبيق هذا التحكم يجلب حلاً مثيراً للاهتمام لمشكلات المتانة و الحركية بالنسبة للتحكم الشعاعي. اليوم ، التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) يشهد تطوراً مهماً ، لا سيما مع تطور التقنيات الجديدة للذكاء الاصطناعي. التحكم في DTC باستخدام منظمات PI التقليدية له عيوب معينة. لتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه ، يتم السعي إلى تطبيق أنواع جديدة من وحدات التحكم الأكثر دقة وحساسية مثل النمط الانزلاقي واحد واثنين ، والمنظم الهجين الغامض والمنزلق. تسلط نتائج المحاكاة المعروضة في هذه الأطروحة الضوء على التحسينات التي تم إدخالها من قبل المنظمين المقترحين بالمقارنة مع المنظم PI التقليدي تحت ظروف التشغيل المختلفة.

**الكلمات المفتاحية:** التحكم المباشر بعزم الدوران (DTC) ، محرك متزامن ثنائي النجم ذي المغنطيس الدائم (MSDEAP) ، وضع الانزلاق الأول والثاني ، المنطق الغامض ، المنظم الهجين ، منظم PI.

**Résumé :**

*Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude et l'amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) d'une machine synchrone à double étoile à aimant permanent (MSDEAP) alimentée par deux onduleurs de tension. L'application de cette commande apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique par rapport à la commande vectorielle. Aujourd'hui, la commande DTC connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle. La commande DTC utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients. Pour améliorer les performances du système à commander, on cherche à appliquer des nouvelles types de régulateurs plus robustes tels que le mode glissant ordre un et deux et régulateur hybride flou glissant. Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire mettent en évidence les améliorations produites par les régulateurs proposés par rapport au régulateur classique PI dans diverses conditions de fonctionnement.*

**Mots clés :** Commande Directe du Couple (DTC ), Machine Synchrone à Double Etoile à Aimant Permanent (MSDEAP), Mode Glissant Un et Deux, Logique Floue, Régulateur Hybride, Régulateur PI.

**Abstract:**

*The work presented in this thesis deals with the study and performance improvement of the Direct Torque Control (DTC) of a Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine (DSPMSM) powered by two voltage source inverters. The application of this command brings a very interesting solution to the problems of robustness and dynamics by contribution to the vector control. Today, the DTC control is experiencing an important development, particularly with the evolution of the integration of new techniques of artificial intelligence. DTC control using conventional PI regulators has certain disadvantages. To overcome these drawbacks, we apply a new type with more robust regulators such as the one and second order sliding mode control and fuzzy sliding hybrid regulator. Simulation results in this thesis demonstrate the feasibility and validity of the regulators proposed by contribution to the classical regulator PI under various operating conditions.*

**Key words :** Direct Torque Control(DTC), Dual Star Permanent Magnet Synchronous Machine (DSPMSM), Fuzzy Logic, Sliding Mode Order One And Two, Hybrid Regulator, PI Regulator.

## Remerciement

---

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon directeur de thèse Monsieur **BENAGGOUN SAID** Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électrotechnique de l'Université de Batna2, qui a consacré à l'encadrement de ma thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien cette thèse et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire une thèse dans des conditions exceptionnelles.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **BELKACEM SEBTI** (Co-directeur) Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **ABDESSAMED Rachid**, Professeur à l'université de Batna 2 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse et pour leur encouragement.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

M. KERDOUN Djallel	Prof.	Université de Constantine 1
M. CHAIBA Azeddine	Prof.	Université de Khenchela
M. SAHRAOUI Mohamed	MCA.	Université de Biskra

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Benyza Nabil et Khemis Abderrahmane (enseignants à l'Université de Khenchela), Boukhelfa Goulem Ellah (Université de Batna 2) et Ben Youssef Elakhdar (Université de Ouargla).

Je tiens par ailleurs à remercier vivement toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail en particulier.

***Dédicaces***

---

*A toute ma famille, en particulière mes parents, ma femme et  
mes chers enfants (Mayar, Mohammed et Meriem) ;*

*A tous ceux que j'aime ;*

*A tous mes amis chacun à son nom ;*

*A tous, je dédie ce Travail*

---

## *Table de Matière*

---

- ✚ Résumé
- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Table de matière
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures
- ✚ Liste des tableaux

***Introduction Générale*** .....1

### ***Chapitre 1 : Modélisation de la Machine Synchrone Double Etoile à Aimants Permanents***

1.1 INTRODUCTION.....	7
1.2 TYPES DE MACHINES MULTIPHASEES.....	8
1.2.1 Machines multiphasées de type1.....	8
1.2.2 Machines multiphasées de type 2.....	9
1.3 AVANTAGES DES MACHINES MULTI-PHASEES.....	10
1.3.1 Segmentation de puissance.....	10
1.3.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	11
1.3.3 Amélioration de la fiabilité.....	12
1.3.4 Elimination d'harmoniques d'espace.....	13
1.3.5 Réduction d'amplitude des harmoniques de couple.....	13
1.4 INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES.....	15
1.5 APPLICATIONS DES MACHINES MULTIPHASEES.....	15
1.6 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE A AIMANTS PERMANENTS.....	16
1.6.1 Présentation générale de la MSDEAP.....	16

1.6.2 Hypothèses simplificatrices.....	17
1.7 MODELE MATHEMATIQUE GENERAL DE LA MSDEAP.....	17
1.7.1 Equations electriques.....	18
1.7.2 Equations magnétiques (equations des flux).....	19
1.7.3 Expression du couple électromagnétique.....	21
1.7.4 Equations mécaniques.....	21
1.8 MODELE DE LA MSDEAP DANS LE REPERE ( $\alpha, \beta$ ).....	21
1.9 MODELE DE LA MSDEAP DANS LE REPERE (D,Q).....	23
1.10 MODELISATION DE L'ENSEMBLE SYSTEME D'ALIMENTATION-MSDEAP.....	25
1.10.1 Modélisation du redresseur.....	26
1.10.2 Modélisation du filtre.....	27
1.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension a commande MLI.....	27
1.10.3.1 Modélisation de l'onduleur.....	27
1.10.3.2 Stratégie de la commande MLI des onduleurs de tension.....	30
1.11 CONCLUSION.....	31
BIBLIOGRAPHIES.....	32

## **Chapitre 2: Commande par DTC de la Machine Synchrone Double Etoile à Aimants Permanents**

2.1 INTRODUCTION.....	35
2.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)....	36
2.2.1 Avantages.....	36
2.2.2 Inconvénients.....	37
2.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC).....	37
2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	38
2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	40
2.4 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE.....	41
2.4.1 Sélection de vecteur de tension $V_s$ .....	41
2.4.2 Estimateurs.....	43
2.4.2.1 Estimation du flux statorique.....	43
2.4.2.2 Estimation de la position du vecteur flux.....	44
2.4.2.3 Estimation du couple électromagnétique.....	44
2.5 ÉLABORATION DES VECTEURS DE COMMANDE DE FLUX ET DU COUPLE.....	45
2.5.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	45
2.5.2 Élaboration du contrôleur du couple.....	45

2.5.2.1	Correcteur à deux niveaux.....	46
2.5.2.1	Correcteur à trois niveaux.....	46
2.6	ÉLABORATION DES TABLES DE COMMUTATION.....	48
2.6.1	Stratégie de commutation dans la DTC.....	48
2.6.2	Table de commutation.....	48
2.6.2.1	Table commutation du flux .....	49
2.6.2.1	Table commutation du couple .....	49
2.6.2.1	Table commutation du flux et du couple.....	49
2.7	STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE (DTC) POUR LA (MSDEAP).....	50
2.8	RESULTATS DE LA SIMULATION ET INTERPRETATION.....	51
2.8.1	Test de robustesse vis-a-vis de la variation de couple de charge.....	51
2.8.2	Test de robustesse vis-a-vis de la variation de la vitesse.....	53
2.8.3	Test de robustesse de la commande vis-a-vis des variations paramétriques.....	54
2.8.3.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.....	54
2.8.3.2	Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	55
2.9	CONCLUSION.....	57
	BIBLIOGRAPHIES.....	58

### ***Chapitre 3 : Commande DTC par Mode Glissant de la Machine Synchrone Double Étoile à Aimants Permanents***

3.1	INTRODUCTION.....	60
3.2	SYSTEMES A STRUCTURES VARIABLES.....	61
3.3	MODES DE TRAJECTOIRE D'UNE VARIABLE D'ETAT DANS LE PLAN DE PHASE.....	62
3.3.1	Mode de convergence (MC).....	62
3.3.2	Mode de glissement (MG).....	62
3.3.3	Mode en régime permanent MRP(Steady-State Mode).....	63
3.4	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MG.....	63
3.5	CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MG.....	64
3.5.1	Choix de la surface de glissement.....	64
3.5.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	65
3.5.2.1	Fonction de commutation (Approche Directe ou Discrète).....	65
3.5.2.2	Fonction de Lyapunov.....	65
3.5.3	Détermination de la loi de commande.....	66
3.5.3.1	Commande équivalente.....	67

3.5.3.2	<i>Commande discontinue de base</i> .....	69
3.6	BROUTEMENT (CHATTERING).....	70
3.6.1	<i>Solution de couche limite (Boundary Layer Solution)</i> .....	71
3.6.1.1	<i>Commande avec un seul seuil</i> .....	71
3.6.1.2	<i>Commande adoucie (a deux seuils)</i> .....	72
3.6.1.3	<i>Commande intégrale</i> .....	72
3.6.2	<i>Solution par mode glissant d'ordre supérieur</i> .....	73
3.7	COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX.....	74
3.7.1	<i>Algorithme du Twisting</i> .....	75
3.7.2	<i>Algorithme sous-optimal</i> .....	76
3.7.3	<i>Algorithme de Super Twisting</i> .....	77
3.8	APPLICATION DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT D'ORDRE UN POUR LA DTC DE LA MSDEAP.....	78
3.9	RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	79
3.9.1	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de couple de charge</i> .....	79
3.9.2	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse</i> .....	80
3.9.3	<i>Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques</i> .....	81
3.9.3.1	<i>Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance statorique</i> .....	82
3.9.3.2	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie</i> .....	83
3.10	COMMANDE DTC PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX DE LA MSDEAP.....	84
3.11	RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	85
3.11.1	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de couple de charge</i> .....	85
3.11.2	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse</i> .....	87
3.11.3	<i>Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques</i> .....	88
3.11.3.1	<i>Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique</i> .....	88
3.11.3.2	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie</i> .....	89
3.12	ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE PI-DTC ET CMG2-DTC DE LA MSDEAP.....	90
3.12.1	<i>Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine</i> .....	90
3.12.2	<i>Test de robustesse pour une variation de couple de charge</i> .....	91
3.12.3	<i>Comparaison de l'indice de performance</i> .....	92
3.13	CONCLUSION.....	93
	BIBLIOGRAPHIES.....	94

## **Chapitre 4: Commande Hybride Floue-Glissant d'une Machine Synchrones Double Etoile à Aimants Permanents**

4.1 INTRODUCTION.....	98
4.2 THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS TYPE 1 (PRINCIPE ET DEFINITION).....	99
4.3 FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	100
4.3.1 Fonction d'appartenance trapézoïdale.....	100
4.3.2 Fonction d'appartenance triangulaire.....	100
4.3.3 Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux.....	101
4.3.4 Fonction d'appartenance gaussienne.....	101
4.3.5 Fonction d'appartenance singleton.....	101
4.3.6 Fonction sigmoïde.....	101
4.4 PROPRIETES DES ENSEMBLES FLOUS.....	102
4.4.1 Support.....	102
4.4.2 Hauteur.....	102
4.4.3 Noyau.....	103
4.5 OPERATEURS SUR LES ENSEMBLES FLOUS.....	103
4.6 VARIABLES LINGUISTIQUES.....	104
4.7 LES REGLES FLOUES.....	105
4.8 STRUCTURE GENERALE D'UN CONTROLEUR FLOU TYPE 1.....	105
4.8.1 Base de connaissance.....	106
4.8.1.1 Base de données.....	107
4.8.1.2 Base de règles.....	107
4.8.2 Processeur d'entrée (Module de Fuzzification).....	107
4.8.3 Méthode d'inférence floue.....	108
4.8.3.1 Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).....	108
4.8.3.2 Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).....	108
4.8.3.3 Méthode de Takagi-Sugeno.....	108
4.8.3.4 Méthode d'inférence Somme-Produit.....	109
4.8.4 Défuzzification (Processeur de sortie).....	109
4.8.4.1 Méthode de la moyenne des maximas.....	109
4.8.4.2 Méthode du centre de gravité.....	109
4.8.4.3 Méthode de Moyenne Pondérée (Segeno).....	110
4.9 APPLICATION DE LA COMMANDE HYBRIDE FL-MG2-DTC POUR LA MSDEAP.....	110
4.10 STRUCTURE ET CONCEPTION DE BASE D'UN CONTROLEUR FLOU DE VITESSE.....	111
4.10.1 Base de connaissances (Table des règles).....	111

---

4.10.2 Fuzzification .....	112
4.10.3 Inférence .....	112
4.10.4 Défuzzification .....	112
4.11 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	113
4.11.1 Test de robustesse vis-à-vis de l'inversion de couple de charge.....	113
4.11.2 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse.....	114
4.12 ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE PI-DTC, MG2-DTC ET FL-MG2-DTC DE LA MSDEAP.....	115
4.12.1 Test de robustesse vis-à-vis de l'inversion de la vitesse.....	115
4.12.2 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de couple de charge.....	116
4.13 CONCLUSION.....	118
BIBLIOGRAPHIES.....	119
<b>Conclusion Générale</b> .....	122
<b>Annexe</b> .....	124

## Notations et Symboles

$S$	: Indice du Stator.
$a_1, b_1, c_1$	: Phases du Sremier Stator.
$a_2, b_2, c_2$	: Phases du Second Stator.
$(d, q)_{1,2}$	: Axes Sorrespondants au Séférentiel Fixe par Rapport au Champ Tournant.
$(\alpha, \beta)_{1,2}$	: Axes Correspondants au Céféréntiel Cixe par Rapport au Stator.
$\theta$	: Angle Electric entre la Phase a1 et la Position du Rotor.
$\gamma$	: Angle Electric Entre les deux Etoiles.
$V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}$	: Vecteurs des Tensions du Premier Stator.
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$	: Vecteurs des Tensions du Second Stator.
$i_{sa1}, i_{sb1}, i_{sc1}$	: Vecteurs des Courants du Premier Stator.
$i_{sa2}, i_{sb2}, i_{sc2}$	: Vecteurs des Courants du Second Stator.
$\Psi_{sa1}, \Psi_{sb1}, \Psi_{sc1}$	: Vecteurs des Flux du Premier Stator.
$\Psi_{sa2}, \Psi_{sb2}, \Psi_{sc2}$	: Vecteurs des Flux du Second Stator.
$\Psi_{pm}$	: Module du Vecteur Flux des Aimants.
$L_{s1s2}, M_{s1s2}$	: Matrices des Inductances.
$L_s$	: Inductance Propre d'une Phase de Chaque Etoile.
$m$	: Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
$M_s$	: La mutuelle inductance entre-phases d'une même étoile.
$R_s$	: Résistance Statorique d'une Phase de Chaque Etoile.
$C_{em}$	: Couple Electromagnétique.
$P$	: Nombre de Paires de Pôles.

---

$\Omega$	: Vitesse Mécanique du Rotor.
$\omega$	: Pulsation Electrique du Rotor.
$J$	: Le moment d’Inertie de l’Ensemble Machine-Charge.
$C_r$	: Le Couple de Charge (Couple Résistant).
$f_r$	: Coefficient des Frottement Visqueux.
$M$	: Inductance Magnétisante de la Machine
$V_{ds}, V_{qs}$	: Composante des Tensions Statoriques Direct et Quadrature.
$i_{ds}, i_{qs}$	: Composante des Courants Statoriques Direct et Quadrature.
$\Psi_{dqs1}, \Psi_{dqs2}$	: Flux Totaux à Travers les Bobines Fictives $d_1, q_1, d_2$ et $q_2$ .
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	: Composantes ( $\alpha, \beta$ ) des Tensions Statoriques.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	: Composantes ( $\alpha, \beta$ ) des Courants Statoriques.
$f_p$	: Fréquence de la Porteuse (Modulation).
$f_{ref}$	: Fréquence de la Référence.
$V_{ref}$	: Amplitude de la Tension de Référence.
$V_p$	: Valeur Crête de la Porteuse (Onde de Modulation).
<i>MSDEAP</i>	: Machine Synchrone Double Etoile à Aimant Permanent.
<i>DTC</i>	: Contrôle Directe de Couple (Direct Torque Control).
<i>MLI</i>	: Modulation de Largeur d’Impulsion.
<i>PI</i>	: Action Proportionnelle et Intégrale.
<i>CMG</i>	: Commande par Mode Glissant.
<i>CLF</i>	: Commande par Logique Floue.
<i>RLF</i>	: Régulateur par Logique Floue
<i>FL-MG</i>	: Commande par Floue- Mode Glissant.

## Liste des Figures

Figure 1.1 Pertes de la Machine Synchrone a Six Phases et Triphasee.....	11
Figure 1.2 Representation Temporelle et Frequentielle des Couples Electromagnetiques d'une Machine Triphasee et Double Triphasee.....	14
Figure 1.3 Representation des Couples Electromagnetiques Developpes par les Machines 3, 5 et 7 Phases .....	14
Figure 1.4 Representation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSDEAP .....	16
Figure 1.5 Schema block de l'association MSDEAP - Systeme D'alimentation .....	25
Figure 1.6 Modelisation du Redresseur Triphase Double Alternance a Diodes en Pont de Graetz.....	26
Figure 1.7 Modelisation du Filtre.....	27
Figure 1.8 Schema de l'Onduleur Triphase à Deux Niveaux .....	28
Figure 1.9 Schema de Principe de la Technique Triangulo-Sinusoidale.....	30
Figure 2.1 Evolution de l'Extrémité de Vecteur de Flux Statorique ( $\psi_{Si}$ ) pour $R_s I_s$ Négligeable.....	39
Figure 2.2 Choix du Vecteur Tension .....	42
Figure 2.3 Selection des Tensions Correspondant au Controle du Flux .....	45
Figure 2.4 Correcteur à Hysteresis du Couple .....	46
Figure 2.5 Schema Bloc de la Commande Directe du Couple de la MSDEAP.....	51
Figure 2.6 Caracteristiques Dynamique et Statiques de la DTCde la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.....	52
Figure 2.7 Caracteristiques Dynamique et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de l'Inversion du Sens de Rotation.....	54
Figure 2.8 Caracteristiques Dynamique et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Resistance Statorique .....	55

---

Figure 2.9 Caracteristiques Dynamique et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d’Inertie.....	56
Figure 3.1 Differents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.....	62
Figure 3.2 Methode de Controle Equivalente.....	67
Figure 3.3 Schema Structurelle de la Commande Equivalente.....	68
Figure 3.4 Commande Equivalente $u_{eq}$ prise par la Commande lors de la Commutation entre $u_{max}$ et $u_{min}$ .....	68
Figure 3.5 Definition de la Fonction sign.....	69
Figure 3.6 Phenomene de Broutement.....	70
Figure 3.7 Definition de la Fonction Saturation (Sat).....	71
Figure 3.8 Fonction Sign de la commande avec un Seul Seuil.....	71
Figure 3.9 Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).....	72
Figure 3.10 CSV Rendu Continue.....	73
Figure 3.11 Convergence en Temps Fini de l’Algorithme Twisting dans le Plan $(s, \dot{s})$ .....	75
Figure 3.12 Caracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.....	80
Figure 3.13 Cracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors d’Inversion du sens de Rotation.....	81
Figure 3.14 Caracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Resistance Statorique.....	82
Figure 3.15 Caracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d’Inertie.....	83
Figure 3.16 Schema Fonctionnel du CMG2-DTC Propose pour la MSDEAP.....	85
Figure 3.17 Caracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.....	86
Figure 3.18 Cracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors d’Inversion du sens de Rotation.....	88
Figure 3.19 Caracteristiques Dynamiques et statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Resistance Statorique.....	89
Figure 3.20 Caracteristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d’Inertie.....	90
Figure 3.21 Comparaison entre PI-DTC et CMG2-DTC de MSDEAP pour l’Inversion du sens de Rotation.....	91

---

---

Figure 3.22 Comparaison entre PI-DTC et CMG2-DTC de la MSDEAP pour une Variation de Couple de Charge.....	92
Figure 4.1 Differentes Formes des Fonctions d'Appartenance.....	102
Figure 4.2 Format d'un Ensemble Flou Normalise.....	103
Figure 4.3 Fonctions d'Appartenances Associees à A et B. (Operateurs Logiques) .....	104
Figure 4.4 Schema Synoptique d'un Controleur Flou.....	106
Figure 4.5 Representation du Schema Bloc de la Commande Hybride FL-MG2-DTC de la MSDEAP .....	110
Figure 4.6 Schema Synoptique d'un Controleur Flou de Vitesse .....	111
Figure 4.7 Fonctions d'Appartenances des Differentes Variables Linguistiques.....	112
Figure 4.8 Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la FL-MG2-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge .....	113
Figure 4.9 Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la FL-MG2-DTC de la MSDEAP lors d'Inversion du sens de Rotation.....	114
Figure 4.10 Comparaison entre les Regulateurs de Vitesse PI-DTC, MG2-DTC et FLMG2-DTC avec Inversion de la Vitesse .....	116
Figure 4.11 Comparaison entre les regulateurs de vitesse PI-DTC, MG2-DTC et FLMG2-DTC avec variation de couple de charge .....	117

## Liste des Tableaux

---

Tableau 1.1	Machines Multiphasees de Type 1 (multi-etoile).....	9
Tableau 1.2	Machines Multiphasees de Type 2 .....	10
Tableau 1.3	Puissance et Couple Electromagnetique de la Machine Six Phases sous Plusieurs cas de Phases Defectueuses .....	12
Tableau 2.1	Différentes Configurations des Interrupteurs et Tensions Générés.....	38
Tableau 2.2	Table Generalisée des Vecteurs de Tension .....	48
Tableau 2.3	Table de Commutation du Flux .....	49
Tableau 2.4	Table de Commutation du Couple .....	49
Tableau 2.5	Strategie de Controle avec Comparateur à Hysteresis à trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension Nuls.....	50
Tableau 2.6	Strategie de Controle avec Comparateur a Hysteresis a trois Niveaux avec les Vecteurs de Tensions non Nuls .....	50
Tableau 3.1	Comparaison de l'Indice de Performance.....	93
Tableau 4.1	Table de Regles (Matrice d'Inference) pour Regulateur Flou de Vitesse.....	111
Tableau 4.2	Comparaison de l'Indice de Performance.....	116

## *Introduction Générale*

---

Ces dernières années, les variateurs de vitesse constitués d'une machine à courant alternatif associés à un convertisseur statique, ont attirés beaucoup d'attention des groupes de recherche et de l'industrie. Ils sont de plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances. Ces applications font appel en général à des machines synchrones à aimants permanents commandées par des convertisseurs statiques. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phases ( $n > 3$ )- ou multi-étoile)[1][2]. Ces machines représentent depuis plusieurs années un intérêt grandissant dans le domaine des machines électriques, elles peuvent être utilisées pour des systèmes de traction électrique automobile, de propulsion électrique maritime, aérogénérateurs ou bien pour des applications électriques industrielles de haute puissance. [3]

Un des exemples les plus courants est la machine synchrone double étoile (MSDE), dans la configuration classique, son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalé d'un angle électrique de  $30^\circ$ . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine synchrone triphasée, il peut donc être soit à aimants permanents, soit bobiné [4][5][6][7]. Ces dernières années plusieurs techniques de commande ont été développées pour améliorer les performances de ces machines électriques.

La commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control) proposée par DEPENBROCK et TAKAHASHI dans la moitié de l'année 80 est une solution pour les problèmes de la commande vectorielle [8]. Elle a été introduite spécialement pour les machines

triphasées, plusieurs études ont permis d'appliquer cette technique de commande sur les machines multiphasées. Comme pour chaque commande, la DTC a des avantages et des inconvénients, parmi ces avantages elle est moins dépendante des paramètres de la machine (la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande) et fournit une réponse de couple plus rapide. Malgré ces avantages, cette commande a aussi des inconvénients importants, le problème d'instabilité tel que la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur et l'utilisation des bandes à hystérésis générant des ondulations du couple électromagnétique donc du bruit dans la machine. [1][9]

Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par al. TAKAHASHI et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies de type DTC. Cette structure de commande est basée sur des régulateurs de type PI, ces régulateurs souffrent de la sensibilité aux variations des paramètres du moteur, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.[1][10]

Le contrôle par mode de glissement est une stratégie de contrôle moderne, robustesse plus élevée contre les variations de charge et des paramètres, une réponse plus rapide et un niveau d'efficacité énergétique plus élevé. [8]

Ses bases ont été élaborées par des scientifiques russes dans les années 1950 et 1960, elle reposent sur une commutation rapide, ce qui a rendu sa mise en œuvre difficile à cette époque en raison du manque d'ordinateurs numériques rapides et de convertisseurs de puissance à base de semi-conducteurs. [1][10][11]

Les révolutions récentes des ordinateurs et des semi-conducteurs de puissance ont fait le contrôle par mode de glissement un domaine de recherche majeur et aujourd'hui très actuel par de nombreux scientifiques dans de nombreux pays.

Néanmoins, le mode glissant classique du premier ordre (mode glissant standard) présente un inconvénient important, à savoir le phénomène du chattering (broutement), la cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation. [8][12]

Les inconvénients de ce mode de commande (mode glissant) ont été minimisés par l'introduction du contrôle en mode glissant d'ordre supérieur dans les années 80, qui est un contrôle discontinu agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement. La commande par mode glissant d'ordre deux (second order sliding mode control -SOSMC-) conserve les principaux avantages du mode glissant standard.

En fait, au cours de la dernière décennie, la commande par la logique floue (FLC) a été choisie comme solution de commande appropriée dans le domaine de l'électronique de puissance et des entraînements. Parmi les avantages procurés par cette approche de contrôle par rapport aux contrôleurs classiques, elle n'exige pas de modèle mathématique précis.

Afin d'élaborer un DTC robuste avec des meilleures performances, plusieurs approches dites hybrides ont été développées, cela concerne la combinaison de différents régulateurs de commande. Actuellement, les chercheurs ont proposés l'utilisation d'un DTC avec un régulateur de vitesse hybride basé sur la combinaison des régulateurs mode glissant et logique floue.

Cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse. En conséquence, ce type de régulateur vise à combiner les avantages de la logique floue et du mode glissant d'ordre deux, cette approche a été appliquée avec succès dans une zone étendue. [13][1][14][15]

La stratégie proposée dans ce travail est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents commandée par un DTC lors d'un réglage de vitesse par différents régulateurs (PI, mode de glissement d'ordre un et deux et hybride floue glissant).

Le travail présenté dans cette thèse est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre comportera deux parties essentielles : la première partie, fait l'objet d'un aperçu général sur les machines multiphasées (caractéristiques, utilisation, avantages et inconvénients.....). Ensuite, une description et une représentation de la machine synchrone double étoile à aimants permanents (MSDEAP) et son modèle triphasé seront présentés. La seconde partie sera consacrée à sa modélisation qui est le premier pas pour appliquer une commande en utilisant les transformations de Concordia et Park et son alimentation par deux onduleurs de tension à commande MLI.

Dans le deuxième chapitre, le concept de la commande DTC de la MSDEAP alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux a été développée, dans lequel le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. L'étude du contrôle direct du couple (DTC) et l'aspect robustesse sont aussi étudiés.

Pour améliorer les performances de la DTC, le troisième chapitre présentera une étude théorique détaillée de la commande par mode glissant d'ordre un et deux des systèmes à structure variable, par sa nature, est une commande non linéaire. Ce type de commande sera appliquée en remplaçant le régulateur classique (PI) de vitesse.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande hybride. En premier lieu, on commencera par une étude théorique sur la logique floue. En second, cette stratégie sera combinée avec un régulateur mode glissant d'ordre deux (commande hybride floue glissant) appliquée à la commande directe du couple (DTC) de la MSDEAP.

Des résultats de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink seront présentés (notamment pour les chapitres 2, 3, 4) en vue de valider l'approche proposée.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives à envisager pour une continuation ultérieure.

## ***Bibliographies***

- [1] B. Naas, L. Nezli, B. Naas, M O. Mahmoudi and M. Elbara «Direct Torque Control Based Three Level Inverter-Fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine ». Sciverse Science direct, Energy Procedia, Vol (18), Iss 1, PP. 521- 530. 2012
- [2] N. Moubayed «Speed Control of Double Stator Synchronous Machine Supplied By Two Independent Voltage Source Inverters». Wseas Transactions On Systems and Control, Vol (4), Iss 6, PP. 253-258. 2009
- [3] K. Pieńkowski «Analysis and Control of Dual Stator Winding Induction Motor». Archives Of Electrical Engineering, Vol (61), Iss 3, PP. 421-438. 2012
- [4] N. Moubayed and B. Bernard «Comparison Between Two Double Stator Synchronous Machine Supplying Strategies». 7<sup>th</sup> International Conference on Electromechanical and Power Systems, Iasi, Romania, PP. 143-147. 2009
- [5] A. Dieng, M F. Benkhoris, A B. Mboup, M. Aït-Ahmed and J C Le Clairel «Analysis of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor». Revue Roumaine des Sciences Techniques - Serie Électrotechnique et Énergétique, Vol(61), Iss 2, PP. 116-120. 2016
- [6] I. Abuishmais, W. Arshad and Kanerva S «Analysis of VSI-DTC Fed 6-Phase Synchronous Machines». 13<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, Pozna, Poland, 1-3, PP. 882-888. 2008
- [7] S. Castellan, G. Sulligoi and A. Tassarolo «Comparative Performance Analysis of VSI and CSI Supply Solutions for High Power Multi-Phase Synchronous Motor Drives». International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, PP. 854-859. 2008
- [8] Z. Boudjema, R. Taleb, Y. Djeriri and A. Yahdou «Novel Direct Torque Control Using Second Order Continuous Sliding Mode Of A Doubly Fed Induction Generator For A Wind Energy Conversion System». Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol (25), Iss 2, PP. 965- 975. 2017
- [9] D. Vivek and D. Rohtash «Comparative Study of Direct Torque Control of Induction Motor Using Intelligent Techniques». Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering, Vol (2), Iss 11, PP. 550-556. 2011

- [10] A T. Humod, M N. Abdullah and F H. Faris «A Comparative Study between Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motor Using Optimal Controller». *International Journal of Scientific and Engineering Research*, Vol.(7), Iss 4, PP. 1362-1371. 2016
- [11] F Z. Tria, K. Srairi, K T. Benchouia, B. Mahdad and M. Benbouzid «An Hybrid Control Based on Fuzzy Logic and a Second Order Sliding Mode for MPPT in Wind Energy Conversion Systems». *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, Vol (8), Iss 4, PP. 711-726. 2016
- [12] U. Vadim I «Sliding Modes in Control and Optimization». Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York. Printed in the United States of America.1992
- [13] D. Kairous and B. Belmadani «Robust Fuzzy-Second Order Sliding Mode based Direct Power Control for Voltage Source Converter». (IJACSA) *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, Vol (8), Iss 8, PP. 167-175. 2015
- [14] U.Vadim I, J. Guldner, and J. Shi «Sliding mode control in electro-mechanical systems». CRC Press Taylor-Francis Group. 2009.
- [15] W M. Elawady, S A. Lebda and A M. Sarhan «Continuous Second Order Sliding Mode Control With On Line Tuned PID». *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, San Francisco, USA, PP. 864-869. 2015

# **Chapitre 1**

---

## ***Modélisation de la Machine Synchrone Double Etoile à Aimants Permanents***

---

### ***1.1 Introduction***

Les machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans le domaine des applications industrielles et domestiques, mais depuis longtemps on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées", l'emploi de ces machines offre une alternative intéressante dans le domaine des applications de fortes puissances de puis la fin des années 1920. [1]

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

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte, ces modèles ont

pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. [2][3]

Ce chapitre permettra d'une part, de donner un aperçu général sur les machines multiphasées (différents types, avantages, inconvénients et domaine d'application) et d'autre part, d'introduire un modèle mathématique de base développé dans la littérature, pour une machine synchrone double étoile à aimants permanents.

## 1.2 Types de Machines Multiphasées

Une machine multiphasée est composée de  $N$  bobinages déphasés spatialement et alimentés par des tensions déphasés temporellement de  $2\pi/N_{ph}$  ( $N_{ph}$  est le nombre de phases statoriques). [4]

Suite au nombre de phases supérieur à trois qu'on peut avoir dans le stator, on différencie habituellement deux types de machines multiphasées suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois (type 1 ou multi-étoile et type 2 regroupe le reste des machines ou le nombre de phases est impair), de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre paire. [1][2][5]

### 1.2.1 Machines Multiphasées de Type 1

Dans ce type de machines multiphasées (machines multi-étoile) le nombre de phases statoriques  $N_{ph}$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $\eta$  étoiles triphasées: [1][2][3][6][7]

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

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

En effet, une machine double étoile (nombre de phases  $N_{ph} = 6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\gamma = 0$  à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoiles décalées de  $\gamma = \pi/6$ , celle-ci à des caractéristiques différentes de celle d'une machine à  $\gamma = \pi/3$ . Pour séparer les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases (number of phase -belts per pole-), noté  $N_{ph\gamma}$ , il est défini comme suit :  $N_{ph\gamma} = \pi / \gamma$ . Les neutres des machines multi-étoiles sont en général préférables, en fonctionnement normal, d'être isolés.

Le tableau 1.1 illustre quelques configurations possibles de ces machines, où on remarque qu'il y a des machines ayant le même nombre de phases mais avec deux noms différents, par exemple pour  $N_{ph}$ , on a la machine six-phase de  $\gamma = 60^\circ$  et  $N_{ph\gamma} = 3$  et la machine du nom semi 12-phases de  $\gamma = 30^\circ$  et  $N_{ph\gamma} = 6$

**Tableau 1.1** Machines Multiphasées de Type 1 (Multi-Etoile). [1][2][8][9]

Nombre de phases ( $N_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases ( $N_{ph\gamma}$ )	Décalage angulaire ( $\gamma$ ) degré	Nom correspondant
3	1.5	120	Triphasée
3	3	60	Semi six-phasée
6	3	60	six-phasée
6	6	30	Semi-12 phase
12	6	30	12 phases
9	4.5	40	Neuf-phasée
9	9	20	Semi-18 phase
18	9	20	18 phases

### 1.2.2 Machines Multiphasées de Type 2

Le nombre de phases statoriques  $N_{ph\gamma}$  dans ce type de machines est un nombre non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi / N_{ph} = 2\gamma$ . On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases :  $N_{ph} = N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$ . Le tableau 1.2 donne quelques exemples de machines multiphasées de type 2. [1][2][3][7]

**Tableau 1.2** Machines Multiphasées de Type 2. [1][2][8][9]

Nombre de phases ( $N_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases ( $N_{pha}$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Nom correspondant
2	2	90	Biphasée
4	2	90	Titra-phasée
4	4	45	Semi-8phas
8	4	45	8-phases
5	5	36	5-phases
7	7	25.71	7-phases
10	10	18	Semi-10 phase
11	11	16.36	10 phases

### 1.3 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 (triphasées et à courant continu), cela est due aux plusieurs facteurs : structure, stratégie de commande et applications. Parmi ces avantages, on peut citer: [2][4]

#### 1.3.1 Segmentation de Puissance

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

La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par des convertisseurs statiques de composants semi-conducteurs de calibre de puissance réduite. Ces derniers peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. [1][2][3][4][10]

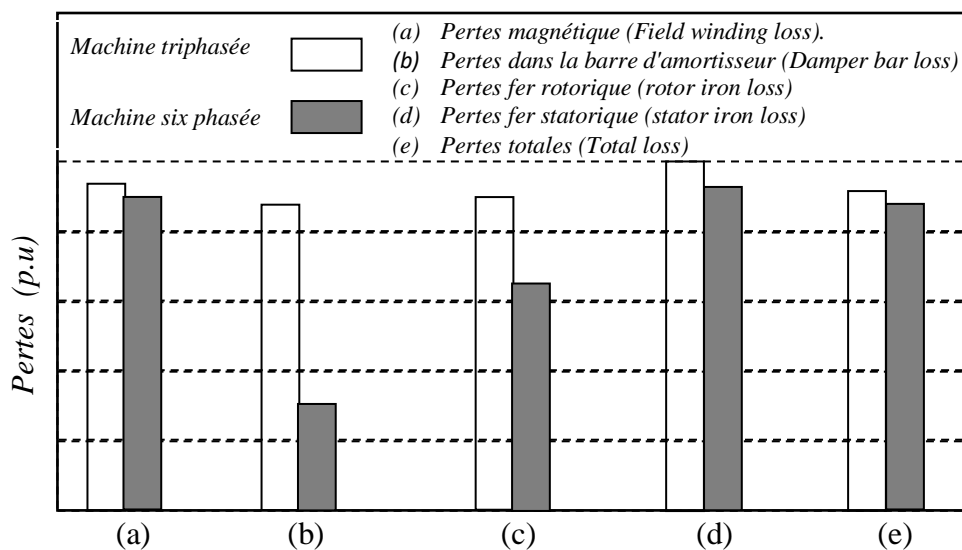
### 1.3.2 Minimisation des Ondulations du Couple et des Pertes Rotoriques

Les machines multiphasées permettent la réduction des ondulations de couple électromagnétique, dont la fréquence est six fois celle du fondamental (période et amplitude) par rapport aux machines conventionnelles, parce que les harmoniques cinq et sept de temps sont naturellement minimisés dans ces machines. [1][2]

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

Du fait que certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de force magnétomotrice Fmm, donc, n'induisent pas de courant au rotor

Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée. Un exemple de comparaison des différentes pertes dans deux machines, l'une triphasée et l'autre double triphasée est présenté sur la figure 1.1. [1][2][11]



**Figure 1.1** Pertes de la Machine Synchrone à Six Phases et Triphasée.

On constate d'après la figure ci-dessus les points suivants :

- ✓ Les pertes dans la barre d'amortisseur (Damper bar loss) et les pertes fer statoriques et rotoriques (stator and rotor iron loss) sont faibles dans la MS à six phases. Elles sont dues à la forme de Fmm du stator qui est plus lisse comparativement à celle de la machine triphasées ;

- ✓ Lorsque le nombre de phases est élevé, une réduction des pertes de cuivre du stator est remarquable;
- ✓ Amélioration du rendement de la machine six phases par rapport à la machine triphasées (Les pertes totales de la machine à six phases sont faibles par rapport à celles de la machine triphasée).

### 1.3.3 Amélioration de la Fiabilité

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

Le tableau 1.3 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.

**Tableau 1.3** Puissance et Couple Electromagnétique de la Machine Six Phases sous Plusieurs cas de Phases Défectueuses. [2][13]

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

Dans le cas des machines multiphasées (avec un nombre de phase supérieur à trois), la contrainte d'avoir une ou plusieurs phases au moins déconnectée ne pose pas de problème, car elles sont capables de continuer le fonctionnement dans ce régime tant qu'au moins trois phases restent actives, ce qui permet d'éviter la contrainte posée avec la machine triphasée conventionnelle, mais avec un couple électromagnétique moindre, par rapport à celui développé en régime normal. [1][2][12]

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

#### 1.3.4 Elimination d'Harmoniques d'Espace

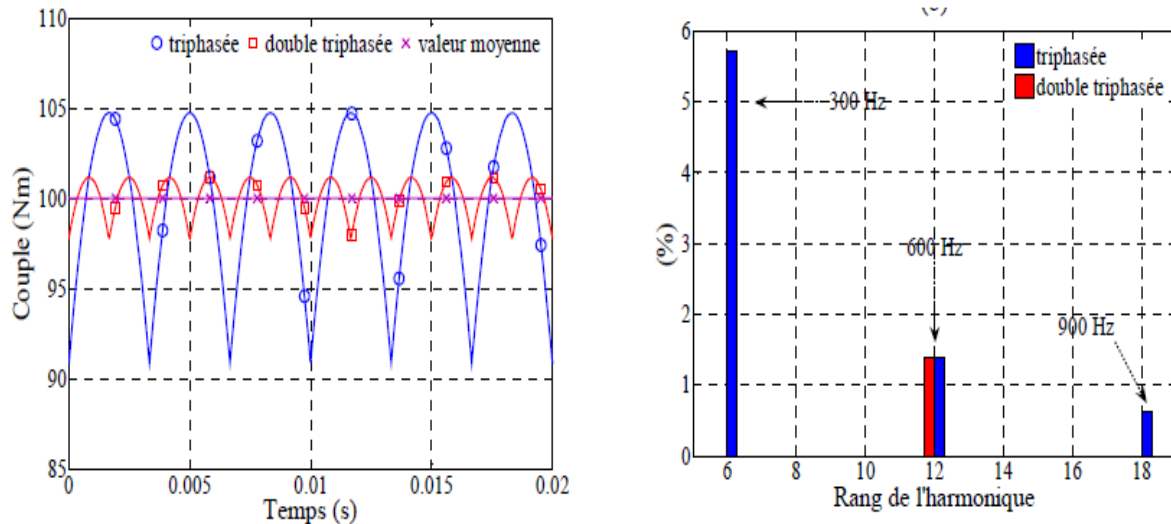
Les rangs d'harmoniques d'espace pouvant exister sont ceux de rang  $h = 2 N_{phy} i \pm 1$  ( $i = 0, 1, 2, 3 \dots$ ). Donc plus le nombre équivalent de phase  $N_{phy}$  est grand, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace sont éliminés.

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 augmente 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. [1][2][4]

#### 1.3.5 Réduction d'Amplitude des Harmoniques de Couple

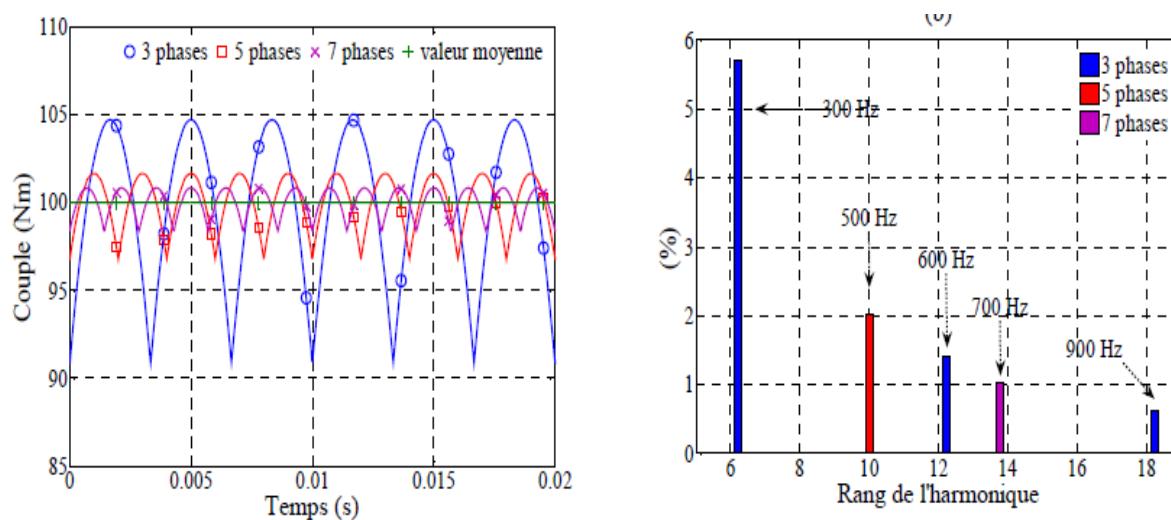
Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique, on suppose que les machines (3, 5, 6 et 7 phases) ont une répartition sinusoïdale de leurs forces électromotrices ( $F_{em}$ ) à vide, et que tout effet de réluctance variable et de non linéarité magnétique est négligé. Leurs alimentations sont faites par des créneaux de courant dont le fondamental à 50Hz. On suppose que la vitesse de rotation du rotor soit constante. [2][14]

Les figures 1.2 et 1.3 présentent les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés pour un même couple moyen d'une machine triphasée et double triphasée.



**Figure 1.2** Représentation Temporelle et Fréquentielle des Couples Electromagnétiques d'une Machine Triphasée et Double Triphasée.

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



**Figure 1.3** Représentation des Couples Electromagnétiques Développés par les Machines 3, 5 et 7 Phases. [14]

On remarque sur les figures 1.2 et 1.3 que plus le nombre de phases est grand :

- ✓ Plus les amplitudes d'ondulation sont faibles ;
- ✓ Plus les fréquences de ces ondulations sont élevées ;
- ✓ Réduction des amplitudes d'ondulations de couple et d'augmenter leur fréquence, ce qui provoque une amélioration des caractéristiques Bruit – Vibration ;
- ✓ L'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases.

### **1.4 Inconvénients des Machines Multiphasées**

Ces machines multiphasées présentent aussi des inconvénients suivants : [1][2][3]

- Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande;
- Pour les machines à nombre de phases impaires (type 2) tel que (5, 7, 11 phases,...), il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté, puisque les méthodes élaborées pour les machines triphasées ne peuvent pas directement être appliquées a ces machines ; [15]
- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de fmm. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator ;
- L'impédance vue par Les harmoniques de rang  $h \neq 2N_{pha} i \pm 1$  (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple) dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation, constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées.

### **1.5 Applications des Machines Multiphasées**

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de forte puissance où elles assurent un fonctionnement en mode dégradé. Déjà, après la première guerre mondiale, dans le but d'augmenter la puissance des alternateurs, dans les applications nécessitant une grande fiabilité, cette machine à grand nombre de phases avait remplacé les alternateurs conventionnels.

Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, traction ferroviaire et automobile, la marine, l'avionique et l'aérospatial, la propulsion navale, véhicules électriques/hybrides, système d'énergie éolienne etc. Ces machines, offrant ainsi une sécurité supplémentaire du point de vue fonctionnement, couple, vibration et bruit. [1][2][7]

## 1.6 Modélisation de la Machine Synchrone Double Etoile à Aimants Permanents

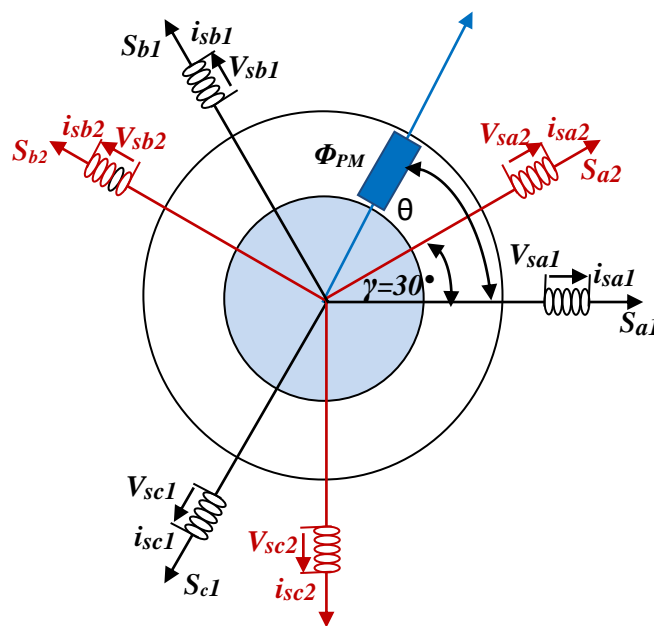
La modélisation et la simulation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement ou la synthèse des lois de commande sont intimement liées au modèle mathématique décrivant le comportement statique et dynamique de la machine. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte. Ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

### 1.6.1 Présentation Générale de la MSDEAP

La machine synchrone double étoile à aimants permanents est une machine comme toutes les machines électriques multiphasées, elle comporte :

- ✓ Un induit fixe portant deux enroulements triphasés ( $a_1, b_1, c_1$  et  $a_2, b_2, c_2$ ) montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ( $\gamma=30^\circ$ )
- ✓ Un inducteur tournant à aimants permanents décalé par rapport à l'axe de la première phase statoriques d'un angle ( $\theta$ ) mesurant la position du rotor.

La structure de la MSDEAP est représentée dans l'espace électrique par la figure 1.4



**Figure 1.4** Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSDEAP

Avec :

$a_1, b_1, c_1$  : phases du premier stator.

$a_2, b_2, c_2$  : phases du second stator.

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

$\gamma$ : Angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles.

### 1.6.2 Hypothèses Simplificatrices

Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes : [1][17][18][19]

- ✓ La saturation, les effets d'hystérésis des circuits magnétiques, pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) et l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances sont négligés;
- ✓ Les six phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques;
- ✓ Les enroulements créent une force magnétomotrice à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que de la première harmonique ;
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- ✓ Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable, le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligé.
- ✓ La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale ;
- ✓ L'entrefer est de largeur constante ;
- ✓ Les effets des encoches ne sont pas pris en compte. [17][19][20]

### 1.7 Modèle Mathématique Général de la MSDEAP

Le modèle des machines multiphasées est un système de plusieurs équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable. [21]

### 1.7.1 Equations Electriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, l'équation électrique d'une phase d'une machine électrique à courant alternatif s'exprime en fonction des différents courants dans ces enroulements et de la dérivée de leur flux, par l'équation en tension suivante: [22]

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (1.1)$$

L'excitation de la machine est assurée par des aimants permanents montés sur la surface du rotor

Les équations de la machine sont exprimées sous la forme matricielle: [19][23]

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}] [i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{s2}] \end{aligned} \quad (1.2)$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont définis par:

➤ **Pour la première étoile :**

$$[V_{s1}] = [V_{sa1} \ V_{sb1} \ V_{sc1}]^t,$$

$$[i_{s1}] = [i_{sa1} \ i_{sb1} \ i_{sc1}]^t$$

$$[\Psi_{s1}] = [\Psi_{sa1} \ \Psi_{sb1} \ \Psi_{sc1}]^t$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = [R_{s1}] \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa1} \\ \Psi_{sb1} \\ \Psi_{sc1} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

➤ **Pour la seconde étoile:**

$$[V_{s2}] = [V_{sa2} \ V_{sb2} \ V_{sc2}]^t,$$

$$[i_{s2}] = [i_{sa2} \ i_{sb2} \ i_{sc2}]^t$$

$$[\Psi_{s2}] = [\Psi_{sa2} \ \Psi_{sb2} \ \Psi_{sc2}]^t$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = [R_{s2}] \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa2} \\ \Psi_{sb2} \\ \Psi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec la matrice résistance  $[R_{s1,2}]$  est diagonale et les termes la constituant sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} = [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$V_{s1}, V_{s2}$ : Tensions statoriques.

$i_{s1}, i_{s2}$  : Courants statoriques.

$\psi_{s1}, \psi_{s2}$ : Flux Statoriques.

$R_s$  : Résistance d'une phase de chaque étoile

### 1.7.2 Equations Magnétiques (Equations des Flux)

Les expressions des flux statoriques (étoiles1 et 2) en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles, sont donnés par les équations suivantes : [22][24]

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa1} \\ \Psi_{sb1} \\ \Psi_{sc1} \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} L_{s1s1} & & \\ & M_{s1s2} & \\ & & L_{s2s2} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \Psi_{pm} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa2} \\ \Psi_{sb2} \\ \Psi_{sc2} \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} M_{s1s2} & & \\ & L_{s2s2} & \\ & & L_{s1s1} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \Psi_{pm} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$\Psi_{pm}$  : Module du vecteur flux des aimants à travers les bobines de chaque étoile statorique.

Les matrices des inductances  $[L_{s1s1}]$ ,  $[L_{s2s2}]$  et  $[M_{s1s2}]$  sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1s1}] = [L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_s & \frac{-m}{2} & \frac{-m}{2} \\ \frac{-m}{2} & L_s & \frac{-m}{2} \\ \frac{-m}{2} & \frac{-m}{2} & L_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[M_{s1s2}] = m \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} = \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \quad (1.8)$$

$$[M_{s1s2}]^t = m \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} = \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \quad (1.9)$$

Où :

$L_s$ : inductance propre d'une phase de chaque étoile ;

$m$  : valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$P(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

La somme des courants des phases de chaque étoile est nulle, donc les matrices  $[L_{s1s1}]$  et  $[L_{s2s2}]$  dans les expressions des flux (1.5 et 1.6) peuvent être remplacées par l'inductance cyclique des enroulements triphasés de chaque étoile  $L$  ( $L = L_s + m/2 = L_s - M_s$ ).

$M_s = m \cdot \cos(2\pi/3) = -m/2$  : La mutuelle inductance entre-phases d'une même étoile.

Compte tenu de cette simplification et en prenant compte des relations (1.8) et (1.9), l'expression des flux totaux deviennent: [22][24]

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa1} \\ \Psi_{sb1} \\ \Psi_{sc1} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \Psi_{pm} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa2} \\ \Psi_{sb2} \\ \Psi_{sc2} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \Psi_{pm} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Les équations des tensions (1.3 et 1.4) deviennent alors:

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sa1} \\ e_{sb1} \\ e_{sc1} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sa2} \\ e_{sb2} \\ e_{sc2} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} e_{sa1} \\ e_{sb1} \\ e_{sc1} \end{bmatrix} = \Psi_{pm} \cdot \omega \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$\begin{bmatrix} e_{sa2} \\ e_{sb2} \\ e_{sc2} \end{bmatrix} = \Psi_{pm} \cdot \omega \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta - \gamma) \\ -\sin(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

### 1.7.3 Expression du Couple Electromagnétique

En utilisant la dérivée de la coénergie, l'expression du couple est donnée par : [2][21]

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i] \left( \frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) [i] \quad (1.16)$$

Donc, l'expression du couple se réécrit comme suit:

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} [(e_{a1} \cdot i_{a1} + e_{b1} \cdot i_{b1} + e_{c1} \cdot i_{c1}) + (e_{a2} \cdot i_{a2} + e_{b2} \cdot i_{b2} + e_{c2} \cdot i_{c2})] \quad (1.17)$$

### 1.7.4 Equations Mécaniques

Quelle que soit la nature de la MSAP, triphasée ou double-étoile, l'équation mécanique s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (1.18)$$

Où:

$J$  : Le moment d'inertie de l'ensemble machine charge.

$C_r$  : Le couple de charge (couple résistant).

$f_r$  : Coefficient de frottement

## 1.8 Modèle de la MSDEAP dans le Repère ( $\alpha, \beta$ )

La machine est constituée de deux étoiles ( $i=1,2$ ), on peut la représenter dans le plan de Concordia par l'expression suivante: [21][25][26]

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha si, \beta si, 0 si} \end{bmatrix} = [T_{33}]^t \cdot \begin{bmatrix} X_{ai, bi, ci} \end{bmatrix}$$

$$[T_{33}]^t = \left[ [T_{32}], [T_{31}] \right]$$

Comme les courants dans les phases statoriques n'ont pas de composante homopolaire (la somme des courants de chaque étoile est nulle), le bobinage triphasé de chaque étoile statorique peut être remplacé par un bobinage diphasé équivalent. On applique à celles-ci la transformation "triphasee - diphasée" suivante: [10][21][24]

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha s1} \\ X_{\beta s1} \end{bmatrix} = [T_{32}(0)]^t \cdot \begin{bmatrix} X_{a1, b1, c1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha s2} \\ X_{\beta s2} \end{bmatrix} = [T_{32}(\gamma)]^t \cdot \begin{bmatrix} X_{a2, b2, c2} \end{bmatrix}$$
(1.19)

Où  $[T_{32}(0)]^t$  est la transformation "triphasee - diphasée" (transformation de Concordia) et  $[T_{32}(\gamma)]^t$  est la transformation de Concordia suivie d'une rotation d'un angle ( $\gamma$ ). Nous avons:

$$[T_{32}(\gamma)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \sin(\gamma) & \sin(\gamma + 2\pi/3) & \sin(\gamma - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Compte tenu des relations (1.10) à (1.15) et (1.19), on obtient les équations de tensions et de flux des bobines diphasées équivalentes:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s1} \\ V_{\beta s1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s1} \\ \Psi_{\beta s1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s2} \\ V_{\beta s2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s2} \\ \Psi_{\beta s2} \end{bmatrix}$$
(1.20)

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s1} \\ \Psi_{\beta s1} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha s1} \\ e_{\beta s1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s2} \\ \Psi_{\beta s2} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha s2} \\ e_{\beta s2} \end{bmatrix}$$
(1.21)

Pour les machines double-étoile à fém. sinusoïdale, on note que  $e_{\alpha 1} = e_{\alpha 2}$  et  $e_{\beta 1} = e_{\beta 2}$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \end{bmatrix} = \Psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$
(1.22)

A partir des équations (1.20) et (1.21) on obtient les équations de tensions statoriques dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) comme suit:

$$\begin{aligned}
V_{\alpha s1} &= R_s i_{\alpha s1} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha s1} + M \frac{d}{dt} i_{\alpha s2} + \frac{d}{dt} e_{\alpha s1} \\
V_{\beta s1} &= R_s i_{\beta s1} + L \frac{d}{dt} i_{\beta s1} + M \frac{d}{dt} i_{\alpha s2} + \frac{d}{dt} e_{\beta s1} \\
V_{\alpha s2} &= R_s i_{\alpha s2} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha s2} + M \frac{d}{dt} i_{\alpha s1} + \frac{d}{dt} e_{\alpha s2} \\
V_{\beta s2} &= R_s i_{\beta s2} + L \frac{d}{dt} i_{\beta s2} + M \frac{d}{dt} i_{\alpha s1} + \frac{d}{dt} e_{\beta s2}
\end{aligned} \tag{1.23}$$

Où:  $M = 3(m/2)$  l'inductance magnétisante de la machine double-étoile (mutuelle inductance entre les bobines homologues  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  (ou  $\beta_1$  et  $\beta_2$ ). [10]

Selon la transformation de Concordia l'expression du couple électromagnétique s'écrit sous la forme:

$$C_{em} = \frac{P}{\omega} \left[ (e_{\alpha 1} \cdot i_{\alpha 1} + e_{\beta 1} \cdot i_{\beta 1}) + (e_{\alpha 2} \cdot i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} \cdot i_{\beta 2}) \right] \tag{1.24}$$

De l'équation (1.22), l'expression du couple devient alors:

$$C_{em} = \frac{P}{\omega} \left[ e_{\alpha 1} \cdot (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) + e_{\beta 1} (i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \right] \tag{1.25}$$

### 1.9 Modèle de la MSDEAP dans le Repère (d, q)

Pour simplifier l'étude de la MSDEAP nous nous utiliserons la transformation de Park, qui permet de transformer le modèle de la machine à enroulement statoriques triphasés (a, b, c) en un modèle biphasé d'axes (d, q) en quadrature. [18][19]

Ce modèle est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante : [21][22][24][25] [27]

$$\begin{aligned}
[X_{ds1,qs1,0}] &= [K(\theta)] \cdot [X_{a1b1c1}] \\
[X_{ds2,qs2,0}] &= [K(\theta - \gamma)] \cdot [X_{a2b2c2}] \\
[K(\theta)] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Les équations des tensions statoriques de deux étoiles dans le repère de Park (d, q) s'écrivent sous la forme: [22][24]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ds1} \\ \Psi_{qs1} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds1} \\ \Psi_{qs1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ds2} \\ \Psi_{qs2} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds2} \\ \Psi_{qs2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Avec :

$V_{ds}, V_{qs}$ : Composantes (d, q) des tensions statoriques.

$i_{ds}, i_{qs}$  : Composantes (d, q) des courants statoriques

De la même manière, on appliquera la transformation de Park sur les relations de flux, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_{ds1} \\ \Psi_{qs1} \end{bmatrix} &= P(-\theta) \cdot T_{32}^t \cdot \left( \begin{bmatrix} L_{s1s1} \end{bmatrix} \cdot T_{32} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s1s2} \end{bmatrix} \cdot T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Psi_{ds2} \\ \Psi_{qs2} \end{bmatrix} &= P(-\theta + \gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \left( \begin{bmatrix} L_{s2s2} \end{bmatrix} \cdot T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s1s2} \end{bmatrix} \cdot T_{32} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.27)$$

$\Psi_{ds1, qs1}$  est  $\Psi_{ds2, qs2}$  représentent les flux totaux à travers les bobines fictives  $d_1, q_1, d_2$  et  $q_2$ .

La relation (1.27) se simplifie à: [27][29][30]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_{ds1} \\ \Psi_{qs1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Psi_{ds2} \\ \Psi_{qs2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.28)$$

Donc la relation (1.26) devient :

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds1} - \omega \Psi_{qs1} = R_s i_{ds1} + L \frac{di_{ds1}}{dt} + M \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega (L i_{qs1} + M i_{qs2}) \\ V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs1} + \omega \Psi_{ds1} = R_s i_{qs1} + L \frac{di_{qs1}}{dt} + M \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega (L i_{ds1} + M i_{ds2} + \Psi_{PM}) \\ V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds2} - \omega \Psi_{qs2} = R_s i_{ds2} + L \frac{di_{ds2}}{dt} + M \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega (L i_{qs2} + M i_{qs1}) \\ V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs2} + \omega \Psi_{ds2} = R_s i_{qs2} + L \frac{di_{qs2}}{dt} + M \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega (L i_{ds2} + M i_{ds1} + \Psi_{PM}) \end{aligned} \quad (1.29)$$

Pour trouver l'expression du couple dans le système d'axe (d, q) il est nécessaire de déterminer la puissance absorbée instantanée. La particularité de la transformation de Park est de conserver la puissance absorbée, on peut écrire alors : [4]

$$P_{abs} = (V_{d1} i_{d1}^2 + V_{q1} i_{q1}^2 + V_{d2} i_{d2}^2 + V_{q2} i_{q2}^2) \quad (1.30)$$

En remplaçant les tensions ( $V_{d1}$ ,  $V_{q1}$ ,  $V_{d2}$  et  $V_{q2}$ ) par leurs expressions, on trouve

$$P_{abs} = \underbrace{R_s \left( i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2 + i_{ds2}^2 + i_{qs2}^2 \right)}_{(A)} + \underbrace{\omega \left( \Psi_{ds1} i_{qs1} - \Psi_{qs1} i_{ds1} + \Psi_{ds2} i_{qs2} - \Psi_{qs2} i_{ds2} \right)}_{(B)} + \underbrace{\left( \frac{d\Psi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Psi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Psi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Psi_{qs1}}{dt} i_{qs1} \right)}_{(C)} \quad (1.31)$$

On remarque que la puissance absorbée instantanée contient trois termes :

- ✓ Le premier terme (A) représente les pertes joules ;
- ✓ Le second terme (B) correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ✓ Le troisième terme (C) représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

Par la comparaison entre la relation universelle de puissance électromagnétique  $P_{em} = \Omega C_{em}$  et le deuxième terme de la puissance absorbée, on trouve l'expression du couple électromagnétique se met sous la forme suivante :

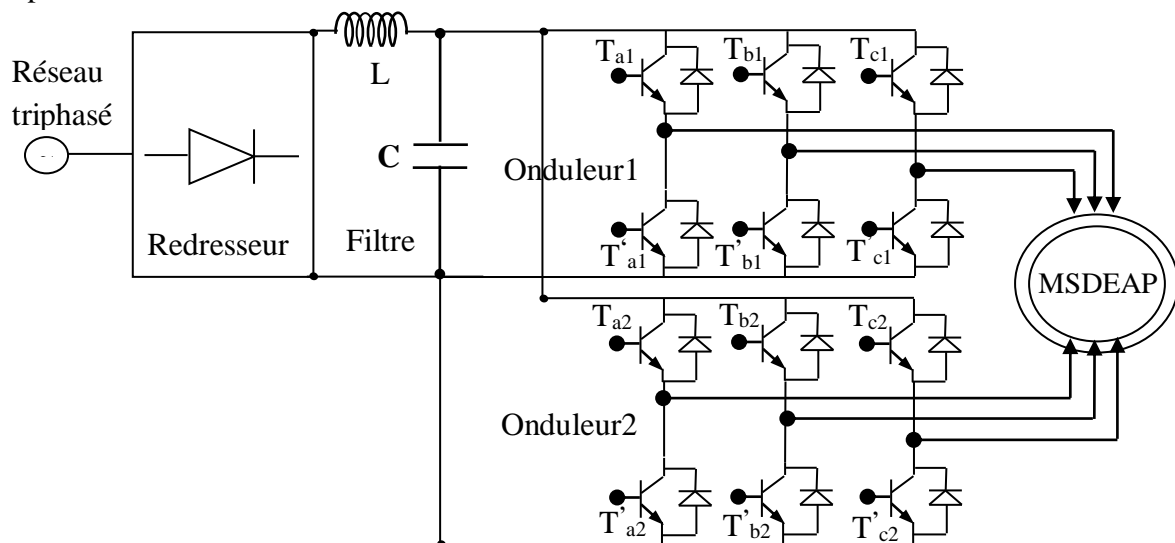
$$C_{em} = p \cdot \left[ \left( \Psi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \Psi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) + \left( \Psi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \Psi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \right]$$

$$C_{ems1} = p \left( \Psi_{ds1} i_{qs1} - \Psi_{qs1} i_{ds1} \right)$$

$$C_{ems2} = p \left( \Psi_{ds2} i_{qs2} - \Psi_{qs2} i_{ds2} \right) \quad (1.32)$$

### 1.10 Modélisation de l'Ensemble Système d'Alimentation-MSDEAP

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

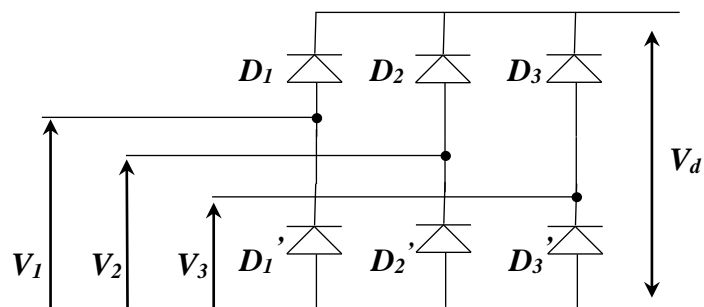


**Figure 1.5** Schéma Block de l'association MSDEAP - Système d'Alimentation

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 1.5 illustre le schéma block de cette association. [2][31]

### 1.10.1 Modélisation du Redresseur

Le schéma de principe d'un redresseur triphasé double alternance à diodes en pont de GRAETZ est illustré sur la figure 1.6.



**Figure 1.6** Modélisation du Redresseur Triphasé Double Alternance à Diodes en Pont de Graetz.

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période :

- ✓  $D_i = \text{passante}$  si  $V_i = V_{i\text{Max}}(t)$
- ✓  $D_i' = \text{passante}$  si  $V_i = V_{i\text{Min}}(t)$

Avec :  $i=1, 2, 3$

Où  $V_d$  est définie comme suit:

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{min}(V_{1,2,3}) \quad (1.33)$$

On a:

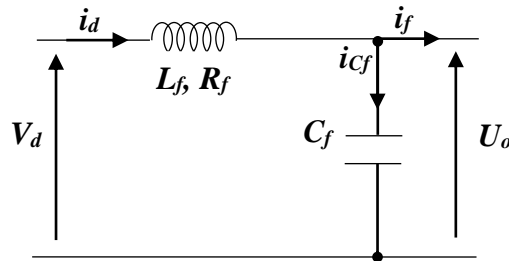
$$\begin{cases} V_1(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t) \\ V_2(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.34)$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{\text{redMoy}} = \left( \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) V_{\text{Max}} \quad (1.35)$$

### 1.10.2 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 ( $L_f$ - $C_f$ ), figure 1.7.



**Figure 1.7** Modélisation du Filtre.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_d - U_o - R_f i_d) \\ \frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{Cf}) = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (1.36)$$

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:

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{(L_f C_f \cdot s^2 + R_f C_f s + 1)} \quad (1.37)$$

Et sa pulsation définie par la relation suivante :

$$\omega(s) = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} \cdot \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (1.38)$$

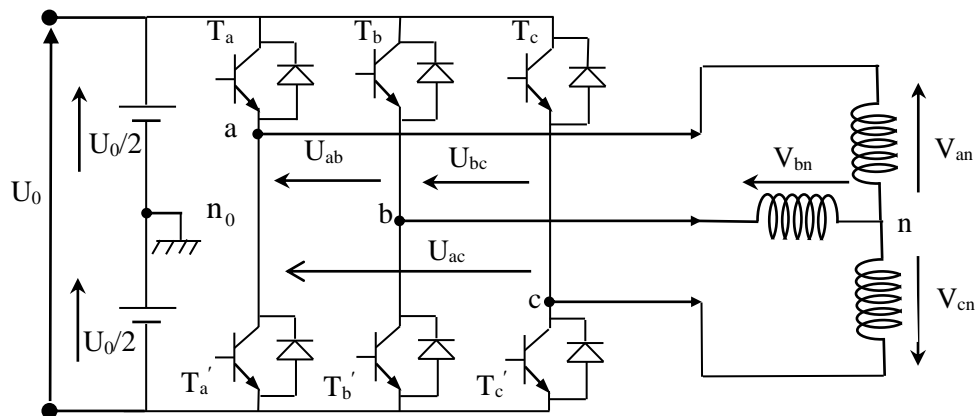
### 1.10.3 Modélisation de l'Onduleur de Tension à Commande MLI

#### 1.10.3.1 Modélisation de l'Onduleur

L'onduleur de tension est la partie essentielle du système d'alimentation, il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. Chaque étoile de la MSDEAP est connectée à un onduleur triphasé.

Ce dernier est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. [2][31]

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court circuit de la source, les interrupteurs  $T_i$  et  $T_i'$  (supposés être des interrupteurs idéaux), doivent être contrôlés de manière complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, figure 1.8, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .



**Figure 1.8** Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, on supposera que :

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

Les diodes ( $D = 1, 2, \dots$ ) sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. D'où on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On a :

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant.

Avec :  $S_i + S_i' = 1$  et  $i = a, b, c$ .

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.39)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.40)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (1.41)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (1.42)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_{ij}(i=a, b, c \text{ et } j=1,2)$  on a :

$$V_{ijn0} = S_{ij}U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (1.43)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ajn0} = (S_{aj} - 0.5)U_0 \\ V_{bjn0} = (S_{bj} - 0.5)U_0 \\ V_{cjn0} = (S_{cj} - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (1.44)$$

En remplaçant (1.44) dans (1.42), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ajn} = \frac{2}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{bjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} + \frac{2}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{cjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} + \frac{2}{3}V_{cjn0} \end{cases} \quad (1.45)$$

En remplaçant (1.44) dans (1.45), on obtient :

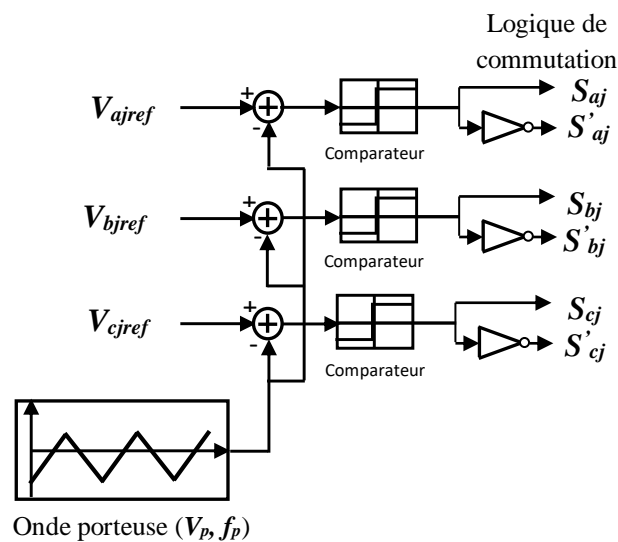
$$\begin{bmatrix} V_{ajn} \\ V_{bjn} \\ V_{cjn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{aj} \\ S_{bj} \\ S_{cj} \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

### 1.10.3.2 Stratégie de la Commande MLI des Onduleurs de Tension

Dans cette étude on utilise la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) triangulo-sinusoïdale qui consiste à calculer les intersections d'un signal de référence sinusoïdale basse fréquence appelé modulante et d'un signal de modulation triangulaire de haute fréquence appelé onde porteuse pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur.

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure 1.9.



**Figure 1.9** Schéma de Principe de la Technique MLI Triangulo-Sinusoïdale

Cette technique de commande de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres principaux suivant :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse (modulation) et la fréquence  $f_{ref}$  de la référence :  $m = f_p/f_{ref}$ .
- Le coefficient de réglage en tension  $G$  (taux de modulation ou rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_{ref}$  (amplitude de la tension de référence) à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse (onde de modulation):  $G = V_{ref}/V_p$ .

Les six signaux des tensions de références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes : [2][3][4]

$$V_{ijref} = V_m \sin(\omega t - 2(k-1)\pi/3) \quad \text{avec } k=1\dots3.$$

L'équation de la porteuse triangulaire dans sa période  $[0, T_p]$  est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.47)$$

Les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur sont donnés par l'équation suivante:

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_p(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_p(t)) < 0 \end{cases} \quad (1.48)$$

### 1.11 Conclusion

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

La deuxième partie a été consacrée à la modélisation mathématique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents MSDEAP dans différentes bases. L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine. Ensuite, nous avons présenté, la structure du système d'alimentation (Redresseur-filtre-onduleur de tension de tensions à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangle-sinusoïdale), pour contrôler la MSDEAP. Le second chapitre, sera consacré à la commande directe du couple de la machine synchrone double étoile à aimants permanents.

## ***Bibliographies***

- [1] D. Hadiouche « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile: Modélisation, Alimentation et Structure ». Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 2001
- [2] E. Merabet «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
- [3] F. Berrabah «Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [4] H. Amimeur «Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012
- [5] K. Idjdarene «Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes», Thèse de Doctorat, Université de Lile1. 2010
- [6] L. Benalia « Commande en Tension des Moteurs à Induction Double Alimentés ». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2010
- [7] T. Bessaad «Commande par Logique Floue d'un Système Multi-Machines Connectées en Série».Thèse de doctorat, Université Mohammed Boudhief ORON. 2018
- [8] E. A. Klingshirn «High Phase Order Induction Motors (Part I) Description and Theoretical Consideration». IEEE Transaction On Power Apparalus and Systemes, Vol. PAS-102, Iss.1, PP. 47-53. 1983
- [9] G. K. Singh «Multi-Phase Induction Machine Drive Research-a Survey». Electric Power System Research. Vol (61), PP. 139-147. 2002
- [10] N. Moubayed « Alimentation par Onduleur de Tension des Machines Multi-Etoiles». Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine. 1999
- [11] K. S. Khan «Comparative Analysis of Multiphase Machines». Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden. 2008
- [12] V. Pant, G. K. Singh and S. N. Singh «Modeling of a Multi-Phase Induction Machine Under Fault Condition». IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99. PP. 92-97, Hong Kong. 1999

- [13] A. A. Kadaba « Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability Under Faulty Conditions ». Thesis Of Marquette University, Milwaukee, Wisconsin. 2008
- [14] F. Locment «Conception et Modélisation d'une Machine Synchrone à 7 Phases À Aimants Permanents et Flux Axial : Commande Vectorielle en Modes Normal et Dégradé».Thèse de Doctorat, Université de Lille1. 2006
- [15] T.F. Barton «The Doubly Winding Generator». General Electric Review, PP.302-308. 1929
- [16] J-P Martin « Contribution à L'alimentation en Tension de Machines Synchrones à Aimants Permanents à Nombre de Phases Eleve : Fonctionnement Normal et Degrade». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique De Lorraine. 2003
- [17] B. Naas, L. Nezli, B. Naas, M.O. Mahmoudi and M. Elbara« Direct Torque Control Based Three Level Inverter-Fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine». Sciverse Science direct, Energy Procedia, PP 521 – 530. 2012
- [18] N. MOUBAYED «Speed Control of Double Stator Synchronous Machine Supplied by Two Independent Voltage Source Inverters».Wseas Transactions On Systems And Control. Vol(4), Iss 6, PP, 253-258. 2009
- [19] N. Moubayed And B. Bernard «Comparison Between Two Double Stator Synchronous Machine Supplying Strategies».7th International Conference On Electromechanical And Power Systems, Iași, Romania. PP. 143-147. October 8-9. 2009
- [20] B. Naas, L. Nezli, M. Elbara and B. Naas «Direct Torque Control of Double Star Synchronous Machine».Int. J. Of Recent Trends In Engineering And Technology, Vol(2), Iss 5,PP. 336-340. 2009
- [21] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux», Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. 2015
- [22] F. Terrien «Commande d'une Machine Synchrone Double Etoile, Alimentee par Des Onduleurs MLI - Modélisation, Simulation et Prototype Expérimental», Thèse de Doctorat, Université de Nantes. 2000
- [23] E. Benyoussef, A. Meroufel and S. Barkat «Three-Level DTC Based on Fuzzy Logic and Neural Network of Sensorless DSSM Using Extende Kalman Filter». International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol (5), Iss 4, PP. 453-463. 2015

- [24] M. Ali Shamsi Nejad «Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine. 2007
- [25] M. Merabtene «Modélisation Dynamique et Commande d’une Machine Synchrone Double Etoile Alimentée par des Onduleurs MLI Fonctionnement en Mode Normal Et En Mode Dégradé». Thèse de Doctorat, Université De Nantes. 2005
- [26] D. Boudana «Sur la Commande DTC Basée sur les Techniques de Contrôle Robuste de la Machine Synchrone à Double Etoile Alimentée par des Convertisseurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Ecole nationale supérieure polytechnique, Alger. 2009
- [27] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen «Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied by Two Independent Voltage Source Inverters». International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, PP 741-747. 2012
- [28] S. Kallio «Modeling and Parameter Estimation of Double-Star Permanent Magnet Synchronous Machines». Thèse de Doctorat, Lappeeranta University of Tecnology. 2014
- [29] J. F. Doyon «Étude et Simulation des Groupes Convertisseurs-Machines Synchrones à Six Phases». Thèse de Doctorat, École De Technologie Supérieure, Université Du Québec. 2011
- [30] J. Karttunen «Current Harmonic Compensation In Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines». Thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland. 2017
- [31] 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

## **Chapitre 2**

---

# ***Commande par DTC de la Machine Synchrone Double Etoile à Aimants Permanents***

---

### ***2.1 Introduction***

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées comme concurrentielles des méthodes classiques, l'une des plus récentes démarches dans cette direction est le contrôle directe du couple, dans la quelle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans recours à des capteurs mécaniques. [1][2][3]

Le contrôle direct du couple (DTC) ou contrôle direct du flux et de couple (Direct Torque and flux Control –DTFC-) basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par TAKAHASHI et DEPENBROCK durant les années quatre-vingt qui utilise une approche attrayante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. [4][5]

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables, elle a été reconnue comme une solution fiable et robuste pour répondre à ces exigences.

Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (Field Oriented Control ou « FOC ») qui présente

l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.[1][3]

Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent dans un contexte numérique, une évaluation temporelle satisfaisante, cette contrainte nécessite une fréquence de calcul importante (typiquement de quelques dizaines de kHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur DSP). En outre, l'aspect asynchrone de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et des bruits acoustiques indésirables. [5][6]

Le travail envisagé dans ce chapitre, porte sur le principe du contrôle direct du couple et de flux appliqué à une MSDEAP alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, ainsi, des résultats de simulations (performances statiques et dynamiques) seront présentés et discutés.

## ***2.2 Avantages et inconvénients de la Commande Directe du Couple (DTC)***

### **2.2.1 Avantages**

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement, ceci avec une bande passante en couple : [3][5][7][8][9]

Plusieurs avantages de cette loi de commande, dont on peut citer : [4][10][11]

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse;
- Excellente réponse dynamique de la machine;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques;
- Insensible aux variations des paramètres du rotor de la machine;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator;
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques, elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants;

### 2.2.2 Inconvénients

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède des inconvénients suivants: [1][6][12][13]

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis);
- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif), cela peut conduire à une forte teneur en harmoniques; [5]
- Perte de commutation et fréquence d'échantillonnage élevée.

### 2.3 Principe de la commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (DTC) est basé sur la détermination directe de la séquence de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension à chaque instant de commutation. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple électromagnétique et de flux statorique de la machine. Les deux variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et de couple et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis à chaque instant de commutation. [3][4][6][11]

Les vecteurs d'état de tension de l'onduleur triphasé sont présentés par l'équation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.1)$$

Comme nous avons 3 commutateurs, huit combinaisons ( $2^3$ ) possibles des différents commutateurs en pont de l'onduleur dans leurs deux états sont représentées par 8 vecteurs de tension, dont 6 non-nuls (vecteurs actifs) et deux nuls : ( $S_a, S_b, S_c$ ) = (0,0,0) et ( $S_a, S_b, S_c$ ) = (1,1,1). Ces vecteurs sont illustrés dans le tableau 2.1 qui indique également les tensions, en se référant au système de référence  $\alpha$ - $\beta$ . [5][6]

La DTC utilise directement ces 8 vecteurs de tension pour contrôler l'état de commutation de l'onduleur, Le vecteur le plus approprié choisi par la table de vérité (vecteur optimal) doit être appliqué pendant une période complète de commutation.

L'objectif est de maintenir la valeur du flux statorique et du couple électromagnétique dans leurs bandes de tolérance respectives (bandes d'hystérésis).

Chaque fois qu'une de ces variables atteint la limite supérieure ou inférieure de ses bandes d'hystérésis, un vecteur de tension approprié sera de nouveau choisi pour agir sur la valeur de la variable qui a atteint la limite, et la ramener dans les limites établies par l'hystérésis.[5][14]

**Tableau 2.1** Différentes Configurations des Interrupteurs et Tensions Générés

S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	T <sub>1</sub>		T <sub>2</sub>		T <sub>3</sub>		Vecteurs (V <sub>s</sub> )	Tensions V <sub>s</sub> (α-β) généré
			T <sub>a</sub>	T' <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	T' <sub>b</sub>	T <sub>c</sub>	T' <sub>c</sub>		
0	0	0	Off	On	Off	On	Off	On	V <sub>0</sub> (0.0.0)	V <sub>s</sub> = [0,0]
0	0	1	On	Off	Off	On	Off	On	V <sub>1</sub> (0.0.1)	V <sub>s</sub> = $\left[ \sqrt{\frac{3}{2}}, 0 \right] U_0$
0	1	0	Off	On	On	Off	Off	On	V <sub>2</sub> (0.1.0)	V <sub>s</sub> = $\left[ \frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
0	1	1	On	Off	On	Off	Off	On	V <sub>3</sub> (0.1.1)	V <sub>s</sub> = $\left[ -\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	0	0	Off	On	Off	On	On	Off	V <sub>4</sub> (1.0.0)	V <sub>s</sub> = $\left[ -\sqrt{\frac{3}{2}}, 0 \right] U_0$
1	0	1	On	Off	Off	On	On	Off	V <sub>5</sub> (1.0.1)	V <sub>s</sub> = $\left[ -\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	1	0	Off	On	On	Off	On	Off	V <sub>6</sub> (1.1.0)	V <sub>s</sub> = $\left[ \frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	1	1	On	Off	On	Off	On	Off	V <sub>7</sub> (1.1.1)	V <sub>s</sub> = [0,0]

### 2.3.1 Contrôle du Vecteur Flux Statorique.

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, leur expression dans le référentiel (α, β) lié au stator est obtenue à partir de l'équation différentielle suivante :[1][3][4][5]

$$V_{si} = R_s i_{si} + \frac{d\psi_{si}}{dt}, i=1,2 \quad (2.2)$$

Par intégration, on peut établir l'équation suivante qui régit le comportement du vecteur flux statoriques en fonction du temps : [12][13][15]

$$\psi_{si}(t) = \int_0^t (V_{si} - R_s I_{si}) dt + \psi_{si}(0) \quad (2.3)$$

Pour les moyennes et grandes vitesses, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur  $V_s$  (la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée), l'expression du vecteur flux statorique issu de l'application d'un vecteur tension  $V_s$  non nul durant une période d'échantillonnage  $[0, T_s]$  court, deviendra : [1][2][3][5][6][7]

$$\psi_{si}(t) \approx \int_0^t (V_{si}) dt + \psi_{si}(0) \quad (2.4)$$

$$\psi_{si}(t) \approx \psi_{si}(0) + V_{si} T_s$$

Donc :

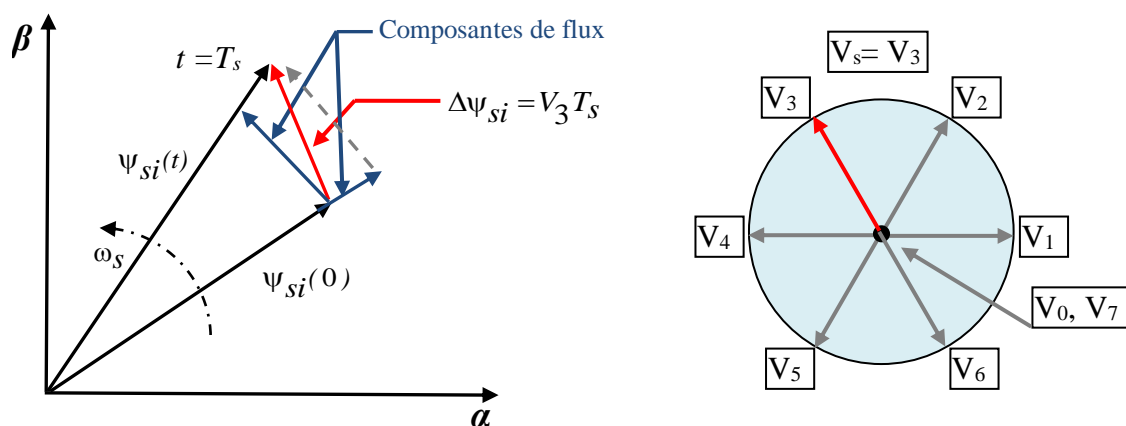
$$\Delta\psi_{si} \approx \psi_{si}(t) - \psi_{si}(0) \approx V_{si} T_s \quad (2.5)$$

$\Delta\psi_{si}$  : La variation du vecteur flux statorique de l'étoile  $i$

$T_s$ : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchronne à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, ils ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes,  $\psi_{si}$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. De l'équation (2.5) on constate que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\psi_{si}(t)$  se déplace le long d'une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré par la figure 2.1. [1][4]

C'est-à-dire, si  $V_s$  reste constant pendant une période d'échantillonnage ( $T_s$ ), la variation du vecteur de flux statorique  $\Delta\psi_{si}$  est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur  $\psi_{si}(t)$  se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude. [5]



**Figure 2.1** Evolution de l'extrémité de Vecteur de Flux statorique ( $\psi_{si}$ ) pour  $R_s I_s$

Négligeable.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [4][6]

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\psi_{si}$  et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position de  $\psi_{si}$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_s$ , il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux  $\psi_{si}$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\psi_{si}$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_s$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique [1][5]. Lorsque le vecteur tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\psi_{si}$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\psi_{si}}{dt}$ .

Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de  $\psi_{si}$  lorsqu'on néglige le terme  $R_s I_s$  est donnée par  $V_s = \frac{d\psi_{si}}{dt}$ . La vitesse de rotation de  $\psi_{si}$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\psi_{si}$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative. [1]

### 2.3.2 Contrôle du Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ( $\Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}$ ) et des grandeurs calculées du courant ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ).

Pour ce type de machine,  $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ . Dans ce cas, le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [1][3][4][5][11]

$$C_{em} = \frac{P}{L_s} (\overline{\psi_s} \times \overline{\psi_r}) = K \|\overline{\psi_s}\| \|\overline{\psi_r}\| \sin(\varphi) \quad (2.6)$$

Avec :

$\psi_s$  : Module du vecteur flux statoriques.

$\psi_r$  : Module du vecteur flux rotorique.

$\varphi$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

On peut observer que le couple électromagnétique est proportionnel au produit des modules de deux vecteurs  $\psi_s$  et  $\psi_r$  et de leur position relative  $\varphi$ . Si l'on parvient à contrôler

parfaitement le flux  $\psi_s$  (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler le couple électromagnétique de façon découplée. [1][4]

La dérivée du couple par rapport au temps est positive, si  $\varphi$  se situe entre  $(-\pi/2, \pi/2)$ , donc pour obtenir une variation positive du couple, l'angle  $\varphi$  doit être augmenté dans ces limites. Il convient de tenir compte de la limite de stabilité permanente de la machine synchrone correspondant à  $\varphi = 90^\circ$ , pour laquelle la puissance maximale est obtenue. Au-dessus de cette valeur de l'angle le couple est réduit. [5]

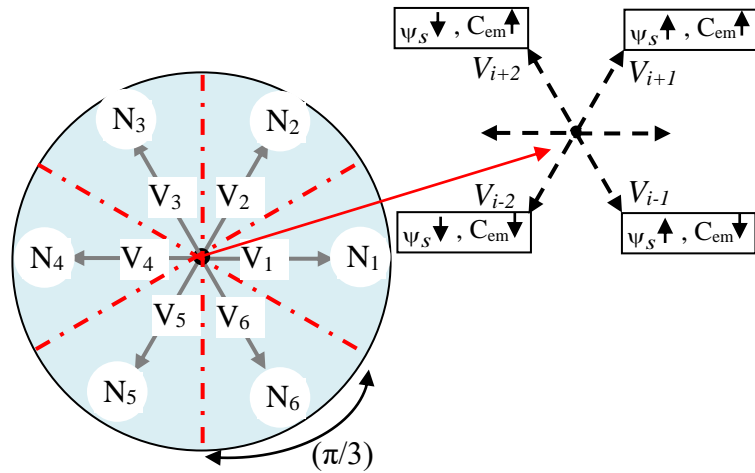
## **2.4 Description de la Structure de Contrôle**

### **2.4.1 Sélection de Vecteur de Tension $V_s$**

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix du vecteur de tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\psi_s$  dans le référentiel fixe (la position de  $\psi_s$  dans le référentiel statorique) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. [1]

Les six zones (où secteurs) possibles de fonctionnement sont représentées à la figure 2.2 ci-dessous. La sélection du vecteur de tension à la sortie de convertisseur statique (onduleur) est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la zone ou la position où se trouvait le vecteur de flux  $\psi_s$ , alors un estimateur de  $\psi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour une commande. [1][7][12]



**Figure 2.2** Choix du Vecteur Tension

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté  $N_i$  ( $i= 1,2, \dots ,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants. [1][3][4] [16][17][18]

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  croît et  $C_{em}$  croît,
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît,
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît,
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît .
- Si  $V_0$  ou  $S_i\bar{V}_7$  sont sélectionnées, la rotation du flux statorique s'arrête et celle du couple décroît alors que le module de flux reste inchangé. [3][4]

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $N_i$ . Au début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\psi_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Pour les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , il s'agit d'une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\psi_s$  au début de la zone  $N_i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $N_i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. [1]

En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\psi_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique  $V_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur  $\psi_s$ . [3][4][10][19]

Un estimateur de module de  $\psi_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

## 2.4.2 Estimateurs

### 2.4.2.1 Estimation du Flux Statorique

La construction du contrôle direct du couple DTC exige l'estimation du flux et du couple. L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteurs tensions et courant statorique, leur expression s'écrit : [1][11]

$$\psi_{si} = \int_0^t (V_{si} - R_s i_{si}) dt \quad (2.7)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\psi_{si} = \psi_{s\alpha i} + j\psi_{s\beta i} \quad (2.8)$$

Avec:

$$\psi_{s\alpha i} = \int_0^t (V_{s\alpha i} - R_s i_{s\alpha i}) dt \quad (2.9)$$

$$\psi_{s\beta i} = \int_0^t (V_{s\beta i} - R_s i_{s\beta i}) dt$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend de l'état des interrupteurs  $(S_a, S_b, S_c)$ , et de la tension du lien à courant continu  $U_o$ , en projetant sur les deux axes  $(\alpha, \beta)$ . [12]

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha i}, i_{s\beta i}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia à partir des courants  $(i_{sai}, i_{sbi}, i_{sci})$  mesurés, soit : [1]

$$i_{si} = i_{s\alpha i} + j i_{s\beta i} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sai} \\ i_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sbi} - i_{sci}) \end{cases} \quad (2.11)$$

On obtient ainsi après la transformation de Concordia, les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composées de  $V_s$ , à partir de la tension à l'entrée de l'onduleur  $U_o$  et des états de commande  $(S_a, S_b, S_c)$ .

$$\begin{cases} V_{si} = V_{s\alpha i} + jV_{s\beta i} \\ V_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_o \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_o (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.12)$$

Le module de l'amplitude du flux statorique estimé est déterminé à partir des deux composantes du flux du repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) par :

$$|\psi_{si}| = \sqrt{\psi_{s\alpha i}^2 + \psi_{s\beta i}^2} \quad (2.13)$$

#### 2.4.2.2 Estimation de la Position du Vecteur Flux

Pour choisir le vecteur tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteurs du plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

La zone  $N_i$  dans la quelle se situe le vecteur  $\psi_s$  est déterminé à partir de l'équation suivante : [1]

$$\theta_{si} = \arctg \frac{\psi_{s\beta i}}{\psi_{s\alpha i}} \quad (2.14)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique.

Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, où l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable. [3]

#### 2.4.2.3 Estimation du Couple Electromagnétique

Une fois les deux composantes de flux et de courant sont obtenues, on peut estimer le couple électromagnétique  $C_{em}$  uniquement en fonction des composantes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p \cdot \left[ \left( \Psi_{\alpha s1} \cdot i_{\beta s1} - \Psi_{\beta s1} \cdot i_{\alpha s1} \right) + \left( \Psi_{\alpha s2} \cdot i_{\beta s2} - \Psi_{\beta s2} \cdot i_{\alpha s2} \right) \right] \quad (2.15)$$

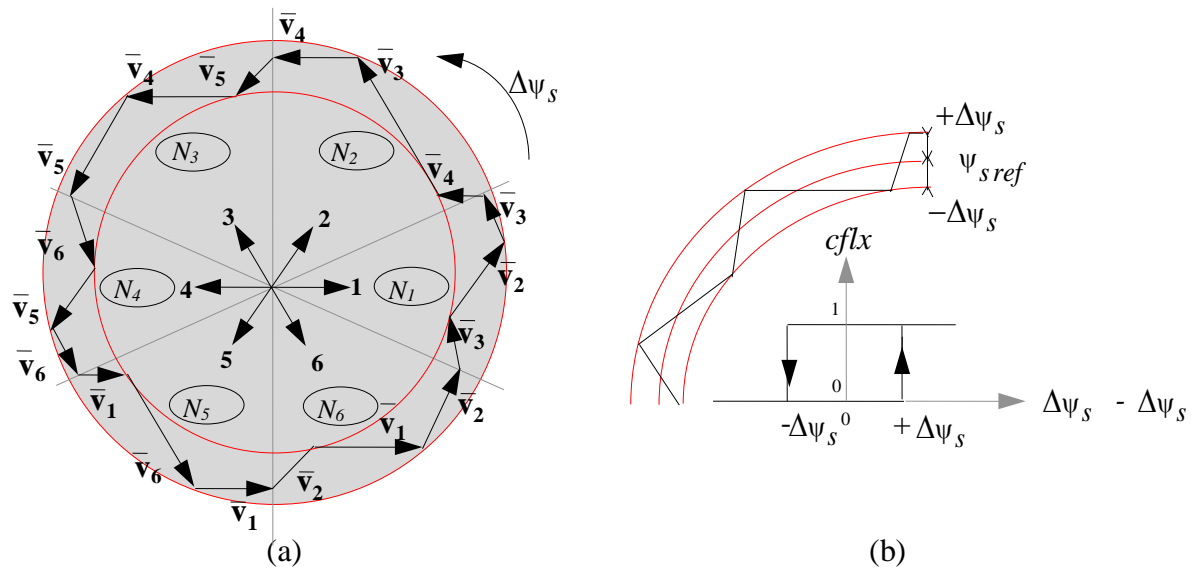
De cette équation, on peut remarquer que la précision du module du couple électromagnétique estimé dépend de la qualité et de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants statoriques. [1][12].

## 2.5. Élaboration des Vecteurs de Commande de Flux et du Couple

### 2.5.1 Elaboration du Contrôleur de Flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure 2.3. La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir : [1] [3]

$$|\psi_{s\ ref} - \psi_s| \leq \Delta\psi_s \tag{2.16}$$



**Figure 2.3** (a) : Sélection des Tensions Correspondantes au Contrôle du Flux.

(b) : Contrôleur à Hystérésis à Deux Niveaux.

Avec :

$\psi_{s\ ref}$  : Flux de référence.

$\Delta\psi_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

$\psi_s$  : Flux estimé.

- Cflx = 0 le module de flux statorique doit être diminué.
- Cflx = 1 le module de flux statorique doit être augmenté

### 2.5.2 Élaboration du Contrôleur du Couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple électromagnétique dans les limites admissibles dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence définie comme suit : [1][3]

$$|C_{em\ ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \tag{2.17}$$

Avec :

$C_{em\ ref}$  : Couple de référence

$\Delta C_{em}$  : Bande d'hystérésis du correcteur.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique estimé

Deux types de contrôleurs à hystérésis peuvent être envisagés pour la régulation du couple électromagnétique :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

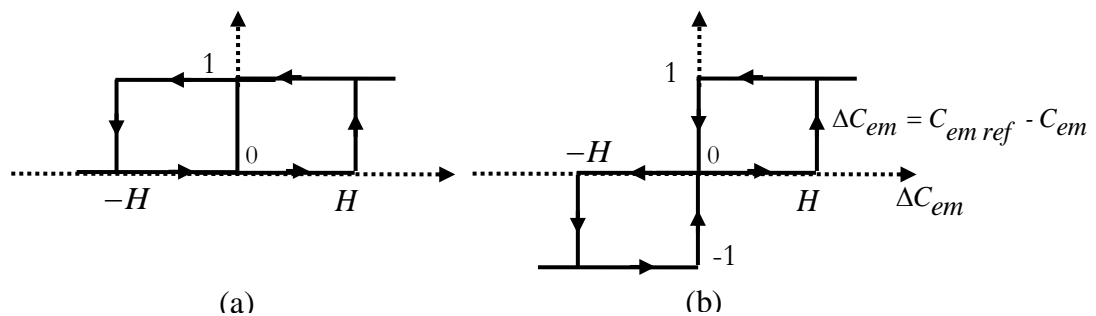
### 2.5.2.1 Correcteur à Deux Niveaux

Ce type de correcteur est simple à implémenter, il est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée. [1]

### 2.5.2.2 Comparateur à Trois Niveaux

Ce correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur présentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$ .

La figure 2.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ), pour une consigne positive et ( $C_{cpl}= -1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique. [1][12][14]



**Figure 2.4** Correcteur à Hystérésis du Couple: (a) à deux Niveaux (b) à trois Niveaux

Les sorties logiques de la commande de couple sont définies comme suit :

- $C_{cp1} = 1$  si  $\Delta C_{em} > H$
- $C_{cp1} = 0$  si  $-H < \Delta C_{em} < H$
- $C_{cp1} = -1$  si  $\Delta C_{em} < -H$

H : est la bande de couple de l'hystérésis.

Les erreurs de couple sont définies par la différence entre les valeurs de référence du couple et les valeurs réelles estimées. [6]

La commande DTC proposée par Takahashi est basée sur l'algorithme suivant : [1][20]

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée  $T_s$  réduites (de l'ordre de dizaines de  $\mu s$ ) ;
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction ;
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique ;
- Estimer le couple électromagnétique à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- Introduire l'écart  $\Delta C_{em}$ , entre le couple de référence  $\Delta C_{em ref}$  et le couple estimé  $C_{em}$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux qui génère à sa sortie la valeur  $+1$  pour augmenter le couple,  $0$  pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ;
- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (Tableau 2.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta C_{em}$  et  $\Delta \psi_s$  suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

**Tableau 2.2** Table Généralisée Des Vecteurs de Tension.

	Augmentation $\nearrow$	Diminution $\searrow$
$\psi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique. [1]

## 2.6. Élaboration des Tables de Commutation

### 2.6.1 Stratégie de Commutation dans la DTC

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation.

La sélection adéquate du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux  $\psi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ . Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple.

Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants. [1][16][18][21][22]

### 2.6.2 Table de Commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux  $\Delta\psi_s$  et du couple  $\Delta C_{em}$  et selon la position du vecteur de flux statorique  $N_i$  (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\psi_s$  et  $\Delta C_{em}$  suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [1][3][4][18][22]

En se basant sur le tableau généralisé des vecteurs de tension d'une commande par DTC (Tableau.2.2), on peut établir les tableaux classiques des séquences ci-dessous proposées par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSDEAP.

### 2.6.2.1 Table de Commutation du Flux

Le tableau 2.3 résume de façon générale les séquences de tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur  $N_i$ . [1][3][5][19][5]

**Tableau 2.3** Table de Commutation du Flux

	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$
$\psi_s \nearrow$	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>
$\psi_s \searrow$	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>

### 2.6.2.2 Table de Commutation du Couple

La table de commande du couple (tableau 2.4) montre les séquences de tensions à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple.

Les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement. [3][5]

**Tableau 2.4** Table de Commutation du Couple.

	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$
$C_{em} \nearrow$	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>
$C_{em} \searrow$	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>

### 2.6.2.3 Table de commutation du Flux et du Couple

La comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, construite en fonction de l'état des variables ( $C_{flx}$ ) et ( $C_{cpl}$ ), et de la zone  $N_i$  de la position de flux  $\psi_s$ , mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et non nul et la deuxième avec vecteurs tension nuls, (Tableaux 2.5 et 2.6): [1][4][14][23]

**Tableau 2.5** Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension Nuls

Flux	Couple	$N_i$						Correcteur	
		$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$		
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	Trois niveaux	
Cflx=0	Ccpl= 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	Trois niveaux	

**Tableau 2.6** Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tensions non Nuls

Flux	Couple	$N_i$						Correcteur	
		$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$		
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	Trois niveaux	
Cflx=0	Ccpl= 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	Trois niveaux	

## 2.7 Structure Générale du Contrôle Direct du Couple (DTC) pour la MSDEAP

La figure 2.5 représente le schéma global de la commande directe du couple de la MSDEAP. Il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes.

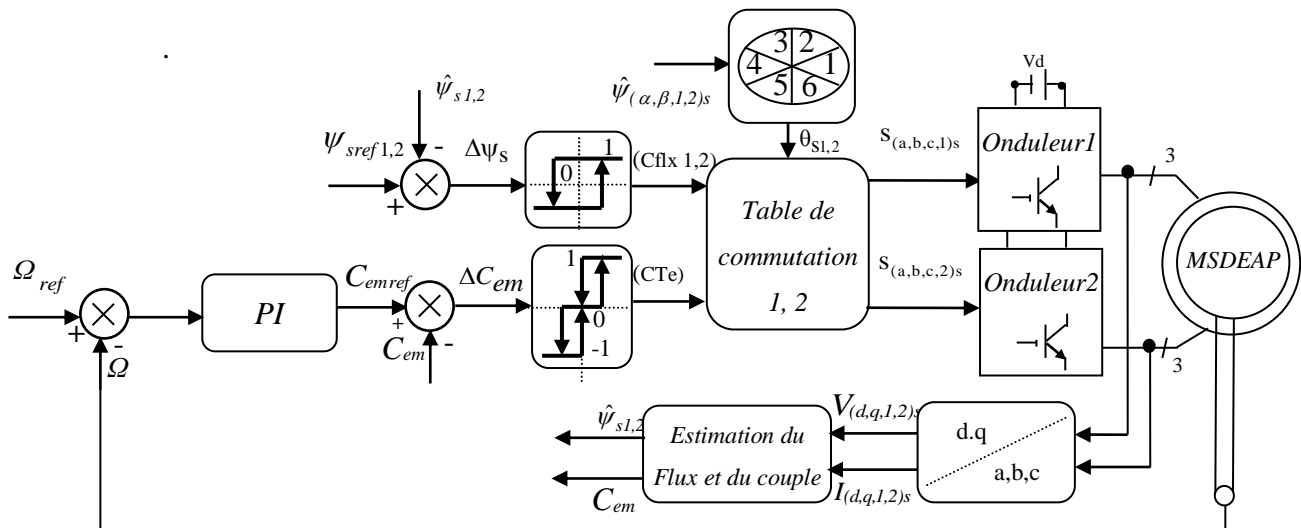


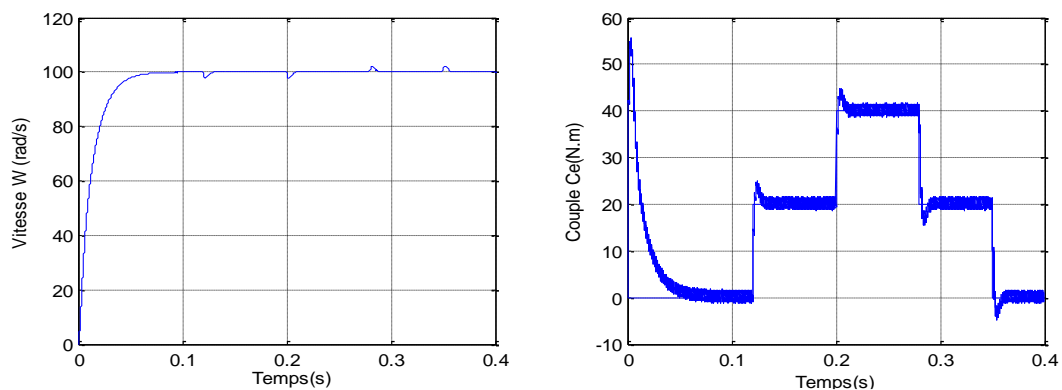
Figure 2.5 Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MSDEAP.

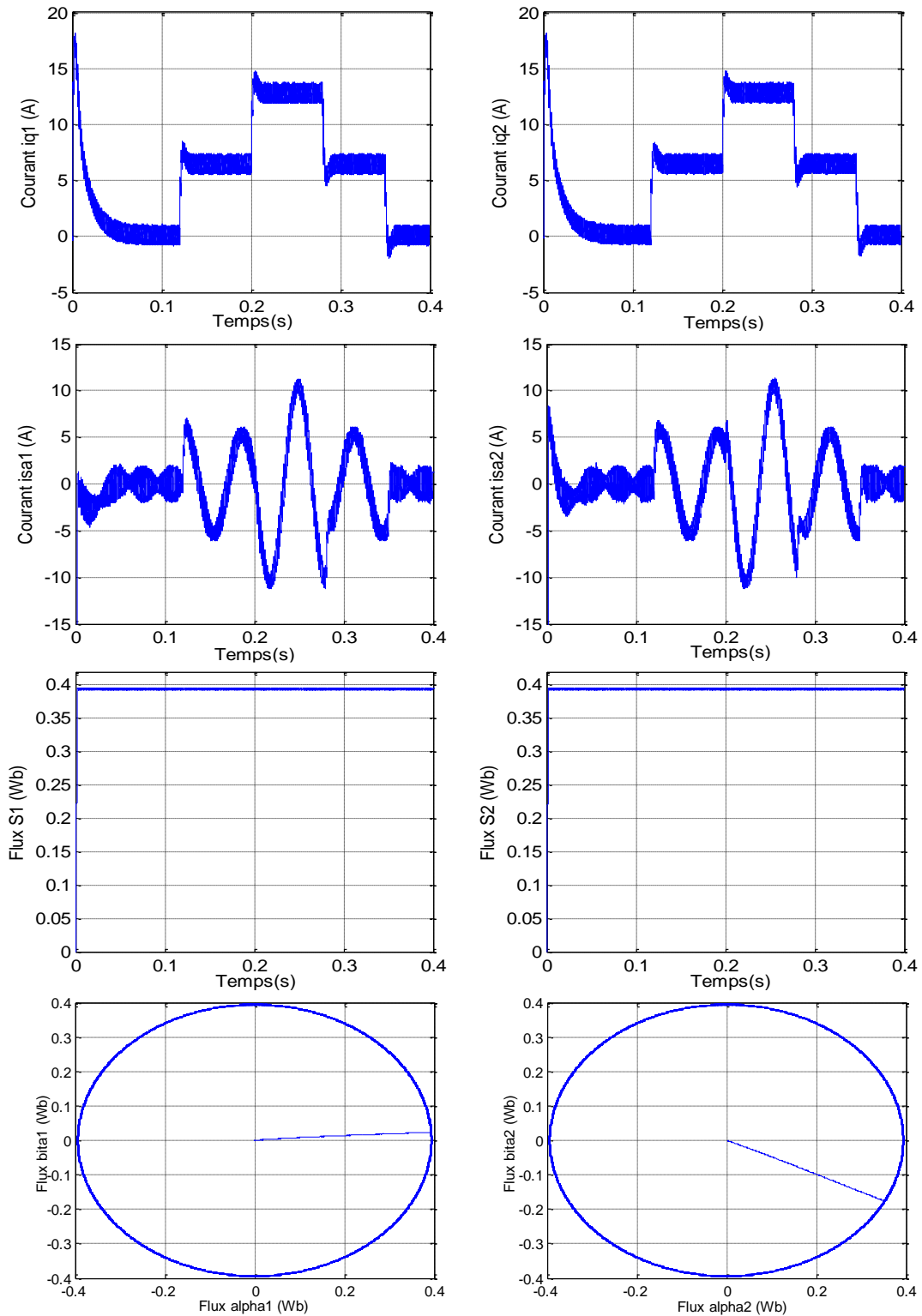
## 2.8 Résultats de la Simulation et Interprétation

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MSDEAP par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différentes tests de robustesses suivantes :

### 2.8.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure 2.6 représente l'évolution du comportement du MSDEAP dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $100 \text{ rad/s}$ , nous avons introduit un couple de charge variable (20Nm à  $t = 0.12\text{s}$ , 40 Nm à  $t = 0.2\text{s}$ , 20 Nm à  $t = 0.28\text{s}$  et 0 Nm à  $t = 0.35\text{s}$ ). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car les impacts de la variation de la charge n'ont pas d'influence important sur ses valeurs.



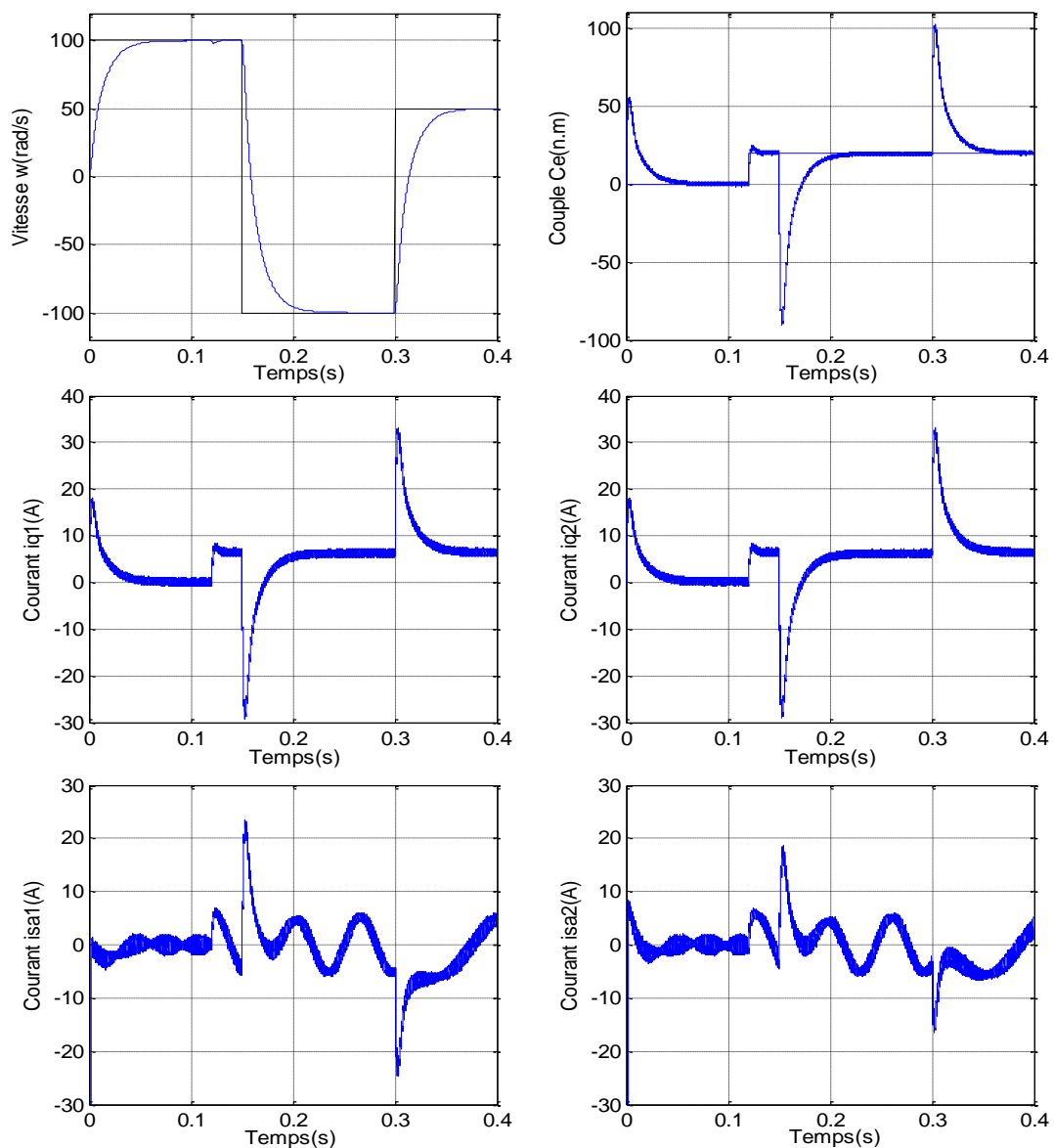


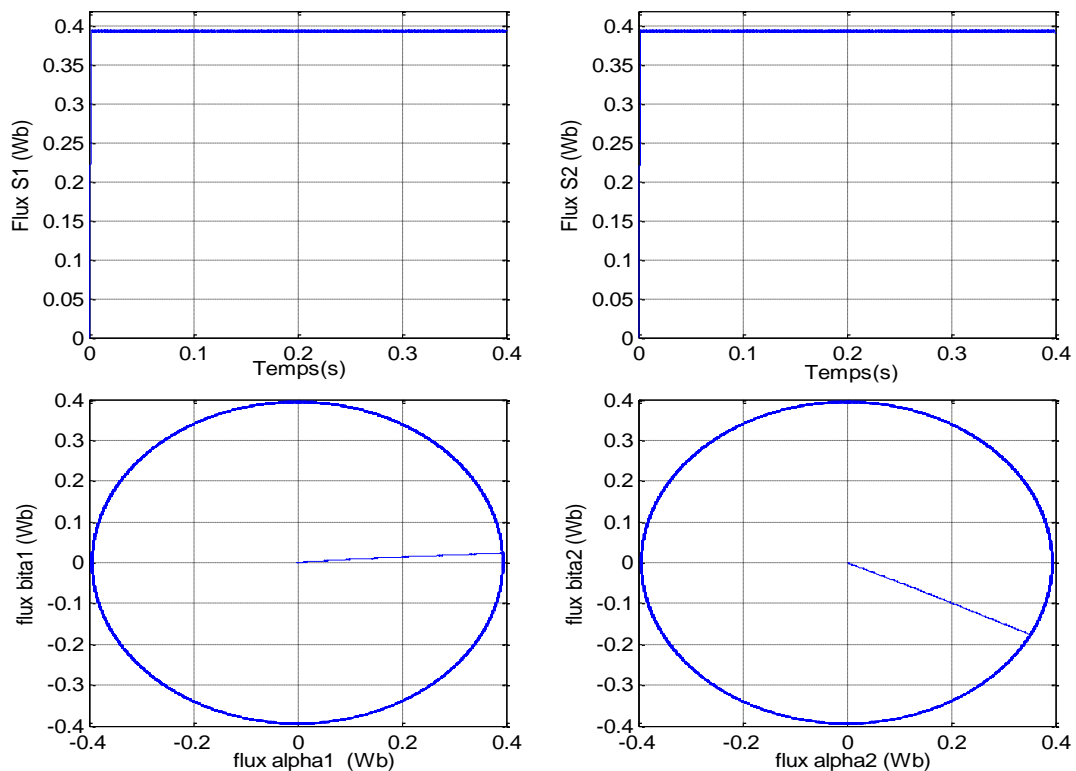
**Figure 2.6** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Couple de Charge.

La vitesse atteint très rapidement sa référence, l'allure du couple électromagnétique augmente est suit sa référence, même remarque pour les courants en quadratures ( $i_{q1,2}$ ) et le courant de phase statorique ( $i_{sa1,2}$ ) suivent parfaitement la variation de la charge.

### 2.8.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Pour réaliser ce test nous avons introduit un couple de charge  $C_{em} = 20 \text{ Nm}$  après un démarrage à vide à l'instant  $t = 0.12\text{s}$  suivi par l'inversion du sens de rotation de la vitesse de  $100 \text{ rad/s}$  à  $-100 \text{ rad/s}$  à  $t = 0.15$  et de  $-100 \text{ rad/s}$  à  $50 \text{ rad/s}$  à  $t = 0.3\text{s}$ . La figure 2.7 présente les résultats de simulation, on remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence avec un temps de réponse pratiquement le même. Le couple et les composantes quadratures des courants ( $i_{q1,2}$ ) subissent des pics de transition lors de démarrage et de l'inversion du sens de la vitesse. Les courbes des courants ( $i_{sa1,2}$ ) présentent des pics aux moments de l'inversion de la vitesse. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations du sens de rotation de la vitesse.





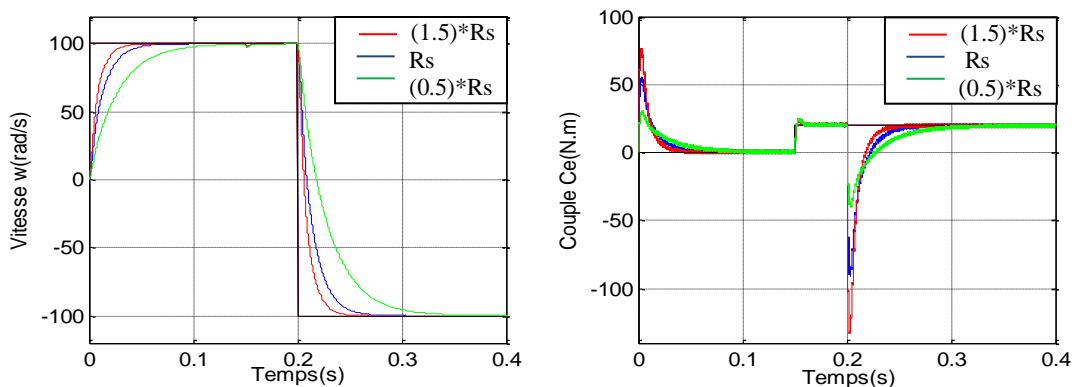
**Figure 2.7** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de l'Inversion du Sens de Rotation

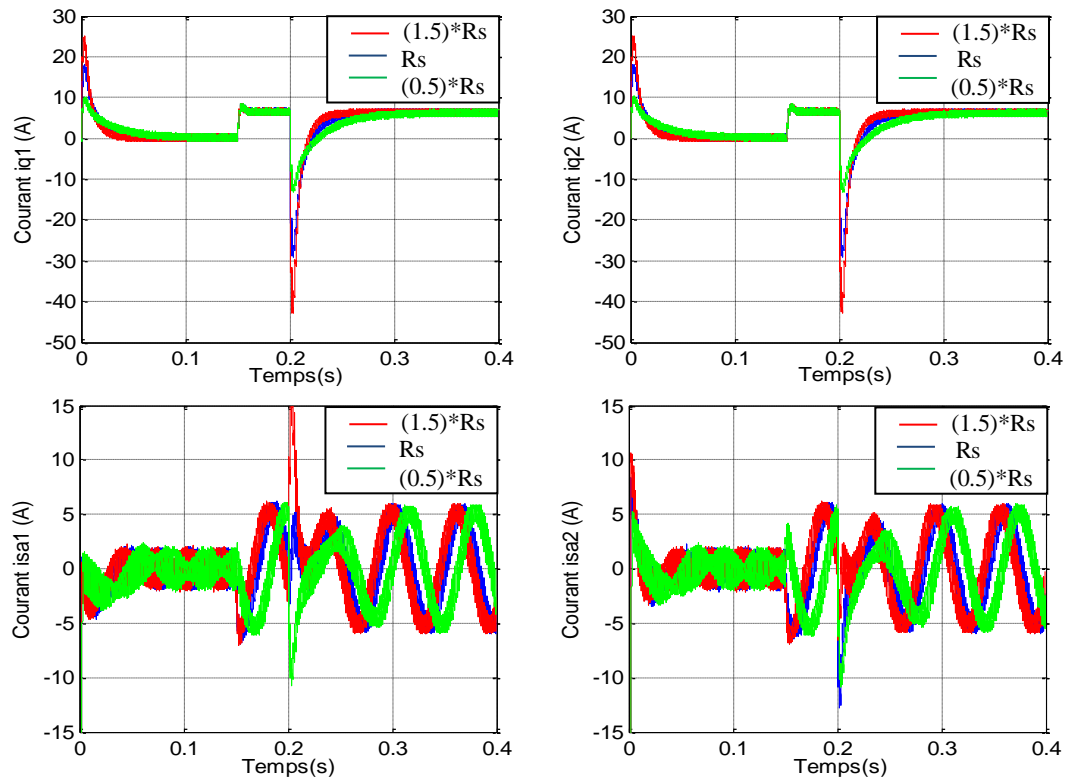
## 8.2.3 Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

### 8.2.3.1 Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Résistance Statorique

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation de la résistance statorique  $R_s$  sur les caractéristiques statiques et dynamiques de la machine.

Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_s$  (+50% et -50%). On constate d'après l'analyse des résultats présentés par la figure 2.8, l'insensibilité de la commande face à la variation de la résistance statorique  $R_s$  de la MSDEAP.





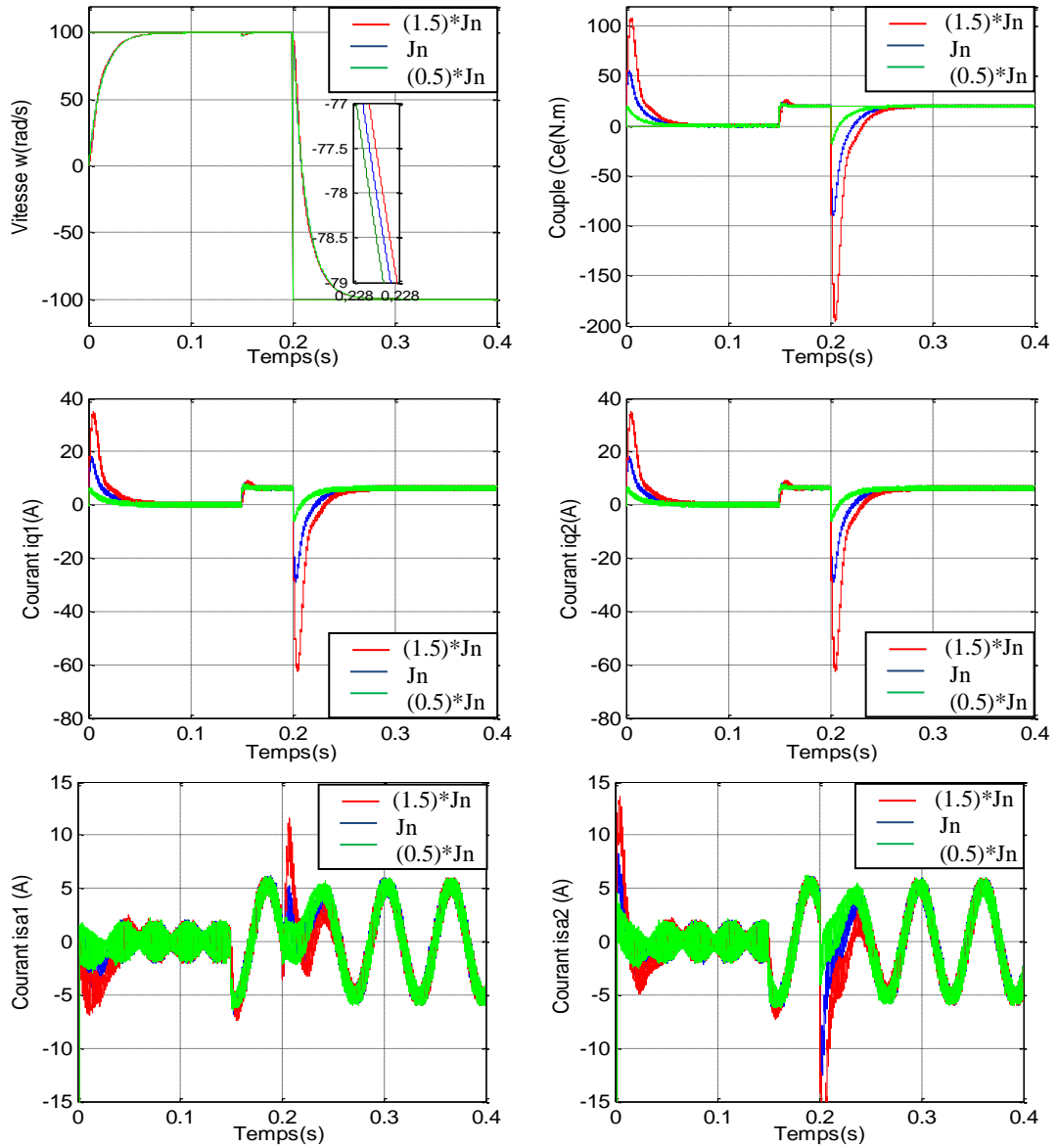
**Figure 2.8** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Résistance Statorique.

### 2.8.3.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l'Inertie

Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse, le couple électromagnétique et les courants ( $i_{q1,2}$  et  $i_{sa1,2}$ ), l'accouplement de la machine avec le mécanisme entraîné à travers le réducteur (souvent utilisé dans l'industrie) provoque la variation du moment d'inertie du système d'entraînement global. Le moment d'inertie total varie lorsque le système fonctionne à vitesse variable. Dans cette section, nous étudierons le comportement du système lors d'un couple de charge constant égale à 20 Nm est appliqué à  $t = 0.15s$ .

Un changement du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s à  $t = 0.2s$  a été effectué. Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la machine (le couple électromagnétique, la vitesse et les courants ( $i_{q1,2}$  et  $i_{sa1,2}$ )) nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de 50% à -50% de sa valeur nominale ( $J = 1.5*J_n$ ,  $J = J_n$ ,  $J = 50\% J_n$ ).

La figure 2.9 montre la variation de la vitesse, du couple et des courants de la machine pour différentes valeurs du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie. La réponse de la vitesse et du couple est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie, supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse.



**Figure 2.9** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d’Inertie.

## **2.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, le travail envisagé porte sur les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » d'une MSDEAP. On peut conclure que la DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de performances dynamiques et statiques rencontrées dans les autres techniques de commande telle que le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. L'un des avantages de la DTC est la non nécessité du capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. L'inconvénient principal est la présence des oscillations très élevées au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le chapitre suivant, on étudiera des structures de contrôle directe du couple associées à des régulateurs de vitesse en mode glissant d'ordre un et deux.

---

## ***Bibliographies***

- [1] S. Belkacem «Contribution a La Commande Directe du Couple de la Machine a Induction». Thèse De Doctorat. Université De Batna. 2011
- [2] C. Carloss de Wit« Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC». Edition Hermes Sciences Europe. 2000
- [3] F. Berrabah «Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [4] A. Ameer «Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants», Thèse De Magister, Université De Batna. 2005
- [5] Ana M. Llor «Control Directo de par a Frecuencia de Modulacion Constante de Motores Sincronos de Imanes Permanentes». Thèse de doctorat, Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad Carlos III de Madrid. 2003
- [6] A. Ammar «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [7] S. B. Ozturk «Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors With Non-Sinusoidal Back-Emf». Thèse de doctorat en philosophie. Bureau des études supérieures du Texas A&M University. 2008
- [8] R.Toufouti «Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine. 2008
- [9] A. Martins «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée» Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. 2000
- [10] M. Bouziane « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel ». Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014
- [11] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. 2015

- [12] A. Benzaioua « Contribution à la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée » Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi. 2014
- [13] Carlos De Almeida Martins « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée ». Thèse de doctorat en philosophie. Institut national polytechnique de toulouse. 2000
- [14] B. Mokhtari « DTC Intelligente Appliquée à La Commande de la Machine Asynchrone ». Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2014
- [15] A. Abdelkarim « Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques ». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [16] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque « Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor ». Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol(20), Iss 1, PP. 1-7, Australia. 2000
- [17] Y. A. Chapuis « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique ». Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France. 1996
- [18] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb and N. Golea « Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive ». In Proceedings of MS'02 Conference, Girona, Spain. 2002
- [19] L. Benalia « Commande en Tension des Moteurs à Inductions Double Alimentés ». Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2010
- [20] Takahashi and T. Noguchi « A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine ». IEEE Trans. Industry Application, Vol (22), PP. 820- 827. 1986
- [21] C. Carlos « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 ». Edition Hermes Science Europe. 2000
- [22] P. A. Arias « Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors ». Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne. 2000
- [23] J. Zhang « Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System ». Thèse de doctorat en philosophie, School of Electrical Engineering and Telecommunications, University of New South Wales. 2006

## Chapitre 3

---

# *Commande DTC par Mode Glissant de la Machine Synchrones Double Étoile à Aimants Permanents*

---

### **3.1 Introduction**

Dans le domaine de commande des actionneurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus, vers l'application des techniques de commandes modernes. Les lois de commande classique utilisant les correcteurs linéaires du type PI donnent de bons résultats dans les systèmes linéaires ayant des paramètres constants, dans le cas des systèmes non linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision, la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. [1][2]

Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que les méthodes adaptatives ou de stabilité absolue, mais également la technique des modes glissants. Cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé au milieu de ce siècle en Union Soviétique. [3][4][5]

La commande à structure variable et des modes glissants associés ne cesse de croître, elle fait l'objet de multiples études et des travaux détaillés, au cours de ces trente dernières années par H. Harachima au Japon, aux États Unis par J.J. Slotine ainsi qu'en ex-Union soviétique par Emelyanov et V. Utkin au début des années 50, ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F. Filipov. [6][7][8]

Par la suite, ils ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles dans le domaine des entraînements réglés. [3][9][10]

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive à cause de la grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance [10]. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques. [8]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la machine synchrone double étoile à aimants permanents en remplaçant les régulateurs linéaires PI de la vitesse par des régulateurs de type mode glissant d'ordre un et d'ordre deux (méthode de super twisting). Enfin, nous allons montrer les performances de ce type de réglage après et illustration des résultats de simulations.

### 3.2 Systèmes à Structures Variables

La notion du système à structure variable (SSV) apparaît lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes:[1][11]

- **Définition 1 :** Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquent, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2 :** Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où:

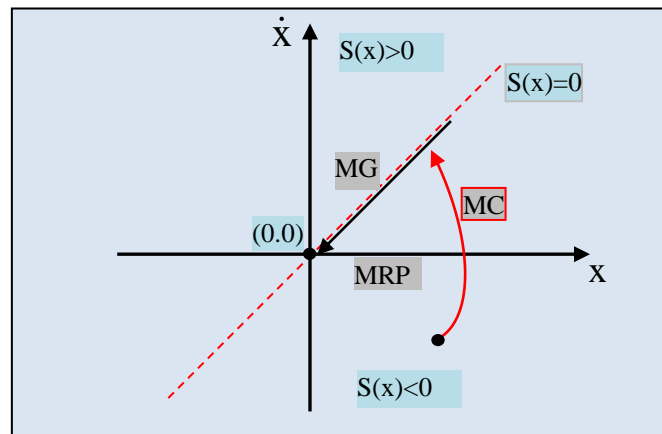
$x$  : Vecteur d'état ;

$f_i$  : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures,  $i \in [1, n]$ .

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système  $f_i(x)$  pris seul.

### 3.3 Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plant) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plant de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, figure 3.1. [1][6][7][8][12]



**Figure 3.1** Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

#### 3.3.1 Mode de Convergence (MC)

Mode de convergence (MC) ou mode non glissant (Reaching Mode), encoure mode d'accès. Dans ce mode, la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation  $S(x)=0$  et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations de paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant l'amplitude de la commande  $u$ . [1][3][6][8][13][14]

#### 3.3.2 Mode de Glissement (MG)

Durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ . Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations. [1][3][5][13][14]

### 3.3.3 Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires. [1][3][6][8]

### 3.4 Principe de la Commande par MG

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [6][10][15][16]

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme : [1][3][7][8][16][17]

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (3.2)$$

Où:

x: Vecteur d'état  $\in R^n$  ;

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

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

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

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

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

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande : [1][6][15][18][19]

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (3.3)$$

S(x) : Surface du glissement.

La commande  $u_i$  est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre. [6]

### 3.5 Conception de la Commande par MG

La structure d'un contrôleur comporte deux parties:

- Continu représentant la dynamique du système durant le MG ;
- Discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui achève principalement en trois étapes principales et complémentaires définies par: [1][3][8]

- Choix des surfaces de glissement;
- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande.

#### 3.5.1 Choix de la Surface de glissement

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

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$ , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre: [3][6][8][10][20][21][22]

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.4)$$

Où:

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

$\lambda_x$ : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré ;

$r$ : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande. [1][6][7][9]

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) && \text{si } r=1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) && \text{si } r=2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) && \text{si } r=2. \end{aligned} \quad (3.5)$$

$S(x)=0$  est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_x$  (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande. [3][8]

### 3.5.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Nous retenons deux types de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont : [1][3][6][7][8][23]

- La fonction de commutation ;
- La fonction de Lyapunov.

#### 3.5.2.1 Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme : [3][8][6][16][24]

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 && \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 && \text{si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) * \dot{S}(x) < 0 \quad (3.7)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque  $S(x)$  change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation. [25]

#### 3.5.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette condition permet aux dynamiques du système de

converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [1][6][8][26][27][28]

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

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.8)$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.9)$$

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.10)$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structures variables. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Si l'équation (3.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur  $S(x)$  sont indépendantes de l'équation (3.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande. [1][6][10]

### 3.5.3 Détermination de la loi de Commande

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

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

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

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande  $u$ . [5][6]

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

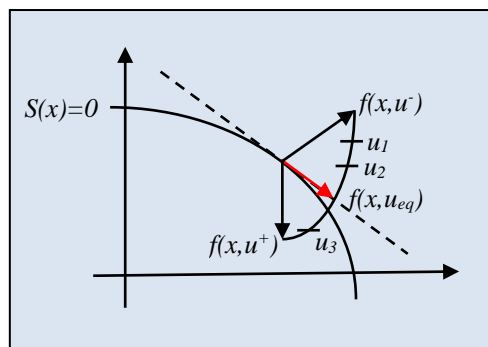
Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc : [1][3][7][6][8][10]

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \tag{3.12}$$

### 3.5.3.1 Commande Equivalente

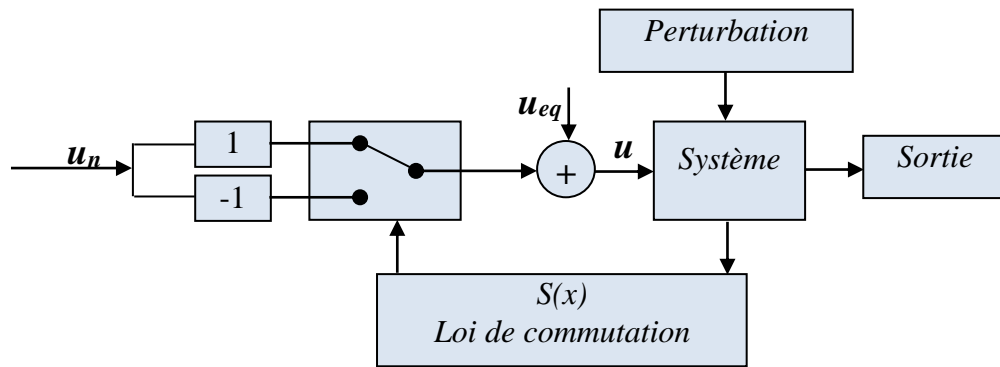
Un vecteur de commande équivalent  $u_{eq}$  proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ .

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x)=0$ . D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure 3.2. [29]



**Figure 3.2** Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure 3.3. [1][6][10]



**Figure 3.3** Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (3.2) et (3.12) on obtient la commande équivalente  $u_{eq}$ . Nous avons : [1][3][6][5]

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ B(x,t)u_n \right\} \quad (3.13)$$

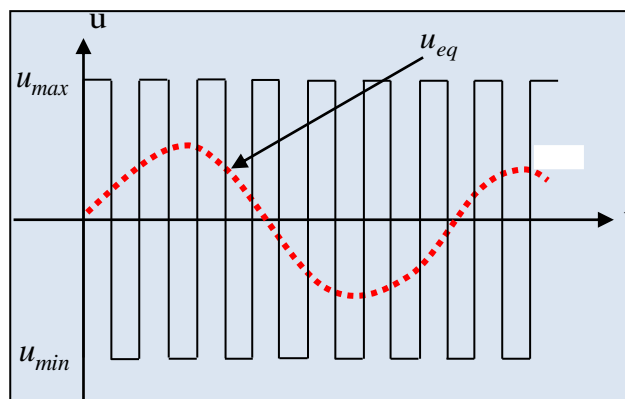
Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que  $S(x)=0$ ), nous déduisons l'expression de la commande équivalente: [1][6][8]

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (3.14)$$

En substituant  $u_{eq}$  dans l'équation (3.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x,t) - B(x,t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (3.15)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. [1][30]



**Figure 3.4** Commande Equivalente  $u_{eq}$  prise par la Commande lors de la Commutation entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .

La commande  $u_{eq}$  peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande  $u$  lors des commutations rapides entre  $u^+(u_{max})$  et  $u^-(u_{min})$ , figure 3.3.

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation 3.2 est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée. [1][3][7]

### 3.5.3.2 Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité)

L'addition du terme  $u_n$  à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement  $S(x)$  ( $S(x)\dot{S}(x) < 0$ ). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente  $u_{eq}$  par son expression (équation 3.14) dans l'équation (3.13), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface: [1][8]

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} \quad (3.16)$$

La commande  $u_n$  est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative : [1][6]

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} < 0 \quad (3.17)$$

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

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme : [1][3][7][8][10]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

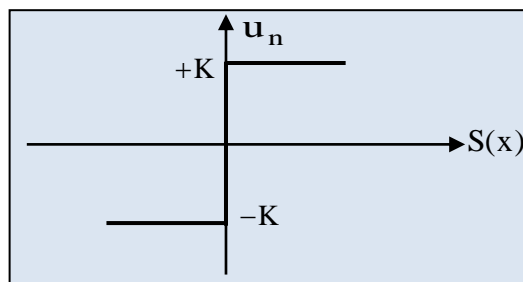


Figure 3.5 Définition de la Fonction Sign

Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur:

- $K$  : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- $K$  : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression 3.18 dans 3.17, on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) K \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (3.20)$$

### 3.6 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "Chattering" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure 3.6. Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont : [1][6][8][9][10][12][31]

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.

Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface.

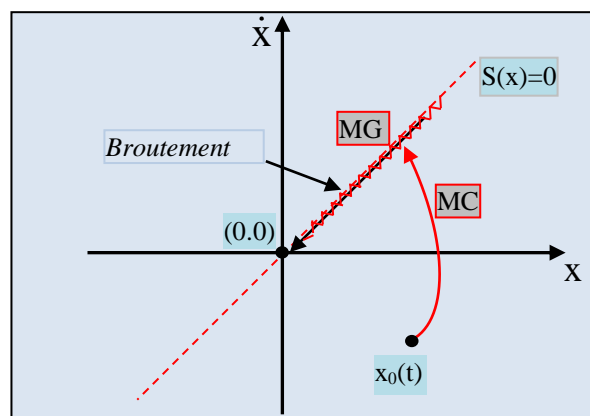


Figure 3.6 Phénomène du Broutement

Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure [8][32].

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, mode glissant d'ordre supérieur, etc.....

### 3.6.1 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation:[1][3][5][7][8][10][33]

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \end{cases} \quad (3.21)$$

$\mu$ : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

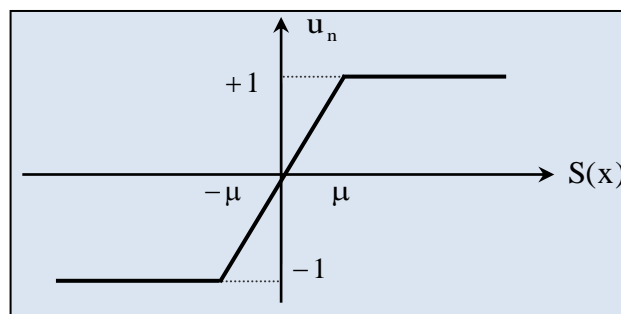


Figure 3.7 Définition de la Fonction Saturation (SAT)

#### 3.6.1.1 Commande avec un Seul Seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}, \quad e: \text{paramètre positif et petit.} \quad (3.22)$$

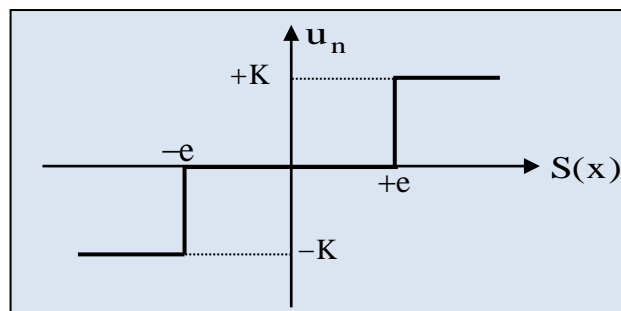


Figure 3.8 Fonction Sign de la Commande avec un Seul Seuil.

### 3.6.1.2 Commande Adoucie (a deux Seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande  $u_n$  en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure 3.9. [1][7]

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ \frac{S_i - e_1 S_i}{e_2 - e_1} & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \sin g(S_i) & \text{si } |S_i| > e_2 \end{cases} \quad (3.23)$$

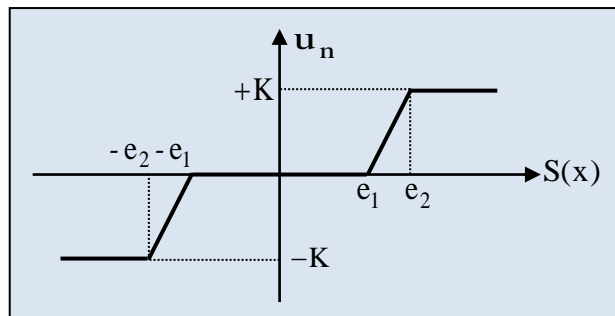


Figure 3.9 Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

### 3.6.1.3 Commande Intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc : [1][6]

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + l} + h \quad (3.24)$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

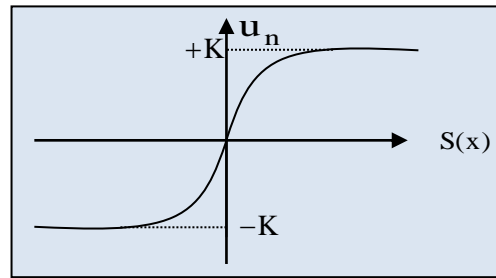
$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (3.25)$$

Où:

l, h: paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations ;

g: constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente) ;

l<sub>0</sub>, g<sub>0</sub> et h<sub>0</sub>: les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.



**Figure 3.10** CSV Rendu Continue.

### 3.6.2 Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) ont été introduits dans les années 80, par des chercheurs russes (M. Levantovsky et M. Emelyanov) pour pallier au problème du *chattering*, tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Ils ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable du glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. [1][33][34]

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée, mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite à:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un ;
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes ;
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieure, on considère le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, u) \\ u &= U(t, x) \\ S &= S(t, x) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Avec :

$x$  : Représente le vecteur d'état ;

$u$ : Représente la commande ;

$f$ : Fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine ;

$S$  : Fonction différentiable telle que ses  $(r - 1)$  premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état  $x$  (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

$r$  : désigne le degré relatif du système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps.

Comme il a été défini, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit  $S = 0$ . Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir  $S$  ainsi que ses  $(r-1)$  premières dérivées successives à zéro. [5][10][34][36]

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (3.27)$$

### 3.7 Commande par Mode Glissant d'Ordre deux

La commande par modes glissants d'ordre deux, appelé parfois mode glissant sans broutement, offre de très bonnes propriétés de robustesse, cependant, l'absence de conditions de convergences nécessaires ou suffisantes en rend le réglage souvent complexe, surtout lorsqu'il s'agit d'atteindre des performances bien spécifiques pour le système boucle. [7][34]

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (3.28)$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface défini  $S$  et la maintenir ainsi que sa dérivée  $\dot{S}$  à zéro dans un temps fini ( $S = \frac{dS}{dt} = 0$ ).

La dérivée de  $S$  est donnée par: [1][34]

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \dot{x} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (3.29)$$

Ensuite la deuxième dérivée de  $S$  est donnée comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (3.30)$$

On pose :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (3.31)$$

On obtient l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \quad (3.32)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement  $S$  et  $\dot{S}$  :

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (3.33)$$

Si le degré relatif (DR) = 1 : Le système est décrit par l'expression suivante:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t,x) + X(t,x)u \end{cases} \quad (3.34)$$

Si le degré relatif (DR)= 2 : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable  $x$  comme une variable d'état, et  $u$  comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t,x,u) = a(t,x)b(t,x)u(t) \quad (3.35)$$

Où,  $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$  et  $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$  sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système du modèle (3.35) est représenté par l'équation :

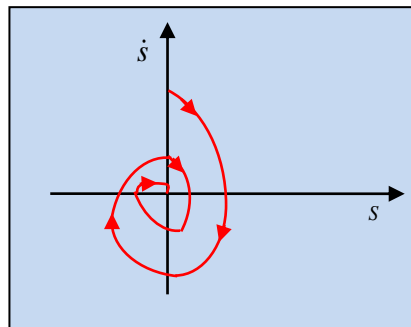
$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t,x) + X(t,x)u \end{cases} \quad (3.36)$$

Il existe plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 engendrant la convergence de  $S$  et  $\dot{S}$  vers zéro. Les plus utilisés et applicable proposés dans la littérature sont : [1][10][37][38]

- Algorithme du twisting;
- Algorithme sous-optimal ;
- Algorithme du Super twisting.

### 3.7.1 Algorithme du Twisting

L'algorithme de twisting est l'une des premiers algorithmes du mode glissant d'ordre deux, il a été introduit par L.V. Lewantowski en 1985 [9][38][39]. La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase  $(s, \dot{s})$  de cet algorithme twisté est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cette algorithme est assurée par une trajectoire tourne dans le plan  $(s, \dot{s})$  sous forme d'une spirale autour de l'origine, représentée par la figure 3.11. [1][10][34]



**Figure 3.11** Convergence en Temps Fini de l'Algorithme Twisting dans le Plan  $(s, \dot{s})$ .

La loi de commande de mode glissant par l'algorithme twisté est définie par: [1][5][10][12][40]:

$$u_{tw} = \begin{cases} -\delta_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -\delta_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (3.37)$$

Le bon choix des conditions pour assurer la stabilité et la convergence en temps fini  $s = \frac{dS}{dt} = 0$  sur la variété S et que :

$$\begin{cases} \delta_M > \text{Max} \left( 4 \frac{G_M}{S_0}, \frac{C_0}{G_m} \right) \\ \delta_M > \delta_m \\ \delta_m > 4 \frac{G_M}{S_0} \\ \delta_M > \frac{C_0}{G_m} \\ G_m \delta_M - C_0 > G_M \delta_m + C_0 \end{cases} \quad (3.38)$$

$S_0, G_m, G_M,$  et  $C_0$  des constantes positives telle que:

$$|S(t, x) < S_0| \quad (3.39)$$

alors:

$$0 < G_m \leq \frac{\partial \dot{S}(t, x)}{\partial u} \leq G_M, \quad (3.40)$$

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| < C_0 \quad (3.41)$$

### 3.7.2 Algorithme Sous-Optimal

L'algorithme dit sous-optimal a été proposé par Bartolini, Ferrara et Usai en 1997. La loi de contrôle de cet algorithme est décrite par les expressions suivantes : [10][40]

$$u = \begin{cases} -N \sin g(S - \beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M) \geq 0 \\ -M \sin g(-\beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M) < 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

Où :

$N > 0$ : Amplitude minimale de régulation ;

$M > 1$ : Facteur de modulation ;

$\beta$ : Facteur d'anticipation ;

$S_M$ : Valeur de S au dernier instant où  $\dot{S} = 0$  .

Les conditions de convergence en temps fini vers la surface de glissement  $S=\dot{S}=0$  pour cet algorithme sont :

$$\begin{cases} N > \frac{C_0}{G_m} \\ M \in (1; +\infty) \cap \left( \frac{4C_0 + G_M N}{3G_m N}; +\infty \right) \\ \beta = 0.5 \end{cases} \quad (3.43)$$

### 3.7.3 Algorithme de Super Twisting

Cet algorithme a été introduit et développé par Levant en 1993, il est capable de stabiliser la surface de glissement  $S = \dot{S} = 0$  en temps fini pour les systèmes à degré relatif égal à un. Le super twisting n'utilise pas d'informations sur  $\dot{S}$ , ceci peut être vu comme un avantage. La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase.

La loi de commande Super Twisting  $u(t)$  est composée de deux parties, une partie continue  $u_1$  et une partie discontinue  $u_2$  tel que: [9][34][38][40][41][42]

$$u_{st}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.44)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > I \\ -\delta \text{ sign}(S) & \text{si } |u| \leq I \end{cases} \quad (3.45)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\vartheta \text{ sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\vartheta \text{ sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (3.46)$$

$\lambda$  et  $\delta$  sont des gains positifs utilisés pour ajuster la commande Super Twisting.

La convergence des lois de contrôle peut être atteinte de manière arbitraire par un ajustement de ces gains. Généralement, le gain  $\lambda_a$  est plus efficace dans la réponse du système.

Le gain  $\alpha$  a un effet sur la précision en régime permanent. Les conditions suffisantes pour engendrer la convergence en temps fini sont imposées par Levant comme : [42][43][44][45]

$$\begin{cases} \delta > \frac{C_0}{G_m} > 0 \\ \lambda^2 \geq \frac{4C_0 G_M (\delta + C_0)}{G_m^3 (\delta - C_0)} \\ 0 < \vartheta < 0.5 \end{cases} \quad (3.47)$$

### 3.8 Application du Contrôle par Mode de Glissement d'Ordre un pour la DTC de la MSDEAP

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

➤ **Surface de Glissement du Vitesse:**

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

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.48)$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3.49)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (3.50)$$

En posant  $(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$  et en introduisant (3.50) dans (3.49), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (3.51)$$

➤ **Commande Equivalente**

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

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

A partir de la relation (3.51), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \quad (3.52)$$

➤ **Commande non Linéaire de Type Discontinu :**

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

$$C_{em-n} = K_s \cdot \text{Sat}(S(\Omega)) \quad (3.53)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_s \cdot \text{Sat}(S(\Omega)) \\ C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega \end{cases} \quad (3.54)$$

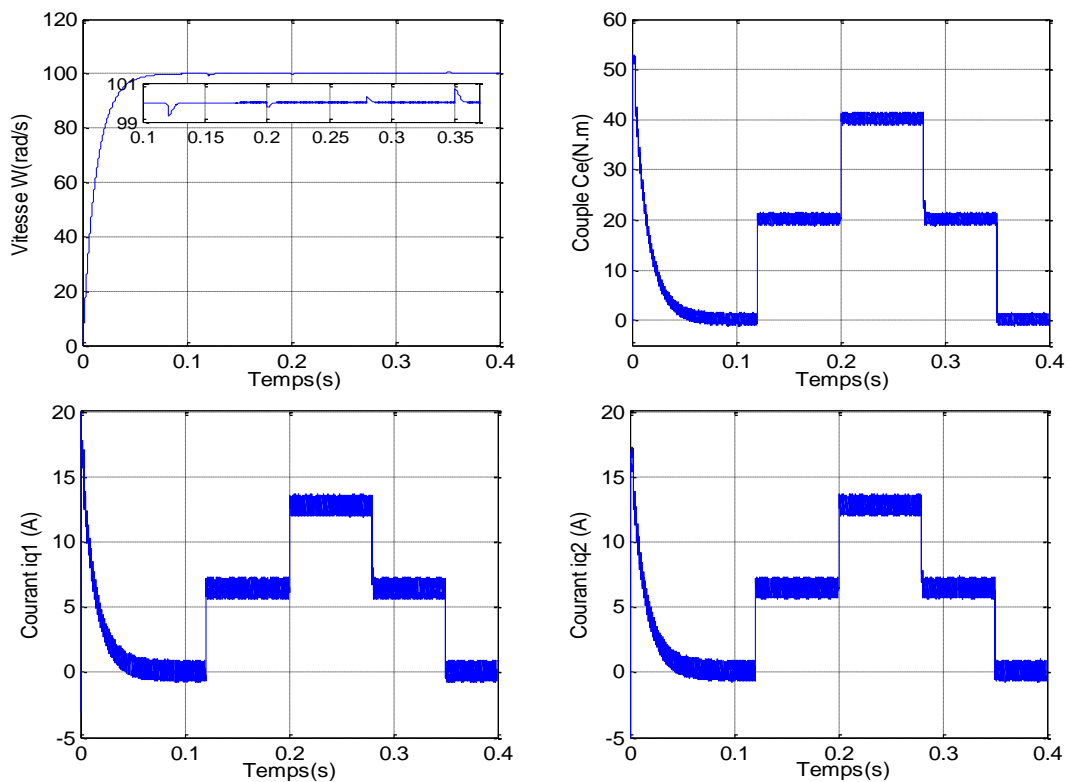
### 3.9 Résultats de Simulation et Interprétations

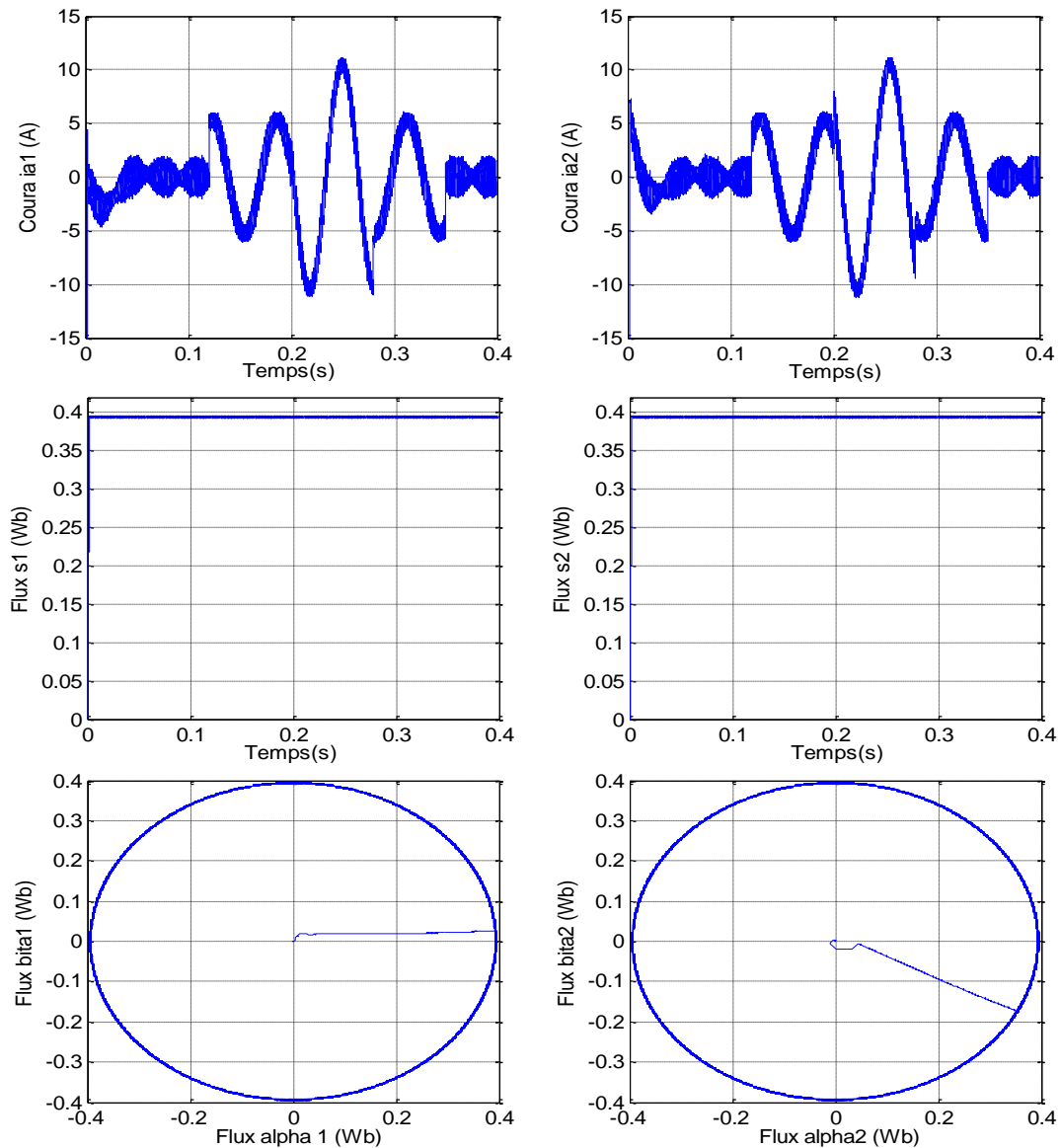
Afin de tester les performances et la robustesse de la commande CMG1-DTC de la MSDEAP, Nous avons effectué des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent:

#### 3.9.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La Figure 3.12 présente les résultats de simulation pour des consignes de charge variable (20Nm à  $t = 0.12s$ , 40 Nm à  $t = 0.2s$ , 20 Nm à  $t = 0.28s$  et 0 Nm à  $t = 3.5s$ ), après un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s.

On constate que le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit parfaitement les valeurs des consignes et que l'allure du courant en quadrature ( $i_{q1,2}$ ) est proportionnelle à celui du couple. Le courant de phase est correctement contrôlé, il répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté par la variation de la charge. De même pour la vitesse, on ne constate presque aucune influence aux variations du couple résistant. Ce qui met en évidence les performances de la commande appliquée.



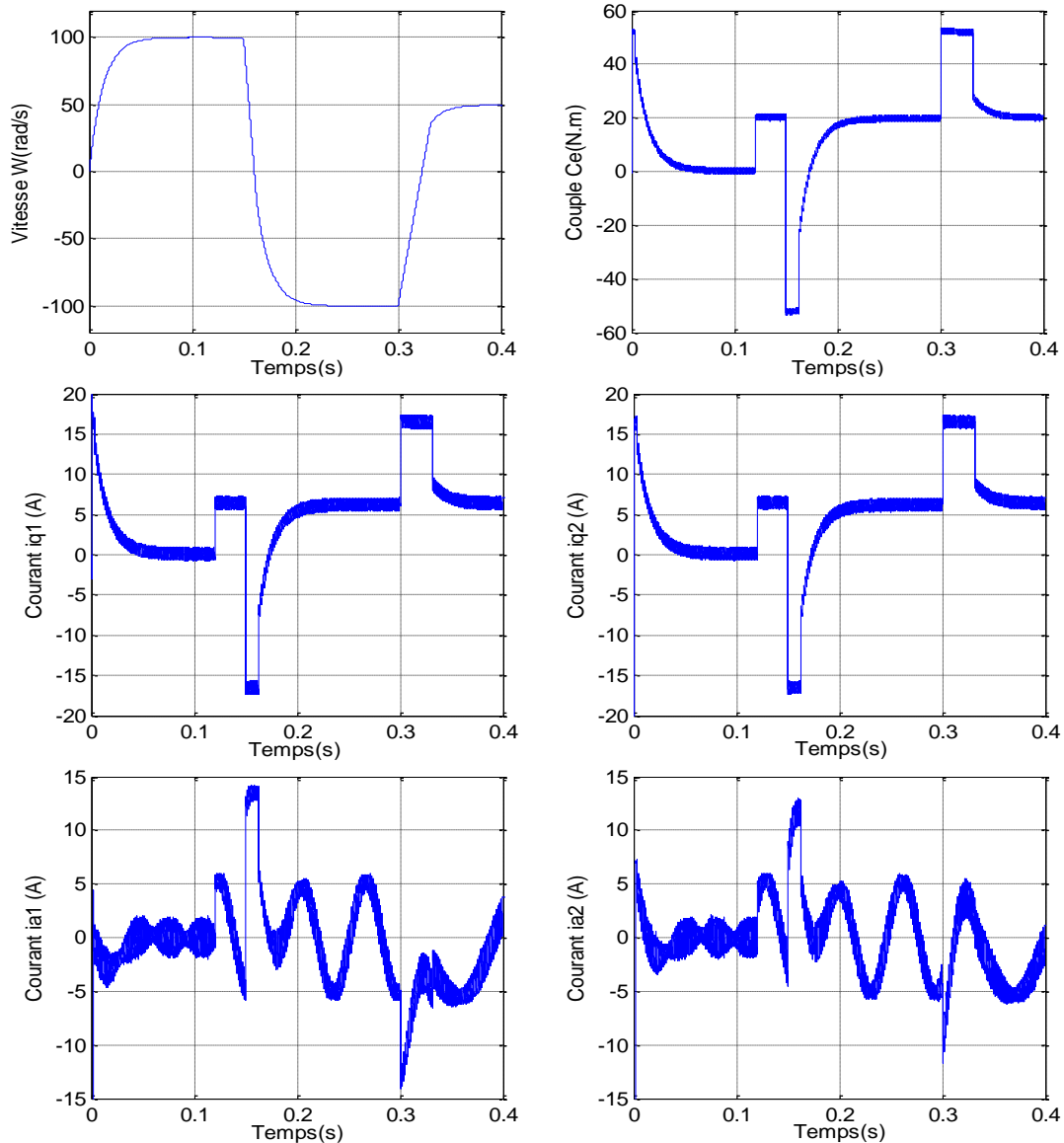


**Figure 3.12** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.

### 3.9.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis à l'inversion de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant  $t=0.15s$  et à 50 rad/s à  $t = 0.3s$  après un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 20 N.m à  $t = 0.12s$ . Les résultats de simulation (figure 3.13) montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement et que la poursuite s'effectue sans dépassement, de même pour le couple. Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse, les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 3.12).

Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, le courant en quadrature  $i_q$  progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique.



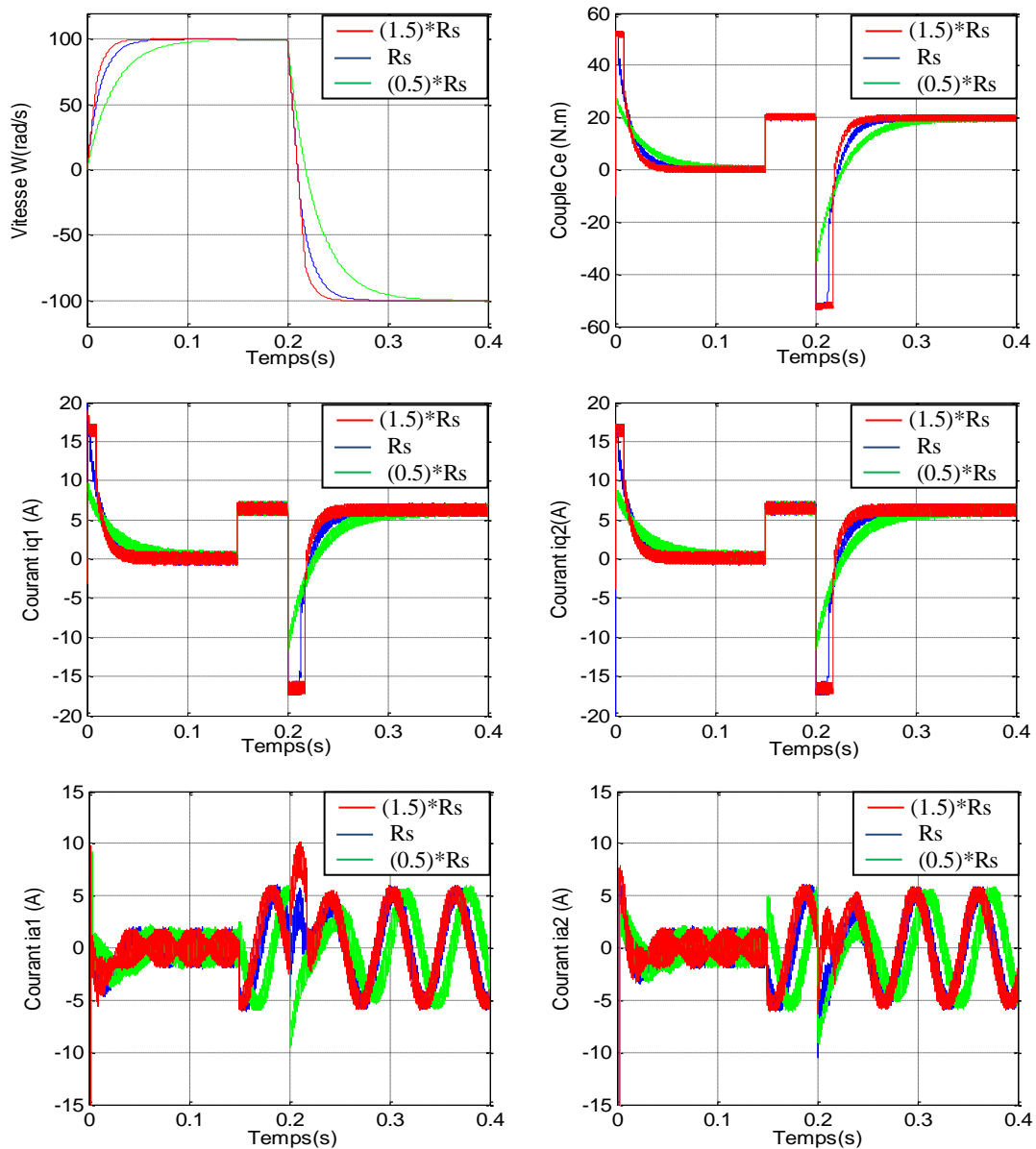
**Figure 3.13** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors d’Inversion du sens de Rotation

### 3.9.3 Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande, face à des variations paramétriques (résistances statoriques et moment d’inertie):

### 3.9.3.1 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Statorique

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système pour une variation de  $\pm 50\%$  de la résistance statorique par rapport à la valeur nominale avec un couple de charge de 20 N.m à  $t = 0.15$ s.



**Figure 3.14** Caractéristiques dynamiques et statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Résistance Statorique.

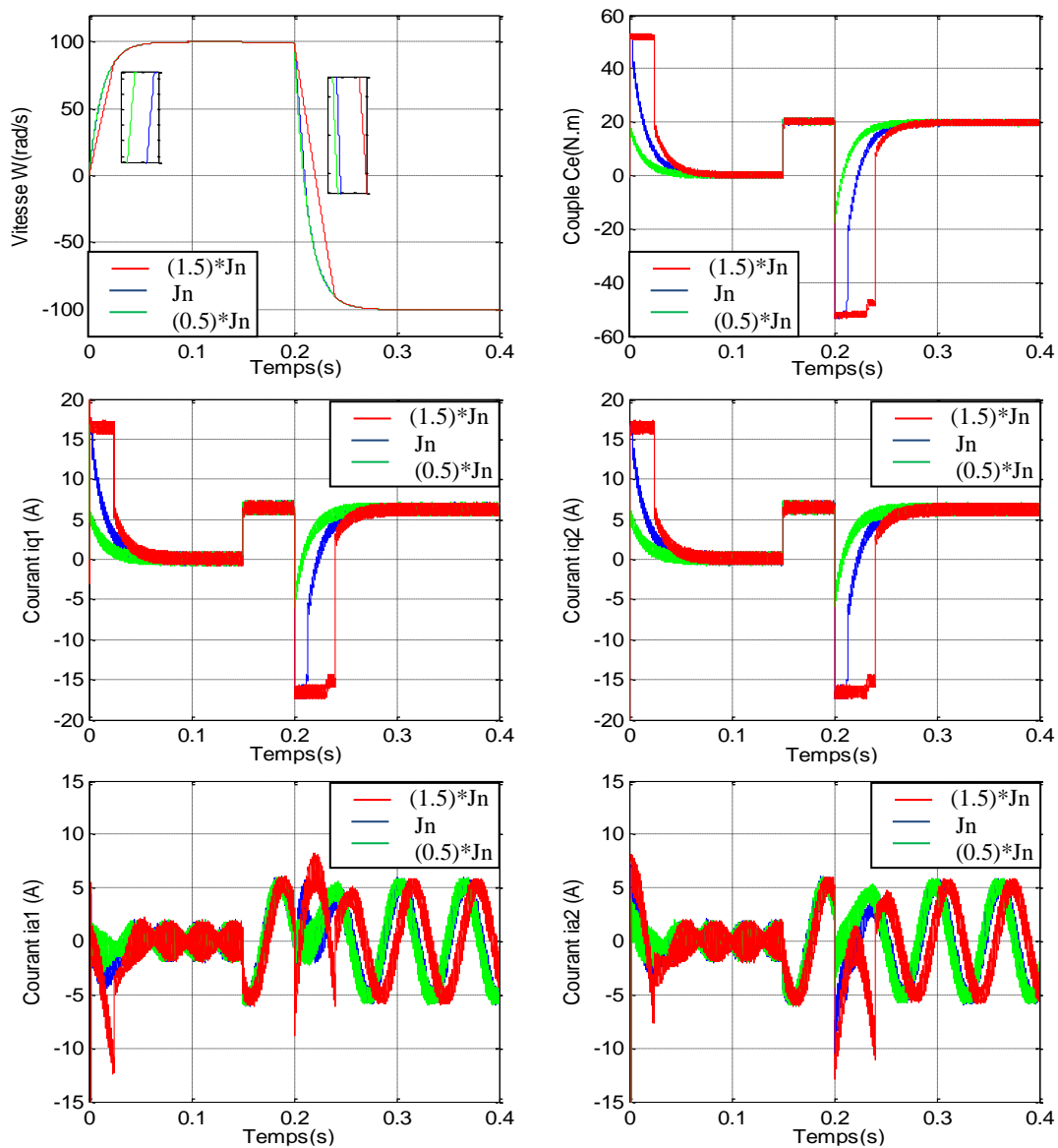
La figure 3.14 illustre l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et les composantes des courants ( $i_{q1,2}$ ,  $i_{as1,2}$ ). Ces résultats sont comparés avec ceux correspondant à la résistance nominale.

### 3.9.3.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l'Inertie

Pour mettre en vigueur la robustesse de la commande, dans cette partie nous allons étudier le comportement du système vis-à-vis la variation du moment d'inertie du moteur.

La figure 3.15 représente les résultats de simulation obtenues pour une variation de l'inertie ( $J = \pm 50\% J_n$ ) dans le cas d'un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 20 N.m à  $t = 0.15s$  avec un changement du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s à  $t = 0.2s$ .

La variation du moment d'inertie modifie les réponses et, par conséquent la durée du régime transitoire, Pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse (car la constante de temps mécanique est plus élevée).



**Figure 3.15** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG1-DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d'Inertie.

### 3.10 Commande DTC par Mode Glissant d'Ordre deux de La MSDEAP

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la commande directe du couple mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur de type mode glissant d'ordre deux.

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Le régulateur de vitesse par mode glissant d'ordre deux contient deux parties, la commande équivalent et la commande de Super Twisting ( $u_{st}$ ).

Tal que :

$$\begin{cases} u_{st} = -\lambda |s_\Omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\Omega) + u_1 \\ u_1^* = -\delta \text{sign}(s_\Omega) \end{cases} \quad (3.55)$$

Cet algorithme est une exception qui ne nécessite que des informations sur la surface de glissement. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse, donc on choisit une surface qui suffit à faire apparaître la commande.

Le couple de référence généré par le contrôleur par mode glissant de second ordre est donné par:

$$C_{em-ref} = C_{em-eq} + C_{em-st} \quad \text{où : } C_{em-st} = u_1 + u_2 \quad (3.56)$$

$$\begin{cases} u_1^* = -\delta \text{sign}(s_\Omega) \\ u_2 = -\lambda |s_\Omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\Omega) \end{cases} \quad (3.57)$$

Pour assurer la convergence à zéro en temps fini, les gains peuvent être choisis comme suit:

$$\begin{cases} \delta > \frac{C_0}{G_m} > 0 \\ \lambda^2 \geq \frac{4C_0 G_M (\delta + C_0)}{G_m^3 (\delta - C_0)} \\ \vartheta = 0.5 \end{cases} \quad (3.58)$$

La figure 3.16 illustre la structure générale de l'ensemble CMG2-DTC –MSDEAP

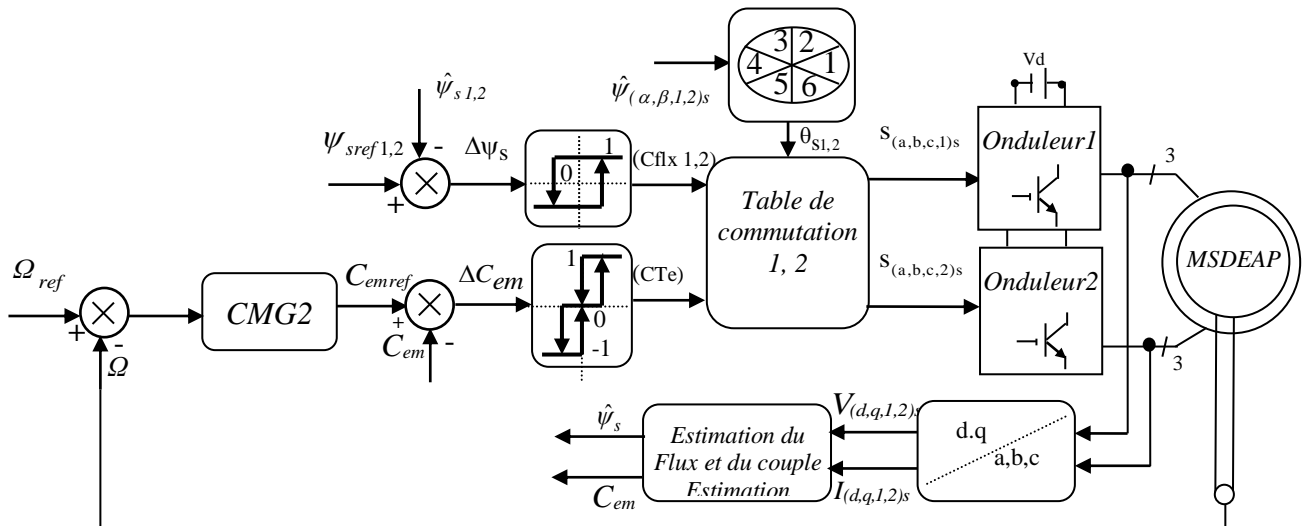


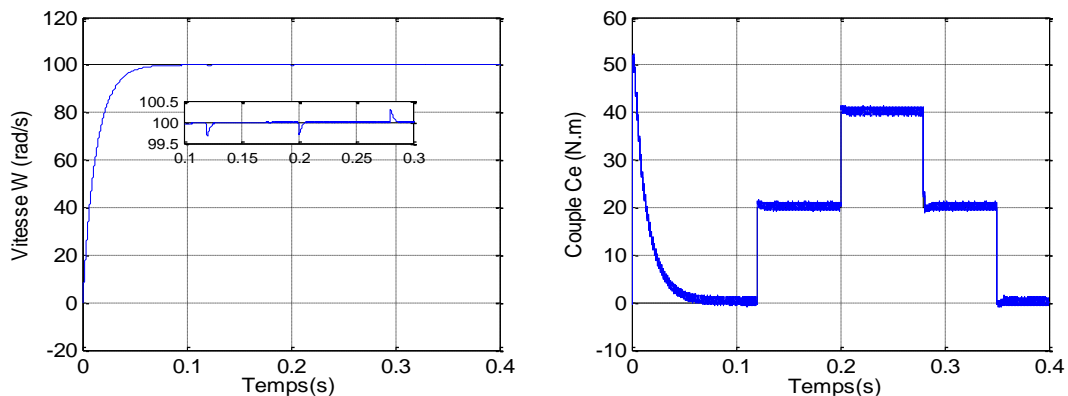
Figure 3.16 Schéma Fonctionnel du CMG2-DTC Proposé pour la MSDEAP

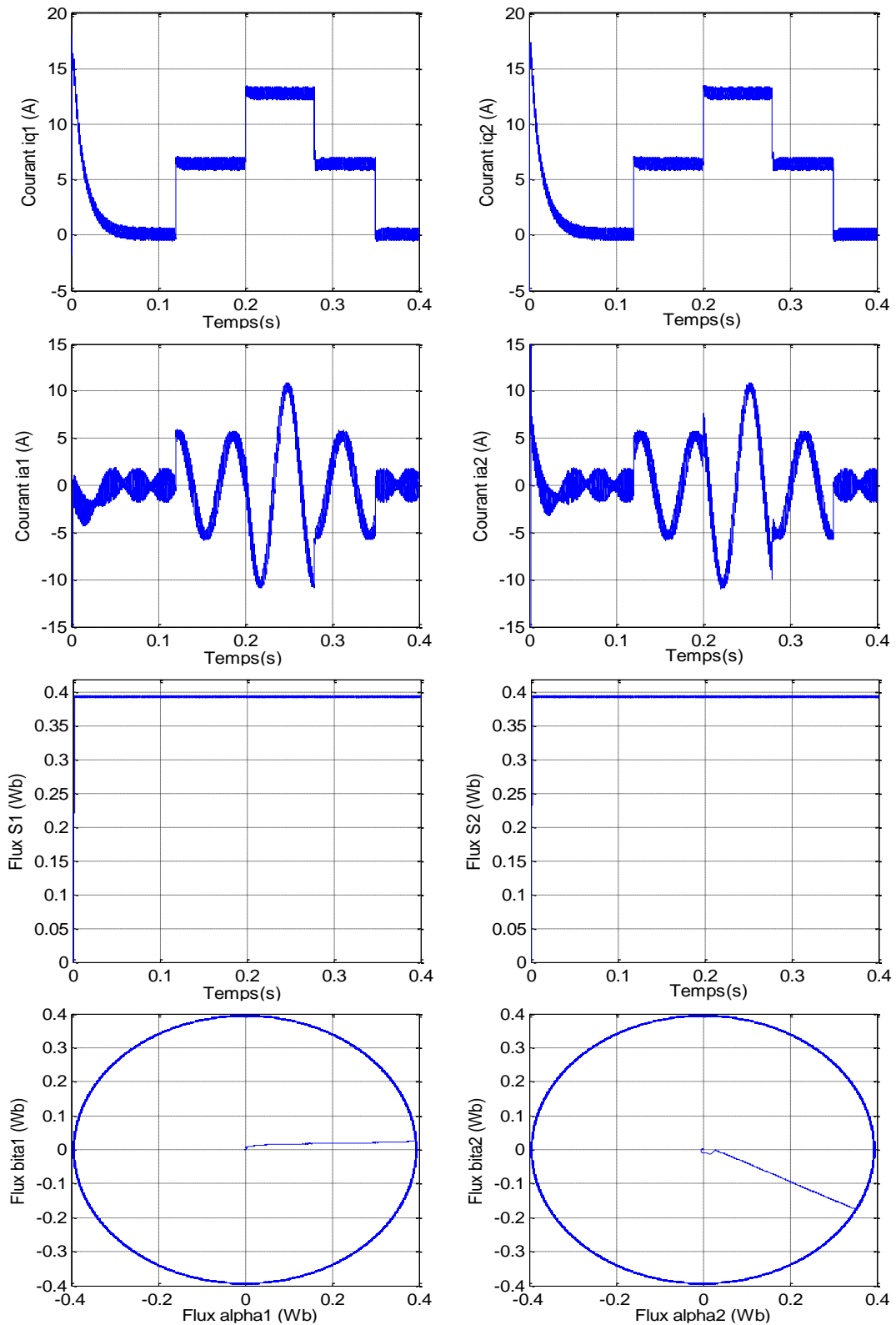
### 3.11 Résultats de Simulations et Interprétations

Dont le but de tester les performances et la robustesse du comportement du système de commande global (CMG2-DTC-MSDEAP) basé sur l'algorithme de Super Twisting. Nous avons introduit plusieurs tests de simulation (variation de couple de charge, variation de la vitesse et variations paramétriques).

#### 3.11.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure 3.17 montre les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement à charge variable (20 Nm à  $t = 0.12s$ , 40 Nm à  $t = 0.2s$ , 20 Nm à  $t = 0.28s$  et 0 Nm à  $t = 3.5s$ ), après un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $100 \text{ rad/s}$ . Cette figure représente les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse. Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques. La vitesse suit parfaitement sa référence et présente une très faible chute rejetée par la suite à chaque variation de charge pour rejoindre sa valeur de référence.



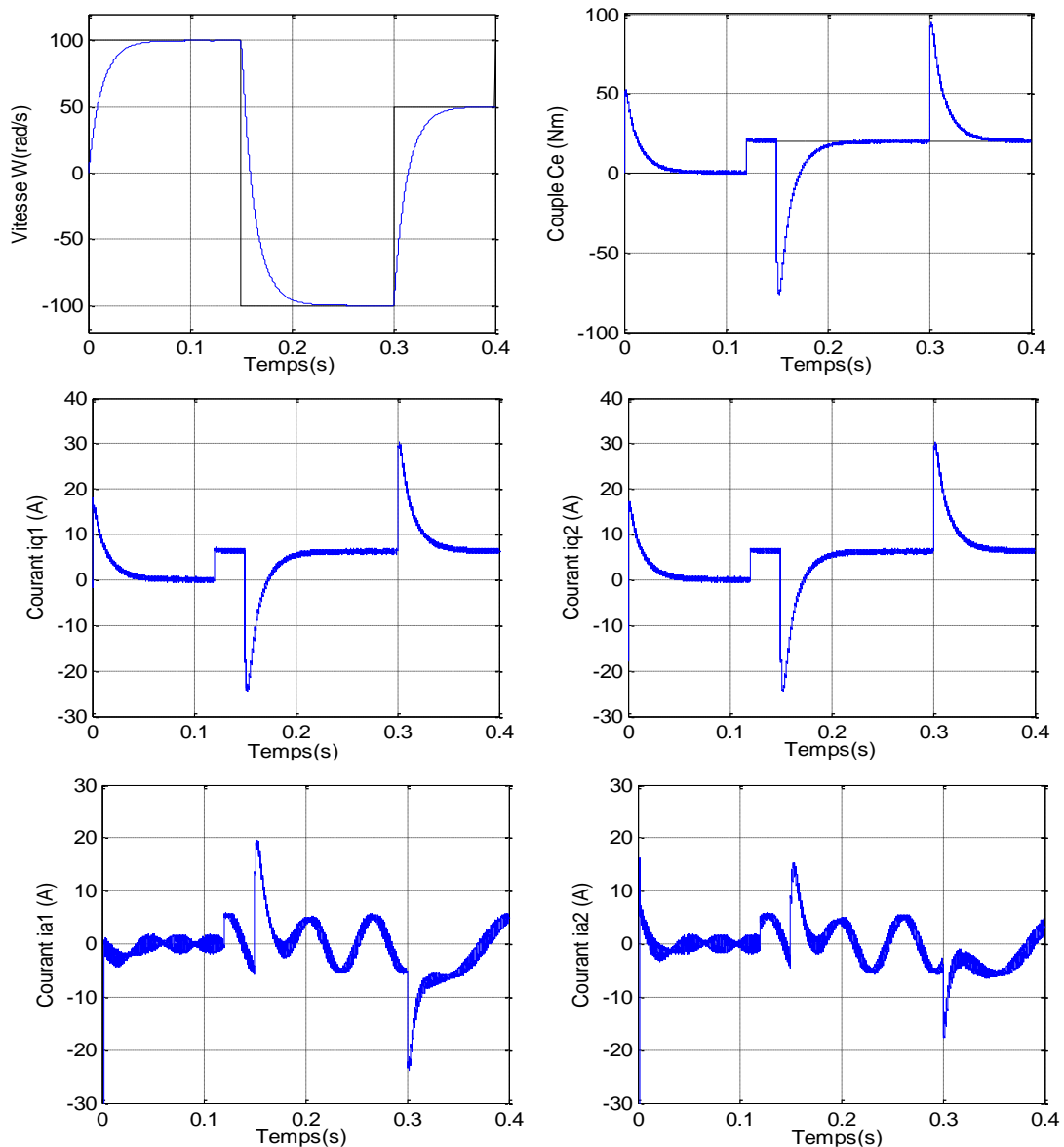


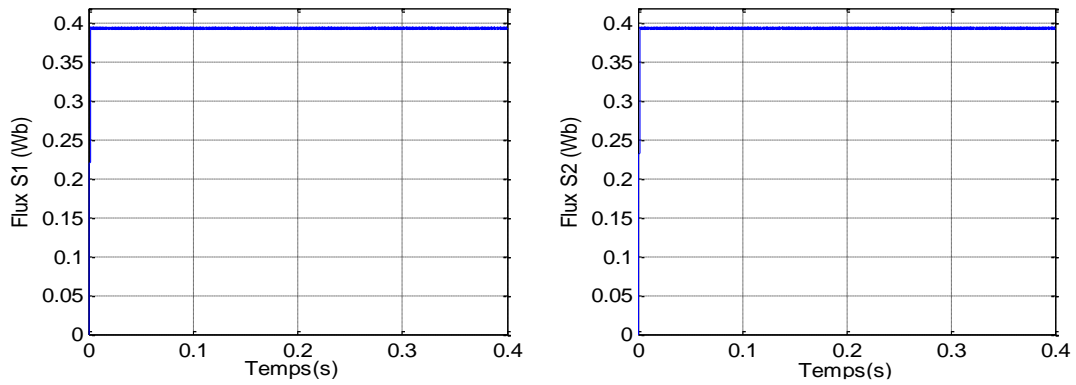
**Figure 3.17** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit la valeur de couple de charge, même remarque pour les courants quadratures ( $i_{q1,2}$ ) et les courants de phase statorique ( $i_{sa1,2}$ ) suivent parfaitement la variation de la charge.

### 3.11.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de commande vis à vis d'une variation de la référence de la vitesse, nous avons introduit un couple de charge  $C_r = 20\text{Nm}$  après un démarrage à vide à l'instant  $t = 0.12\text{s}$  suivi d'une inversion de consigne de vitesse de  $100\text{ rad/s}$  à  $-100\text{ rad/s}$  à  $t = 0.15\text{s}$  et à  $50\text{ rad/s}$  à  $t = 0.3\text{s}$ . La figure 3.18 présente les résultats de simulation, on remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence (bonne poursuite).





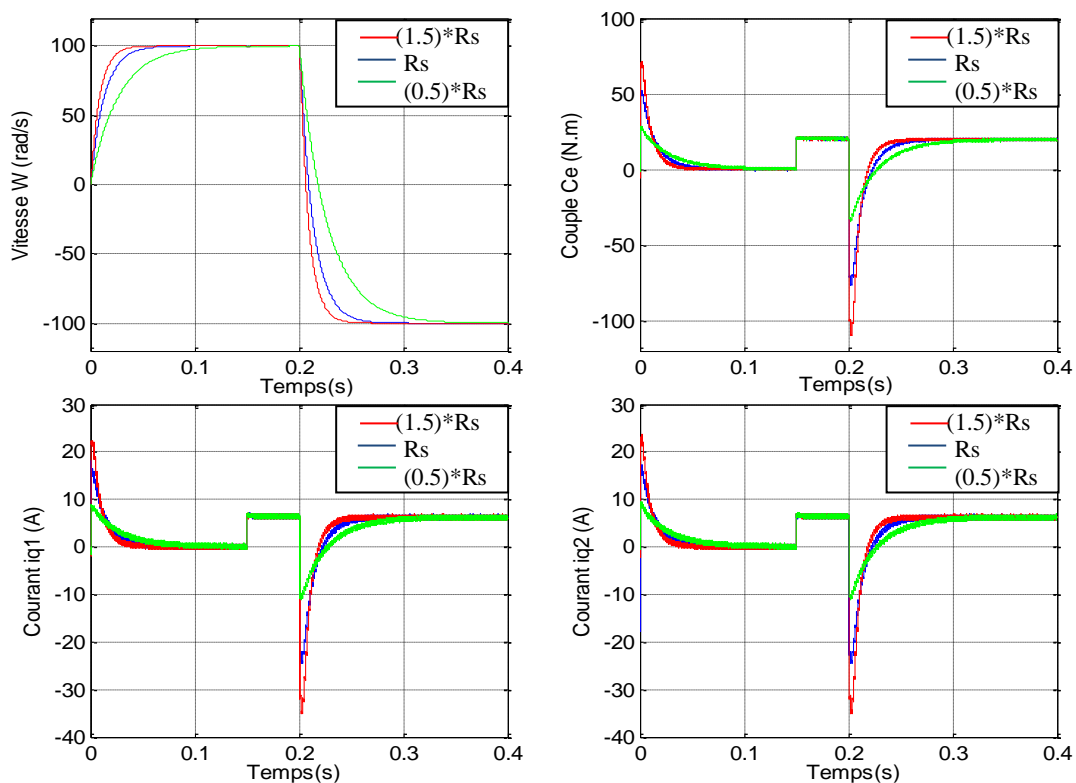
**Figure 3.18** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors d’Inversion du sens de Rotation

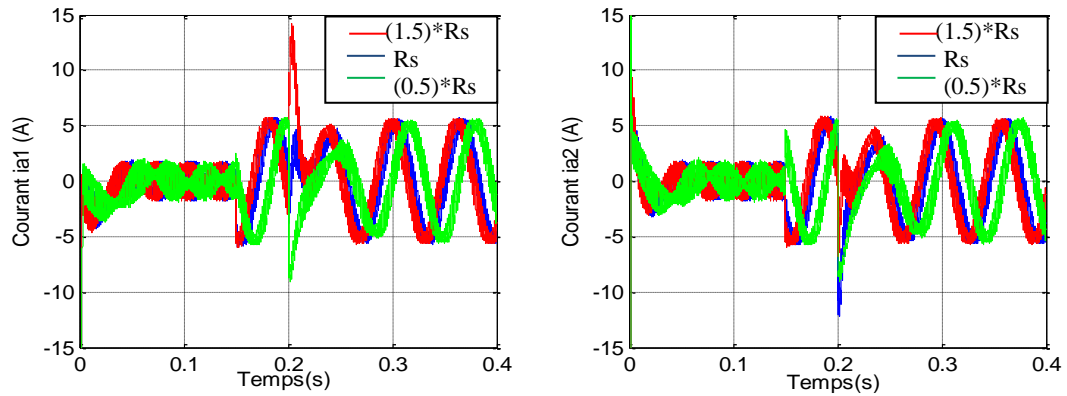
Le couple et les composantes des courants ( $i_{q1,2}$  et  $ias_{1,2}$ ) présentent des pics de transition lors de l’inversion de sens de rotation puis se stabilisent ce qui montre la robustesse de la commande face à la variation de la vitesse.

### 3.11.3 Test de Robustesse de la commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

#### 3.11.3.1 Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Résistance Statorique

Nous avons procédé à une variation de la résistance statorique  $R_s$  de  $\pm 50\%$  de sa valeur nominale. La figure 3.19 montre la variation des grandeurs électriques de la machine pour différentes valeur de la résistance  $R_s$ . On constate que la commande est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

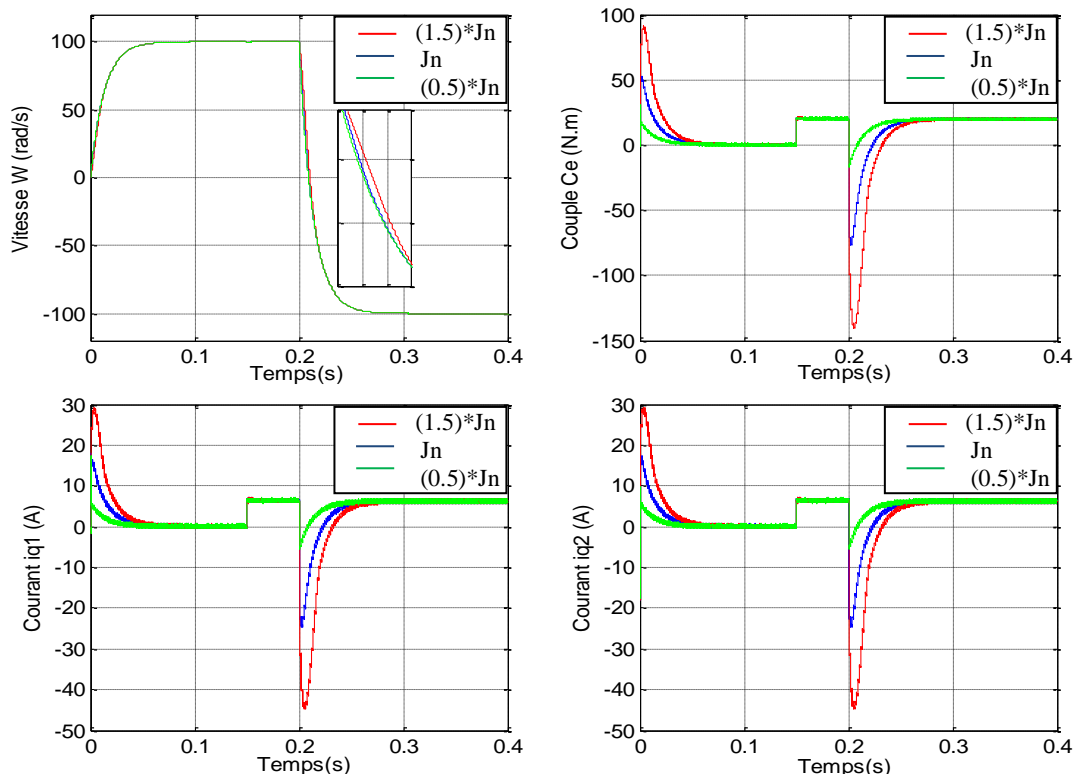


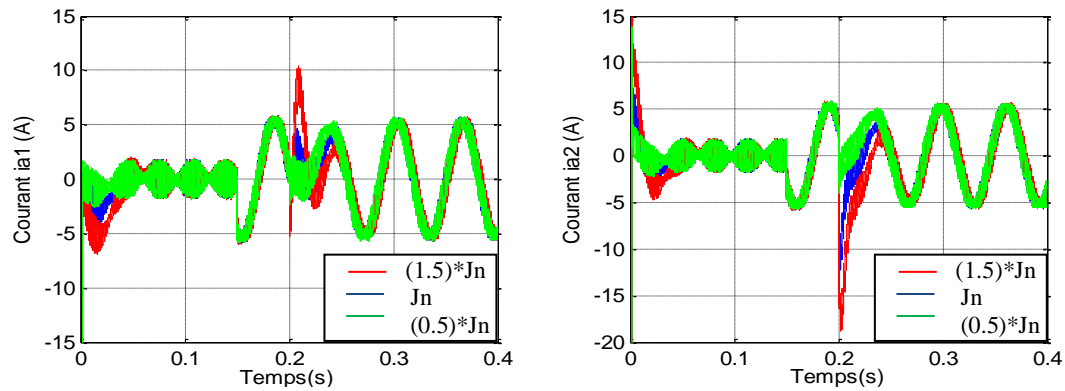


**Figure 3.19** Caractéristiques dynamiques et statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de la Variation de la Résistance Statorique.

### 3.11.3.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l’Inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d’inertie de  $\pm 50\%$  de sa valeur nominale. Dans cette section, nous étudierons le comportement du système lors d’un couple de charge constant égale à 20 Nm est appliqué à  $t = 0.15s$ . Un changement du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s à  $t = 0.2s$  a été effectué. La figure 3.20 montre les résultats de simulation pour différentes valeurs du moment d’inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d’inertie, la réponse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d’inertie, supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Toutes ces réactions sont dues aux performances de la régulation de la vitesse.





**Figure 3.20** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG2-DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Moment d'Inertie.

### 3.12 Étude Comparative entre PI-DTC et CMG2-DTC de la MSDEAP

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers la commande directe du couple (DTC) basée sur les deux types de régulateurs de vitesse (PI et CMG2 basé sur l'algorithme de super twisting) appliquées à la machine synchrone double étoile à aimants permanents (MSAPDE), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux régulateurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges perturbation, ...etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation, ...etc.).

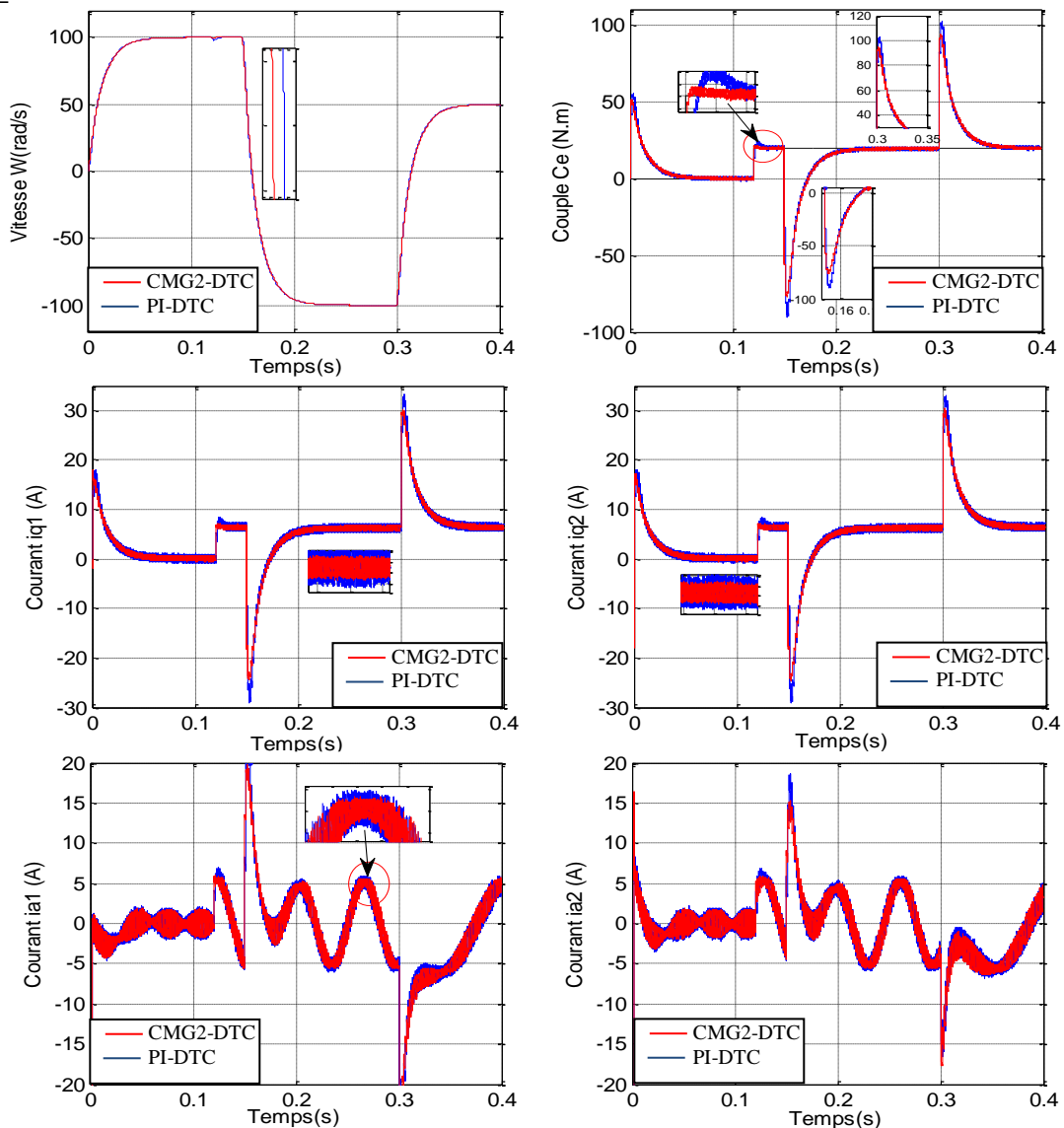
Des séries de simulations numériques sous l'environnement Matlab/Simulink ont été testées pour les deux modes de fonctionnement suivants:

- Fonctionnement avec inversion du sens de rotation.
- Fonctionnement avec variation de la charge.

#### 3.12.1 Test de Robustesse pour l'Inversion du sens de Rotation de la Machine

Le but de cet essai est de tester le comportement et la robustesse de la commande (PI\_DTC et CMG2\_DTC) vis-à-vis de la variation du sens de rotation. Dans le cas d'un démarrage à vide, on a introduit un changement de la consigne de la vitesse de référence de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant  $t = 0.15s$  et à 50 rad/s à l'instant  $t = 0.3s$ . Les résultats du simulation sont illustrés par la figure 3.21 (la vitesse, le couple, les courants  $i_{q1,2}$  et  $i_{a1,2}$ ), on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement pour les deux types de régulateurs. On observe que les résultats obtenus avec les deux types de commande (PI\_DTC et CMG2\_DTC) montrent clairement que le système commandé avec la CMG2\_DTC est plus robuste par rapport à la

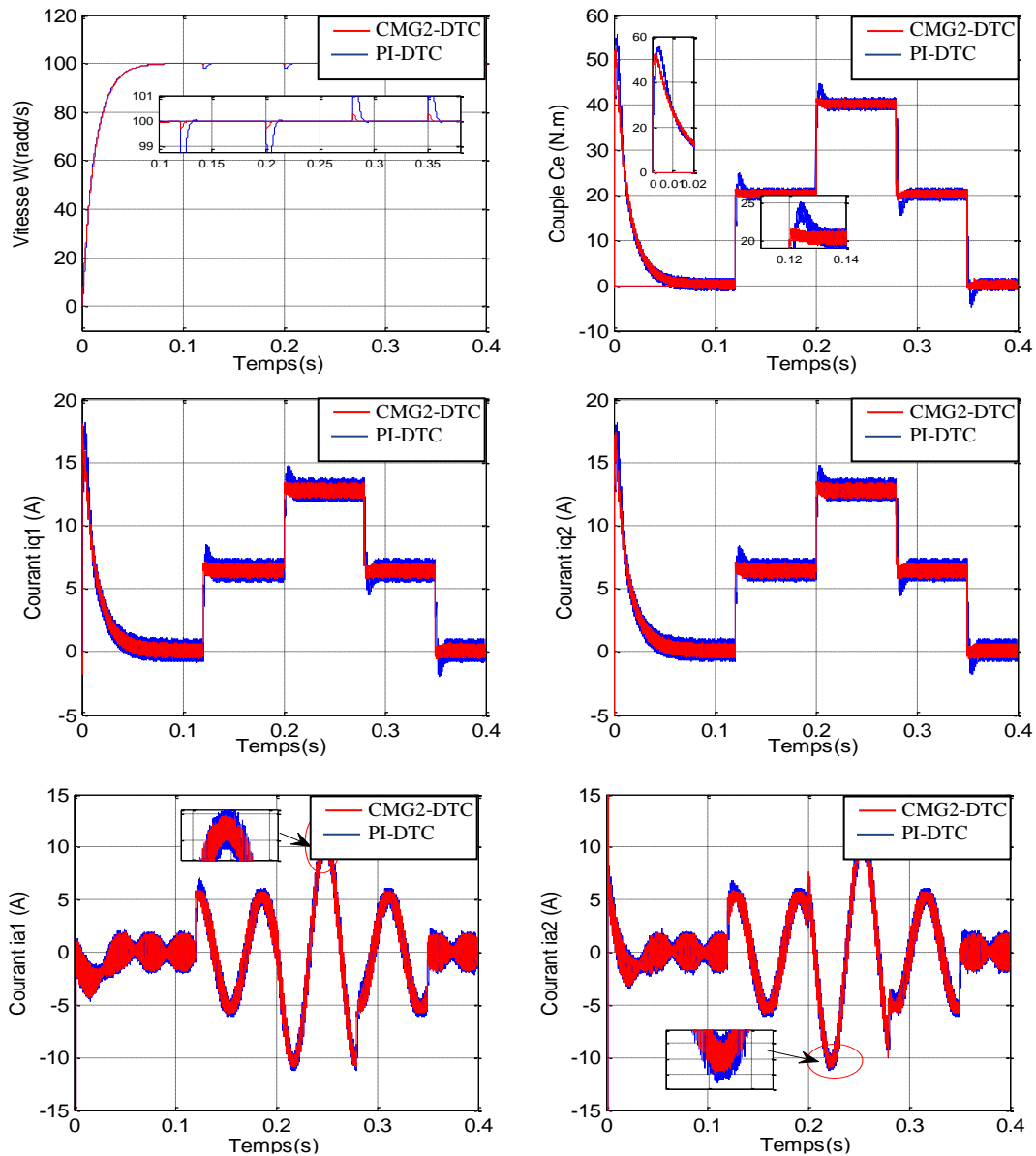
structure PI, la commande PI\_DTC présente un pic de couple supérieur à celui de la CMG2\_DTC.



**Figure 3.21** Comparaison entre PI-DTC et CMG2-DTC de MSDEAP pour l’Inversion du sens de Rotation.

### 3.12.2 Test de Robustesse pour une Variation de Couple de Charge

La Figure 3.22 présente les résultats de simulation (la vitesse, le couple et les courants) lors d’une variation de consigne de couple de charge de 20 N.m à l’instant  $t = 0.12s$  à 40 N.m à l’instant  $t = 0.20$  puis 20 N.m à l’instant  $t = 0.28s$  et 0 N.m à  $t = 0.35s$ . Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse rejoint sa référence après une petite déformation pour le cas de PI\_DTC et avec une influence négligeable qui se rétablit rapidement à sa référence pour la CMG2\_DTC qui présente une haute performance dynamique.



**Figure 3.22** Comparaison entre PI-DTC et CMG2-DTC de la MSDEAP pour une Variation de Couple de Charge.

Les réponses du couple électromagnétique dans les deux cas sont comparées. Il est clair que le CMG2 utilisant l’algorithme de super twisting réduit le broutement existant dans le cas de PI. On remarque aussi que le flux n’est pas affecté par la variation de la charge

### 3.12.3 Comparaison de l'Indice de Performance

Les performances de chaque algorithme sont également analysées par l'utilisation de l'erreur quadratique intégrale (ISE), de l'erreur absolue intégrale (IAE) et de l'erreur absolue intégrale pondérée dans le temps (ITAE), et les résultats décrits dans le tableau 3.1 confirment l'amélioration de la performance du régulateur MG2. Mathématiquement ces critères sont définis par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| .dt \quad (3.59)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (3.60)$$

$$ISE = \int_0^{\infty} \{e(t)\}^2 .dt \quad (3.61)$$

Où  $e$  est l'évaluation de l'erreur entre la valeur de référence et la valeur réelle à l'instant  $t$ .

**Tableau 3.1** Comparaison de l'Indice de Performance

	IAE	ISE	ITAE
PI_DTC	0.056	0.1331	$3.33 \cdot 10^{-3}$
CMG2_DTC	0.00937	0.01257	$5.375 \cdot 10^{-5}$

### 3.13 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie des systèmes à structures variables, il a été divisé en deux parties principales. Dans la première partie les notions de base de mode glissant d'ordre un ont été présentées, dans la deuxième nous avons introduit la théorie de mode glissant d'ordre deux, comme il a été présenté. L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par des régulateurs modes glissants. Les résultats obtenus montrent que la commande par MG (un et deux) offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge ainsi qu'à des variations paramétriques et des perturbations extérieures.

## ***Bibliographies***

- [1] H. Talhaoui «Contrôle par Mode Glissant: observation et estimation paramétrique d'une Machine à Induction avec Défauts». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016
- [2] G. GRELLET, G .CLERC« Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande». Editions Eyrolles. 2000
- [3] Y. Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [4] 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. 2008
- [5] T. Floquet «Contributions à la Commande par Modes Glissants d'Ordre Supérieur». Thèse De Doctorat, Université Des Sciences Et Technologie De Lille. 2000
- [6] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchronne à Aimants Permanents à Partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat En Génie Electrique. Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018
- [7] M. Bounadja «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarreur Intégré». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF.2010
- [8] H. Amimeur «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012
- [9] A. Fezzani «Commande Robuste de la Machine Synchronne à Aimants Permanents», Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2015
- [10] A. Abdelkarim «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques».Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [11] E. Schaeffer «Diagnostic des Machines Asynchrones Modèles et Outils Paramétriques Dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts». Thèse De Doctorat, Université De Nantes. 1999
- [12] H. Buhler «Réglage par Mode de Glissement». Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse. 1986

- [13] V. Bregeault « Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants ». Thèse De Doctorat, Ecole Centrale De Nantes. 2010
- [14] M. Harmouche «Contribution to the Theory of Higher Order Sliding Mode Control and The Control of Underactuated Mechanical Systems». These De Doctorat, Université De Technologie De Belfort-Montbéliard. 2013
- [15] A. G. Aissaoui, H. Abid and M. Abid «Fuzzy Sliding Mode Control for a Self Controlled Synchronous Motor Drives». Electronic Journal Technical Acoustics, PP 16, Jun. 2005
- [16] V. I. Utkin «Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives». IEEE transactions on industrial electronics, Vol(40),Iss 1, PP. 23-36, Feb. 1993
- [17] H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah and A. R. Patel «Controller Design Via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey». Proceedings Of The International Conference On Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), IEEE, PP 541-546. 2014.
- [18] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, And F. Fnaiech «Fuzzy Logic and Sliding Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases». IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol(57), Iss 1, PP. 354-364. 2010
- [19] V. I. Utkin «Variable Structure Systems With Sliding Modes». IEEE Transactions On Automatic Control, Vol(22), Iss 2, PP. 212-222. April 1977
- [20] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi «Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive». Proceedings Of The International Conference On Power Electronics And Variable Speed Drives, IEEE 1998
- [21] J. J. E. Slotine, W. Li «Applied Nonlinear Control». Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall. 1991
- [22] I. Bendaas «Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [23] F. Hamoudi, A. Chaghi, H. Amimeur, E. Merabet «Sliding Mode Control With Fixed Switching Frequency for Four-Wire Shunt Active Filter». Journal Of Electrical Engineering And Technology JEET, Vol(6), Iss 5, PP. 647- 657. 2011
- [24] S. V Emelyanov «Variable Structure Control Systems». Nauka, Moscow. 1967
- [25] G. Grellet, and G. Clerc «Actionneur Electriques, Principes, Modèles, Commande». Eyrolles. 1997

- [26] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Synchronne Double Etoile Alimentée par Onduleurs à MLI à Trois Niveaux ». 4th International Conference On Electrical Engineering, Cee'06, Batna University, PP. 215-220. 2006
- [27] C. P. Coleman, D. Grodble «A Comparison of Robustness Fuzzy Logic, PID, Sliding Mode Control». IEEE, PP. 1654-1659. 1994
- [28] G. K. Singh, K. E. Holé «Guaranteed Performance in Reaching Mode of Sliding Mode Controlled Systems». Sadhana, Vol(29), Iss 1, PP. 129-141. 2004
- [29] M.V. Lazarini « Controle Direto de Torque de Motores de Indu,CAO Trifasicos Sem Sensores de Velocidade Usando a Estratégia de Controle por Modos Deslizantes » Universidade Estadual De Campinas, Faculdade De Engenharia Elétrica E De Computacao. 2008
- [30] T. Zaharieva « Les Algorithmes de Commande à Structure Variable Appliqués à Un Moteur Synchronne Autopiloté pour le Contrôle en Vitesse et en Position ». Thèse De Doctorat, Université De L'INSA De Toulouse. 1998
- [31] C. C. D. Wit « Commande des Moteurs Asynchrones. 2 – Optimisation, Discrétisation et Observateurs ». Hermès Science Publications, Paris. 2000
- [32] J. Davila, L. Fridman, A. Levant «Second-Order Sliding Mode Observer for Mechanical Systems ». IEEE Transactions on Automatic Control 50, PP.1785-1789. 2005
- [33] M. K. Khan «Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms ». Doctor Of Philosophy At The University Of Leicester.2003
- [34] H. Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013
- [35] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, And L. V. Levant « Higher Sliding Modes in the Binary Control Systems ». Soviet Physics, Doklady, Vol(31), Iss 4, PP. 291-293. 1986
- [36] W. Perruquetti And J. P. Barbot «Sliding Mode Control in Engineering ». Marcel Dekker, Inc, New York. 2002
- [37] K. Khan, S. Spurgeon and A. Levant «Simple Output Feedback 2-Sliding Controller Systems of Relative Degree Two». Proceedings of the European Control Conference, Ecc03, Cambridge. 2003
- [38] A. Levant «Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control». International Journal Of Control, Vol(58), Iss 6, PP.1247-1263. 1993
- [39] L.V. Levantovsky «Second Order Sliding Algorithms: Their Realization, Dynamics of Heterogenous Systems». Institute for System Studies, Moscow, PP. 32–43. 1985

- [40] M. Horch, A. Boumédédién, L. Baghli « Direct Torque Control for Induction Machine Drive based on Sliding Mode Controller with a New Adaptive Speed Observer ». (ICCEE) International Conference on Communications and Electrical Engineering. At El Oued, Algeria. 2018
- [41] G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta And E. Usai« A Survey of Applications of Second-Order Sliding Mode Control to Mechanical Systems». Int. J. Control, Vol(76), Iss 9/10, PP. 875-892. 2003
- [42] Z. Boudjema, R. Taleb and A. Yahdou « A New DTC Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIG for Wind Turbine System». (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol(7), Iss 8, PP.49-56. 2016
- [43] A. Levant « Higher-Order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control». International Journal Of Control, Vol(76), Iss 9/10, PP. 924-941. 2003
- [44] Z. Boudjema, R. Taleb and A. Yahdou « A New Robust Control Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIM Supplied by Two Five-Level SVPWM Inverters». AIP Conference Proceeding 1814, 020004, PP.1-15. 2017
- [45] J. Listwan « Application of Super-Twisting Sliding Mode Controllers in Direct Field-Oriented Control System of Six-Phase Induction Motor: Experimental Studies ». Power Electronics And Drives. Vol(3), Iss 1, PP 23-34. 2018

## Chapitre 4

---

# *Commande Hybride Floue-Glissant de la Machine Synchrones Double Etoile à Aimants Permanents*

---

### **4.1 Introduction**

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle, elle est de nos jours un sujet attirant car elle traite une question d'actualité qui est le traitement de l'incertain dans la connaissance. Elle offre un modèle mathématique très adéquat pour la résolution des problèmes où l'on fait appel à des expressions du langage naturel. Sa caractéristique fondamentale est l'utilisation des variables linguistiques au lieu des variables numériques dans des situations conditionnelles floues (Si conditions, Alors action). Ainsi, elle décrit une solution de façon beaucoup plus détaillée et graduelle, en réduisant la perte d'information et en fournissant un résultat aussi proche que possible de la réalité du problème.[1][2][3][4][5]

La logique floue a été introduite en 1930 par le philosophe Jan Lukasiewicz avec les premières approches du concept de l'incertitude. En 1937, le philosophe Max Black a défini le premier ensemble flou et a décrit quelques idées de base des opérations d'ensembles flous.[6][7][8][9][10]

Lotfi Zadeh publie l'article ensemble flou (Fuzzy Sets) en 1965 connu comme l'origine de la théorie de l'ensemble flou, il a redécouvert l'idée de fuzzification, l'identification et l'exploitation d'un tel concept.

La logique floue utilise des instructions graduelles plutôt que la logique strictement binaire (vraie ou fausse). Les premières applications au niveau des systèmes de réglage ont été établies par Mamdani et Assilian en 1975. [6][11][12][13]

Dans ce contexte, le but de ce chapitre est d'élaborer un régulateur hybride floue-glissant qui constitue une alternative intéressante pour l'amélioration des performances et la robustesse des machines électriques. On présentera dans la première partie, un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Dans la deuxième partie, l'approche proposée et l'application de cette technique de commande pour le réglage de la vitesse de la MSDEAP ou on remplace le régulateur classique (PI) de la vitesse dans la DTC par un régulateur hybride floue-glissant d'ordre deux. Les performances de ce réglage seront illustrées par des résultats de simulation avec différents tests de robustesse.

## 4.2 Théorie des Ensembles Flous Type 1 (Principe et Définition)

La théorie de la logique floue développée par Zadeh, devient de plus en plus appliquée à la commande des processus industriels. Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance à la non-appartenance est graduelle au lieu d'être brusque.

Dans cette théorie, les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme "Si ...Alors...".

Un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $U$  (collection d'objets ou de valeurs notés par " $x$ ", qui peut contenir des valeurs continues ou discrètes) est caractérisé par une fonction  $\mu_A(x)$  qui prend des valeurs appartenant dans l'intervalle  $[0, 1]$  est appelée fonction d'appartenance. Elle peut être formulée comme suit:

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0, 1] \\ u &\rightarrow \mu_A(u) \end{aligned} \tag{4.1}$$

Et elle peut être définie mathématiquement par la forme suivante :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \tag{4.2}$$

Cet ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire ou sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires. [1][6][14]

Puisque l'univers de discours  $U$  est un ensemble continu ou discret, le sous ensemble flou  $A$  s'écrit généralement comme suit :

$$A = \begin{cases} \int_U \mu_A(x) / x & \text{si } U \text{ est continu} \\ \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) / x_i & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \quad (4.3)$$

Dans ces deux équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points  $x \in U$  avec leur fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$ . [1]

### 4.3 Fonctions d'Appartenance

Un ensemble flou est défini par ces fonctions d'appartenance, elles peuvent prendre n'importe quelle forme, les formes les plus couramment utilisées sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes. [6][9][13][14][15][16]

#### 4.3.1 Fonction d'Appartenance Trapézoïdale, $A = (a, b, c, d)$

Elle est définie par quatre paramètres  $a, b, c, d$  qui déterminent les coordonnées des apex du trapèze :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max \left( 0, \min \left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (4.4)$$

Où :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{x-d}{c-d} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (4.5)$$

Si  $b = c$ , nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

#### 4.3.2 Fonction d'Appartenance Triangulaire, $A = (a, b = c, d)$

Elle est définie par trois paramètres  $a, b=c, d$ , qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c}\right)\right), \quad b = c \quad (4.6)$$

Où :

$$\mu_A(x; a, b = c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ \frac{a-x}{a-(b=c)} & \text{si } a \leq x \leq b = c \\ \frac{x-d}{(b=c)-d} & \text{si } b = c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (4.7)$$

### 4.3.3 Fonction d'Appartenance Exponentielle par Morceaux

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(\frac{x-c_g}{2w_g}\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(\frac{x-c_d}{2w_d}\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (4.8)$$

Où  $c_g$  et  $c_d$  sont les limites gauche et droite, respectivement ; et  $w_g, w_d$  sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour  $c_g = c_d$  et  $w_g = w_d$ , la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue. [6][16]

### 4.3.4 Fonction d'Appartenance Gaussienne

Elle définie par deux paramètres  $\sigma$  et  $m$ . Où  $m$  est le centre de la gaussienne et  $\sigma$  sa largeur.

$$\mu(x; m, \sigma) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{(2\sigma)^2}\right) \quad (4.9)$$

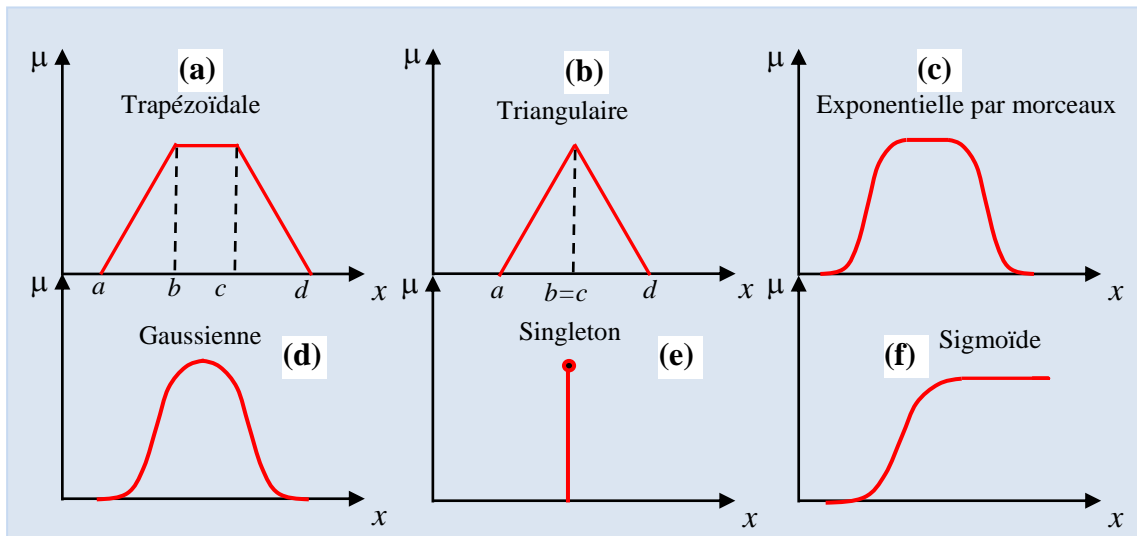
### 4.3.5 Fonction d'Appartenance Singleton

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (4.10)$$

### 4.3.6 Fonction Sigmoidale

Elle est définie par deux paramètres  $a$  et  $c$ , la figure 4.1(f) représente la fonction sigmoïde. [15]

$$\mu(x) = \frac{1}{(1 + \exp(-a(x-c)))} \quad (4.11)$$



**Figure 4.1** Différentes Formes des Fonctions d'Appartenance

#### 4.4 Propriétés des Ensembles Flous

Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur, figure(4.2). [1][13][15]

##### 4.4.1 Support

Le support d'un ensemble flou  $A$ , noté  $Supp(A)$  est l'ensemble des éléments qui sont dans  $A$  tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U, \mu_A(x) > 0\} \quad (4.12)$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

##### 4.4.2 Hauteur

La hauteur d'un ensemble flou  $A$ , noté  $h(A)$  est la valeur maximale atteinte sur le support de  $A$  (borne supérieure de la fonction d'appartenance), elle est défini de la manière suivante:

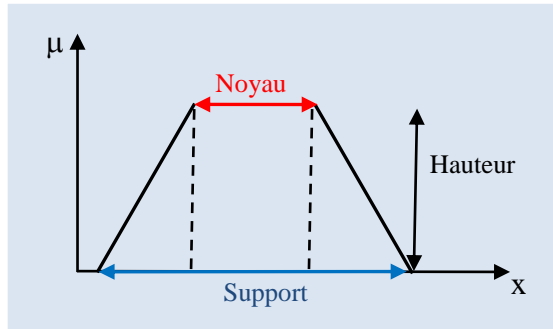
$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \quad (4.13)$$

### 4.4.3 Noyau

Le noyau d'un ensemble flou  $A$  ( $Noy(A)$ ) est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U, \mu_A(x) = 1\} \quad (4.14)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce dernier est appelé la valeur modale de  $A$ .



**Figure 4.2** Format d'un Ensemble Flou Normalisé

## 4.5 Opérateurs sur les Ensembles Flous

Soient les ensembles flous  $A$  et  $B$  définis dans un univers de discours par leurs fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$ . En logique floue, les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels (ET, OU, NON et ALORS), l'égalité, l'union, l'intersection et la complémentation sont définies en termes de leurs fonctions d'appartenance. [1][5][6][14][15][17][18]

- **Union (Opérateur OU)** : Une définition de l'union des deux ensemble flous  $A$  et  $B$  ( $A \cup B$ ) mène à la fonction d'appartenance donnée par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (4.15)$$

- **Intersection (Opérateur ET)** : L'intersection des deux ensembles floue ( $A$  et  $B$ ), dénotée ( $A \cap B$ ), est donnée par :

$$\forall x \in U, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4.16)$$

- **Egalité** : Deux ensembles flous  $A$  et  $B$  sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de  $U$  tel que :

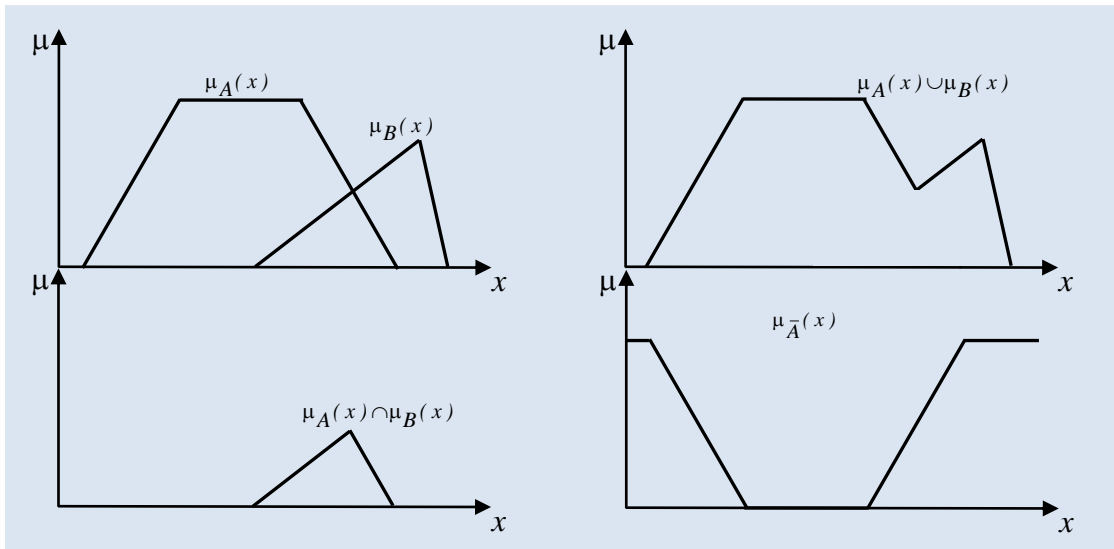
$$A = B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (4.17)$$

- **Inclusion** : Soient deux ensembles flous ( $A$  et  $B$ ), on dit que  $A$  est inclus dans  $B$  ( $A \subset B$ ) si pour n'importe quel élément  $x$  de  $U$ ,  $x$  appartient toujours moins à  $A$  qu'à  $B$ . On a :

$$A \subset B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (4.18)$$

- **Complément ( Opérateur NON)**:  $\bar{A}$  est le complément d'un sous-ensemble flou  $A$  si :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.19)$$



**Figure 4.3** Fonctions d'Appartenances associées  $A$  et  $B$ . (Opérateurs Logiques)

## 4.6 Variables Linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases. [1][5]

Chaque variable linguistique est caractérisée par un triplet  $\{x, U, T(x)\}$  tel que :

- $x$  est le nom de la variable,
- $U$  est l'univers de discours associé avec la valeur de base,
- $T(x)$  est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre  $x$ .

Pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les variables linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

- NG : Négative Grande ;
- NM : Négative Moyenne ;
- NP : Négative Petite ;
- ZE : Zéro Environ ;

- PP : Positive Petite ;
- PM : Positive Moyenne ;
- PG : Positive Grande.

#### 4.7 Les Règles Floues

Dans la littérature des ensembles floues, plusieurs approches peuvent être envisagées pour déterminer ces règles, dans le cas d'un système simple, la méthode utilisée est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain, qui consiste à énoncer directement les règles par des experts, dans la commande de processus ou bien à se servir d'un jeu de données entrées-sorties représentatif du comportement de l'opérateur humain. [1][6][19]

En logique floue, la forme générale d'une règle se formalise de la façon suivante :

$$\text{Si } \underbrace{x \text{ est } A}_{\text{Prémise}} \text{ Alors } \underbrace{y \text{ est } B}_{\text{Conclusion}} \quad \text{et peut être notée : " } (x, y) \text{ est } A \rightarrow B \text{ "}$$

Avec  $A$  et  $B$  sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs  $U$  et  $V$ ,  $x$  et  $y$  sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur  $U$  et  $V$ .

L'ensemble flou  $A \rightarrow B$  n'est qu'une relation floue  $R$  entre  $U$  et  $V$  et sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.20)$$

Où  $\Phi$  est un opérateur d'implication floue spécifique.

En fonction de la syntaxe des règles, les opérateurs d'implications floues les plus courantes sont : [5][20]

$$\text{➤ Zadeh :} \quad \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \max(\min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)) \quad (4.21)$$

$$\text{➤ Mamdani :} \quad \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.22)$$

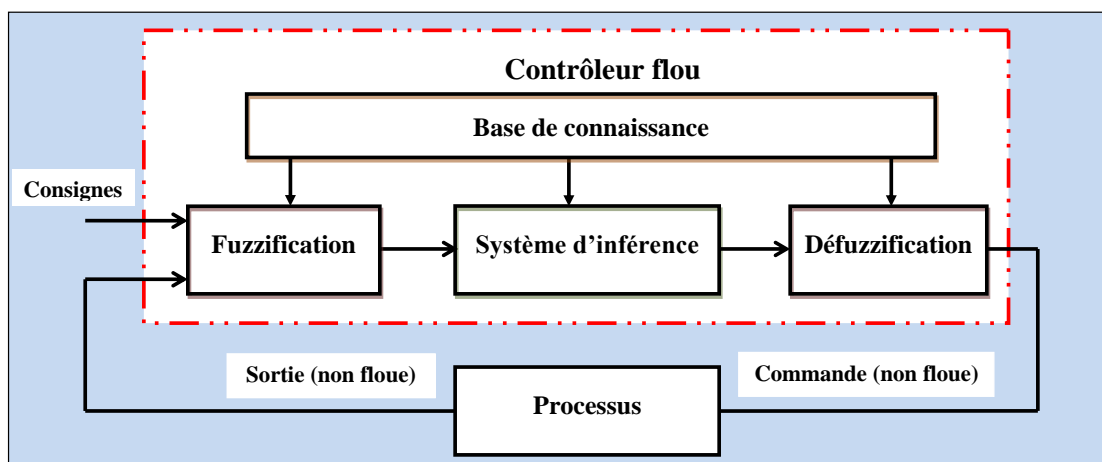
$$\text{➤ Larsen :} \quad \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (4.23)$$

#### 4.8 Structure Générale d'un Contrôleur Flou Type 1

Par opposition à un régulateur classique, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences basant sur des variables linguistiques avec plusieurs règles. Ces inférences sont traitées par des opérateurs de la logique floue. [1][2]

Un régulateur flou peut être présenté par différentes façons, mais en général il est constitué de quatre parties principale (figure 4.4) : la base de connaissance (base de données et base de règles), le système d'inférence, l'interface de fuzzification et l'interface de défuzzification. La base des données contient des faits de la forme:  $x$  et  $A$  pour les variables linguistiques d'entrée et de sortie du contrôleur flou.

Le système d'inférence est capable de raisonner à partir des informations contenues dans la base de connaissance et de faire des déductions. Si  $B$  est une valeur linguistique, le contrôleur est dit de type Mamdani. Si  $B$  est une valeur numérique ou une équation mathématique, alors le contrôleur est dit de type Takagi-Sugeno. [6][15][19][21]



**Figure 4.4** Configuration Synoptique d'un Contrôleur Flou

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes :

- Choix de la stratégie de fuzzification.
- Etablissement de la base de règles.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification.

#### 4.8.1 Base de Connaissance

La base de connaissance est composée d'une base des données pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et celui de sortie, ainsi qu'une base de règles.

#### 4.8.1.1 Base de Données

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un système flou.

En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance à une grande influence sur la structure de système flou.

La base de données fournit les informations nécessaires pour le fonctionnement du module Fuzzification, ces informations sont les ensembles flous (fonction d'appartenance) donnant la signification des valeurs linguistiques, les domaines physiques normalisés et les facteurs de réduction correspondants. [1][6][22][23]

#### 4.8.1.2 Base de Règles

Une base de règles floues est une collection de règles qui permettent de lier les variables floues d'entrée et de sortie, Les règles floues représentent le cœur du régulateur et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système, elle a pour but de structurer la connaissance que l'on a sur le contrôle du processus en produisant des règles de la forme:

Si *< état du processus >* Alors *< action en sortie >*.

La partie "**Si**" est appelée antécédent de la règle, la partie "**Alors**" est appelée conséquence de la règle.

#### 4.8.2 Processeur d'Entrée (Module de Fuzzification)

Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques. Dans ce module, on distingue: [1][5][6]

- Etape de normalisation qui permet de passer d'un domaine physique donné à un domaine normalisé [-1,1] par exemple ;
- Etape de fuzzification qui associe à une valeur numérique un degré d'appartenance à une valeur linguistique.

La fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles (variables d'entrée normalisées) en variables floues (variables linguistiques) en vue d'un traitement d'inférence.

Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie est associé des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables, ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence. Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire, la forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions

d'appartenance est généralement impair et se répartit autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques, équidistantes ou non équidistantes. [11][19]

### **4.8.3 Méthode d'Inférence Floue**

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser, cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle. Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. [1][2][5][6]

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées, l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, en général on utilise une des méthodes suivantes. [9][12][13][18]

#### **4.8.3.1 Méthode d'Inférence Max-Min (Méthode de Mamdani)**

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle est réalisée par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. cette méthode teste les grandeurs de chaque règle et choisit la plus haute.

#### **4.8.3.2 Méthode d'Inférence Max-Produit (Méthode de Larsen)**

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion ALORS qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur « ET » qui est réalisée cette fois-ci par la formation du produit.

#### **4.8.3.3 Méthode de Takagi-Sugeno:**

Ce mécanisme d'inférence utilise la même forme que celle de Mamdani, où l'antécédent est une variable linguistique mais par contre le conséquent utilise des variables numériques.

#### 4.8.3.4 Méthode d'Inférence Somme-Produit

Dans ce cas, l'opérateur ET est réalisé par la formation de produit et l'opérateur « OU » par la formation somme, de même que la conclusion « ALORS », liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur « ET », est réalisée par la formation du produit, ou la méthode la plus utilisée est celle de Max-Min.

#### 4.8.4 Défuzzification (Processeur de sortie)

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue, l'étape de défuzzification joue le rôle d'un convertisseur de la commande floue, c'est-à-dire, elle consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer pour un tel état du processus.

Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire, dans la littérature, il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette opération. Les plus couramment utilisées sont: [2][5][6][13][18]

##### 4.8.4.1 Méthode de la Moyenne des Maximas

Cette méthode crée une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale. Si la fonction est discrétisée, la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u(x) = \sum_i^l \frac{r_i}{l} \quad (4.24)$$

Où  $l$  est le nombre de valeurs quantifiées  $r$  pour lesquelles l'appartenance est maximale.

##### 4.8.4.2 Méthode du Centre de Gravité.

La méthode de défuzzification la plus utilisée en commande floue est celle du calcul du centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante, du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles.[6][9][24][25]

L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $u_{res}(z)$  est donnée par la relation générale suivante :

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n z_i \mu_{res}(z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{res}(z_i)} \quad (4.25)$$

$z_i$  : élément  $i$  de la base de  $u_{res}(z_i)$  ( $i=1..n$ ).

#### 4.8.4.3 Méthode de Moyenne Pondérée (Segeno)

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. Si  $\mu_i$  est le poids d'activation de la règle  $i$ , la valeur précise de la commande est : [13]

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n u_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (4.26)$$

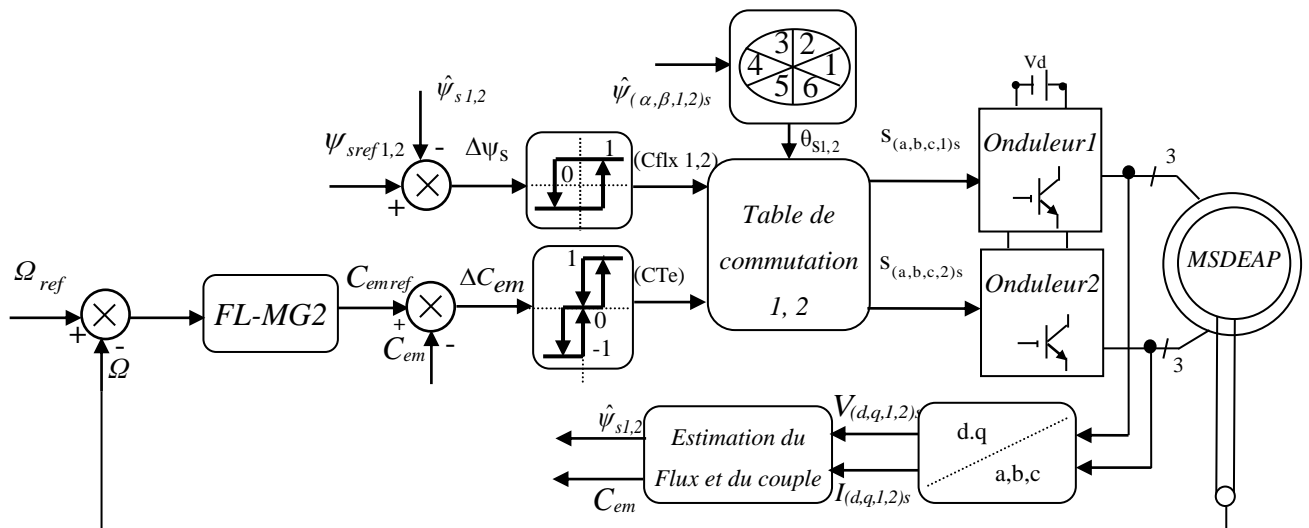
Où  $n$  est le nombre de règles activées.

#### 4.9 Application de la Commande Hybride FL- MG2-DTC pour la MSDEAP

Pour améliorer les performances de la CMG2-DTC de la MSDEAP et réduire de plus en plus l'effet de chattering causé par la fonction sign, nous proposons d'employer un régulateur de vitesse hybride FL-MG2 où la fonction de contrôle sign a été remplacée par un système d'inférence floue. Dans le régulateur FL-MG2, l'équation (3.57) devient: [26][27][28][29]

$$\begin{aligned} u_1^* &= -\delta \text{ fuzzy}(s_\Omega) \\ u_2 &= -\lambda |s_\Omega|^\rho \text{ fuzzy}(s_\Omega) \end{aligned} \quad (4.27)$$

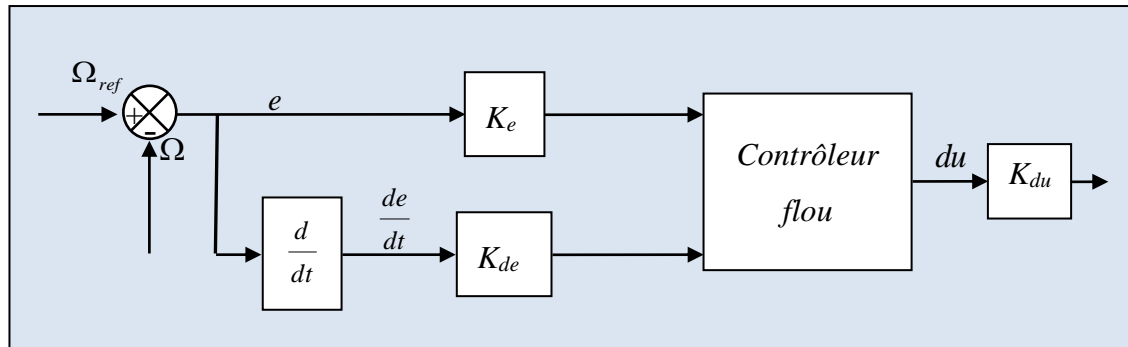
La figure (4.5) illustre la structure générale de la commande hybride FL-MG2-DTC de MSDEAP.



**Figure 4.5** Représentation du Schéma Bloc de la Commande Hybride FL-MG2-DTC de la MSDEAP.

### 4.10 Structure et Conception de Base d'un Contrôleur Flou de Vitesse

Le schéma de base d'un contrôleur flou ressemble à celui d'un régulateur classique. Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur  $e$  (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation  $de/dt$  (dérivée).



**Figure 4.6** Schéma Synoptique d'un Contrôleur Flou de Vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation :

- L'erreur de vitesse notée  $e$  est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \tag{4.28}$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée  $de$  est définie par :

$$\frac{de}{dt} = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \tag{4.29}$$

#### 4.10.1 Base de Connaissances (Table des règles)

Selon l'étude du comportement du système (étude et description du comportement), on peut établir les règles de commande floues qui caractérisent ce régulateur, Tableau 4.1.

**Tableau 4.1** Table de Règles (Matrice d'Inférence) pour Régulateur Flou de Vitesse

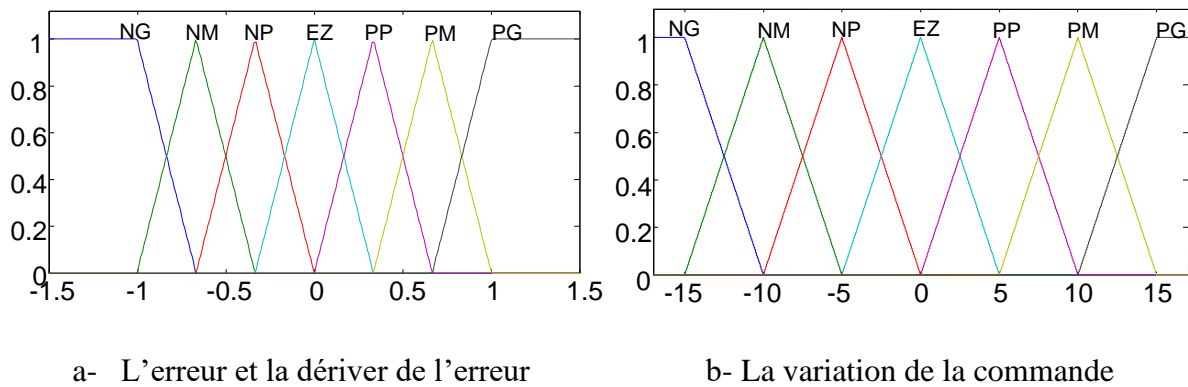
$du$		$\frac{de}{dt}$						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$e$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Chaque une des deux entrées est représentée par sept ensembles flous, donc quarante-neuf combinaisons possibles (quarante-neuf règles floues). Ces règles sont représentées dans un tableau dit « matrice d'inférence ». [33]

#### 4.10.2 Fuzzification

Généralement, on introduit pour une variable  $x$  : trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire, de plus de sept ensembles n'apporte aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait l'opération et influencerait sur le temps de calcul. [9][30][31][32]

Les ensembles flous (sept ensembles) des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance (forme triangulaire et trapézoïdale pour les extrémités) sont présentés par la figure 4.7.



**Figure 4.7** Fonctions d'Appartenance des Différents Variables Linguistiques

#### 4.10.3 Inférence

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

#### 4.10.4 Défuzzification

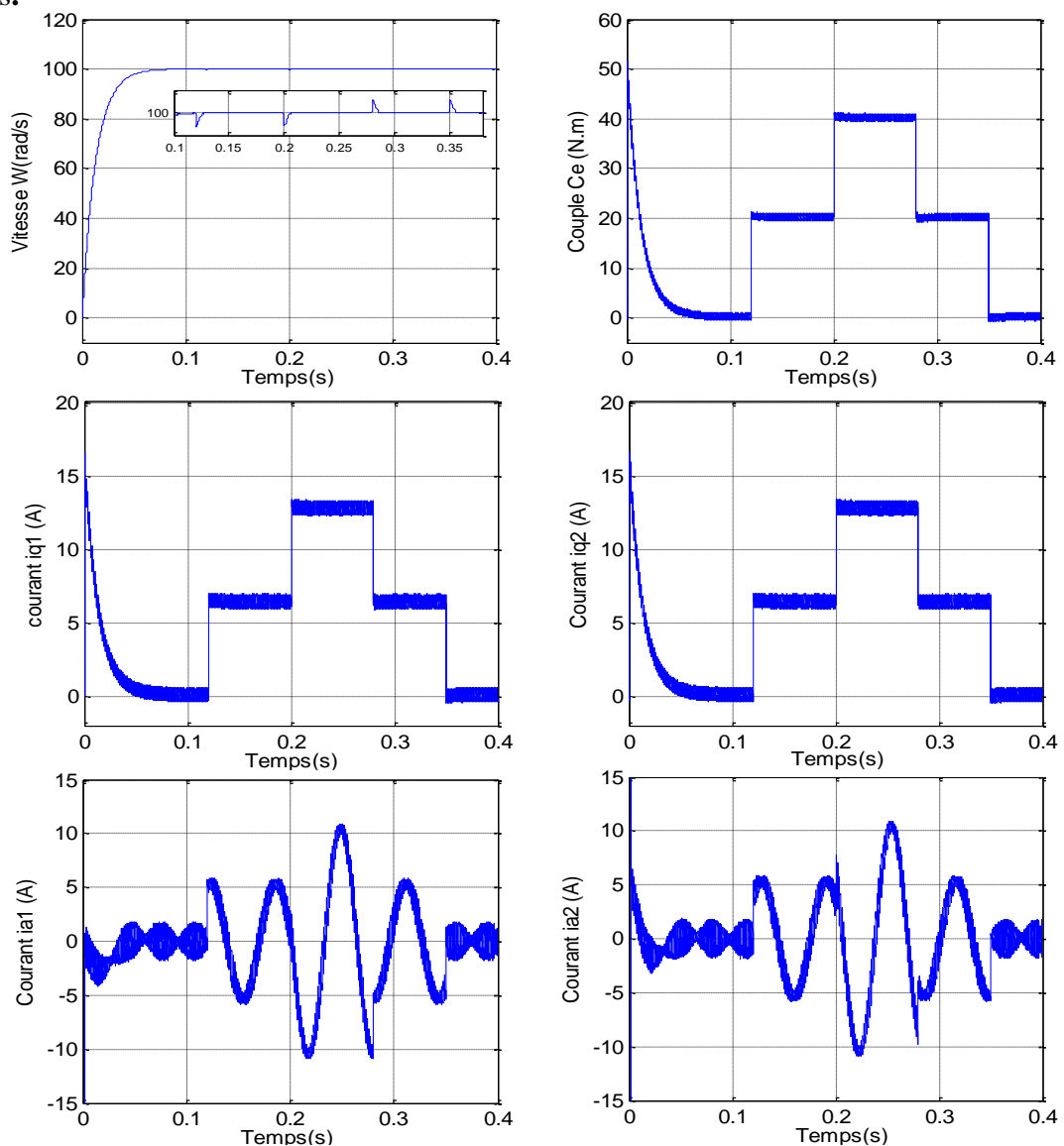
L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique. Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée (méthode du centre de gravité).

## 4.11 Simulations et Interprétations des Résultats

Dont le but de tester les performances et la robustesse du système de commande FL-MG2-DTC de la MSDEAP. Nous avons introduit plusieurs tests de fonctionnement (variation de couple de charge, variation de la vitesse et variation paramétriques).

### 4.11.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure 4.8 représente la vitesse, le couple et les composantes des courants ( $i_{a1,2}$ ,  $i_{q1,2}$ ) du MSDEAP dans des conditions de charge variable (20 Nm à  $t = 0.12s$ , 40 Nm à  $t = 0.2s$ , 20 Nm à  $t = 0.28s$  et 0 Nm à  $t = 3.5s$ ), après un démarrage à vide et pour une vitesse de référence 100 rad/s.

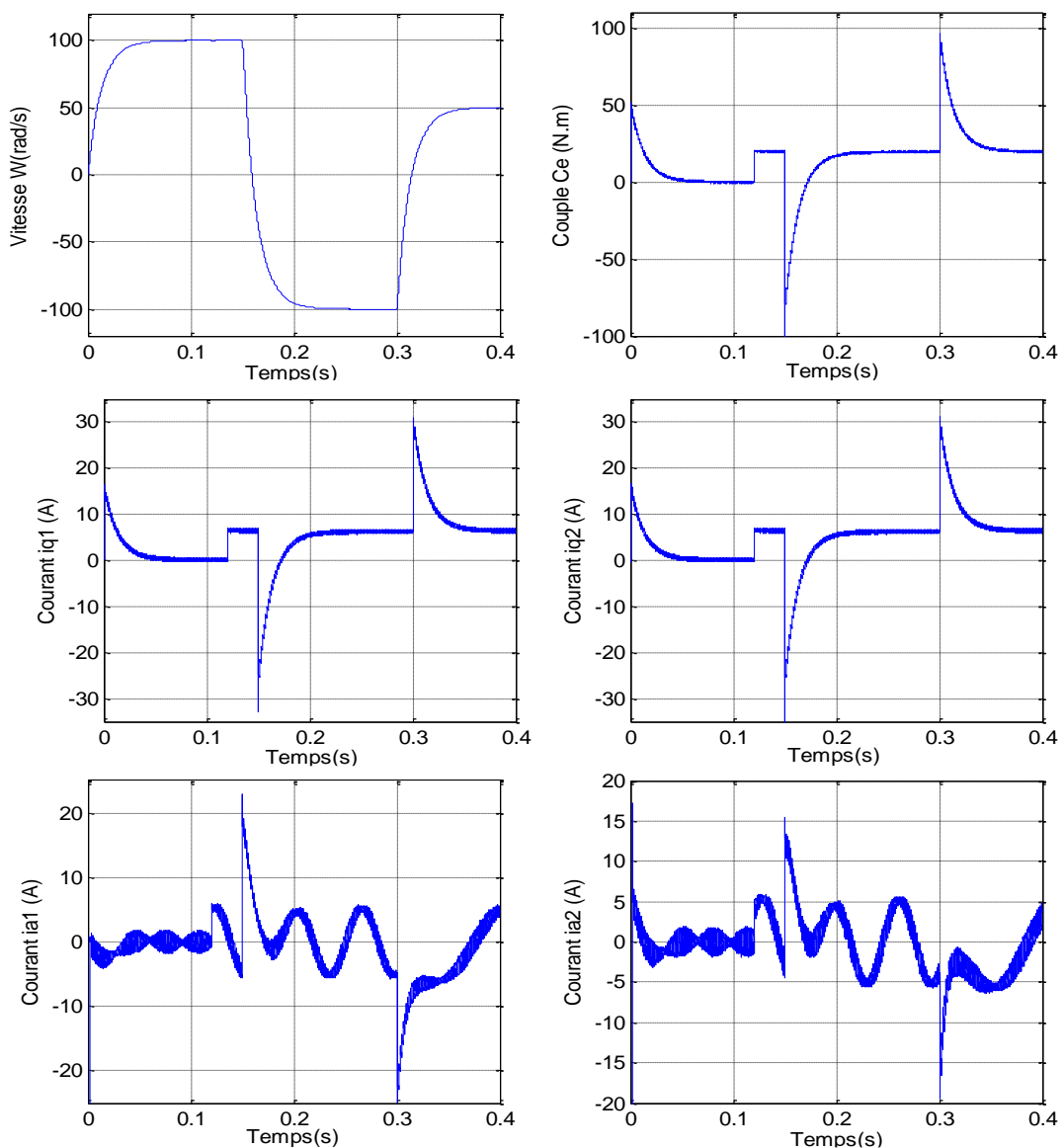


**Figure 4.8** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la Commande FL-MG2-DTC de la MSDEAP lors de Variation du Couple de Charge.

#### 4.11.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

A fin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la référence de la vitesse, nous avons introduit un couple de charge  $C_r = 20$  Nm après un démarrage à vide à l'instant  $t = 0.12$ s suivi par un changement de la consigne de la vitesse de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s à  $t = 0.15$ s puis la ré-accélération jusqu'au 50 rad/s à  $t = 0.3$ s.

La figure 4.9 montre que la réponse de régulation de la vitesse est convenable dans tous les intervalles de fonctionnement. On peut constater une bonne poursuite de la vitesse, erreur statique nulle, dépassement nul et les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa vitesse de rotation..



**Figure 4.9** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la Commande FL-MG2-DTC de la MSDEAP lors de l'Inversion du sens de Rotation

On peut noter aussi que le couple électromagnétique, les courants de phase statoriques et les courants en quadrature ( $i_{q1,2}$ ) marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent. De ces résultats, on peut constater que la commande est robuste vis-à-vis de la variation de la vitesse de rotation

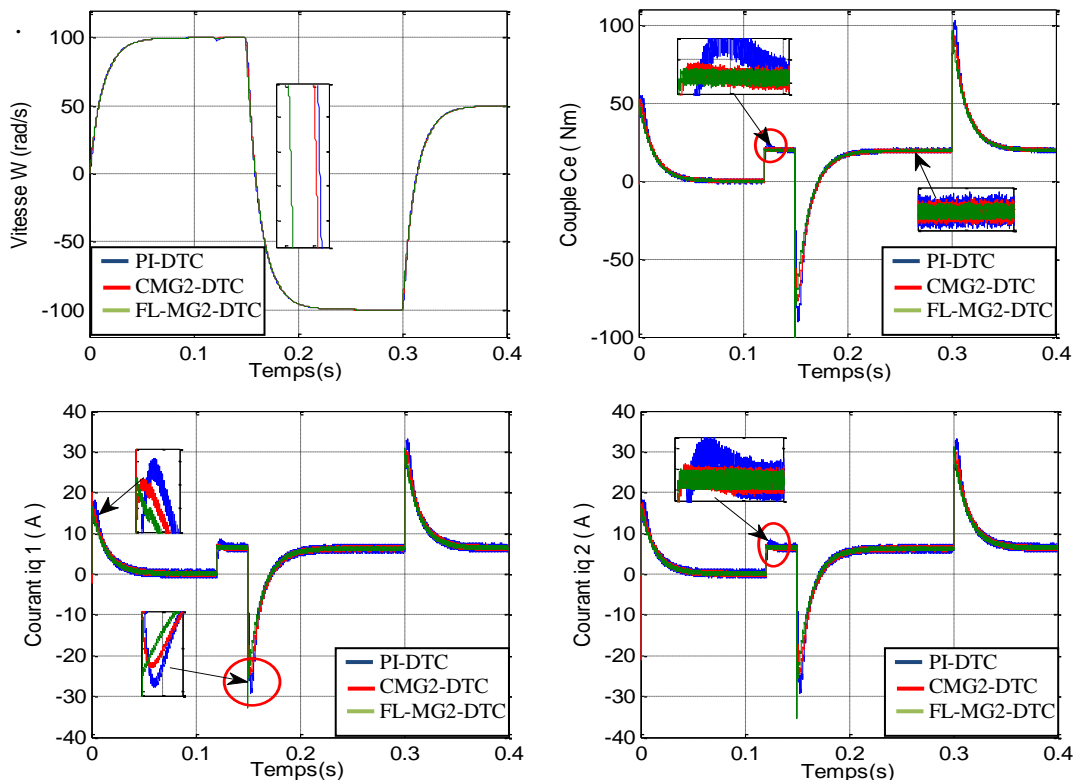
#### 4.12 Étude Comparative Entre PI-DTC, MG2-DTC et FL-MG2-DTC de la MSDEAP

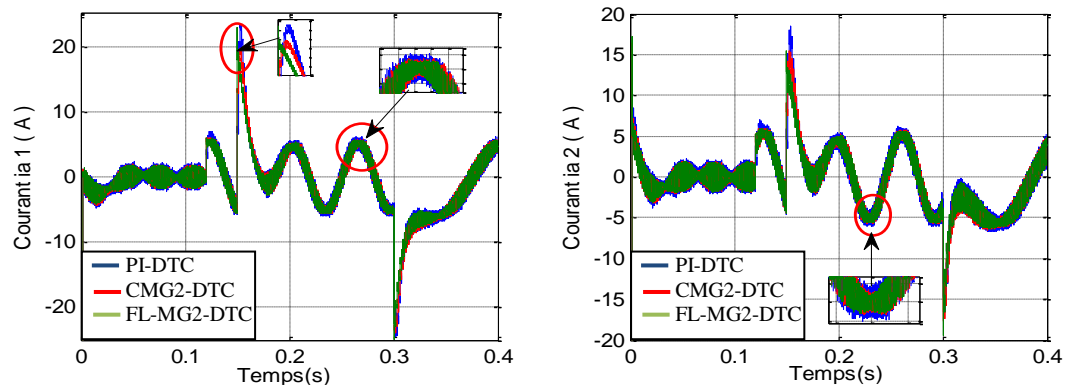
Afin de mieux apprécier les résultats obtenus via le contrôle direct de couple basé sur les trois types de régulateurs de vitesse PI, MG2 et FL-MG2 appliqués au MSDEAP, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques des trois contrôleurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement. Une série de simulations numériques sous l'environnement Matlab / Simulink ont été entreprises pour les deux modes de fonctionnement suivants:

- Fonctionnement avec inversion de vitesse;
- Fonctionnement avec variation du couple de charge.

##### 4.12.1 Test de Robustesse vis-à-vis de l'Inversion de la Vitesse

Le but de ce test est de valider la robustesse des contrôleurs PI-DTC et MG2-DTC et FL-MG2-DTC pour l'inversion de la vitesse.





**Figure 4.10** Comparaison entre les Régulateurs de Vitesse PI-DTC, MG2-DTC et FL-MG2-DTC avec Inversion de la Vitesse.

La figure 4.10 présente les résultats de simulation. On peut remarquer que l'utilisation du contrôleur FL-MG2 permet à la vitesse de suivre judicieusement sa valeur de référence de +100rad/s à -100 rad/s à l'instant  $t = 0,15s$  et à 50 rad/s à  $t = 0,3s$ . En fait, ce comportement représente une amélioration de la réponse dynamique avec un FL-MG2-DTC, contrairement ou régulateurs PI-DTC et MG2-DTC. Les performances de chaque contrôleur sont également analysées à travers les méthodes suivantes: Erreur Quadratique Intégrale (ISE), Erreur Absolue Intégrale (IAE) et Erreur Quadratique Temporelle Intégrale (ITSE), les résultats décrits dans le tableau (4.2) confirment l'amélioration des performances avec le régulateur FL-MG2- DTC.

**Table 4.2** Comparaison de l'Indice de Performance.

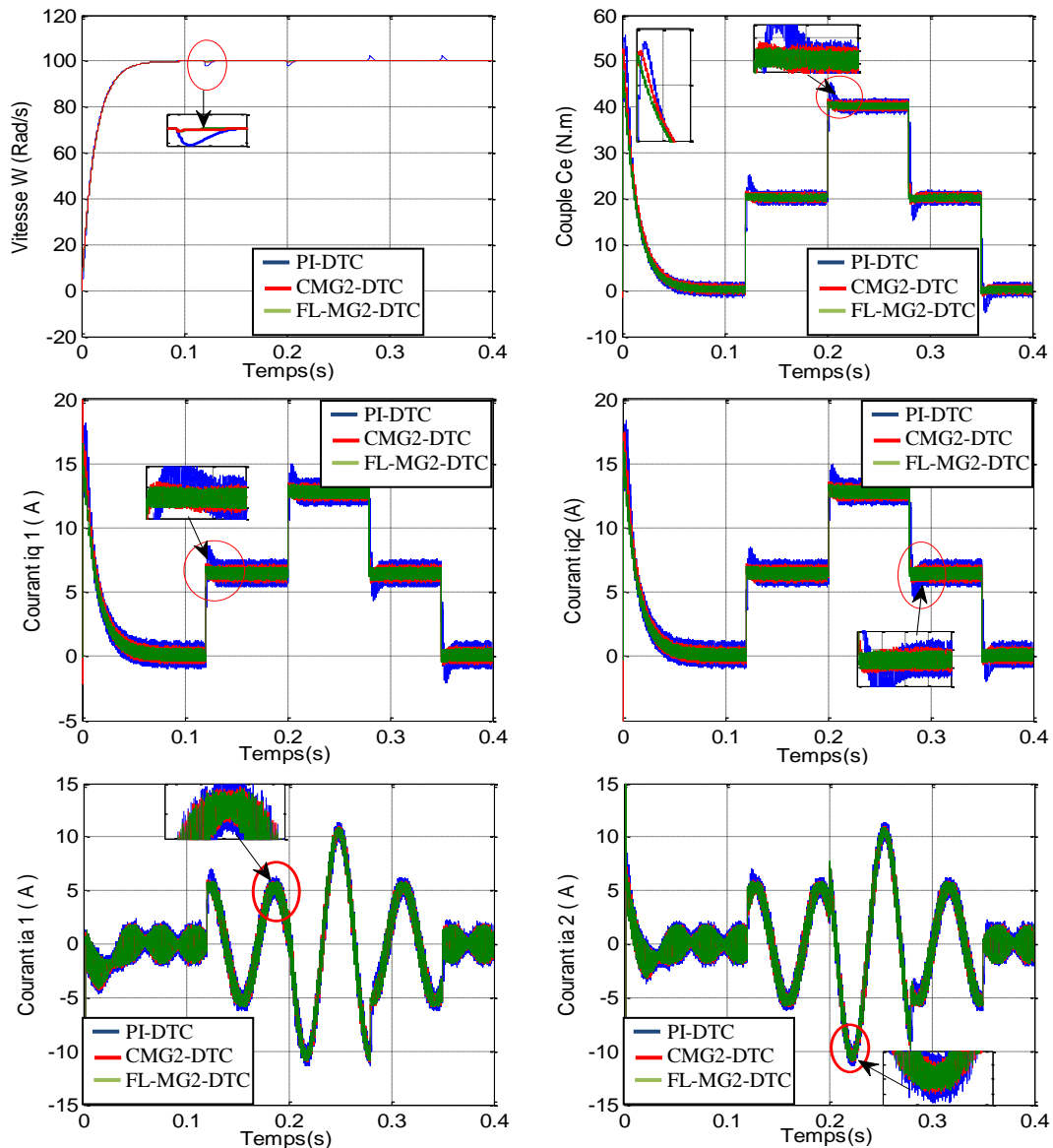
Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
PI-DTC	0.056	0.1331	$3.3310^{-3}$
MG2-DTC	0.0093	0.0125	$5.37510^{-5}$
FL-MG2-DTC	0.0076	0.001503	$4.856 10^{-5}$

#### 4.12.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure 4.11 montre les résultats du simulation (vitesse, couple et courants ...) lors d'une variation de la consigne de couple de charge de 20 Nm à l'instant  $t = 0.12s$  à 40 Nm à l'instant  $t=0.2$  puis à 20 Nm à l'instant  $t = 0,28 s$  et 0 Nm à  $t = 0,35 s$ .

On remarque que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse atteint sa référence après une petite déformation pour le cas du PI-DTC et avec une influence négligeable qui est rapidement récupérée avec sa référence pour le MG2- DTC, l'utilisation de la commande

FL-MG2-DTC présente des performances dynamiques élevées par rapport aux autres contrôleurs.



**Figure 4.11** Comparaison Entre les Régulateurs de Vitesse PI-DTC, MG2-DTC et FL-MG2-DTC avec Variation de Couple de Charge.

Il est noter que l'ondulation n'est pas la même pour les trois techniques. Un zoom du couple électromagnétique pour les trois stratégies est présenté. Il est clair que le PI-DTC classique souffre de deux problèmes: erreur en régime permanent et ondulation de couple élevée. Cependant, le MG2-DTC et le FL-MG2-DTC corrigent l'erreur en régime permanent et réduisent l'ondulation de couple et le phénomène de chattering.

### **4.13 Conclusion**

Ce chapitre a été divisé en deux parties. Dans la première partie les notions de base de la logique floue ont été présentées, dans la deuxième partie, nous avons proposé une approche de commande robuste basée sur la combinaison des deux régulateurs de vitesse MG2 et FL. Une simulation à base d'un régulateur flou-glissant a été effectuée pour faire le réglage de la vitesse d'une machine synchrone double étoile à aimants permanents. Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'amélioration des performances dynamiques, statiques et la robustesse de ce régulateur hybride (FL-MG2) en présence des perturbations externes. Le contrôle de la vitesse donne une dynamique rapide réponse sans dépassement et zéro erreur en régime permanent. Dans l'état d'équilibre, le problème de chattering est diminué par rapport aux régulateurs PI et MG2. Enfin nous avons fait une comparaison entre les résultats obtenus des différentes commandes.

## ***Bibliographies***

- [1] Y. Beddief «Validation Expérimentale d'Estimateurs et d'Observateurs Robustes de Flux et de Vitesse pour une Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Batna 2. 2017
- [2] F. Zidani « Contribution au Contrôle et Diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue ». Thèse de doctorat d'état, Université de Batna. 2003
- [3] T. Takagi and N. Sugeno « Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modeling and Control ». IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, Vol(SMC-15), PP.116-132. 1985
- [4] J. J. Saade and H. B. Diab « Defuzzification Techniques for Fuzzy Controllers ». IEEE Transactions on Systems MA.C-Part B, Vol(30), Iss 1, PP. 223-229. 2000
- [5] E. Merabet «Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2013
- [6] A. Khemis « Contribution à la Commande Adaptative de la Machine à Induction par l'Application des Techniques Floues Type-2 ». Thèse de doctorat, Université de Batna.2018
- [7] J. M. Mendel «Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions». Ed. Prentice Hall, USA. 2000
- [8] J. M. Mendel «Type-2 Fuzzy Sets: Some Questions and Answers», IEEE Connections, Newsletter of The IEEE Neural Networks Society, Vol (1), PP. 10-13. 2003
- [9] T. Bessaad «Commande par Logique Floue d'un Système Multi-Machines Connectées en Série». Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran. 2018
- [10] K. Dahmane «A Novel Concept for Multi-Machines Drive System with Single Inverter Supply».IEEE Trans. On Power Electronics, Vol(8), Iss 4, PP. 43-49. 2008
- [11] H. Chaoui «Commande Adaptative de Systèmes à Dynamique Complexe Basée sur l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran. 2018
- [12] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrones à Aimants Permanents à partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat, Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018
- [13] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrones à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi, -Bel-Abbes. 2015

- [14] K. Chafaa « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues », Thèse de doctorat, Université de Batna. 2006
- [15] K. Houacine « Commande Neuro-Floue d'une Machine Asynchrone dans une Chaîne de Propulsion d'un Véhicule Électrique ». Thèse De Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou. 2016
- [16] I. Bendaas « Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [17] B. Kosko « Neural Network and Fuzzy System, a Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence », Prectice Hall. 1992
- [18] B. Meliani « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel ». Thèse De Doctorat, Universite Djillali Liabes, Sidi, -Bel-Abbes. 2014
- [19] A. El Ougli « Intégration des Techniques Floues à la Synthèse de Contrôleurs Adaptatifs ». Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès- Maroc. 2009
- [20] M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor and M. M. Cormick « Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems ». Elsevier Science, Printed and Bound in Great Britain. 2002
- [21] Z. Tir, Om P. Malik, A M. Eltamaly « Fuzzy Logic Based Speed Control of Indirect Field Oriented Controlled double Star Induction Motors Connected in Parallel to a Single six-Phase Inverter Suppl ». Electric Power Systems Research, Vol(134), PP 126–133. 2016
- [22] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed « Fuzzy Modeling using Kalman Filter ». IET(ex IEE) Control theory and applications, Vol.(1), Iss 1, PP 58-64. 2007
- [23] B.B. Meunier « La Logique Floue et ces Applications ». Addison, 1995
- [24] M. Kadjoudj, N. Golea1 and M. E. Benbouzid « Fuzzy Rule – Based Model Reference Adaptive Control for PMSM Drives ». Serbian Journal Of Electrical Engineering, Vol(4), Iss 1, PP.13-22. 2007
- [25] P. Mohanapriya and K. Umadevi « Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor Using Neural Network-Fuzzy Logic Techniques ». International Journal of Development Research, Vol(08), Iss 1, PP.18233-18239. 2018
- [26] N. Ullah, W. Shaoping, M I. Khattak and M Shafi « Fractional Order Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller for a Position Servo System Subjected to Aerodynamic Loading and Nonlinearities ». Aerosp Sci Technol, Vol(43), Iss 6, PP. 381-387. 2015

- [27] S A E M. Ardjoun et M. Abid « Fuzzy Sliding Mode Control Applied to a Doubly Fed Induction Generator for Wind Turbine». Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol(23), Iss 6, PP. 1673-1686. 2015
- [28] Z. Boudjema, R. Taleb and E. Bounadja « A New Robust Control Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIM Supplied by Two Five-Level SVPWM Inverters». AIP Conference Proceedings 1814, 020004, Iss 1, PP.1-15. 2017
- [29] Z. Boudjema, R. Taleb and A. Yahdou « A New DTC Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIG for Wind Turbine System». (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol(7), Iss 8, PP.49-56. 2016
- [30] A. HAZZAB «Commande des Systèmes par Logique Floue, Réseau De Neurones et Algorithmes Géniques». Thèse de doctorat USTO. 2006
- [31] MINH TA CAO «Commandes Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue». Thèse de PHD, Université de Laval. 1997
- [32] L. BAGHLI «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques». Thèse de Doctorat, Université de Nancy I, France. 1999
- [33] K. Premalatha and P. Thirumoorthi « Fuzzy Logic Based Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor». International Journal of Pure and Applied Mathematics, Vol(116), Iss 11, PP.171-179. 2017

---

## *Conclusion Générale*

---

Dans le cadre de la commande des machines électriques et l'application des techniques de l'intelligence artificielle, nous avons présenté dans ce mémoire le contrôle direct du couple (DTC) de la machine synchrone double étoile à aimants permanents alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux avec différents régulateurs de vitesse, à savoir les régulateurs mode glissant d'ordre un, deux et hybride flou glissant, dans l'objectif d'améliorer les imperfections de la DTC classique et réduire le phénomène de chattering.

L'étude a été faite en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, un aperçu général sur les machines électriques multiphasées a été abordé dans un premier temps, ensuite 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. On ne peut parler de la commande de la machine sans citer l'alimentation (onduleur de tension à MLI) qui lui est associé.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les principes du contrôle direct du couple pour la commande de MSDEAP alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis qui amène à des ondulations du couple et des bruits acoustiques indésirables, une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et du couple.

Afin d'éviter les inconvénients de régulateur PI classique de la vitesse et d'améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple, dans le troisième chapitre deux types de régulateur de vitesse ont été étudiés et simulés pour la DTC de la MSDEAP. Le premier est basé sur le régulateur on mode glissant d'ordre un et le deuxième par mode glissant d'ordre deux. La simulation montre une amélioration des performances statiques et dynamiques de la DTC-MSDEAP par rapport aux régulateurs classiques (réduction des pulsations du couple et, en conséquence, les bruits acoustiques ainsi qu'une meilleure poursuite, atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques).

Au niveau du quatrième chapitre, et afin d'améliorer de plus en plus les performances de la DTC de la MSDEAP (réduction de phénomène de chattering). Un régulateur hybride flou glissant d'ordre deux qui réunit la théorie puissante de la logique floue et celle des modes glissants est adopté. La combinaison de ces deux approches nous a donné de meilleurs résultats du côté performances, robustesse, poursuite, stabilité, réduction des ondulations du couple et réduction du phénomène de chattering.

Finalement dans ce contexte, nous proposons comme perspectives à ce travail:

- Une validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation ;
- Association d'autres régulateurs de vitesse à la DTC telles que réseaux de neurones et neuro-floue.
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux avec la commande SVM.
- Association d'observateurs et des estimateurs de vitesse aux techniques de commande proposées.
- Etude du fonctionnement de la machine commandée et sa réponse en cas de ruptur d'une ou plusieurs phases (régime dégradé);
- Etude et modélisation de cette machine en fonctionnement génératrice, et l'introduire dans un système de production d'énergie.
- Utilisation des optimiseurs intelligents tels que la logique floue, algorithmes génétiques et le PSO (Particle Swarm Optimization).

---



---

## *Annexe*

---

### Les Paramètres de la MSDEAP

Tension Nominale	220 V
Résistance Statorique $R_{s1} = R_{s2}$	0.12 $\Omega$
Inductance Propre d'une Phase $L_s$	0.8 mH
Inductance Magnétisante M	0.3 mH
Flux des Aimants $\Psi_{PM}$	0.394 Wb
Nombre de Paire de Pôles P	4
Moment d'Inertie J	$5 \cdot 10^{-3}$ [kg.m <sup>2</sup> ]
Coefficient des Frottement Visqueux $f_r$	0 N.m.s <sup>2</sup> / rad