

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



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

MEHEDI Fayçal

Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

**Commande sans capteur de vitesse des systèmes
multi-machines synchrones connectées en série**

Thèse soutenue publiquement le 27/01/2019, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP d'Alger
<i>Directeurs de thèse :</i>	NEZLI Lazhari	Professeur	ENP d'Alger
	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP d'Alger
<i>Examineurs :</i>	- BOUDJEMA Farès	Professeur	ESDAT, Reghaia
	- DJAHBAR Abdelkader	Professeur	Univ. HBB, Chlef
	- BOUDANA Djamel	MC. A.	Univ. YF, Médéa
	- HEMICI Boualem	Professeur	ENP d'Alger

ENP 2019

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



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :
MEHEDI Fayçal
Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

Commande sans capteur de vitesse des systèmes multi-machines synchrones connectées en série

Thèse soutenue publiquement le 27/01/2019, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP d'Alger
<i>Directeurs de thèse :</i>	NEZLI Lazhari	Professeur	ENP d'Alger
	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP d'Alger
<i>Examineurs :</i>	- BOUDJEMA Farès	Professeur	ESDAT, Reghaia
	- DJAHBAR Abdelkader	Professeur	Univ. HBB, Chlef
	- BOUDANA Djamel	MC. A.	Univ. YF, Médéa
	- HEMICI Boualem	Professeur	ENP d'Alger

ENP 2019

AVANT PROPOS

Avant tout, je remercie **ALLAH** le tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté de mener à bien ce modeste travail.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je remercie profondément Monsieur **Lazhari NEZLI**, Professeur à l'ENP d'Alger, d'avoir dirigé cette thèse. Ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été pour moi une source de motivation.

J'exprime mes remerciements à Monsieur **Mohand Oulhadj MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP d'Alger, d'avoir Co-dirigé cette thèse et pour ses conseils avisés.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, Professeur à l'ENP d'Alger. Je tiens à le remercier pour ses précieux conseils, pour l'intérêt qui l'a apporté à ce travail et je le remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de soutenance.

Je tiens également à adresser, mes sincères remerciements à Monsieur **Farès BOUDJEMA**, Professeur à l'ESDAT-Reghaia, à Monsieur **Abdelkader DJAHBAR**, Professeur à l'U.H.B.B de Chlef, à Monsieur **Djamel BOUDANA**, Maître de Conférences à l'U.Y.F de Médéa et à Monsieur **Boualem HEMICI**, Professeur à l'ENP d'Alger pour avoir accepté la charge d'examineurs.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance, à tous les enseignants du département d'Automatique de l'ENP d'Alger, en particulier le professeur **Mohamed TADJINE**.

Mes remerciements vont également à tous mes collègues enseignants du département de l'électrotechnique de l'U.H.B.B de Chlef. Mes sincères remerciements vont aussi aux personnes qui m'ont aidé en contribuant, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.

DEDICACES

Je dédie ce travail à :

Ce qui est les plus chers au monde, mes parents, aux quels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leurs amours, leurs soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que Dieu me les protège toujours.

*A la mémoire de ma femme,
A ma grande mère,
A toutes la famille,
Je dédie cette thèse.*

RESUMES

_____ :

هذه التدريب، إثنين الماكينات طريق الماكينات الثانية مغناطيس رأينا، بعدها، لزيادة الماكينات الميكانيكية ليونبارجر هذا السياق في تخطي تغيرات معاملات الآلة.

الماكينات متصلتين المتغيرات، التدريب، تكاليف الثانية، وأخيرا، تظهر نتائج

مفتاحية :

الماكينات ظاهرة مغناطيسية الماكينات والثانية

Abstract:

This thesis deals with the control and observation of a synchronous multi-machine system connected in series. We begin our study by modeling a training system. Two five-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs) connected in series and powered by a five-phase inverter constitute the multi-machine system used in our study. Then, since this model is non-linear, multivariable and strongly coupled, we opted for a decoupled control of the multi-machine system connected in series. Then, in order to improve the robustness of the driving of a training system, the sliding mode control (SMC) and second order sliding mode control (SOSMC) based on the super twisting algorithm was applied to the system. To eliminate the mechanical sensors and thus reduce the cost of the drive system, we have presented all methods of estimating velocity existing in the literature. In this context, Lunberger observers were introduced as well as the second order sliding mode has been presented. Finally, the simulation results clearly show the robustness of the proposed methods deal with parametric variations.

Key words:

Five-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs), Multi-machine system, Series-connected, First and second order sliding mode control (SMC and SOSMC), Phenomenon of chattering, Robustness, Speed sensorless control.

Résumé :

Cette thèse traite la commande et l'observation par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine synchrone connectées en série. Nous commençons notre étude par la modélisation d'un système d'entraînement. Deux machines synchrones à aimants permanents pentaphasées (MSAPP) en séries alimentée par un seul onduleur de tension polyphasé constituent le système multi-machines retenu dans notre étude. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multi-variable et fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle découplée du système multi-machine connectées en série. Puis, afin d'améliorer la robustesse de la conduite d'un système d'entraînement, la commande par mode glissement d'ordre un (MGO1) et d'ordre deux (MGO2) basé sur l'algorithme de super-twisting a été appliquée au système. Pour éliminer les capteurs mécaniques et réduire ainsi le coût du système d'entraînement, nous avons présenté l'ensemble des méthodes d'estimation de la vitesse existant dans la littérature. Les observateurs de Lunberger ont été introduits ainsi que le mode glissant d'ordre deux a été présenté. Enfin, les résultats de simulation montrent clairement la robustesse des méthodes proposés face aux variations paramétriques.

Mots clés :

Machines synchrones à aimants permanents pentaphasées (MSAPP), Système multi-machine, Connecté en série, Mode glissant d'ordre un (MGO1) et d'ordre deux (MGO2), Phénomène de broutement, Robustesse. Commande sans capteur de vitesse.

TABLE DES MATIERES

Liste des abréviations et symboles	
Liste des figures et tableaux	
Introduction générale.....	14
Chapitre 1 : Etude et modélisation du système multi-machines synchrones à aimants permanents connectées en série	
1.1 Introduction.....	18
1.2 Caractéristiques des machines polyphasées	18
1.2.1 Machines polyphasées de types 1	18
1.2.2 Machines polyphasées de types 2	19
1.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent pentaphasée	20
1.3.1 Transformation de Park	22
1.3.1.1 Le modèle dans un repère stationnaire Concordia.....	23
1.3.1.2 Le modèle dans un repère rotatif.....	24
1.3.2 Le modèle MSAP pentaphasée et représentation d'état	25
1.4 L'association MSAP pentaphasée -Onduleur de tension.....	26
1.4.1 Stratégie de la technique MLI Triangulo-sinusoidale.....	29
1.4.2 Simulation et interprétation des résultats	29
1.5 Système polyphasés multi-machines.....	31
1.5.1 Nombre de machine connectée en série.....	31
1.5.1.1 Machines à nombre de phase impair	31
1.5.1.2 Machines à nombre de phase pair	32
1.5.2 Présentation de système d'entraînement.....	34
1.5.3 Modélisation du système multi-machine connecté en série.....	35
1.5.3.1 Transformation de découplage de Clark.....	36
1.5.3.2 Le modèle dans un repère rotatif.....	38
1.5.4 Alimentation de l'ensemble de deux MSAP pentaphasées en série.....	39
1.5.5 Simulation et interprétation des résultats	40
1.6 Conclusion.....	42
Chapitre 2 : Commande découplée du système multi-machine connectées en série associée à un onduleur de tension	
2.1 Introduction.....	44
2.2 Commande vectorielle de la MSAP pentaphasée.....	44
2.2.1 Principe de la commande vectorielle	44
2.2.2 Découplage par compensation.....	45
2.2.3 Synthèse du régulateur PI.....	47
2.2.3.1 Détermination des régulateurs des courants	47
2.2.3.2 Détermination du régulateur de vitesse	48
2.2.4 Simulation et interprétation des résultats	50

2.3	Commande vectorielle indépendante de deux MSAP pentaphasées en série.....	51
2.3.1	Principe et description du système global.....	51
2.3.2	Découplage par compensation	53
2.3.3	Calcul des régulateurs	55
2.3.3.1	Réglage de la boucle interne des courants i_d^{inv} et i_x^{inv}	55
2.3.3.2	Réglage de la boucle interne des courants i_q^{inv} et i_y^{inv}	56
2.3.3.3	Détermination du régulateur de vitesse	57
2.3.4	Résultats de simulation et interprétation	57
2.4	Conclusion.....	60

Chapitre 3 : Commande non-linéaire robuste par mode glissant d'ordre supérieur d'un système de deux MSAP pentaphasées en série

3.1	Introduction.....	63
3.2	Systèmes à structures variables.....	63
3.3	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	65
3.3.1	Application de la commande par mode de glissement d'ordre un à la MSAPP....	65
3.3.1.1	Stratégie de réglage à trois surfaces.....	66
3.3.1.1.1	Surface de régulation de la vitesse.....	67
3.3.1.1.2	Surface de régulation du courant i_{qs1} , i_{qs3}	68
3.3.1.1.3	Surface de régulation du courant i_{ds1} , i_{ds3}	68
3.3.1.2	Simulation et interprétation des résultats	69
3.3.2	Commande par mode glissant d'ordre un de deux MSAP pentaphasées en série	71
3.3.2.1	Stratégie de réglage à trois surfaces.....	72
3.3.2.2	Simulation et interprétation des résultats.....	74
3.4	Phénomène de Chattering.....	77
3.5	Commande par modes glissants d'ordre supérieur.....	78
3.5.1	Position du problème	78
3.5.2	Algorithmes glissants d'ordre deux	79
3.5.2.1	Algorithme du super twisting.....	80
3.5.3	Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MSAPP.....	81
3.5.3.1	Simulation et interprétation des résultats	83
3.5.4	Commande par mode glissant d'ordre deux d'un système de deux MSAP pentaphasées connectées en série.....	85
3.5.4.1	Résultats des simulations et discussion.....	87
3.6	Conclusion.....	90

Chapitre 4 : Commande sans capteur d'un système multi-machine MSAP pentaphasées connectées en série

4.1	Introduction.....	93
4.2	Capteur ou observateur : que choisir ?	93
4.3	Principe de fonctionnement de l'observateur	94
4.4	Observateur de Luenberger	95
4.4.1	L'observateur de Luenberger étendu.....	96
4.5	Commande d'un système de deux MSAP pentaphasées en série dotée des observateurs d'état de Luenberger.....	97

4.5.1 Résultats des simulations et discussion	100
4.5.1.1 Application de la charge et inversion de la vitesse	100
4.5.1.2 Test de robustesse.....	102
4.6 Commande et observation par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine en série.....	104
4.6.1 Observateur de vitesse.....	105
4.6.2 Résultats des simulations et discussion	107
4.6.2.1 Application de la charge et inversion de la vitesse	108
4.6.2.2 Test de robustesse.....	109
4.7 Conclusion.....	111
Conclusion générale.....	113
Références bibliographiques.....	115
Annexe.....	124
Annexe A : Paramètres du moteur synchrone pentaphasé à aimants permanents ...	124
Annexe B : Concepts de base des commandes par modes glissants	125

LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

1. ABREVIATIONS

AC	Alternating Current,
BF	Boucle Fermé,
BO	Boucle Ouverte,
MGO1	Commande à Mode Glissant d'Ordre 1,
MGO2	Commande à Mode Glissant d'Ordre 2,
CSV	Commande à Structure Variable,
CV	Commande Vectorielle,
MGOS	Commande à Mode Glissant d'Ordre Supérieurs,
DC	Direct Current,
FEM	Force Electro-Motrice,
FMM	Force Magnéto-Motrice,
HOSMC	High Order Sliding Mode Control,
MCC	Machine à Courant Continue,
MAS	Machine Asynchrone,
MSAPIP	Machine Synchrone à Aimants Permanents Intérieur Péntaphasées,
MSAPP	Machine Synchrone à Aimants Permanents Péntaphasées,
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents,
MS	Machine Synchrone,
MRAS	Model Référence Adaptatif System,
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion,
OMG	Observateur à Mode Glissant
PI	Proportionnel Intégral,
PWM	Pulse Width Modulation,
SOSMC	Second Order Sliding Mode Control,
SMC	Sliding Mode Control,
ST	Super-Twisting.

2. SYMBOLES

- *Symboles spécifiques à la MSAPP:*

f_m	(N.m.s/rd)	Coefficient de frottement visqueux,
q	(-)	Constante de temps électrique de la machine (L_q/R_s),
m	(-)	Constante de temps mécanique de la machine (J_m/f_m),
f	(Wb)	Flux crée par les aimants au rotor,
L_m	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),
L_s	(H)	Inductance cyclique statorique par phase,

l_s	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
L_d	(H)	Inductance suivant l'axe d ,
L_q	(H)	Inductance suivant l'axe q ,
J_m	(kg.m ²)	Moment d'inertie,
p	(-)	Nombre de paires de pôles,
q	(-)	Nombre de phase,
R_s	()	Résistance statorique par phase.

- Symboles spécifiques aux repères :

(,)		Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),
(d, q)		Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
(s_a, s_b, s_c, s_d, s_e)		Axes magnétiques liés aux enroulements pentaphasées statorique,
${}_m$ (rad)		Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d),
${}_r$ (rad)		Position angulaire du rotor par rapport au stator,
${}_s$ (rad)		Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d).

- Grandeurs électriques au stator :

$i_{s d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère (d, q),
i_s ,	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère (,),
$i_{s a, b, c, d, e}$	(A)	Courants statoriques pentaphasés,
$v_{s d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasés dans le repère (d, q),
v_s ,	(V)	Tensions statoriques diphasés dans le repère (,),
$v_{s a, b, c, d, e}$	(V)	Tensions statoriques pentaphasés.

- Grandeurs magnétiques :

f	(Wb)	Flux d'un aimant,
s ,	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère (,),
$s_{d, q}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q),
$s_{a, b, c, d, e}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au stator.

- Grandeurs mécaniques :

C_r	(N.m)	Couple de charge,
C_e	(N.m)	Couple électromagnétique,
f_s	(Hz)	Fréquence,
Ω_m	(rad/s)	Vitesse de rotation mécanique du rotor (rad/s)
N	(tr/min)	Vitesse de rotation mécanique du rotor (tr/m): $N= 30 / \pi$,
N_n	(tr/min)	Vitesse mécanique nominale de rotation,
${}_m$	(rad/s)	Vitesse angulaires électriques rotorique,
${}_s$	(rad/s)	Vitesse angulaires électriques statorique.

- Transformations :

S	Opérateur de Laplace,
$[P()]$	Matrice de passage direct de Park,
$[P()^{-1}]$	Matrice de passage inverse de Park,
$[C]$	Matrice de passage de Concordia,
$[C]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Concordia.

- Grandeurs de commande de la MSAPP :

K_{i_w}	(-)	Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI de vitesse,
$K_{i_{id}}, K_{i_{iq}}$	(-)	Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI respectivement du courant i_d et du courant i_q ,
K_{p_w}	(-)	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur PI de vitesse,
$K_{p_{id}}, K_{p_{iq}}$	(-)	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur PI respectivement du courant i_d et du courant i_q ,
	(-)	Coefficient d'amortissement,
i_{qs}^{eq}	(A)	Composantes équivalentes des courants statoriques,
v_{ds}^{eq}, v_{qs}^{eq}	(V)	Composantes équivalentes des tensions statoriques,
i_{qs}^n	(A)	Composantes normales des courants statoriques,
v_{ds}^n, v_{qs}^n	(V)	Composantes normales des tensions statoriques,
i_{ds}^*	(A)	Courant statoriques de référence dans l'axe d ,
r	(-)	Degré relatif de la surface de glissement,
L	(-)	Gains de l'observateur de Luenberger,
K	(-)	Gains de l'observateur par mode glissant d'ordre 2,
i, i	(-)	Gains de la commande par mode glissant d'ordre 2,
m	(-)	Indice de modulation,
(x)	(-)	L'écart entre la valeur estimée et l'état réel,
$[A]$	(-)	Matrice d'évolution,
$[B]$	(-)	Matrice de commande,
$[C]$	(-)	Matrice de sortie,
ω	(-)	Pulsation propre,
(\wedge)	(-)	Signe de valeur estimée,
$S(X)$	(-)	Surface de glissement d'une variable à réguler,
$S(w)$	(-)	Surface de glissement de la vitesse,
$S(i_d)$	(-)	Surface de glissement du courant direct,
$S(i_q)$	(-)	Surface de glissement du courant quadrature,
T	(-)	Taux de modulation,
v_{ds}^*, v_{qs}^*	(V)	Tensions statoriques de référence dans le repère (d, q) ,
X	(-)	Vecteur d'état,
U	(-)	Vecteur de commande,
Y	(-)	Vecteur de sortie,
ω_r^*	(rad/s)	Vitesse de référence.

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

1. LISTE DES FIGURES

- Chapitre 1 :

Figure 1.1 :	Représentation symbolique d'un MSAP pentaphasée.....	21
Figure 1.2 :	Espace d_1, q_1 et d_3, q_3	25
Figure 1.3 :	Représentation de l'onduleur pentaphasée pour la MSAP pentaphasée	27
Figure 1.4 :	Principe de la technique triangulo-sinusoidale.....	29
Figure 1.5 :	Résultat de simulation de l'association de la MSAP pentaphasée avec le convertisseur statique	30
Figure 1.6 :	Représentation de deux MSAP pentaphasées en série	34
Figure 1.7 :	Onduleur de tension pentaphasé	39
Figure 1.8 :	Deux MSAP pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension avec application d'une charge	41

- Chapitre 2 :

Figure 2.1 :	Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP pentaphasée.....	45
Figure 2.2 :	Découplage par addition des termes de compensation.....	47
Figure 2.3 :	Boucle de régulation de courant i_{ds1}	47
Figure 2.4 :	Boucle de régulation de vitesse.....	49
Figure 2.5 :	Performances de la commande vectorielle de la MSAPP.....	50
Figure 2.6 :	Test de robustesse de la commande vectorielle de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.....	51
Figure 2.7 :	Structure du contrôle indépendant de deux MSAPP connectées en série.....	53
Figure 2.8 :	Découplage par addition des termes de compensation pour la machine 1.....	54
Figure 2.9 :	Découplage par addition des termes de compensation pour la machine 2.....	55
Figure 2.10 :	Boucle de régulation de courant i_d	55
Figure 2.11 :	Performances de la commande vectorielle de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.....	58
Figure 2.12 :	Performances de la commande vectorielle de deux MSAPP en série lorsque deux moteurs fonctionnent dans des directions opposées.....	59
Figure 2.13 :	Test de robustesse de la commande vectorielle de deux MSAPP en série vis-à-vis les variations paramétriques.....	60

- Chapitre 3 :

Figure 3.1 :	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	65
Figure 3.2 :	Schéma de réglage par mode glissement d'ordre un de la MSAPP.....	67
Figure 3.3 :	Performances de la commande MGO1 de la MSAPP.....	70
Figure 3.4 :	Test de robustesse de la commande MGO1 de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.....	71
Figure 3.5 :	Performances de la commande MGO1 de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.....	75
Figure 3.6 :	Performances de la commande MGO1 de deux MSAPP en série lorsque deux	76

	<i>moteurs fonctionnent dans des directions opposées.....</i>	
Figure 3.7 :	<i>Test de robustesse de la commande par MGO1 de deux MSAPP en série vis-à-vis les variations paramétriques.....</i>	77
Figure 3.8 :	<i>Algorithme du Super Twisting : plan de phase.....</i>	80
Figure 3.9 :	<i>Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 de la MSAPP</i>	83
Figure 3.10 :	<i>Performances de la commande MGO2 de la MSAPP.....</i>	84
Figure 3.11 :	<i>Test de robustesse de la commande MGO2 de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.....</i>	85
Figure 3.12 :	<i>Schéma global de la commande MGO2 d'un système multi-machine en série...</i>	87
Figure 3.13 :	<i>Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.....</i>	88
Figure 3.14 :	<i>Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série lorsque deux moteurs fonctionnent dans des directions opposées.....</i>	89
Figure 3.15 :	<i>Test de robustesse de la commande par MGO2 de deux MSAPP en série vis-à-vis les variations paramétriques.....</i>	90
 - Chapitre 4 :		
Figure 4.1 :	<i>Schéma bloc d'un observateur d'états.....</i>	94
Figure 4.2 :	<i>Schéma d'un observateur linéaire.....</i>	95
Figure 4.3 :	<i>Structure d'observateur de Luenberger étendu de deux MSAPP connectées en série.....</i>	99
Figure 4.4 :	<i>Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série sans capteur de vitesse utilisant des observateurs Luenberger.....</i>	101
Figure 4.5 :	<i>Test de robustesse : Variations paramétriques ($2 * R_{s1,2}$, $2 * J_{m1,2}$ et $0.8 L_{1,2}$) utilisant des observateurs de Luenberger</i>	102
Figure 4.6 :	<i>Test de robustesse : pour un fonctionnement à faible de vitesse utilisant des observateurs de Luenberger.....</i>	103
Figure 4.7 :	<i>Commande non-linéaire robuste sans capteur de vitesse de deux MSAPP en série basée sur observateur MGO2 (algorithme de Super Twisting)</i>	108
Figure 4.8 :	<i>Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série sans capteur de vitesse utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux</i>	109
Figure 4.9 :	<i>Test de robustesse : Variations paramétriques ($2 * R_{s1,2}$, $2 * J_{m1,2}$ et $0.8 L_{1,2}$) utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux</i>	110
Figure 4.10 :	<i>Test de robustesse : pour un fonctionnement à faible de vitesse utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux.....</i>	111
 - Annexe B :		
Figure B.1 :	<i>Représentation de la fonction « sign »</i>	128
Figure B.2 :	<i>Définition de la fonction « sat »... ..</i>	129

2. LISTE DES TABLEAUX

- Chapitre 1 :

Tableau 1.1 :	<i>Machines polyphasés de types 1.....</i>	19
Tableau 1.2 :	<i>Machines polyphasés de types 2.....</i>	20
Tableau 1.3 :	<i>Procédure de connexion en série de plusieurs machines polyphasées.....</i>	31

- Annexe A :

<i>Tableau A.1: Paramètres de la MSAPP</i>	124
<i>Tableau A.2: Paramètres de la MSAPIP</i>	124

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques triphasées sont les plus connues (techniques de fabrication, alimentation, contrôle, etc.) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont pilotés par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), permet d'obtenir de bonnes performances, notamment dans le domaine de la vitesse variable [SAN16], [BOG08].

Avec une puissance accrue, il y a des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs doivent commuter des grands courants, et il est souvent nécessaire de placer plusieurs combinaisons en parallèle.

Les machines polyphasées sont très utilisées dans le domaine de la propulsion navale ou automobile du fait de leurs avantages en comparaison avec la machine triphasée [KIM13a], [SAL15]: tolérance aux fautes [MOH14], réduction des ondulations de couple même avec des forces électromotrices non-sinusoïdales, fractionnement de la puissance [LEV16] et aptitude à mettre à profit les harmoniques de force électromotrice pour présenter une densité de couple élevé. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement.

La connexion des plusieurs machines polyphasées alimentées par un seul convertisseur statique polyphasée en série est possible et que chaque machine de groupe avoir un contrôle de vitesse indépendant. Telle que, l'emploi des convertisseurs polyphasés associe aux machines polyphasées, génère de degré de libertés additionnelles. Grace à ces derniers, plusieurs machines polyphasées peuvent être connectées en série selon une transposition des phases appropriées [IQB05c], [MEK12], [SAL13a], [MEH17a], [MEH18a].

L'application de la commande vectorielle réalisée avec de simples régulateurs PI à un système multi-machines permet d'avoir de bonnes performances dans les conditions normales de fonctionnement [BES17], [LEV04a], [ZHI16], toutefois sa sensibilité aux variations paramétriques et aux erreurs de modélisation souvent rencontrées, réduit considérablement ses performances. Pour surmonter ces problèmes, l'application des commandes non linéaires du système multi-machine connectées en série alimentée par un seul onduleur de tension polyphasé devient inévitable [MEH17a], [MEH18c], [YAN15].

la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse [GIA17], [YAH15], [BAC11], [ZHA17a], [BEN13]. La liste de ses

applications est très large. Citons ici quelques références intéressantes dans le domaine de la commande des machines [MEH17b], [KOW13], [ZHA15], [RAF15], [BEN17], [CHA16]. Parmi ces travaux, on peut citer les commandes par modes glissants qui font partie des commandes robustes face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Le but de cette commande est de forcer la dynamique du système à poursuivre une trajectoire définie par l'équation de la surface.

Néanmoins, l'utilisation de cette technique de commande a longtemps été limitée par les oscillations dues à la commutation de la commande discontinue. Ces oscillations connues sous le nom de broutement (en anglais: chattering) dégradent la qualité de la poursuite de trajectoire et sollicitent de manière énergique les actionneurs [MEH18b], [FER17], [BEL12], [BOU17b]. Dans ce contexte, pour remédier à ce phénomène, la commande non-linéaire robuste par mode glissant d'ordre supérieur d'un système de deux MSAP pentaphasées connectées en série sont présentés [MEH17a], [MEH18c].

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés [HAM15], [KEN12], [ZHA17b].

L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement surtout dans le système multi-machine. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression de ces capteurs est indispensable [KHA08].

Dans ce contexte, ce travail de recherche est une contribution à l'étude de différentes stratégies de commandes robustes d'un système multi-machine synchrone connectées en série alimentée par un seul onduleur de tension polyphasé sans capteur mécanique afin d'obtenir un réglage de haute performance, robuste vis-à-vis des variations de conditions d'opération et aux variations paramétriques.

La présente thèse est organisée en quatre chapitres. Le premier chapitre est consacré à l'étude et la modélisation du système multimachines mono-convertisseur connectées en série. Nous commencerons par la modélisation dynamique de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent dans les hypothèses classiques de linéarité. Après une étude théorique sur le mode de connexion des enroulements statoriques des machines du système multi-machines connectée en série, nous réalisons une modélisation du système constitué par deux machines synchrones à aimants permanents intérieur pentaphasée en série alimentée

par un seul onduleur de tension polyphasé. Cette modélisation a pour objectif de montrer que la commande de chaque machine du groupe peut être découplée des autres, malgré que l'ensemble des machines soient alimentées par un seul convertisseur statique. Ensuite, nous présentons l'alimentation de l'ensemble du système à l'aide d'un onduleur de tension pentaphasée.

Nous étudions au deuxième chapitre, la commande vectorielle du système multi-machines connectée en série, nous présentons le modèle des deux machines montées en série utilisé pour établir la commande vectorielle indépendante pour les deux machines. Ainsi nous présentons les performances de cette commande sur le système par les résultats de simulation.

Le troisième chapitre est divisé en deux parties; la première traitera la synthèse de la commande à structure variable à base d'un régulateur mode de glissant conventionnel (SMC) pour un système multimachines synchrones mono-convertisseur connectées en série. Cependant, la discontinuité de cette commande engendre le phénomène de broutement (phénomène de chattering). A cet effet, la synthèse d'un régulateur par mode de glissant d'ordre deux (MGO2), basé sur l'algorithme de super-twisting, est établie afin de minimiser ce phénomène. Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs en termes de poursuite de trajectoire, sensibilité à l'effet de couple de charge et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques des machines.

Le chapitre quatre traite le sujet de la commande sans capteur mécanique pour un système multimachines synchrones connectées en série afin de éliminer les capteurs mécaniques et réduire ainsi le coût du système d'entraînement, Pour ce faire, nous commençons par exposer deux approches permettant d'estimer la vitesse de rotation du rotor. La première est basée sur un observateur de Lunberger et la deuxième sur un observateur par modes glissants d'ordre deux. Cette étude sera menée par simulation numérique pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques ainsi obtenues lors des variations paramétriques.

Cette thèse sera clôturée par une conclusion générale, dans laquelle seront exposés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

CHAPITRE 1 :

ETUDE ET MODELISATION DU SYSTEME MULTI- MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS CONNECTEES EN SERIE

1.1 Introduction

Les machines synchrones triphasées dominant beaucoup le domaine des machines électriques, mais nous nous intéressons depuis longtemps aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées ‘machines polyphasées’ ou ‘machines multiphasées’. L’augmentation des nombres de phases permet l’amélioration de la qualité de l’énergie, la réduction des ondulations du couple et la segmentation de puissance sans augmenter les courants par phase. Grâce à ces avantages, la machine polyphasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances [SIV12], [KIM13a], [THO09], [ALA18], [KIM13b], [SAL15].

Un système multi-machines mono-convertisseur est un système composé de plusieurs machines polyphasées, dont les enroulements statoriques sont connectés en série selon une transposition de phase appropriée et alimentés par un seul convertisseur statique et commandés indépendamment [ZHI15], [DJA08a], [LEV03a], [DJA08b], [MEH18a], [MEH18c].

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les équations qui traduisant le modèle réel de la machine (machine synchrone à aimant permanent pentaphasée). Nous présenterons ensuite le modèle général de Park, le quel nous déduirons après un choix du repère d’observation et on donne le modèle du moteur en représentation d’état. Ce chapitre traite un raccordement de deux machines synchrones à aimant permanent intérieur pentaphasée en séries alimentées par un onduleur de tension polyphasé.

1.2 Caractéristiques des machines polyphasées

Il existe généralement deux types de machines polyphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois [KES13], [TOL91], [HAD01], [IFF16]. Nous pouvons les classer en deux groupes, que nous appellerons « machines polyphasées de type 1 » et « machines polyphasées de type 2 ». De plus, nous prenons rarement en compte des cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf s’il y a trois multiples.

1.2.1 Machines polyphasées de types 1

Les machines polyphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en étoiles triphasées $q = 3n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$). Ces machines sont aussi appelées "machines multi-étoiles".

Mais pour un nombre donné de phases, il peut exister de nombreuses configurations possibles en fonction du décalage angulaire entre deux phases adjacentes (qui correspond d’ailleurs au

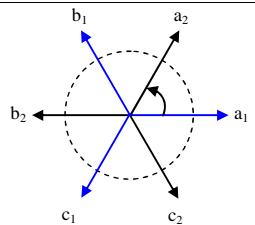
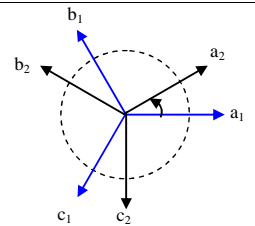
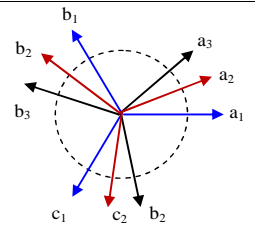
décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de $f/6$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $f/3$.

Pour distinguer les configurations possibles, nous pouvons introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_r dont la définition est la suivante [KES13], [SCU06], [ABB84], [TOL91]:

$$q_r = \frac{f}{r} \quad (1.1)$$

Le tableau 1.1 présente quelques exemples de machines polyphasées de type 1.

Tableau 1.1: Machines polyphasées de types 1 [HAD01], [IFF16].

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_r)	Décalage angulaire (r)	Représentation schématique, position des bobines
6	3	$f/3$	
6	6	$f/6$	
9	9	$f/9$	

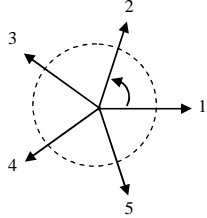
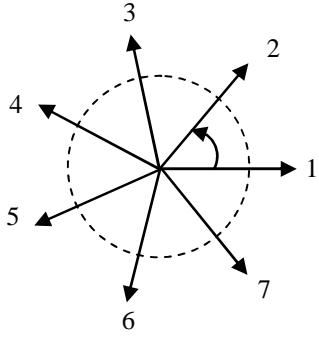
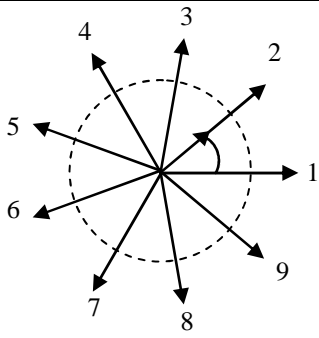
1.2.2 Machines polyphasées de types 2

Les machines polyphasées de type 2 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si r désigne le décalage angulaire entre deux phases adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2f/r$, et donne par :

$$q_r = \frac{2f}{r} \quad (1.2)$$

Le tableau 1.2 présente quelques exemples de machines polyphasées de type 2.

Tableau 1.2: Machines polyphasées de types 2 [HAD01], [IFF16].

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_r)	Décalage angulaire (r)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$2f/5$	
7	7	$2f/7$	
9	9	$2f/9$	

1.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent pentaphasée

La modélisation de la machine électrique fait, en général, appel à des équations très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de ces machines rendent leurs modèles difficiles à mettre en oeuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

On se propose maintenant de modéliser une machine synchrone pentaphasée à aimant permanent à montage en surface [PAR05a], [PAR05b], [HUN14], [DIE16].

Les hypothèses simplificatrices émises dans ce travail sont les suivantes :

- Les cinq phases sont identiques et décalées d'un angle $r = \frac{2f}{5}$.

- Les effets, de saturation et variation de réluctance du circuit magnétique sont négligés.
- Les FFM induites dans les enroulements statoriques uniquement due aux aimant rotorique ont une forme qui n'est due qu'aux aimants et à la structure des bobinages.
- La réaction magnétique d'induit (due aux courants statoriques) ne modifie pas la de ces FFM.

La figure (1.1) montre une représentation d'une machine MSAP pentaphasée .

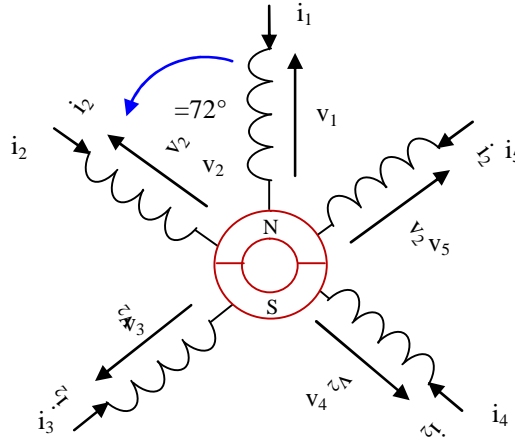


Figure 1.1: Représentation symbolique d'un MSAP pentaphasée.

Les équations de la machine pentaphasée exprimées suivant le repère (a,b,c,d,e) s'écrivent [PAR05a], [PAR05b], [SED14]:

- ♦ Expression des tensions des cinq phases statoriques :

$$[V_S] = R_s [I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi_S] \quad (1.3)$$

- ♦ Les flux sont donnés par :

$$[\Phi_S] = [L_{ss}] [I_S] + [\Phi_f] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[V_S] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es}]^T : \text{Vecteur de tension statorique de la machine ;}$$

$$[I_S] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ I_{ds} \ I_{es}]^T : \text{Vecteur de courant statorique ;}$$

$$[\Phi_S] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs} \ \Phi_{ds} \ \Phi_{es}]^T : \text{Vecteur des flux totaux à travers les bobines statoriques ;}$$

Où R_s Matrice résistance du stator

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

La matrice d'inductance $[L_{ss}]$ est une matrice symétrique de dimension (5,5), elle est sous la forme :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + L_{ms1} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2f/5) & \cos(4f/5) & \cos(4f/5) & \cos(2f/5) \\ \cos(2f/5) & 1 & \cos(2f/5) & \cos(4f/5) & \cos(4f/5) \\ \cos(4f/5) & \cos(2f/5) & 1 & \cos(2f/5) & \cos(4f/5) \\ \cos(4f/5) & \cos(4f/5) & \cos(2f/5) & 1 & \cos(2f/5) \\ \cos(2f/5) & \cos(4f/5) & \cos(4f/5) & \cos(2f/5) & 1 \end{bmatrix} \\ + L_{ms3} \begin{bmatrix} 1 & \cos 3(2f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(2f/5) \\ \cos 3(2f/5) & 1 & \cos 3(2f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(4f/5) \\ \cos 3(4f/5) & \cos 3(2f/5) & 1 & \cos 3(2f/5) & \cos 3(4f/5) \\ \cos 3(4f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(2f/5) & 1 & \cos 3(2f/5) \\ \cos 3(2f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(4f/5) & \cos 3(2f/5) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statoriques [PAR05a]:

$$[W_f] = W_{m1} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - (2f/5)) \\ \sin(\theta_r - (4f/5)) \\ \sin(\theta_r + (4f/5)) \\ \sin(\theta_r + (2f/5)) \end{bmatrix} + W_{m3} \begin{bmatrix} \sin(3\theta_r) \\ \sin 3(\theta_r - (2f/5)) \\ \sin 3(\theta_r - (4f/5)) \\ \sin 3(\theta_r + (4f/5)) \\ \sin 3(\theta_r + (2f/5)) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

W_{m1} et W_{m3} sont l'amplitude des composantes fondamentales et des troisièmes harmoniques de flux à aimants permanents et θ_r est la position du rotor.

1.3.1 Transformation de Park

La modélisation de la machine dans la base naturelle (base des grandeurs relatives aux phases a à e) ne permet pas une élaboration aisée du système de contrôle, du fait du couplage magnétique entre les enroulements. C'est la raison pour laquelle elle est modélisée dans une base où il y a un découplage magnétique entre les phases (Transformations de Concordia suivi de Park). Ceci revient à diagonaliser la matrice inductance et à identifier les valeurs propres et les vecteurs

propres associés. Le fait que la matrice inductance soit symétrique et circulante, nous emmène à exhiber deux valeurs propres d'ordre deux à deux et une valeur propre d'ordre 1. Ce qui nous emmène à identifier trois espaces propres dont deux de dimension deux et une de dimension 1 [PIN04]. En effet, la transformation de Park généralisée se fait en deux étapes :

1.3.1.1 Le modèle dans un repère stationnaire Concordia

La matrice de découplage pour des machines polyphasées à nombre de phase q impaire est donnée par [DEH05], [TOL02] :

$$[C_q] = \frac{2}{q} \begin{bmatrix} 1 & \cos r & \cos 2r & \cos 3r & \dots & \cos(q-1)r \\ 0 & \sin r & \sin 2r & \sin 3r & \dots & \sin(q-1)r \\ 1 & \cos 2r & \cos 4r & \cos 6r & \dots & \cos 2(q-1)r \\ 0 & \sin 2r & \sin 4r & \sin 6r & \dots & \sin 2(q-1)r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \cos 2\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \cos 3\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \dots & \cos(q-1)\left(\frac{q-2}{2}r\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \sin 2\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \sin 3\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \dots & \sin(q-1)\left(\frac{q-2}{2}r\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Si q (nombre de phase) est paire [DEH05], [TOL02]:

$$[C_q] = \frac{2}{q} \begin{bmatrix} 1 & \cos r & \cos 2r & \cos 3r & \dots & \cos(q-1)r \\ 0 & \sin r & \sin 2r & \sin 3r & \dots & \sin(q-1)r \\ 1 & \cos 2r & \cos 4r & \cos 6r & \dots & \cos 2(q-1)r \\ 0 & \sin 2r & \sin 4r & \sin 6r & \dots & \sin 2(q-1)r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \cos 2\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \cos 3\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \dots & \cos(q-1)\left(\frac{q-2}{2}r\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \sin 2\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \sin 3\left(\frac{q-2}{2}r\right) & \dots & \sin(q-1)\left(\frac{q-2}{2}r\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Dans notre cas on prend $q=5$, alors relation (1.7) devient:

$$[C] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2f}{5}) & \cos(\frac{4f}{5}) & \cos(\frac{6f}{5}) & \cos(\frac{8f}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2f}{5}) & \sin(\frac{4f}{5}) & \sin(\frac{6f}{5}) & \sin(\frac{8f}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4f}{5}) & \cos(\frac{8f}{5}) & \cos(\frac{2f}{5}) & \cos(\frac{6f}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4f}{5}) & \sin(\frac{8f}{5}) & \sin(\frac{2f}{5}) & \sin(\frac{6f}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Le passage de la base naturelle à la base fictive se fait par l'intermédiaire de la matrice de Concordia, qui assure le découplage des phases.

$$\begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{B1} \\ x_{r3} \\ x_{B3} \\ x_o \end{bmatrix} = [C]^* \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \end{bmatrix} = [C]^{-1} * \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{B1} \\ x_{r3} \\ x_{B3} \\ x_o \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

1.3.1.2 Le modèle dans un repère rotatif

La matrice de Park permet le passage dans des repères tournants de façon à faciliter la commande. Dans cette étape, on va réaliser un autre changement de base, qui conduit à une relation matricielle indépendante de θ [PAR05a], [PAR05b], [SOU17].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_x \\ x_y \\ x_o \end{bmatrix} = [R(\theta)]^* \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{B1} \\ x_{r3} \\ x_{B3} \\ x_o \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{B1} \\ x_{r3} \\ x_{B3} \\ x_o \end{bmatrix} = [R(\theta)]^{-1} * \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_x \\ x_y \\ x_o \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Avec:

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(3\theta) & \sin(3\theta) & 0 \\ 0 & 0 & -\sin(3\theta) & \cos(3\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

x : Grandeur électrique (courant, tension, FEM , ...).

En incluant l'effet de la troisième harmonique, une transformation de $(d_1, q_1, d_3$ et $q_3)$ peut être appliquée, le repère (d_1-q_1) tournant à la vitesse synchrone et le repère (d_3-q_3) tournant à trois fois la vitesse synchrone, comme indiqué sur la figure (1.2).

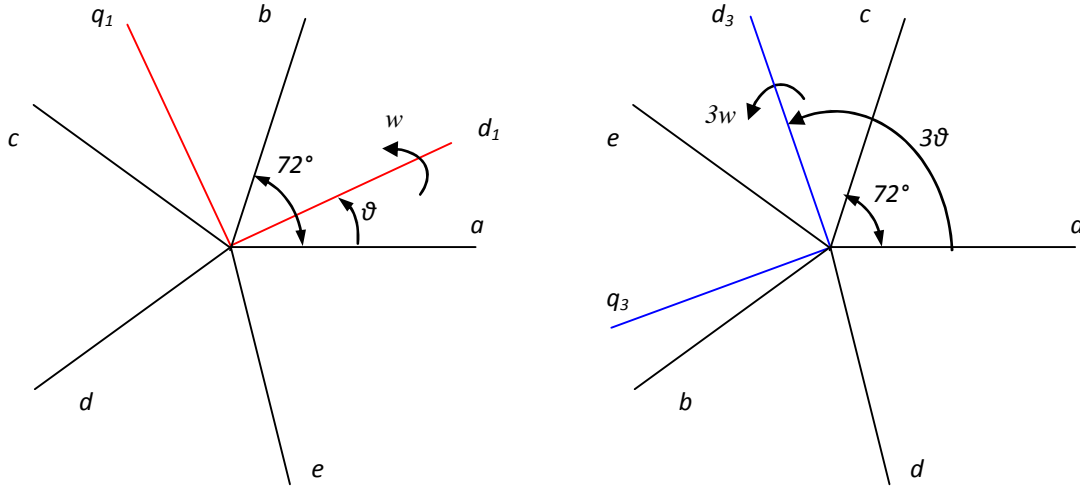


Figure 1.2: Espace d_1, q_1 et d_3, q_3 .

La matrice de transformation de ce système est donnée par [PAR05a], [PAR05b], [SOU17]:

$$[P] = [R(\cdot)] [C] \tag{1.13}$$

$$P = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\cdot) & \cos(\cdot - \frac{2f}{5}) & \cos(\cdot - \frac{4f}{5}) & \cos(\cdot - \frac{6f}{5}) & \cos(\cdot - \frac{8f}{5}) \\ \sin(\cdot) & \sin(\cdot - \frac{2f}{5}) & \sin(\cdot - \frac{4f}{5}) & \sin(\cdot - \frac{6f}{5}) & \sin(\cdot - \frac{8f}{5}) \\ \cos 3\cdot & \cos 3(\cdot - \frac{2f}{5}) & \cos 3(\cdot - \frac{4f}{5}) & \cos 3(\cdot - \frac{6f}{5}) & \cos 3(\cdot - \frac{8f}{5}) \\ \sin 3\cdot & \sin 3(\cdot - \frac{2f}{5}) & \sin 3(\cdot - \frac{4f}{5}) & \sin 3(\cdot - \frac{6f}{5}) & \sin 3(\cdot - \frac{8f}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.14}$$

1.3.2 Le modèle MSAP pentaphasée et représentation d'état

Expressions des tensions [PAR05a], [PAR05b]:

$$\begin{aligned}
v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + L_{d1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - w_r L_{q1} i_{qs1} \\
v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + L_{q1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + w_r L_{d1} i_{ds1} + w_r W_{f1} \\
v_{ds3} &= R_s i_{ds3} + L_{d3} \frac{d}{dt} i_{ds3} - 3w_r L_{q3} i_{qs3} \\
v_{qs3} &= R_s i_{qs3} + L_{q3} \frac{d}{dt} i_{qs3} + 3w_r L_{d3} i_{ds3} + 3w_r W_{f3}
\end{aligned} \tag{1.15}$$

La représentation sous la forme d'équation d'état:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds3} \\ i_{qs3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{d1}} & \frac{w_r L_{q1}}{L_{d1}} & 0 & 0 \\ -\frac{w_r L_{d1}}{L_{q1}} & -\frac{R_s}{L_{q1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{d3}} & \frac{3w_r L_{q3}}{L_{d3}} \\ 0 & 0 & -\frac{3w_r L_{d3}}{L_{q3}} & -\frac{R_s}{L_{q3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds3} \\ i_{qs3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{ds1}}{L_{d1}} \\ \frac{v_{qs1} - w_r W_{f1}}{L_{q1}} \\ \frac{v_{ds3}}{L_{d3}} \\ \frac{v_{qs3} - 3w_r W_{f3}}{L_{q3}} \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

Le couple total de la machine est donné par :

$$C_e = \frac{5}{2} P \left[\left((L_{d1} - L_{q1}) i_{ds1} i_{qs1} + W_{f1} i_{qs1} \right) + 3 \left((L_{d3} - L_{q3}) i_{ds3} i_{qs3} + W_{f3} i_{qs3} \right) \right] \tag{1.17}$$

Équation mécanique :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} + f_m \Omega = C_e - C_r \tag{1.18}$$

J_m : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

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

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

1.4 L'association MSAP-Onduleur de tension

Le convertisseur le plus adapté pour ce genre de réglage est l'onduleur. Il permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables, en agissant sur la commande de ses interrupteurs. La figure (1.3) illustre le schéma structurel d'un onduleur à cinq bras alimentant le stator de la MSAP pentaphasée.

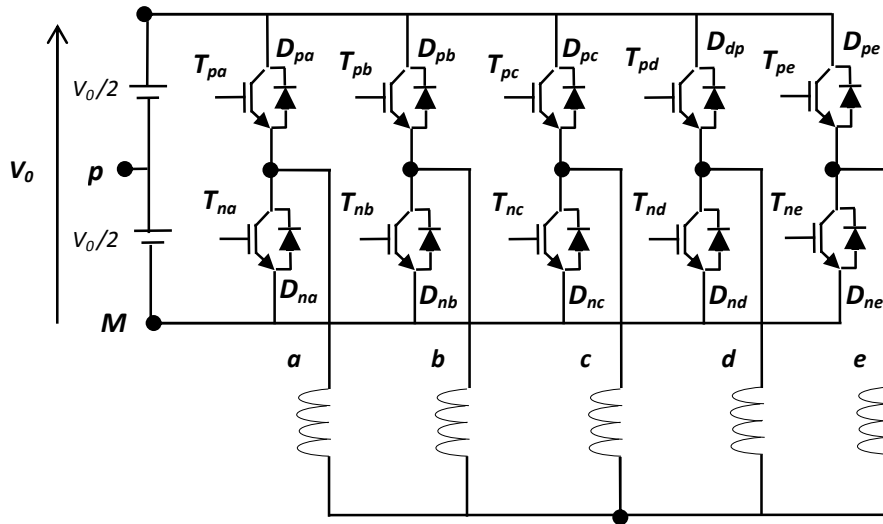


Figure 1.3 : Représentation de l'onduleur pentaphasée pour la MSAP pentaphasée.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, chaque paire transistor-diode sera représentée par un seul interrupteur bidirectionnel K_{ij} . Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs doivent être contrôlé de manière complémentaire. Ainsi l'état des interrupteurs est représenté par cinq grandeurs booléennes de commande S_k (sachant que : $k=a, b, c, d, e$), telle que :

- ♦ $S_k = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert. ($V_{kM} = V_0/2$).
- ♦ $S_k = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé. ($V_{kM} = -V_0/2$).

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Ainsi on aura les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{ap} = S_a V_0 - (V_0 / 2) \\ V_{bp} = S_b V_0 - (V_0 / 2) \\ V_{cp} = S_c V_0 - (V_0 / 2) \\ V_{dp} = S_d V_0 - (V_0 / 2) \\ V_{ep} = S_e V_0 - (V_0 / 2) \end{cases} \quad (1.19)$$

Les tensions simples de la machine, sont données par :

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ap} - V_{Np} \\ V_{bN} = V_{bp} - V_{Np} \\ V_{cN} = V_{cp} - V_{Np} \\ V_{dN} = V_{dp} - V_{Np} \\ V_{eN} = V_{ep} - V_{Np} \end{cases} \quad (1.20)$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad (1.21)$$

$$\begin{cases} V_{aM} = V_{aN} - V_{NM} \\ V_{bM} = V_{bN} - V_{NM} \\ V_{cM} = V_{cN} - V_{NM} \\ V_{dM} = V_{dN} - V_{NM} \\ V_{eM} = V_{eN} - V_{NM} \end{cases} \quad \text{Alors} \quad V_{NM} = \frac{V_{aM} + V_{bM} + V_{cM} + V_{dM} + V_{eM}}{5} \quad (1.22)$$

Donc on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{4}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \\ V_{dM} \\ V_{eM} \end{bmatrix} = \frac{4V_0}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Chaque fonction de commutation de phase appelée S_a, S_b, S_c, S_d, S_e peut prendre les deux valeurs 1 ou 0 basée sur l'état de l'interrupteur haut ou bas. Si l'interrupteur haut est conducteur alors la fonction de commutation prend une valeur 1, sinon 0.

En utilisant ces variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{V_0}{5} (4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{bN} = \frac{V_0}{5} (S_a + 4S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{cN} = \frac{V_0}{5} (S_a - S_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ V_{dN} = \frac{V_0}{5} (S_a - S_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ V_{eN} = \frac{V_0}{5} (S_a - S_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{cases} \quad (1.24)$$

1.4.1 Stratégie de la technique MLI Triangulo-sinusoidale

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoidale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_P et d'amplitude V_P ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoidale de fréquence f_r et d'amplitude V_r .

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure (1.4) [BES17].

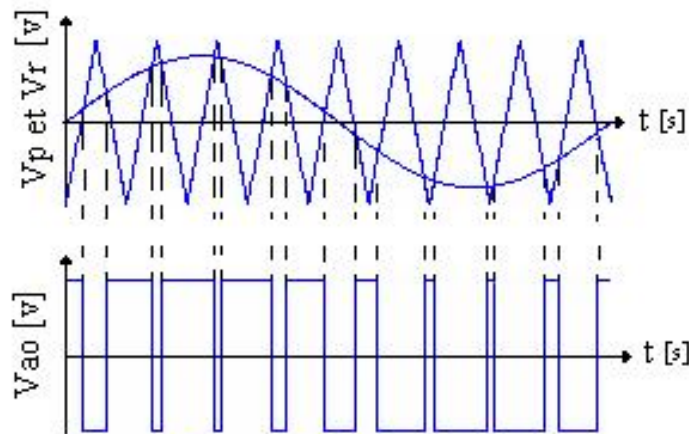


Figure 1.4. Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

1.4.2 Simulation et interprétation des résultats

L'évaluation du comportement de la MSAPP nous a mené à simuler le fonctionnement global de l'ensemble machine - onduleur.

La figure (1.5) donne les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants i_{d1} , i_{q1} , i_{d3} et i_{q3} pour un démarrage à vide puis nous introduisons une perturbation du charge $C_r = 5\text{N.m}$ à $t=[0.8-1.2\text{s}]$.

La vitesse de rotation de la machine se stabilise à la valeur nominale après un temps de 0.1s environ. L'introduction de la perturbation caractérisée par un couple de charge appliqué à un instant donné en régime permanent provoque une diminution de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique réagit instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée.

D'après les figures du courants, nous observons que les courants i_{d1} et i_{q1} jouent un rôle plus important dans la production du couple électromagnétique total, alors que les courants i_{d3} et i_{q3} n'ont pas d'effet significatif.

Ainsi, dans la section suivante, nous utiliserons le moteur pentaphasé à aimants localisés à l'intérieur du rotor (Annexe A).

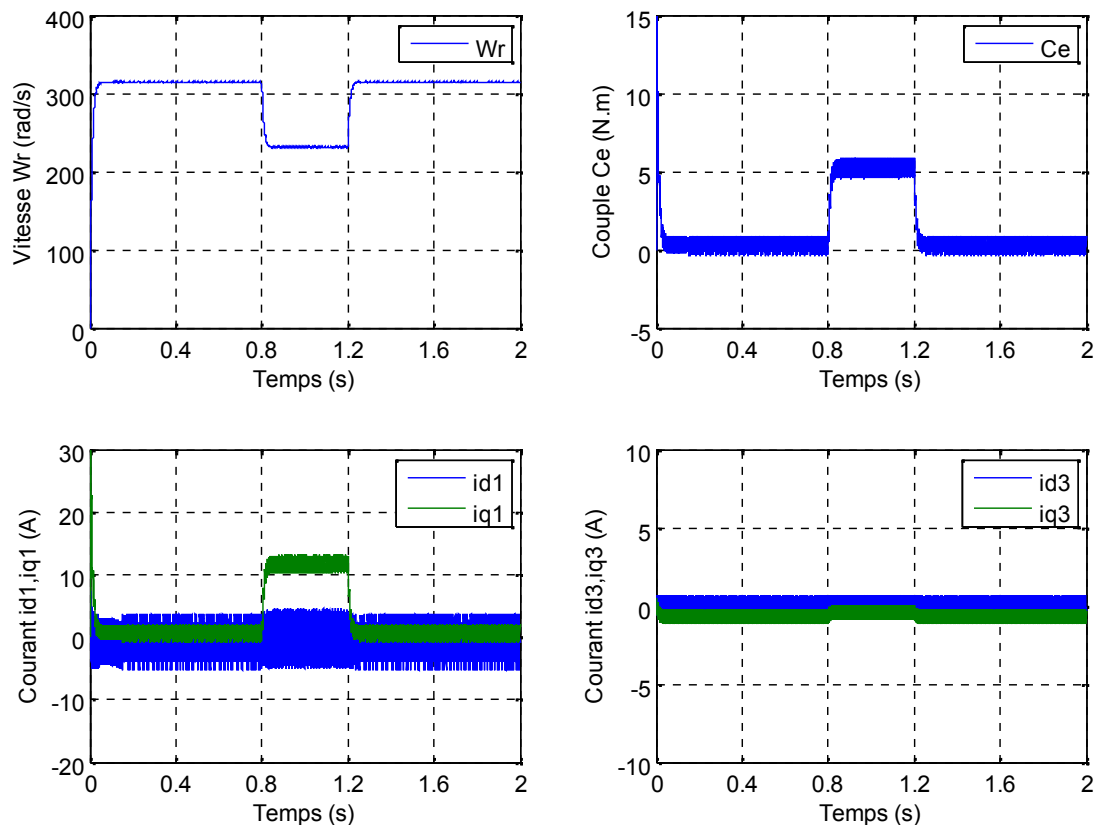


Figure 1.5 : Résultat de simulation de l'association de la MSAP pentaphasée avec le convertisseur statique.

1.5 Système polyphasés multi-machines

Ces systèmes permettent des répartitions d'énergie le long des chaînes de conversion par l'accouplement des structures de puissance.

Une transposition des enroulements statoriques déduite par la matrice de Clarke généralisée est une solution à cette requête (matrice de découplage pour des machines polyphasées à nombre de phase n paire et impaire est donnée par l'équation (1.7) et (1.8) [IFF16]. La procédure de connexion des enroulements statoriques est déduite au tableau (1.3) [SCU06], [BES17]. Selon ce tableau la première phase de chaque machine est directement connectée en série (première colonne de la matrice) avec un angle de déplacement nul et un pas égale à zéro. La deuxième phase de la première machine est connectée avec la troisième phase de la deuxième machine, qui doit être connectée à la quatrième phase de la troisième machine et ainsi de suite.

D'une façon générale, le tableau suivant donne la manière de connexion de plusieurs machines polyphasées. Dans ce tableau les lettres en majuscule (A, B, C,...) désignent les phases de la source d'alimentation, les lettres en minuscule (a, b, c,...) désignent les phases de la première machine polyphasée connectée à la source et les lettres (M1, M2, M3,...) désignent les machines connectées en série [SCU06]:

Tableau 1.3 : Procédure de connexion en série de plusieurs machines polyphasées.

	A	B	C	D	E	F	G	H	i
M1	a	b	c	d	e	f	g	h
M2	a	b+1	c+2	d+3	e+4	f+5	g+6	h+7
M3	a	b+2	c+4	d+6	e+8	f+10	g+12	h+14
M4	a	b+3	c+6	d+9	e+12	f+15	g+18	h+21
M5	a	b+4	c+8	d+12	e+16	f+20	g+24	h+28
M6	a	b+5	c+10	d+15	e+20	f+25	g+30	h+35	
....

1.5.1 Nombre de machine connectée en série

1.5.1.1 Machines à nombre de phase impair

Les machines polyphasées à nombre de phases « q » impair et qui sont connectées à une source d'alimentation doivent répondre à certaines conditions. En effet, le nombre de machines à connecter en série ainsi que leur nombre de phases dépendent du nombre q selon les trois cas suivant [AND09], [LEV03a] :

Premier cas : « q » est un nombre premier :

Le nombre de machines à connecter en série selon la transposition de phases est donné par :

$$k = \frac{q-1}{2} \quad (1.25)$$

Le nombre de phases de k machines est identique à q . Les machines considérées pour ce cas sont :

$$q = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 37, 41, 43, 47, \dots$$

Deuxième cas: « q » n'est pas un nombre premier:

Le cas où le nombre de phases q n'est pas un nombre premier, mais satisfait la condition:

$$q = 3^m, \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (1.26)$$

Le nombre de machines à connecter en série est déterminé par la relation (1.25).

Cependant, les k machines n'ont pas le même nombre de phases dans ce cas.

Pour $m > 1$, le nombre \langle de phases des machines connectées en série est donné par :

$$\langle = q, \frac{q}{3}, \frac{q}{3^2}, \dots, \frac{q}{3^{(m-1)}} \quad (1.27)$$

Ce cas peut être généralisé pour tout nombre de phases q égale à :

$$q = l^m, \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (1.28)$$

l : est un nombre premier

Les machines de cette catégorie sont : $q = 9, 25, 27, 49, 81, 121, 125, \dots$

Troisième cas: « q » n'est pas un nombre premier et n'est pas divisible par l^m :

Le nombre de phase q est donc divisible par deux ou plus de nombres premiers (par exemple, pour $q=15$, les deux machines premiers sont 3, 5). Notons les nombres premiers obtenus par cette propriétés q_1, q_2, q_3, \dots , le nombre de machines à connecter en série est donc [AND09], [BES18]:

$$k < \frac{q-1}{2} \quad (1.29)$$

1.5.1.2 Machines à nombre de phase pair

Trois cas qui peuvent surgir, selon la nature du nombre de phase q [AND09], [BES18] :

Premier cas : « q/2 » est un nombre premier :

Les machines qui peuvent connecter en série sont :

$$k = \frac{q-1}{2} \quad (1.30)$$

On peut aussi définir le nombre de phase de chaque machine connectée en série :

$$k = \frac{q}{2} \quad \text{Machines de } q \text{ phase ;}$$

$$k = \frac{q}{2} \quad \text{Machines de } \frac{q}{2} \text{ phase ;}$$

Les machines de cette catégorie sont : $q = 6, 10, 14, \dots$

Deuxième cas: « q/2 » n'est pas un nombre premier : Dans ce cas, il satisfait la condition suivante :

$$q = 2^m \quad , m=3, 4, 5, \dots \quad (1.31)$$

Alors, le nombre de machines connectées en série est défini par l'équation (1.30).

Le nombre de phase des machines connectées en série est :

$$k = q, \frac{q}{2}, \frac{q}{2^2}, \dots, \frac{q}{2^{(m-2)}} \quad (1.32)$$

Les machines considérées sont : $q = 8, 16, 32, \dots$

Troisième cas: « q » est un nombre pair quelconque: le nombre de machines qui peuvent être connectées en série est :

$$k < \frac{q-2}{2} \quad , m=3, 4, 5, \dots \quad (1.33)$$

Alors, le nombre de machines connectées en série est défini par l'équation (1.30).

Le nombre de phase des machines connectées en série est :

$$k = q, \frac{q}{2}, \frac{q}{3}, \frac{q}{4}, \dots \quad (1.34)$$

Remarque : Le nombre de phase de chaque machines doit être un nombre entier.

Ce groupe contient les machines suivantes : $q = 12, 18, 20, \dots$

1.5.2 Présentation de système d'entraînement

Le système multi-machines est composé de deux machines synchrones à aimant permanent pentaphasées (MSAPP). Les deux machines sont alimentées par un seul onduleur de tension pentaphasée [MEH17a], [MEH18a], [MEH18c]. Le choix a été fait sur un moteur à aimant permanent intérieur à cinq phases, cette machine étant ont des caractéristiques supérieures à celles des moteurs à aimants permanents à montage en surface. Cela est dû à certaines de leurs caractéristiques inhérentes telles que la densité de couple plus élevée et la zone étendue d'affaiblissement du flux. De plus, le modèle mathématique de cette machine peut être appliqué dans un système polyphasés multi-machines synchrones.

Ce système est montré dans la figure (1.6), avec une illustration de la connexion des enroulements statoriques pentapahsés des deux machines en série, traduite par la transposition des phases des deux stators.

La transposition des phases en série est une condition nécessaire. Cette transposition des phases a pour but de produire une force magnétomotrice (fem) dans la première machine et de produire une fem dont la répartition est inverse à la première dans la deuxième machine et vice versa.

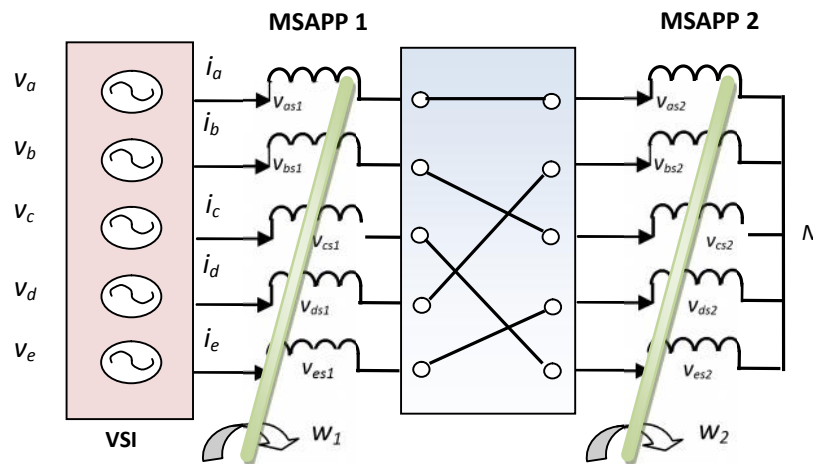


Figure 1.6 : Représentation de deux MSAPP pentaphasées en série.

Selon le schéma de raccordement de la figure (1.6), les tensions statoriques des deux machines peuvent s'écrire comme suit [MEH17a], [MEH18c], [KHA08], [KES14]:

$$[V^s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

La relation entre les courants de source et les courants statoriques de chaque machine est donnée comme suit :

$$[I^s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \\ i_{ds1} \\ i_{es1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{cs2} \\ i_{es2} \\ i_{bs2} \\ i_{ds2} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

1.5.3 Modélisation du système multi-machine connecté en série

On suppose que les deux machines de la figure (1.6) ont les mêmes paramètres [MEH17a]. Le circuit électrique du modèle de la figure (1.3) peut être représenté sous une forme matricielle par :

$$[v_{abcde}] = R_s [i_{abcde}] + \frac{d}{dt} [\{_{abcde} \}] \quad (1.37)$$

Pour les deux machines ses équations sont:

$$v_{abcde\ si} = R_s i_{abcde\ si} + \frac{d}{dt} \{_{abcde\ si} \} \quad (1.38)$$

sous forme matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} v_{asi} \\ v_{bsi} \\ v_{csi} \\ v_{dsi} \\ v_{esi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{si} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{si} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{si} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{si} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{si} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{asi} \\ i_{bsi} \\ i_{csi} \\ i_{dsi} \\ i_{esi} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \{_{asi} \\ \{_{bsi} \\ \{_{csi} \\ \{_{dsi} \\ \{_{esi} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

L'équation du flux est:

$$[\{_{abcdesi}] = [L_{si}] [i_{abcdesi}] + [W_{fi}] \quad (1.40)$$

Sous matrices de l'inductance matricielle identifiée avec les deux machines [LEV07a] :

$$[L_{si}] = \begin{bmatrix} l_{si} + m_{si} & m_{si} \cos(2f/5) & m_{si} \cos(4f/5) & m_{si} \cos(6f/5) & m_{si} \cos(8f/5) \\ m_{si} \cos(2f/5) & l_{si} + m_{si} & m_{si} \cos(2f/5) & m_{si} \cos(4f/5) & m_{si} \cos(6f/5) \\ m_{si} \cos(4f/5) & m_{si} \cos(2f/5) & l_{si} + m_{si} & m_{si} \cos(2f/5) & m_{si} \cos(4f/5) \\ m_{si} \cos(6f/5) & m_{si} \cos(4f/5) & m_{si} \cos(2f/5) & l_{si} + m_{si} & m_{si} \cos(2f/5) \\ m_{si} \cos(8f/5) & m_{si} \cos(6f/5) & m_{si} \cos(4f/5) & m_{si} \cos(2f/5) & l_{si} + m_{si} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$[w_{fi}] = \begin{bmatrix} \{_{fi} \sin(\theta) \\ \{_{fi} \sin(\theta - (2f/5)) \\ \{_{fi} \sin(\theta - (4f/5)) \\ \{_{fi} \sin(\theta - (6f/5)) \\ \{_{fi} \sin(\theta - (8f/5)) \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

On désigne par:

l_{si} Le coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique.

m_{si} Le coefficient d'inductance mutuelle entre les phases rotorique.

R_{si} La résistance d'une phase statorique.

$\{_{fi}$ Représente le flux total à travers l'enroulement.

Dans lequel :

$$i = \begin{cases} 1 & \text{pour machine 1} \\ 2 & \text{pour machine 2} \end{cases}$$

Les termes des matrices inductance mutuelle dépendent de la position du rotor des deux machines, ce qui complique l'étude du système. Pour rendre le modèle plus facile à étudier, on applique la transformation de Park .

1.5.3.1 Transformation de découplage de Clark

La relation entre les variables originales des phases et les nouvelles variables (r_{Sxy0}) est donnée par [LEV07a], [MEH18c]:

$$f(r_{Sxy}) = [C]f[abcde]$$

D'où, le nouveau vecteur des tensions de l'onduleur s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_r^{inv} \\ v_s^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_0^{inv} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

En utilisant la relation (1.9), la formule précédente devient :

$$\begin{bmatrix} v_r^{inv} \\ v_s^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_0^{inv} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{rs1} + v_{xs2} \\ v_{ss1} - v_{ys2} \\ v_{xs1} + v_{rs2} \\ v_{ys1} + v_{ss2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

La relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants $x-y$ des deux machines est obtenue en utilisant (1.9) et (1.36) :

$$\begin{bmatrix} i_r^{inv} \\ i_s^{inv} \\ i_x^{inv} \\ i_y^{inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ i_{x1} \\ i_{y1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{x2} \\ -i_{y2} \\ i_{r2} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Il résulte de (1.45) que les courants $x-y$ de l'onduleur représentent simultanément les courants $x-y$ (production couple) de la machine 1, alors qu'elles apparaissent comme les courants $x-y$ de la machine 2.

D'autre part, les courants $x-y$ de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants $x-y$ (production couple) de la machine 2, alors que le couple électromagnétique d'une machine sont produits uniquement par les courants $x-y$. il s'ensuit que le couple de la machine 1 peut être contrôlé au moyen des courants $x-y$ de l'onduleur ; même chose, le couple de la machine 2 peut être contrôlé au moyen des courants $x-y$ de l'onduleur.

Comme le sous-espace $x-y$ est orthogonal au sous-espace $r-s$, il s'ensuit que la méthode spécifique de la connexion série utilisée dans la figure (1.6) permettra la commande indépendante des deux machines. La composante d'ordre zéro pour l'onduleur peut être négligée. Les quatre équations de l'onduleur sont comme suit [MEH17a], [MEH18c] :

$$\begin{aligned} v_r^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_r^{inv} + (L_{sl1} + \frac{5}{2}m_{s1})\frac{d}{dt}i_r^{inv} + L_{sl2}\frac{d}{dt}i_r^{inv} - w_1W_{f1}\sin(\theta_1) \\ v_s^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_s^{inv} + (L_{sl1} + \frac{5}{2}m_{s1})\frac{d}{dt}i_s^{inv} + L_{sl2}\frac{d}{dt}i_s^{inv} + w_1W_{f1}\cos(\theta_1) \\ v_x^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_{sl2} + \frac{5}{2}m_{s2})\frac{d}{dt}i_x^{inv} + L_{sl1}\frac{d}{dt}i_x^{inv} - w_2W_{f2}\sin(\theta_2) \\ v_y^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_{sl2} + \frac{5}{2}m_{s2})\frac{d}{dt}i_y^{inv} + L_{sl1}\frac{d}{dt}i_y^{inv} + w_2W_{f2}\cos(\theta_2) \end{aligned} \quad (1.46)$$

1.5.3.2 Le modèle dans un repère rotatif

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques sont projetées dans un repère tournant (d, q) décalé de θ par rapport au repère fixe (r, s) , cette transformation se calcule à partir de la matrice de rotation $T(\theta)$ [MEH17a].

L'angle θ dans (B.5) est la position instantanée du rotor, qui est différente pour les deux machines et défini par θ_1 et θ_2 respectivement. Ceci signifie que différentes transformations de rotation sont appliquées aux deux machines. Ceci est possible en raison du découplage des équations des deux machines, réalisée par l'application de la transformation (B.5) [MEH17a].

la composante d'ordre zéro pour l'onduleur peut être négligée. Les quatre équations de l'onduleur sont comme suit [MEH18a], [MEH18c]:

$$\begin{aligned}
 v_d^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_d^{inv} + (L_d + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_d^{inv} - w_1 L_q i_q^{inv} \\
 v_q^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_q^{inv} + (L_q + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_q^{inv} + w_1 L_d i_d^{inv} + w_1 w_{f1} \\
 v_x^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_x + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_x^{inv} - w_2 L_y i_y^{inv} \\
 v_y^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_y + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_y^{inv} + w_2 L_x i_x^{inv} + w_2 w_{f2}
 \end{aligned} \tag{1.47}$$

$$\text{Où : } L_d = L_q = L_{sl1} + 5/2m_{s1}, \quad L_x = L_y = L_{sl2} + 5/2m_{s2}$$

w_{f1} : Flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator 1.

w_{f2} : Flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator 2.

Où, en termes de différentes composantes des tensions et les courants d-q statoriques de deux machine (selon (1.48) et (1.49)) [LEV07a] :

$$\begin{bmatrix} v_d^{inv} \\ v_q^{inv} \\ v_x^{inv} \\ v_y^{inv} \\ v_0^{inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds1} + v_{xs2} \\ v_{qs1} - v_{ys2} \\ v_{xs1} + v_{ds2} \\ v_{ys1} + v_{qs2} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1.48}$$

$$\begin{bmatrix} i_d^{inv} \\ i_q^{inv} \\ i_x^{inv} \\ i_y^{inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{x1} \\ i_{y1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{x2} \\ -i_{y2} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \tag{1.49}$$

L'expression du couple électromagnétique de chaque machine est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{e1} = \frac{5}{2} p_1 ((L_d - L_q) i_d^{inv} i_q^{inv} + W_{f1} i_q^{inv}) \\ C_{e2} = \frac{5}{2} p_2 ((L_x - L_y) i_x^{inv} i_y^{inv} + W_{f2} i_y^{inv}) \end{cases} \quad (1.50)$$

Et les équations des vitesses des deux machines sont:

$$\begin{cases} J_{m1} \frac{dw_1}{dt} = p_1 C_{e1} - p_1 C_{r1} - f_{m1} w_1 \\ J_{m2} \frac{dw_2}{dt} = p_2 C_{e2} - p_2 C_{r2} - f_{m2} w_2 \end{cases} \quad (1.51)$$

1.5.4 Alimentation de l'ensemble de deux MSAP pentaphasées en série

L'onduleur de tension pour l'alimentation des deux machines synchrones à aimant permanent intérieur pentaphasées à la même structure que celle pour une seule machine. La structure de l'onduleur est donnée par la figure ci-dessous [IQB05a], [IQB16], [XIO18]:

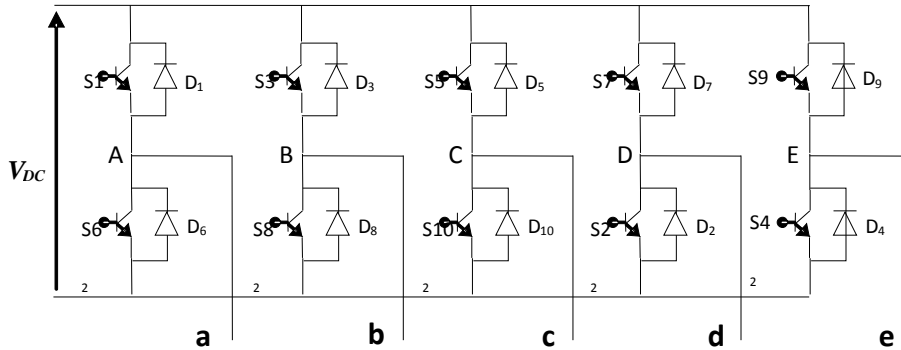


Figure 1.7 : Onduleur de tension pentaphasée.

La forme matricielle de l'onduleur d'alimentation est donnée par :

$$[V_s] = [T][V_0] \quad (1.52)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_D \\ v_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

$$[V_0] = \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \\ V_{d0} \\ V_{e0} \end{bmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

1.5.5 Simulation et interprétation des résultats

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

La figure (1.8) illustre les résultats de la simulation de deux MSAPI pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension lors d'un démarrage à vide et lors de l'application d'un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = [0.8s - 1.2s]$ pour les deux machines. Cet figure montrent la simulation des composantes (d,q,x,y) du courant de l'onduleur, le couple électromagnétique ainsi que les vitesses de deux machines.

Pendant le régime transitoire, les couples électromagnétiques des deux machines présentent des oscillations qui se stabilisent enfin à une valeur qui correspond au pertes à vide. Les vitesses de deux machines ont les mêmes formes que pour la vitesse d'une seule machine. Les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

On remarque que l'introduction de l'onduleur pour l'alimentation du deux moteurs introduit des ondulations assez importantes dans le courant et le couple électromagnétique. Ces ondulations sont causées par la MLI sinus triangle qui crée des déchets d'harmoniques lors de la génération de la tension d'alimentation des moteurs par l'onduleur.

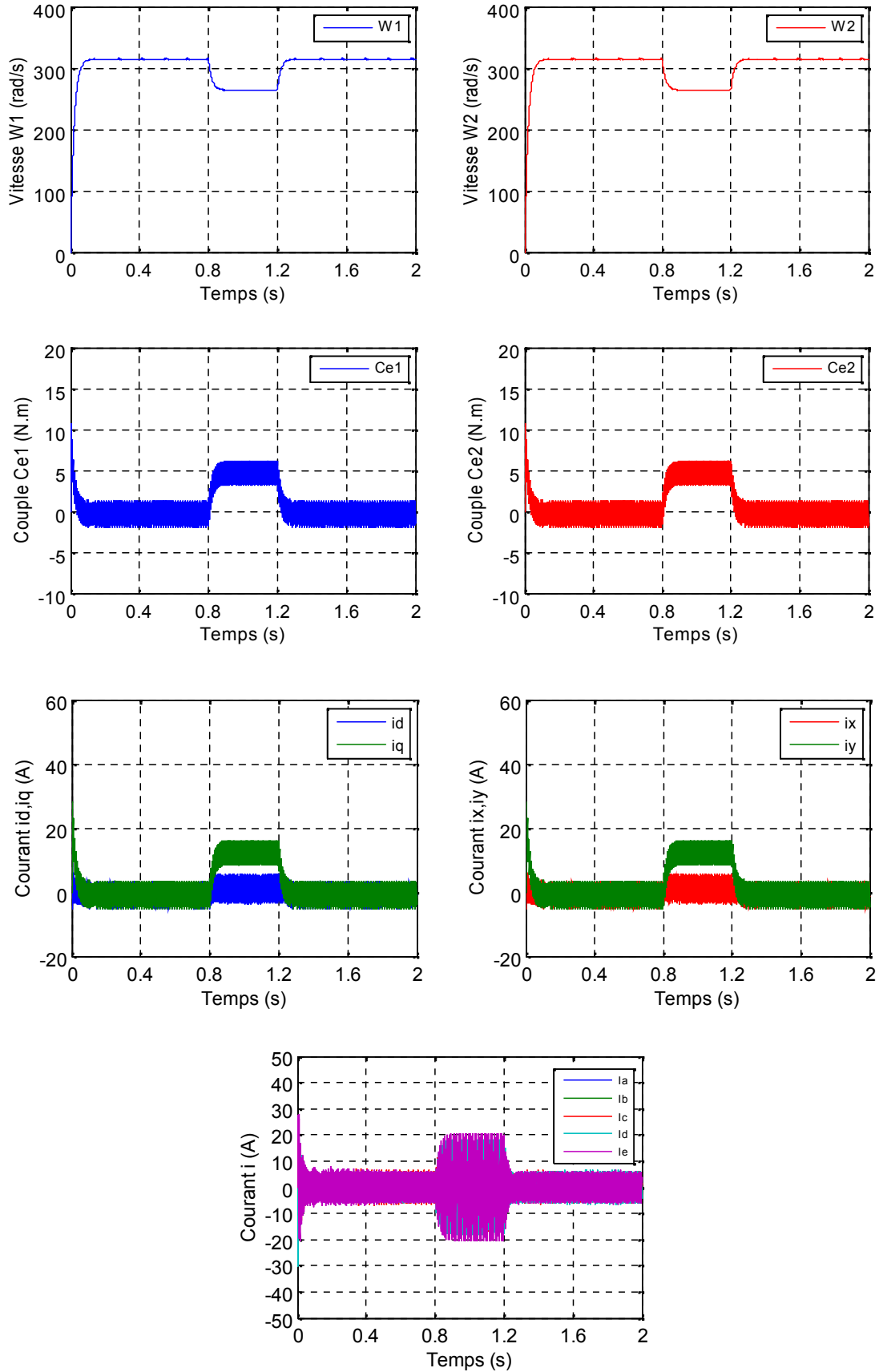


Figure 1.8: Deux MSAP pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension avec application d'une charge de 5 N.m à $t=[0.8, 1.2s]$.

1.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude détaillée des systèmes multi-machines connectées en série. Nous avons choisi parmi les systèmes multi-machines, un système constitué de deux machines synchrones à aimants permanents intérieurs pentaphasée. On a vu en premier lieu, le modèle de la MSAP pentaphasée dans le repère de Park qui a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. En second lieu, on a étudié le système de deux machines synchrones pentaphasées montées en série et alimentées par une seule source de tension pentaphasée ainsi que le modèle de son alimentation. Nous avons présenté aussi les résultats de simulation de deux MSAPI pentaphasées montées en série et alimentées par un onduleur de tension pour différents types de fonctionnement.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande vectorielle à orientation du flux du système multi-machines connectées en série. Ceci permettra de découpler le modèle et obtenir de bonnes performances statiques et dynamiques.

CHAPITRE 2 :

COMMANDE DECOUPLEE DU SYSTEME MULTI-MACHINE CONNECTEES EN SERIE ASSOCIEE A UN ONDULEUR DE TENSION

2.1 Introduction

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse à haute performance dynamique. Ces dernières années, de nombreuses techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances.

Cependant le contrôle vectoriel, qui permet la déconnexion des variables de contrôle, reste le plus fréquemment utilisé en raison des performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications.

Les machines à courant alternatif qui contiennent un nombre de phases supérieur à trois ont des degrés de liberté additionnels. Ces degrés de liberté peuvent être utilisés pour contrôler d'autres machines connectées en séries [LEV04b], [LEV04c], [LEV05a], [XAV03], [BES17].

Après l'étude de la modélisation du système multi-machines connectées en série et suite à sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de deux machines synchrones à aimant permanent intérieur pentaphasées connectées en série alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI.

2.2 Commande vectorielle de la MSAP pentaphasée

2.2.1 Principe de la commande vectorielle

La base de cette commande consiste à assimiler la machine synchrone à aimant permanent à une machine à courant continu (à excitation séparée), ce qui améliore le comportement dynamique.

L'équation (2.1) montre que le couple dépend de quatre variables qui sont choisies comme variables d'états i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds3} et i_{qs3} .

$$C_e = \frac{5}{2} P \left[\left((L_{d1} - L_{q1}) i_{ds1} i_{qs1} + W_{f1} i_{qs1} \right) + 3 \left((L_{d3} - L_{q3}) i_{ds3} i_{qs3} + W_{f3} i_{qs3} \right) \right] \quad (2.1)$$

Parmi les stratégies de contrôle, nous utilisons souvent l'un des composants qui maintiennent la composante i_{ds} nulle. Cette méthode présente l'avantage d'une commande simple, de bonnes performances en couple, d'une large plage de régulation de vitesse, etc. Nous contrôlons le couple uniquement à travers le courant i_{qs} . Par conséquent, les courants de référence peuvent être calculés à l'aide de l'équation suivante [HOS14], [HOS15], [MEH17b], [THA16], [TOM15]:

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = 0 \\ i_{qs1}^* = \frac{2}{5} \frac{1}{P W_{f1}} C_e^* \\ i_{ds3}^* = i_{qs3}^* = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

La figure (2.1) présente le schéma global de la commande vectorielle d'une MSAPP :

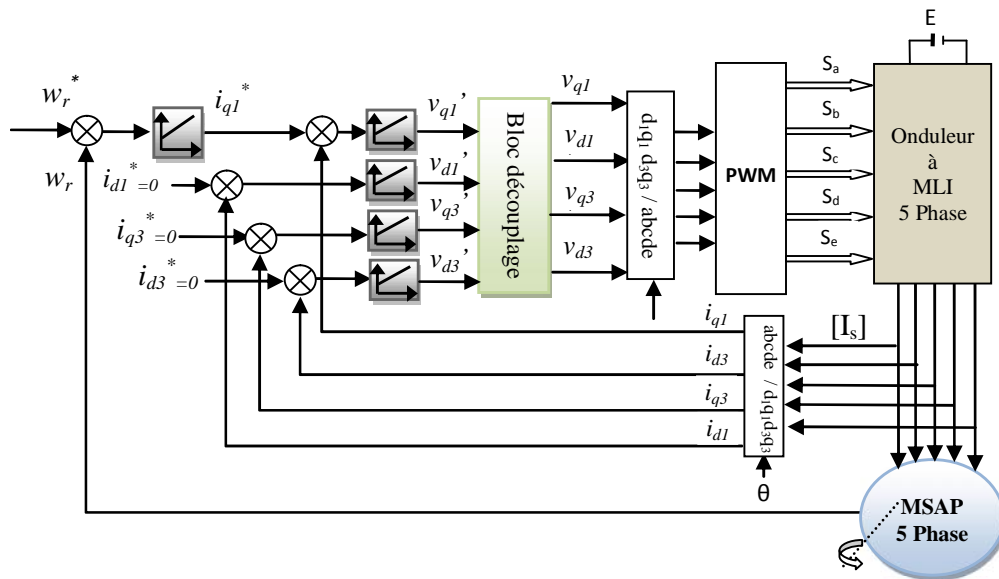


Figure 2.1: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP pentaphasée.

2.2.2 Découplage par compensation

Relevons les expressions des tensions v_{ds} et v_{qs} du système (2.3), nous remarquons que la composante de tension v_{ds} influe à la fois sur les courants i_{ds} et i_{qs} . Il en est de même pour la composante v_{qs} .

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [PAR05a], [PAR05b].

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + L_{d1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - w_r L_{q1} i_{qs1} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + L_{q1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + w_r L_{d1} i_{ds1} + w_r w_{f1} \\
 v_{ds3} &= R_s i_{ds3} + L_{d3} \frac{d}{dt} i_{ds3} - 3w_r L_{q3} i_{qs3} \\
 v_{qs3} &= R_s i_{qs3} + L_{q3} \frac{d}{dt} i_{qs3} + 3w_r L_{d3} i_{ds3} + 3w_r w_{f3}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Le principe de ce découplage revient à définir quatre nouvelles variables de commande e_{d1} , e_{q1} , e_{d3} , et e_{q3} .

Dans la première et la troisième équations, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} v_{ds1} = v_{ds1}' + e_{d1} \\ e_{d1} = -w_r L_{q1} i_{qs1} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} v_{ds3} = v_{ds3}' + e_{d3} \\ e_{d3} = -3w_r L_{q3} i_{qs3} \end{cases} \quad (2.5)$$

Alors :

$$\frac{i_{ds1}}{v_{ds1}'} = \frac{1}{R_s + SL_{d1}} \quad (2.6)$$

$$\frac{i_{ds3}}{v_{ds3}'} = \frac{1}{R_s + SL_{d3}} \quad (2.7)$$

On peut considérer de manière analogue la deuxième et la quatrième équations et définir :

$$\begin{cases} v_{qs1} = v_{qs1}' + e_{q1} \\ e_{q1} = w_r L_{d1} i_{ds1} + w_r W_{f1} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} v_{qs3} = v_{qs3}' + e_{q3} \\ e_{q3} = 3w_r L_{d3} i_{ds3} + 3w_r W_{f3} \end{cases} \quad (2.9)$$

De la même façon, le termes e_{q1} et e_{q3} sont ajoutés de manière à obtenir les fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{qs1}}{v_{qs1}'} = \frac{1}{R_s + SL_{q1}} \quad (2.10)$$

$$\frac{i_{qs3}}{v_{qs3}'} = \frac{1}{R_s + SL_{q3}} \quad (2.11)$$

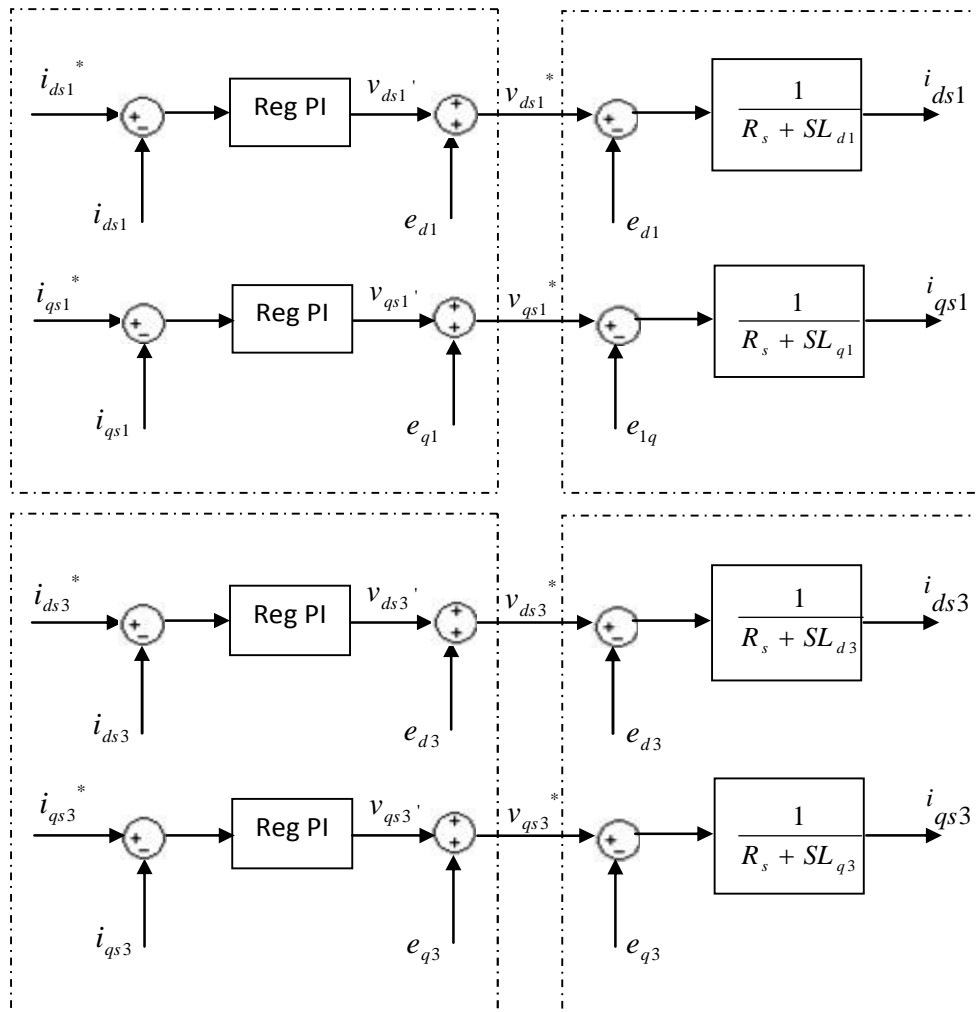


Figure 2.2: Découplage par addition des termes de compensation.

2.2.3 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), utilisé pour commander la MSAPP, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [HOS14], [HOS15].

2.2.3.1 Détermination des régulateurs des courants

La figure (2.3) montre une partie du système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme correspondant au régulateur PI utilisés dans la figure (2.2).

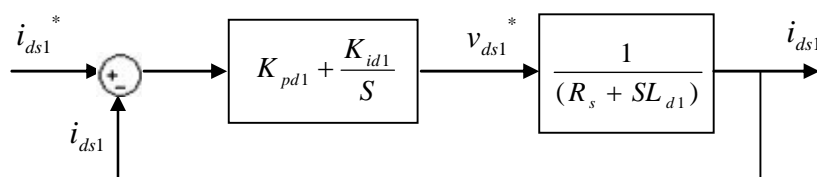


Figure 2.3: Boucle de régulation de courant i_{ds1} .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(S)$ est :

$$F_{bo}(S) = \left(K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{S} \right) \left(\frac{1}{R_s + SL_{d1}} \right) \quad (2.12)$$

par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles ,on aura:

$$\frac{K_{pd1}}{K_{id1}} = \frac{L_{d1}}{R_s} \quad (2.13)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$F_{bo}(S) = \frac{K_{id1}}{SR_s} \quad (2.14)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_{id1}} \quad (2.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id1}}S + 1} \quad (2.16)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_{id1} = \frac{R_s}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3\tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_{pd1} = \frac{3L_{d1}}{t_{rep}} \\ K_{id1} = \frac{3R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (2.17)$$

De la même manière, nous trouvons les constantes des régulateurs pour les courants i_{qs1} , i_{ds3} et i_{qs3} .

2.2.3.2 Détermination du régulateur de vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

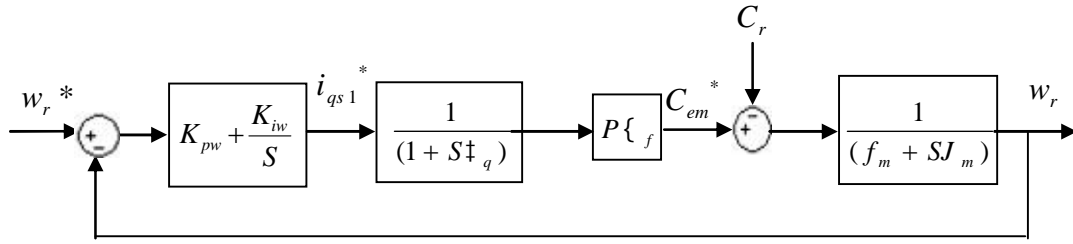


Figure 2.4: Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur en boucle fermée est calculée par :

$$F_f(S) = \frac{F_r(S).F_0(S)}{1 + F_r.F_0(S)} \quad (2.18)$$

$F_r(S)$ est une fonction de transfert du régulateur de la vitesse est déterminée par:

$$F_r(S) = K_{pw} + \frac{K_{iw}}{S} \quad (2.19)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte en présence des régulateur est :

$$F_0(S) = \frac{PW_{f1}}{f_m(1 + S\tau_q) + (1 + S\tau_m)} \quad (2.20)$$

τ_q : est la constante de temps électrique de la machine est égale à L_q/R_s .

τ_m : est la constante de temps mécanique de la machine égale à J_m/f_m .

La fonction de transfert trouvée est de la forme suivante :

$$F_f(S) = \frac{PW_{f1}(SK_{pw} + K_{iw})}{J_m\tau_q S^3 + (J_m + f_m\tau_q)S^2 + (PW_{f1}K_{pw} + f_m)S + PW_{f1}K_{iw}} \quad (2.21)$$

En négligeant les termes $J_m\tau_q$ et $f_m\tau_q$ devant J_m , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(S) = J_m S^2 + (PW_{f1}K_{pw} + f_m)S + PW_{f1}K_{iw} \quad (2.22)$$

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

$$P(S) = S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 \quad (2.23)$$

Par identification terme à terme, à partir des deux dernières équations, on peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2 \dots J_m - f_m}{PW_{f1}} \\ K_{iw} = \frac{2 \dots^2 J_m}{PW_{f1}} \end{cases} \quad (2.24)$$

2.2.4 Simulation et interprétation des résultats

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande vectorielle par régulateur PI de la MSAPP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

La figure (2.5) représente les résultats de simulation de l'essai en charge et on a inversé la vitesse de rotation du MSAPP de la valeur référentielle +200 rad/s à la valeur -200 rad/s à l'instant $t=0.7s$. On remarque que l'allure de la vitesse suit sa référence. Après l'application de la charge à l'instant $t=[0.2s - 0.4s]$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis sa valeur de référence est atteinte. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge, le courant i_{qs1} a une même forme que celle du couple électromagnétique, ce qui confirme la stratégie la commande vectorielle basée sur i_{ds1} , i_{ds3} et i_{qs3} égale à zéro.

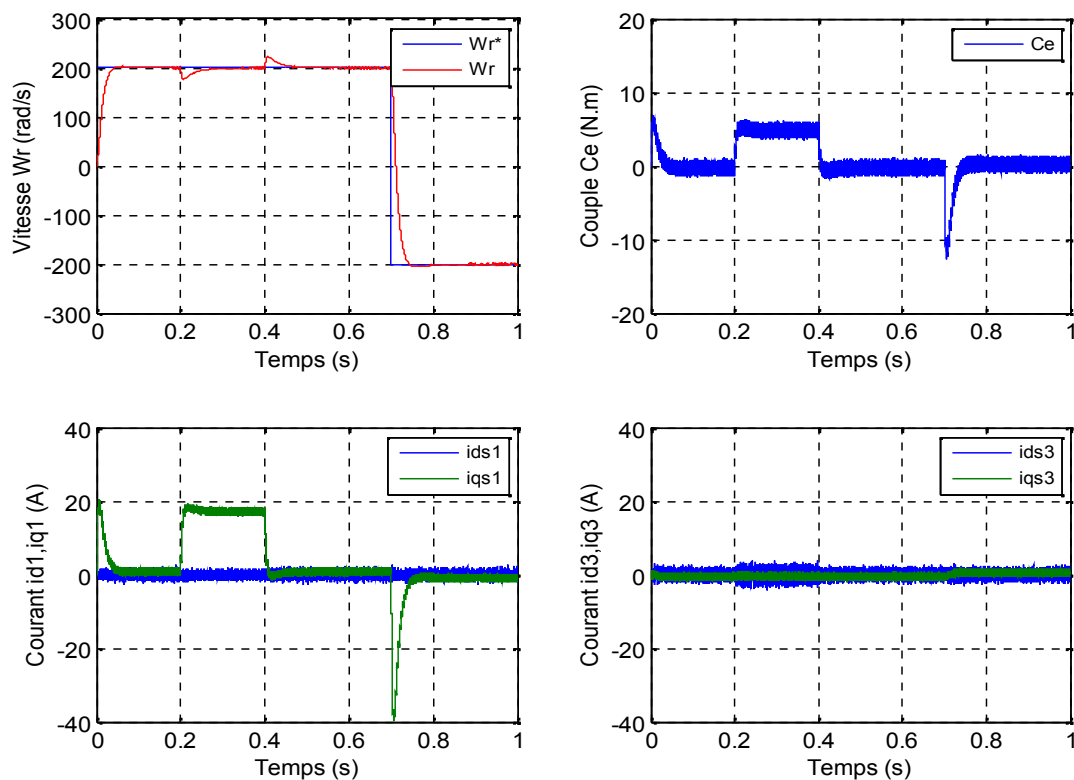


Figure 2.5 : Performances de la commande vectorielle de la MSAPP.

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la MSAPP est démarrée à vide, puis à l'instant $t=[0.2s - 0.4s]$, on applique un couple résistant $C_r=5 \text{ N.m}$. À l'instant $t=0.35s$, la résistance du stator et le moment d'inertie subiront respectivement des augmentations de 100% par rapport à leurs valeurs normales et les valeurs des inductances sont multiplier par 0.8. A partir de la figure (2.6), on constate que la commande est sensible à la variation paramétrique donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

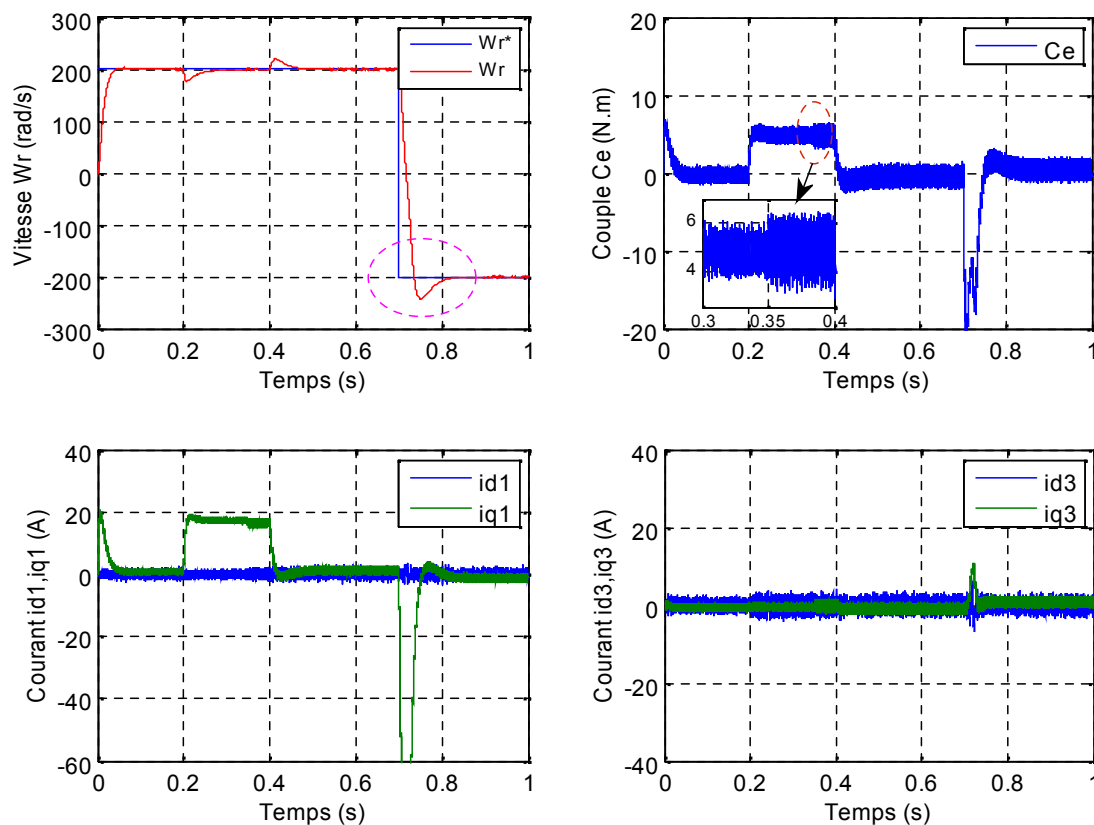


Figure 2.6 : Test de robustesse de la commande vectorielle de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.

2.3 Commande vectorielle indépendante de deux MSAP pentaphasées en série

2.3.1 Principe et description du système global

L'analyse du modèle de deux MSAPI pentaphasées en série trouvée dans le de chapitre précédent montre que en peut commandée les deux machine séparément [MEH18c].

Pour la machine 1:

$$\begin{aligned}
v_d^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_d^{inv} + (L_d + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_d^{inv} - w_1L_qi_q^{inv} \\
v_q^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_q^{inv} + (L_q + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_q^{inv} + w_1L_d i_d^{inv} + w_1W_{f1}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Pour la machine 2:

$$\begin{aligned}
v_x^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_x + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_x^{inv} - w_2L_yi_y^{inv} \\
v_y^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_y + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_y^{inv} + w_2L_xi_x^{inv} + w_2W_{f2}
\end{aligned} \tag{2.26}$$

L'expression du couple électromagnétique de chaque machine est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{e1} = \frac{5}{2} p_1 ((L_d - L_q)i_d^{inv}i_q^{inv} + W_{f1}i_q^{inv}) \\ C_{e2} = \frac{5}{2} p_2 ((L_x - L_y)i_x^{inv}i_y^{inv} + W_{f2}i_y^{inv}) \end{cases} \tag{2.27}$$

Les deux équations sont totalement indépendante, donc on peut commander chaque machine avec deux commande vectorielle et utilisant un seul onduleur.

Le couple de premier machine commande par les deux courants (i_d^{inv} , i_q^{inv}) et pour la machine2 le couple commandée par les deux courants (i_x^{inv} , i_y^{inv}).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d^{inv} et i_x^{inv} nulles. Nous contrôlons les couples uniquement par les courants i_q^{inv} et i_y^{inv} .

Les références de tension globale sont ensuite formées sur le schéma de raccordement de la figure (1.6), alors que [LEV03b], [LEV05b], [MEH17a]:

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \\ v_d^* \\ v_e^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1}^* + v_{as2}^* \\ v_{bs1}^* + v_{cs2}^* \\ v_{cs1}^* + v_{es2}^* \\ v_{ds1}^* + v_{bs2}^* \\ v_{es1}^* + v_{ds2}^* \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

L'utilisation de la matrice avec l'équation donne

$$\begin{aligned}
 i_r^{inv} &= i_{rs1} = i_{xs2} \\
 i_s^{inv} &= i_{ss1} = -i_{ys2} \\
 i_x^{inv} &= i_{xs1} = i_{rs2} \\
 i_y^{inv} &= i_{ys1} = i_{ss2}
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

Une illustration du système de la commande vectorielle de deux machines pentaphasées complète est donnée sur la figure (2.7) [MEH17a], [MEH18c].

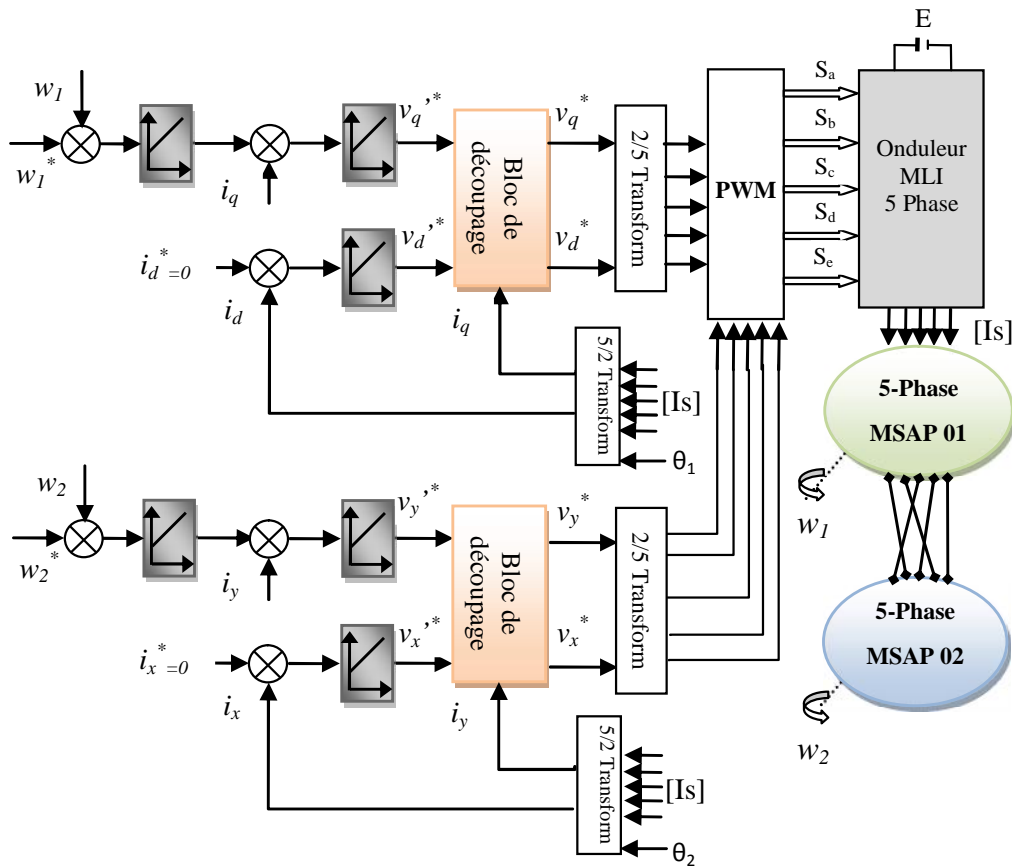


Figure 2.7: Structure du contrôle indépendant de deux MSAPP connectées en série.

2.3.2 Découplage par compensation

Les équations (2.25) et (2.26) des deux modèles présentent un couplage entre les grandeurs de commande v_d et v_q de la première machine et les grandeurs v_x et v_y de la deuxième machine.

Pour assurer un découplage entre ces grandeurs, nous introduisons d'autres variables de commande v_d' , v_q' , v_x' , et v_y' tel que v_d n'agit que sur i_d , v_q sur i_q , v_x sur i_x et v_y sur i_y . Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure 2.8) pour la machine 1 et (figure 2.9) pour la machine 2.

Cela implique :

$$\begin{cases} v_d^{inv} = v_d' + e_d \\ v_q^{inv} = v_q' + e_q \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} v_x^{inv} = v_x' + e_x \\ v_y^{inv} = v_y' + e_y \end{cases} \quad (2.31)$$

Les tensions v_d' , v_q' , v_x' , v_y' , e_d , e_q , e_x et e_y sont données par :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} v_d^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_d^{inv} + (L_d + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_d^{inv} \\ e_d = -w_1L_qi_q^{inv} \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\begin{cases} v_q^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_q^{inv} + (L_q + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_q^{inv} \\ e_q = w_1L_d i_d^{inv} + w_1W_{f1} \end{cases} \quad (2.33)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} v_x^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_x + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_x^{inv} \\ e_x = -w_2L_yi_y^{inv} \end{cases} \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} v_y^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_y + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_y^{inv} \\ e_y = w_2L_xi_x^{inv} + w_2W_{f2} \end{cases} \quad (2.35)$$

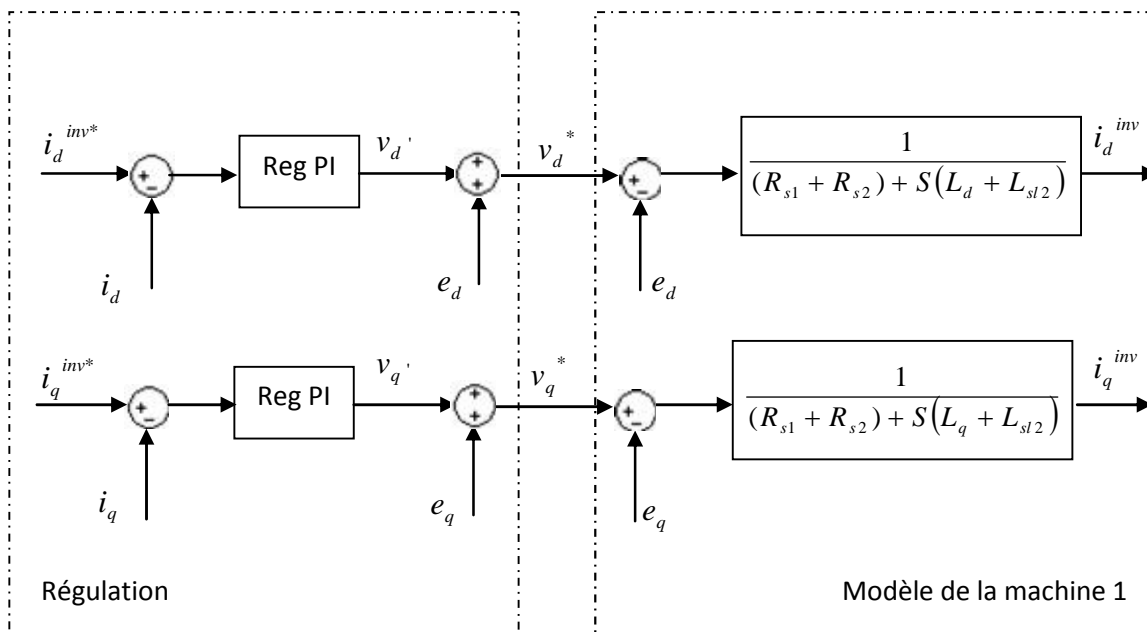


Figure 2.8 : Découplage par addition des termes de compensation pour la machine 1.

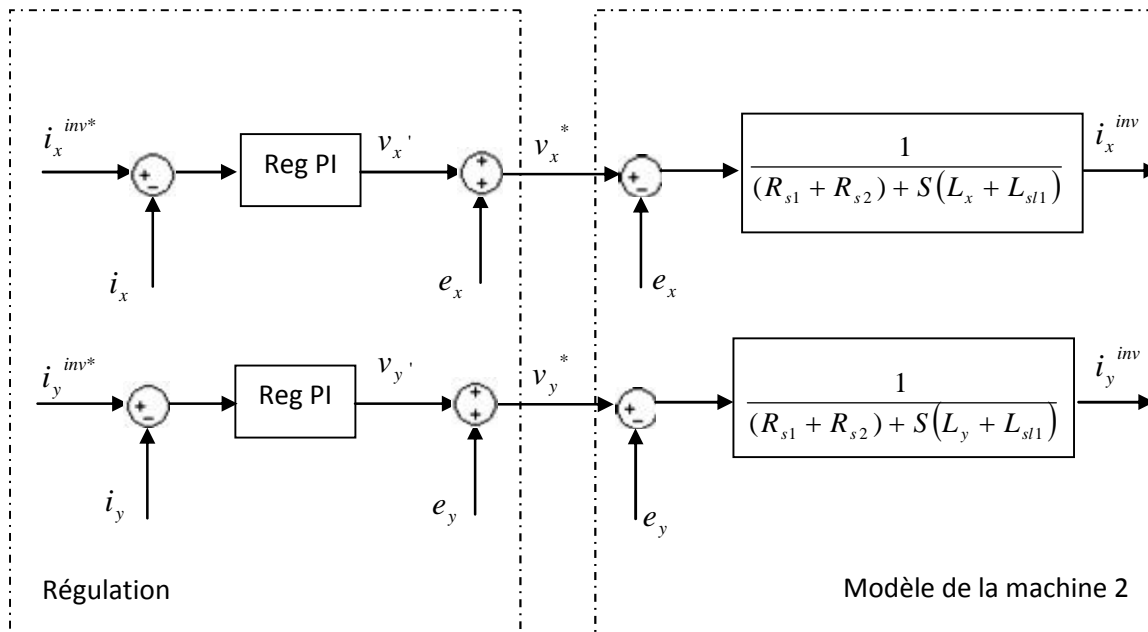


Figure 2.9 : Découplage par addition des termes de compensation pour la machine 2.

2.3.3 Calcul des régulateurs

La régulation est faite par deux boucles interne et un externe suivant les axes (d,q) pour la machine1 et les axes (x,y) pour la machine2. Les mêmes principes utilisés dans la régulation d'une seule machine seront appliqués aux deux machines séparément.

2.3.3.1 Réglage de la boucle interne des courants i_d^{inv} et i_x^{inv}

La boucle de régulation est schématisée par la figure (2.10).

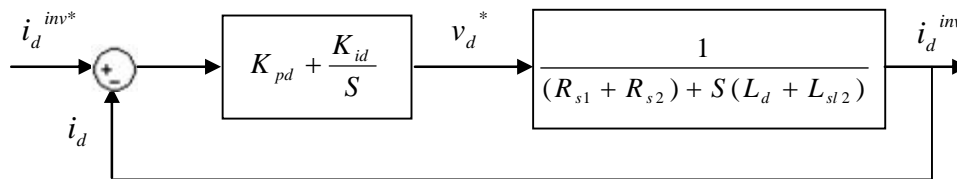


Figure 2.10 : Boucle de régulation de courant i_d .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(P)$ est

$$F_{bo}(S) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \right) \left(\frac{1}{(R_{s1} + R_{s2}) + S(L_d + L_{sl2})} \right) \tag{2.36}$$

par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles ,on aura:

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{(L_d + L_{s12})}{(R_{s1} + R_{s2})} \quad (2.37)$$

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit:

$$F_{bo}(S) = \frac{K_{id}}{S(R_{s1} + R_{s2})} \quad (2.38)$$

Dans la boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{(R_{s1} + R_{s2})}{K_{id}} \quad (2.39)$$

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{K_{id}} S + 1} \quad (2.40)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_{id} = \frac{(R_{s1} + R_{s2})}{\tau_{bf}}$

Si nous choisissons le temps de réponse $t_{rep} = 3\tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3(L_d + L_{s12})}{t_{rep}} \\ K_{id} = \frac{3(R_{s1} + R_{s2})}{t_{rep}} \end{cases} \quad (2.41)$$

De la même manière, nous trouvons les constantes de régulateurs pour le courant i_x :

$$\begin{cases} K_{px} = \frac{3(L_x + L_{s11})}{t_{rep}} \\ K_{ix} = \frac{3(R_{s1} + R_{s2})}{t_{rep}} \end{cases} \quad (2.42)$$

2.3.3.2 Réglage de la boucle interne des courants i_q^{inv} et i_y^{inv}

pour calculer les paramètres des régulateurs des courants i_q et i_y , Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants i_d et i_x , on retrouve les mêmes coefficients (K_{pq} , K_{iq}) pour la machine1 et (K_{py} , K_{iy}) pour la machine 2.

2.3.3.3 Détermination du régulateur de vitesse

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des vitesses w_1 et w_2 que pour la vitesse w_r d'une seule machine, et puisque les deux machines ont les mêmes paramètres on trouve les mêmes constantes pour les deux régulateurs.

Pour la machine 1:

$$\begin{cases} K_{pw1} = \frac{2 \dots J_{m1} - f_{m1}}{P_1 W_{f1}} \\ K_{iw1} = \frac{2 \dots^2 J_{m1}}{P_1 W_{f1}} \end{cases} \quad (2.43)$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} K_{pw2} = \frac{2 \dots J_{m2} - f_{m2}}{P_2 W_{f2}} \\ K_{iw2} = \frac{2 \dots^2 J_{m2}}{P_2 W_{f2}} \end{cases} \quad (2.44)$$

2.3.4 Résultats de simulation et interprétation

Nous avons testé en simulation la commande vectorielle de deux MSAPI pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension pour deux consigne de vitesse déférente.

On remarque d'après les figures (2.11) et (2.12) que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est éliminé et que le couple électromagnétique pour les deux machines se stabilise à la valeur 5 Nm. La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série (le courant i_d et i_x est nulle). les courants i_q , i_y sont l'image du couple1 et 2.

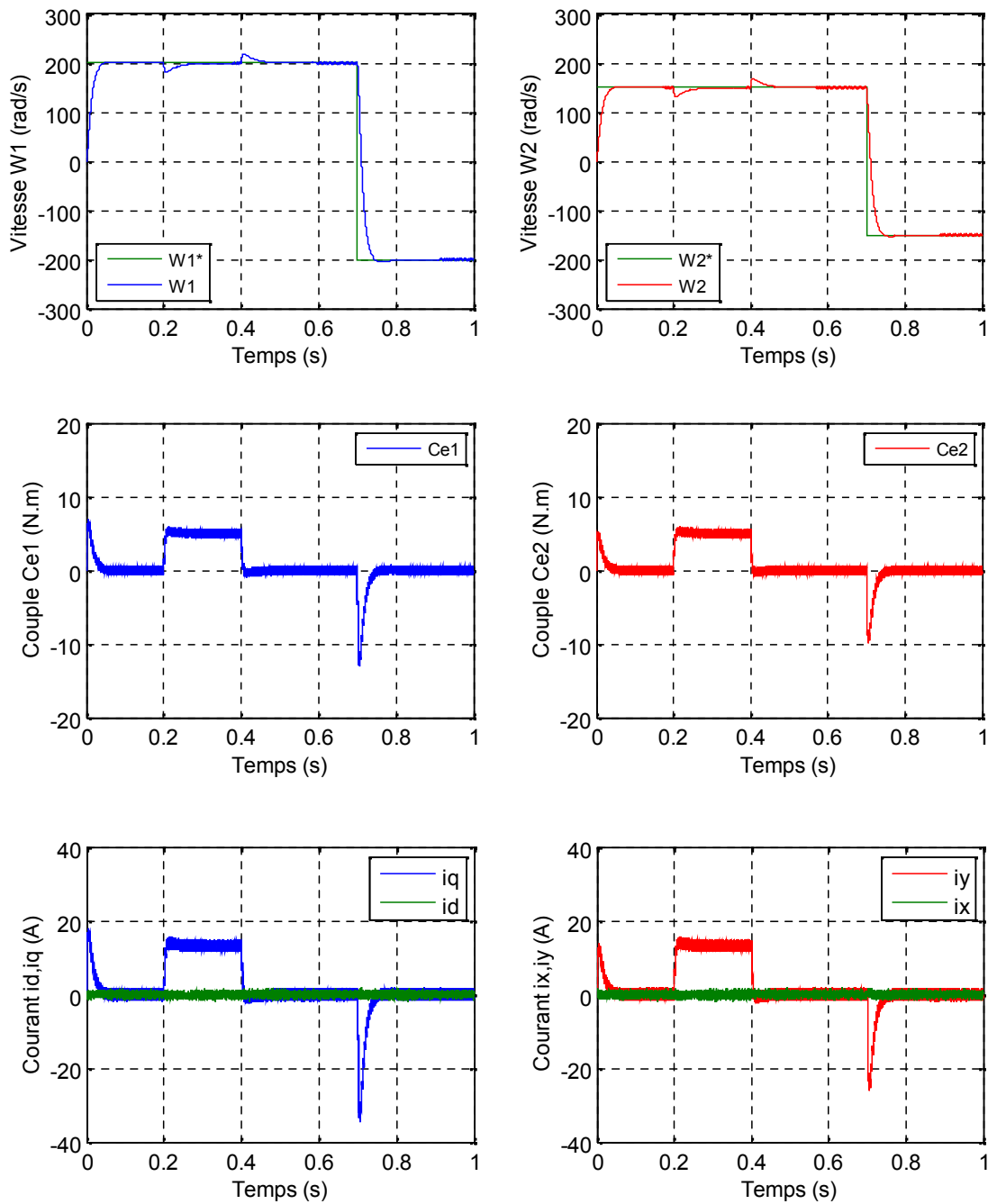


Figure 2.11 : Performances de la commande vectorielle de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.

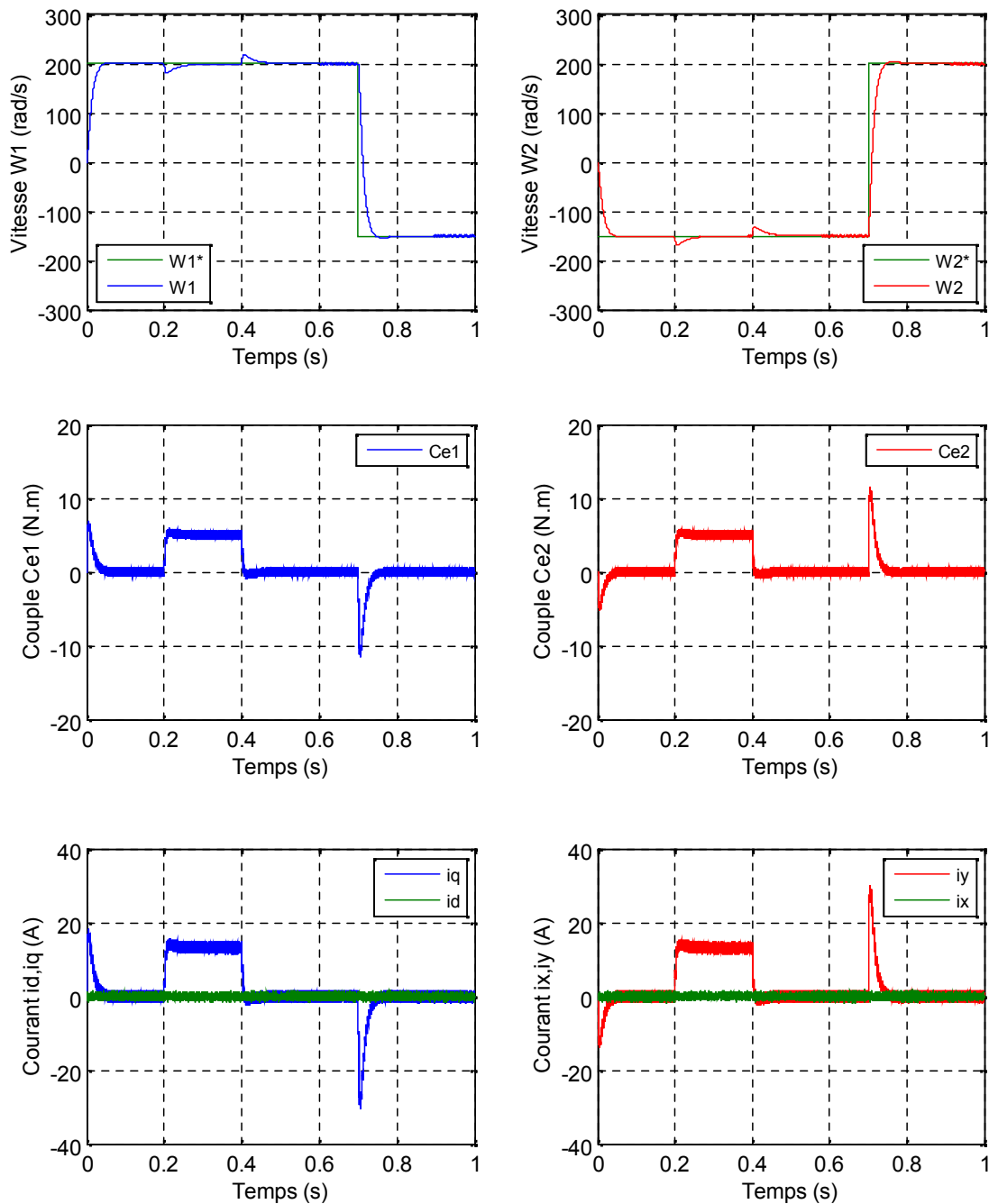


Figure 2.12 : Performances de la commande vectorielle de deux MSAPP en série lorsque deux moteurs fonctionnent dans des directions opposées.

La figure (2.13) présente les tests de robustesse relatifs aux variations des paramètres. la résistance du stator et le moment d'inertie subiront respectivement des augmentations de 100% par rapport à leurs valeurs normales et les valeurs des inductances sont multiplier par 0.8 à instant $t=0.35s$. Comme nous pouvons le constater, la commande vectorielle de deux machines est sensible à la variation paramétrique donc cette technique est non robuste vis à vis des variations

paramétriques internes du système multimachine en série. A travers de cette figure, nous constatons qu'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie $J_{m1,2}$ a d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un dépassement lors de l'inversement de sens de rotation pour les deux machines.

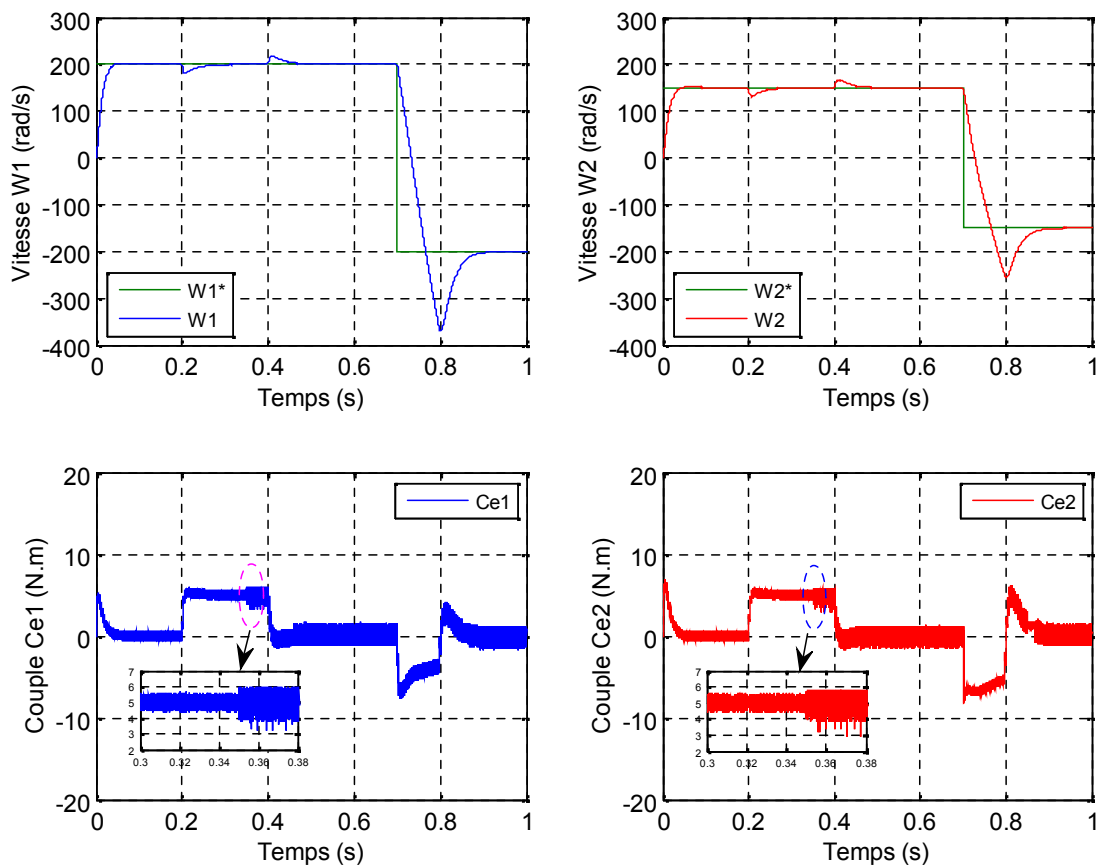


Figure 2.13 : Test de robustesse de la commande vectorielle de deux MSAPP en série vis-à-vis des variations paramétriques.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée la commande vectorielle appliquée aux deux machines synchrones à aimants permanents intérieur pentaphasées connectées en série, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de deux machines afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Ce qui a permis de commander plusieurs machines en série et avec différents types de machines polyphasées.

Une fois la machine découplée, que ce soit la première ou le second nous avons effectué un réglage de vitesse en utilisant un régulateurs PI classique, les résultats montrent clairement que le découplage entre les deux machines est assuré et reflété par les réponses des vitesses.

En outre, il faut signaler que le régulateur PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage.

Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande par mode glissant. Où les correcteurs sont connus par leur robustesse.

CHAPITRE 3 :

COMMANDE NON-LINEAIRE ROBUSTE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR D'UN SYSTEME DE DEUX MSAP PENTAPHASEES CONNECTEES EN SERIE

3.1 Introduction

Les méthodes de contrôle traditionnelles se sont avérées efficaces dans la modélisation simple avec des paramètres fixes. Ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et ont des paramètres variables dans le temps. Ils rendent les méthodes traditionnelles inefficaces, pour ce type de modification, l'imprécision associée à chaque modélisation et l'existence d'erreurs de mesure rendent le réglage plus difficile.

Ainsi, nous passons à des contrôles plus compétitifs, plus à même de surmonter les problèmes non linéaires et plus pratiques pour résoudre les problèmes de robustesse. Ces contrôles de structure variable fournissent des propriétés [NIE96], [LIN04].

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbations extérieures [HU14], [MA11], [HU11], [DEE17]. Tous ces aspects positifs ne doivent pas néanmoins masquer certains inconvénients. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant classique, en l'occurrence le phénomène de de broutement (Chattering). La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation .Afin de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été introduites [MEH17a], [MEH18d], [SAG15], [UTK16], [FEZ14], [BOU15], [LEV07b].

Dans ce chapitre, nous allons présenter en général la commande par modes glissants. Après avoir introduit le concept de base de la commande par modes glissants d'ordre un, nous allons nous intéresser à la commande par modes glissants d'ordre supérieur et plus précisément aux modes glissants d'ordre deux. Après l'introduction de la notion de modes glissants d'ordre supérieur, on propose d'appliquer la commande par mode glissant d'ordre deux (le super twisting algorithm) pour commande robuste d'un système de deux MSAPI pentaphasées connectées en série. Afin de s'assurer des avantages de cette stratégie, une comparaison avec la méthode classique des modes de glissement sera faite avec des simulations numériques.

3.2 Systèmes à structures variables

Le terme «systèmes à structure variable» apparaît en raison de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, où cette structure change de façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. Il en découle les définitions suivantes [NIE96]:

- **Définition 1**

Le système de structure variable (VSS) est un système qui change sa structure pendant le fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de passer d'une structure à une autre à tout moment. De plus, ce système peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont pas présentes dans chaque structure [NIE96].

- **Définition 2**

On dit que le système a une structure variable s'il est admis à représenter par des équations différentielles de type:

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

où: f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes et $i \in [1, n]$.

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (3.1) [TAL16], [UTK92]:

- Le mode de convergence (MC) : La variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial au niveau du plan de phase et s'incline vers la surface de commutation $S(x)=0$, l'atteignant dans un temps limité. Cette situation est caractérisée par la loi de contrôle et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG): où la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Le mode dynamique est caractérisé par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- Le mode de régime permanent (MRP): Il permet d'étudier la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du niveau de phase). Ils distinguent la qualité et la performance de la commande. Il est spécialement utilisé pour étudier des systèmes non linéaires.

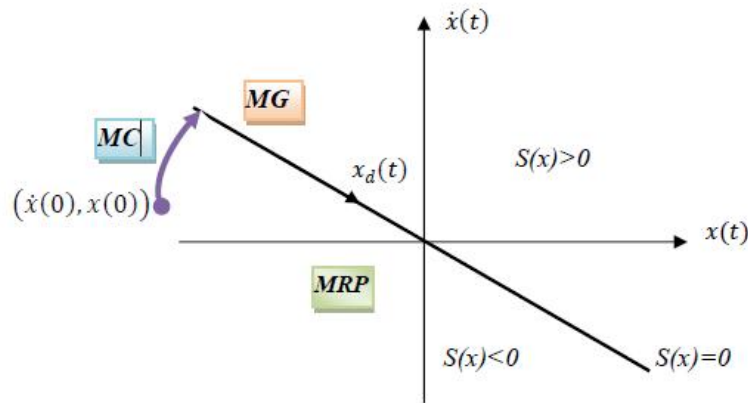


Figure 3.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

3.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

Le contrôle de mode coulissant est une classe de contrôle à structure variable, efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La fonction principale du contrôle du mode glissant est de fournir la surface de commutation, conformément des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [NIE96].

Le but du contrôle par mode glissant est de dessiner la trajectoire d'état sur la surface de glissement S (surface de glissement) et de le faire glisser autour de celui-ci. Une fois la surface de glissement atteinte, la dynamique du système reste insensible aux modifications des paramètres du processus et aux perturbations externes [HU14], [MA11].

Ainsi, La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La synthèse de la commande par modes glissants passe par trois étapes essentielles (Annexe B) :

1. choix de la surface de glissement,
2. l'établissement des conditions d'existence et de convergence,
3. déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

3.3.1 Application de la commande par mode de glissement d'ordre un à la MSAPP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents pentaphasée afin de valider l'approche présentée, par des résultats de

simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la MSAPP sous forme d'équation d'état, et en considérant :

- Le vecteur d'état : $X = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds3}, i_{qs3}, \check{S}_r]^T$;
- Le vecteur d'entrée : $U = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds3}, v_{qs3}]^T$;
- Le vecteur de sortie : $Y = X$;
- Le couple résistant de la charge C_r comme perturbation.

Le modèle en tension de la MSAPP s'écrira sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds1}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{d1}} i_{ds1} + \frac{L_{q1}}{L_{d1}} w_r i_{qs1} + \frac{1}{L_{d1}} v_{ds1} \\ \frac{di_{qs1}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{q1}} i_{qs1} - \frac{L_{d1}}{L_{q1}} w_r i_{ds1} - \frac{w_{f1}}{L_{q1}} w_r + \frac{1}{L_{q1}} v_{qs1} \\ \frac{di_{ds3}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{d3}} i_{ds3} + \frac{L_{q3}}{L_{d3}} w_r i_{qs3} + \frac{1}{L_{d3}} v_{ds3} \\ \frac{di_{qs3}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{q3}} i_{qs3} - \frac{3L_{d3}}{L_{q3}} w_r i_{ds3} - \frac{3w_{f3}}{L_{q3}} w_r + \frac{1}{L_{q3}} v_{qs3} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{J_m} C_e - \frac{p}{J_m} C_r - \frac{f_m}{J_m} w_r \end{array} \right. \quad (3.2)$$

3.3.1.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAPP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (3.2) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAPP alimentée par un onduleur de tension [MEH18b].

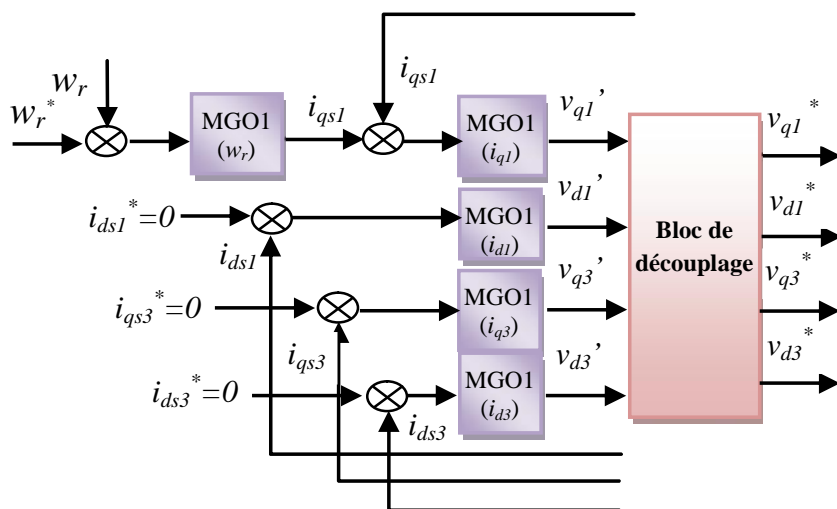


Figure 3.2 : Schéma de réglage par mode glissement d'ordre un de la MSAPP.

3.3.1.1.1 Surface de régulation de la vitesse

En choisissant $r=1$, dans l'équation (B.2), la surface de la vitesse est définie par :

$$S(w_r) = w_r^* - w_r \quad (3.3)$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \frac{5/2p^2(((L_{d1} - L_{q1})i_{ds1} + W_{f1})i_{qs1} + 3((L_{d3} - L_{q3})i_{ds3} + W_{f3})i_{qs3})}{J_m} + \frac{p}{J_m}C_r + \frac{f_m}{J_m}w_r \\ i_{qs1} = i_{q1eq} + i_{q1n} \end{cases} \quad (3.4)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(w_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(w_r) = 0 \quad \text{et} \quad i_{q1n} = 0 \quad (3.5)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (3.4) :

$$i_{q1eq} = \frac{J_m \dot{w}_r^* + pC_r + f_m w_r - 3((L_{d3} - L_{q3})i_{ds3} + W_{f3})i_{qs3}}{5/2p^2((L_{d1} - L_{q1})i_{ds1} + W_{f1})} \quad (3.6)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative :

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

Si en remplace l'équation (3.6) dans (3.4), on obtient :

$$\dot{S}(w_r) = - \left[\frac{5/2p^2(L_{d1} - L_{q1})i_{ds1}}{J_m} + p^2W_{f1} \right] i_{q1n} \quad (3.8)$$

Alors :

$$i_{q1n} = k_{wr} \text{sign}(S(w_r)) \quad (3.9)$$

k_{wr} : Gain positif.

Donc :

$$i_{qs1} = \frac{J_m \dot{w}_r^* + pC_r + f_m w_r - 3((L_{d3} - L_{q3})i_{ds3}i_{qs3} + W_{f3}i_{qs3})}{5/2p^2((L_{d1} - L_{q1})i_{ds1} + W_{f1})} + k_{wr} \text{sign}(S(w_r)) \quad (3.10)$$

3.3.1.1.2 Surface de régulation du courant i_{qs1} , i_{qs3}

La valeur de $i_{qréf}$ à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$\begin{aligned} S(i_{qs1}) &= i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ S(i_{qs3}) &= i_{qs3}^* - i_{qs3} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Dans ce cas, les commandes v_{q1eq} , v_{q3eq} et v_{q1n} , v_{q3n} sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{q1eq} = L_{q1} \dot{i}_{q1s}^* + R_s i_{q1s} + w_r L_{d1} i_{ds1} + w_r W_{f1} \\ v_{q1n} = K_{q1} \cdot \text{sign}(S(i_{qs1})) \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} v_{q3eq} = L_{q3} \dot{i}_{q3s}^* + R_s i_{q3s} + 3w_r L_{d3} i_{ds3} + 3w_r W_{f3} \\ v_{q3n} = K_{q3} \cdot \text{sign}(S(i_{qs3})) \end{cases} \quad (3.13)$$

k_{q1} , k_{q3} : Gain positif.

Donc :

$$v_{qs1} = L_{q1} \dot{i}_{q1s}^* + R_s i_{q1s} + w_r L_{d1} i_{ds1} + w_r W_{f1} + K_{q1} \cdot \text{sign}(S(i_{qs1})) \quad (3.14)$$

Et :

$$v_{qs3} = L_{q3} \dot{i}_{q3s}^* + R_s i_{q3s} + 3w_r L_{d3} i_{ds3} + 3w_r W_{f3} + K_{q3} \cdot \text{sign}(S(i_{qs3})) \quad (3.15)$$

3.3.1.1.3 Surface de régulation du courant i_{ds1} , i_{ds3}

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$\begin{aligned} S(i_{ds1}) &= i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ S(i_{ds3}) &= i_{ds3}^* - i_{ds3} \end{aligned} \quad (3.16)$$

De même les expressions de v_{deq} et v_{dn} sont :

$$\begin{cases} v_{d1eq} = L_{d1} \dot{i}_{ds1}^* + R_s i_{ds1} - w_r L_{q1} i_{qs1} \\ v_{d1n} = K_{d1} \cdot \text{sign} (S(i_{ds1})) \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} v_{d3eq} = L_{d3} \dot{i}_{ds3}^* + R_s i_{ds3} - 3w_r L_{q3} i_{qs3} \\ v_{d3n} = K_{d3} \cdot \text{sign} (S(i_{ds3})) \end{cases} \quad (3.18)$$

k_{d1}, k_{d3} : Gain positif.

Donc :

$$v_{ds1} = L_{d1} \dot{i}_{ds1}^* + R_s i_{ds1} - w_r L_{q1} i_{qs1} + K_{d1} \cdot \text{sign} (S(i_{ds1})) \quad (3.19)$$

Et :

$$v_{ds3} = L_{d3} \dot{i}_{ds3}^* + R_s i_{ds3} - 3w_r L_{q3} i_{qs3} + K_{d3} \cdot \text{sign} (S(i_{ds3})) \quad (3.20)$$

3.3.1.2 Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la commande par mode glissant ont été testées par simulation sur une machine MSAPP de 3Kw dont les paramètres sont donnés en annexe A. La figure (3.2) représente le schéma de principe de la commande par mode glissement d'une MSAPP alimentée en tension.

Les résultats de simulations présentés sur la figure (3.3) montrent bien que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement avec un faible temps de réponse et les courants i_{ds1} , i_{ds3} et i_{qs3} suivent leur référence. L'application des échelons de couple résistant $C_r = 5\text{N.m}$ à l'instant $t=[0.2\text{s}-0.4\text{s}]$ permet d'observer le comportement du contrôleur robuste lors du rejet d'une perturbation. La chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 1%. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple electromecanique.

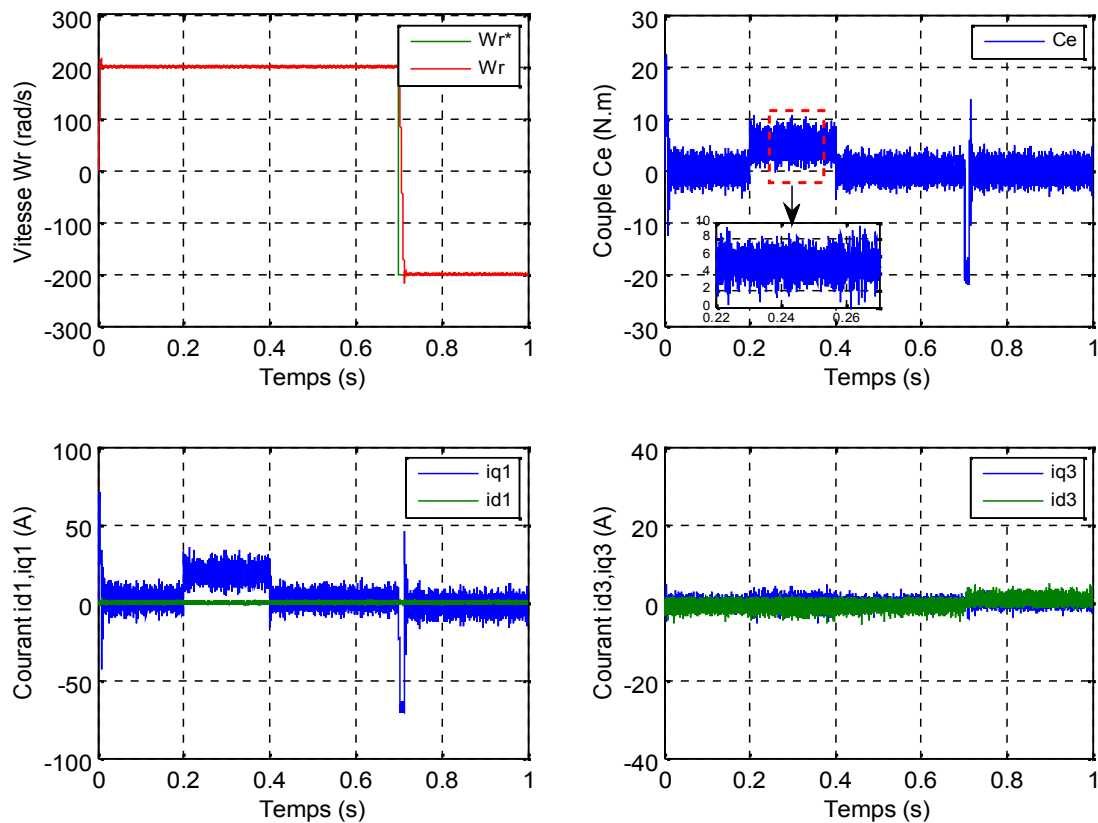


Figure 3.3 : Performances de la commande MGO1 de la MSAPP.

Pour montrer la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre un, la résistance du stator et le moment d'inertie subiront respectivement des augmentations de 100% par rapport à leurs valeurs normales et les valeurs des inductances sont multiplier par 0.8 à instant $t=0.35s$ telles qu'il définit sur la figure (3.4). Les variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité de la commande. La poursuite en vitesse et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris par la loi de commande par mode glissant d'ordre un.

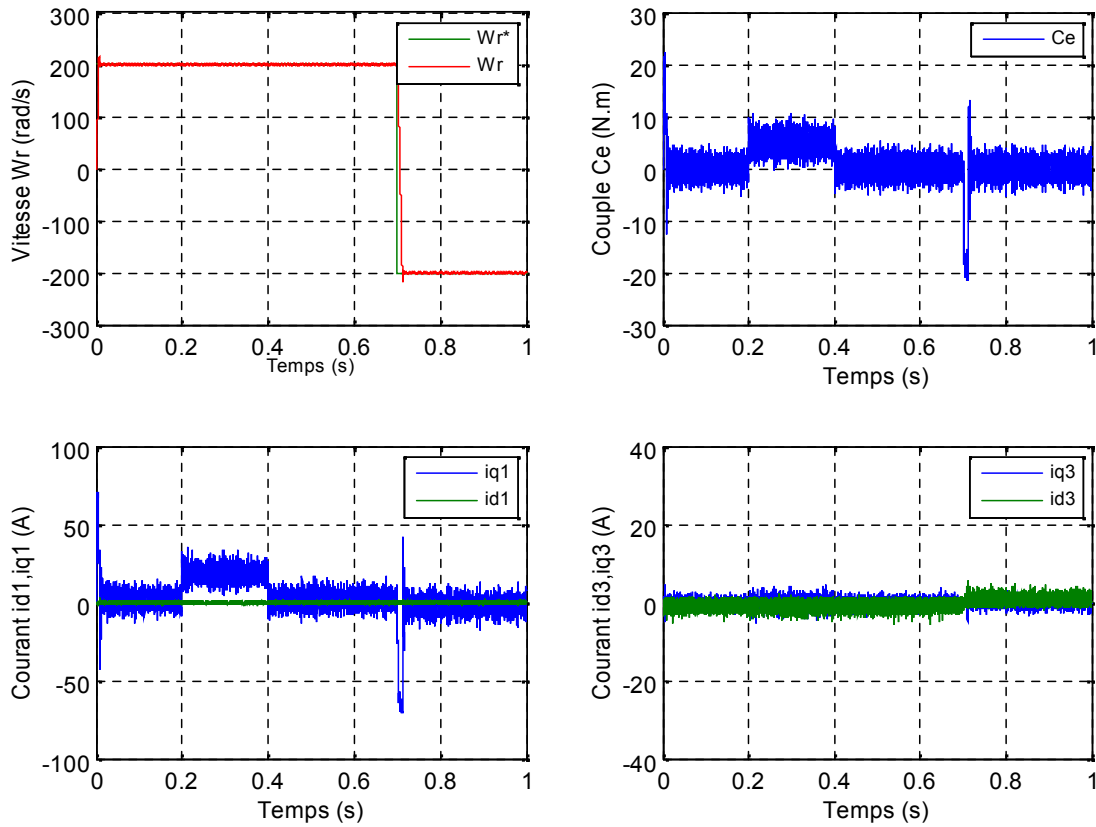


Figure 3.4 : Test de robustesse de la commande MGO1 de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.

3.3.2 Commande par mode glissant d'ordre un de deux MSAP pentaphasées en série

Dans cette partie, nous allons appliquer la commande par mode glissant sur deux machines MSAPI pentaphasées connectées en série. Le principe de la commande a été détaillé dans la première partie et le modèle des deux machines est donné par les deux systèmes d'équations (3.21) et (3.22).

On rappelle le modèle de deux machines MSAPI pentaphasées connectées en série [MEH17a], [MEH18c]:

Pour la première machine:

$$\begin{aligned}
 v_d^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_d^{inv} + (L_d + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_d^{inv} - w_1 L_q i_q^{inv} \\
 v_q^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_q^{inv} + (L_q + L_{sl2})\frac{d}{dt}i_q^{inv} + w_1 L_d i_d^{inv} + w_1 w_{f1}
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Pour la deuxième machine:

$$\begin{aligned}
v_x^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{inv} + (L_x + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_x^{inv} - w_2L_yi_y^{inv} \\
v_y^{inv} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{inv} + (L_y + L_{sl1})\frac{d}{dt}i_y^{inv} + w_2L_xi_x^{inv} + w_2W_{f2}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

3.3.2.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface pour les deux machines, celle de la vitesse, est d'écrite par :

$$\begin{aligned}
S(w_1) &= w_1^* - w_1 \\
S(w_2) &= w_2^* - w_2
\end{aligned} \tag{3.23}$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{aligned}
\dot{S}(w_1) &= \dot{w}_1^* - \dot{w}_1 \\
\dot{S}(w_2) &= \dot{w}_2^* - \dot{w}_2
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(w_1) = 0 \Rightarrow \dot{S}(w_1) = 0 \quad \text{et} \quad i_{qn} = 0$$

$$S(w_2) = 0 \Rightarrow \dot{S}(w_2) = 0 \quad \text{et} \quad i_{yn} = 0$$

D'où nous déduisons :

$$\begin{cases}
i_{qeq} = \frac{J_{m1}\dot{w}_1^* + p_1C_{r1} + f_{m1}w_1}{\frac{5}{2}p_1^2((L_d - L_q)i_d + W_{f1})} \\
i_{yeq} = \frac{J_{m2}\dot{w}_2^* + p_2C_{r2} + f_{m2}w_2}{\frac{5}{2}p_2^2((L_x - L_y)i_x + W_{f2})}
\end{cases} \tag{3.25}$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant :

$$S(w_{1,2})\dot{S}(w_{1,2}) < 0 \tag{3.26}$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (3.24) dans (3.25), d'où nous déduisons :

$$\begin{cases}
i_{qn} = k_{w1} \text{sign}(S(w_1)) \\
i_{yn} = k_{w2} \text{sign}(S(w_2))
\end{cases} \tag{3.27}$$

Ainsi, la commande i_q^* et i_y^* représente la somme des grandeurs:

$$\begin{cases} i_q^* = i_{qeq} + i_{qn} \\ i_y^* = i_{yeq} + i_{yn} \end{cases} \quad (3.28)$$

- La deuxième surface de la boucle interne de deux machines, responsable du contrôle du courant i_q et i_y , est décrite par :

$$\begin{aligned} S(i_q) &= i_q^* - i_q \\ S(i_y) &= i_y^* - i_y \end{aligned} \quad (3.29)$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_q) &= \dot{i}_q^* - \dot{i}_q \\ \dot{S}(i_y) &= \dot{i}_y^* - \dot{i}_y \end{aligned} \quad (3.30)$$

En utilisant l'équation du système citée en (3.21), (3.22) et (3.30) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_q) = \dot{i}_q^* - \frac{1}{L_{sl1} + L_q} (v_q - (R_{s1} + R_{s2})i_q - w_1 L_d \dot{i}_d - w_1 W_{f1}) \\ \dot{S}(i_y) = \dot{i}_y^* - \frac{1}{L_{sl2} + L_y} (v_y - (R_{s1} + R_{s2})i_y - w_2 L_x \dot{i}_x - w_2 W_{f2}) \end{cases} \quad (3.31)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ et $S(i_y)$ devient nulle de même sa dérivée $\dot{S}(i_q) = 0$, $\dot{S}(i_y) = 0$ on trouve la loi de commande :

$$\begin{cases} v_{qeq} = (L_{sl1} + L_q) \dot{i}_q^* + (R_{s1} + R_{s2})i_q + w_1 L_d \dot{i}_d + w_1 W_{f1} \\ v_{yeq} = (L_{sl2} + L_y) \dot{i}_y^* + (R_{s1} + R_{s2})i_y + w_2 L_x \dot{i}_x + w_2 W_{f2} \end{cases} \quad (3.32)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$ et $S(i_y)\dot{S}(i_y) < 0$ en choisissant :

$$\begin{cases} v_{qn} = k_q \text{sign}(S(i_q)) \\ v_{yn} = k_y \text{sign}(S(i_y)) \end{cases} \quad (3.33)$$

La commande de référence v_q^* et v_y^* est donnée par l'expression suivante

$$\begin{cases} v_q^* = v_{qeq} + v_{qn} \\ v_y^* = v_{yeq} + v_{yn} \end{cases} \quad (3.34)$$

- La troisième surface est celle du contrôle du courant i_d et i_x . Elle est décrite par :

$$\begin{aligned} S(i_d) &= i_d^* - i_d \\ S(i_x) &= i_x^* - i_x \end{aligned} \quad (3.35)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$\begin{cases} v_{deq} = (L_{s1} + L_d)\dot{i}_d^* + (R_{s1} + R_{s2})i_d - w_1 L_q i_q \\ v_{xeq} = (L_{s1} + L_x)\dot{i}_x^* + (R_{s1} + R_{s2})i_x - w_2 L_y i_y \end{cases} \quad (3.36)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $S(i_d)\dot{S}(i_d) < 0$ et $S(i_x)\dot{S}(i_x) < 0$ en choisissant :

$$\begin{cases} v_{dn} = k_d \text{sign}(S(i_d)) \\ v_{xn} = k_x \text{sign}(S(i_x)) \end{cases} \quad (3.37)$$

La commande de référence v_d^* et v_x^* est donnée par l'expression suivante

$$\begin{cases} v_d^* = v_{deq} + v_{dn} \\ v_x^* = v_{xeq} + v_{xn} \end{cases} \quad (3.38)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_{w1} , K_{w2} , K_d , K_q , K_x et K_y sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- ♦ assurer la rapidité de la convergence,
- ♦ imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- ♦ limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

3.3.2.2 Simulation et interprétation des résultats

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de deux MSAPIP en série, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées.

La figure (3.5) et (3.6) illustre les courbes de simulation de la commande pour une inversion de la vitesse de rotation et de variation du couple de charge pour les deux machines. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande de deux machines est robuste. L'allure de

couple présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée, néanmoins des oscillations sont engendrées sur ces courbes. Ces perturbations sont dues essentiellement à la présence du phénomène de chattering.

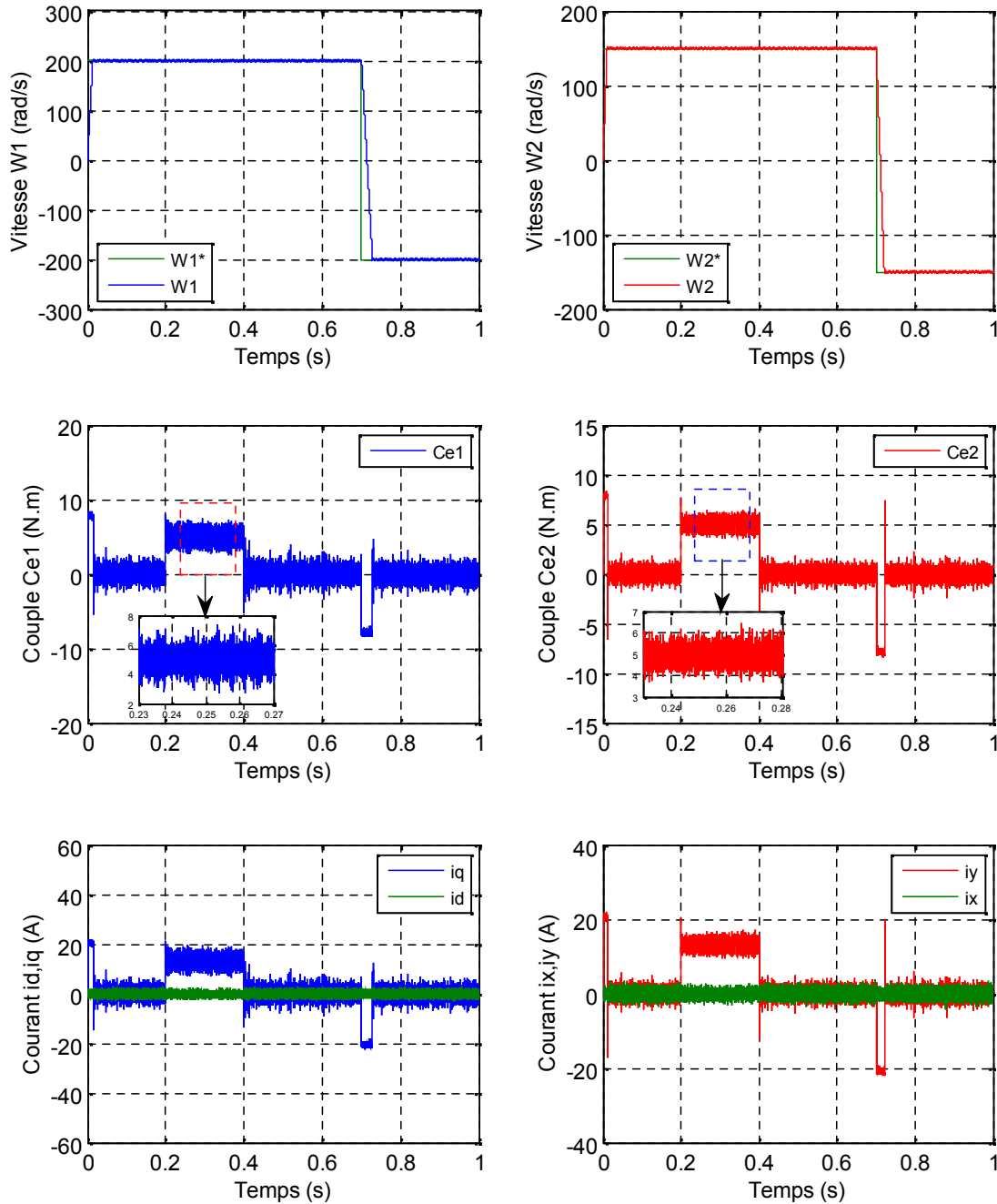


Figure 3.5 : Performances de la commande MGO1 de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.

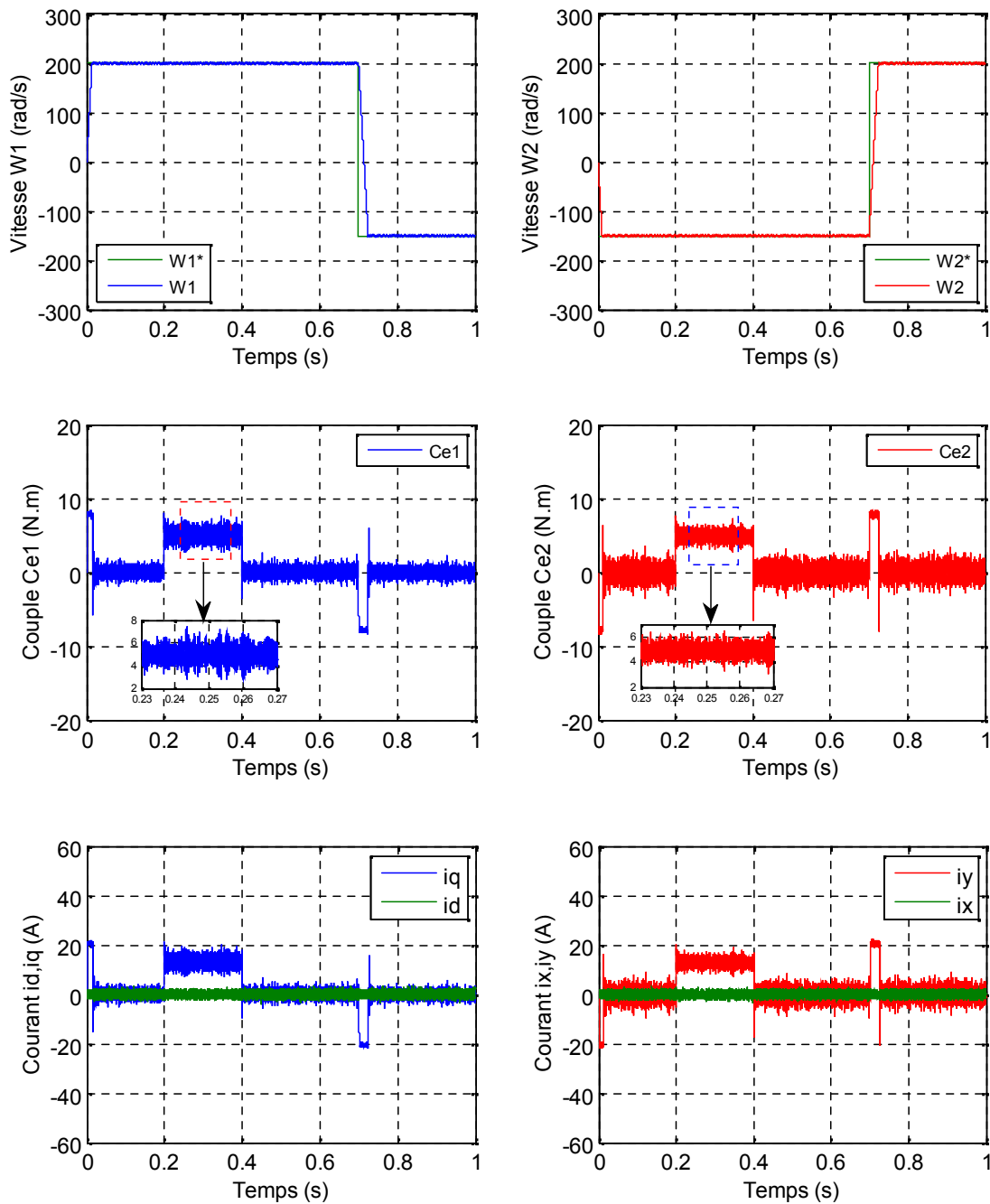


Figure 3.6 : Performances de la commande MGO1 de deux MSAPP en série lorsque deux moteurs fonctionnent dans des directions opposées.

La figure (3.7) représente les variations paramétrique de deux machines contrôlée par mode glissant d'ordre un, cette variation est effectuée à l'instant $t=0.35s$. On remarque que l'influence sur les allures des vitesses et des courants est faible, ce qui explique bien que la commande à mode glissant est robuste pour les variations paramétriques.

On peut conclure que la commande par mode glissant est apparue plus performante par rapport à celle de la commande découplé utilisant un PI pour un système multi-machine connectées en série, néanmoins des oscillations sont engendrées sur ces courbes. Ces perturbations sont dues essentiellement à la présence du phénomène de chattering lié à la nature discontinue de la commande par mode glissant classique. A cet effet, dans la prochaine section nous présenterons des solutions dans le but de minimiser l'effet de ce phénomène.

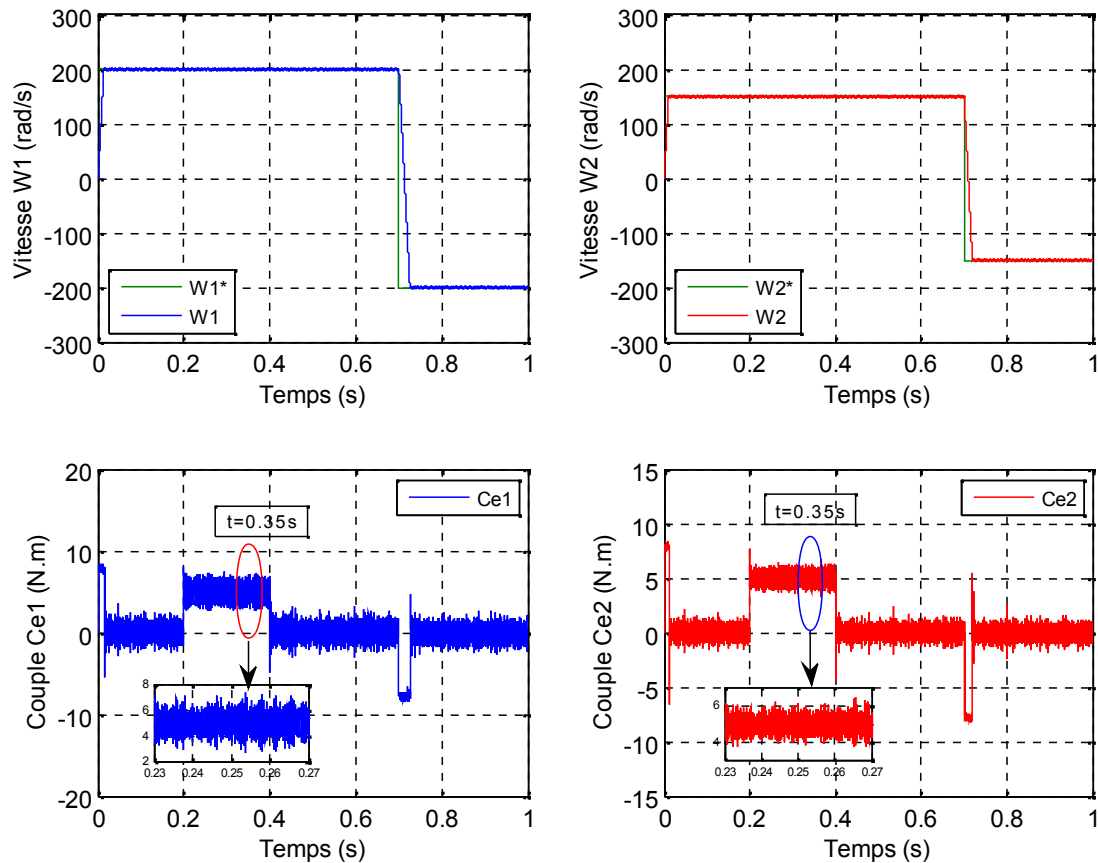


Figure 3.7 : Test de robustesse de la commande par MG01 de deux MSAPP en série vis-à-vis les variations paramétriques.

3.4 Phénomène de chattering

En pratique, il n'y a pas un régime glissant idéal car il ne peut pas être transformé en fréquence infinie. En présence de défauts de commutation, tels que des retards de commutations et des petites constantes de temps dans les actionneurs, les interruptions dans le retour d'état produisent un certain comportement dynamique près de la surface appelée chattering [MEH18b], [FER17]. Ce phénomène est préjudiciable au bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de contrôle des composants à haute fréquence. Ces composants peuvent détériorer le

système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes. Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions sont présentées (Annexe B).

Dans cette partie, on propose d'appliquer la commande par mode glissant d'ordre deux (le super twisting algorithme) pour système multi-machine synchrones connectées en série.

3.5 Commande par modes glissants d'ordre supérieur

Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 1980 par M. Levantovsky et Emelyanov [EME96]. Dans ce cas, des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) [LIN12], [HAN16].

Le chattering étant repoussé sur les dérivées d'ordres supérieurs, il cesse alors de présenter les inconvénients suscités.

Les principaux avantages de cette commande sont [FLO00]:

- 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.

3.5.1 Position du problème

Nous allons considérer un système non linéaire avec la dynamique suivante [FLO00]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x) + g(t, x)v_s \\ y = h(x) \\ S_i = S_i(t, x) \end{cases} \quad (3.39)$$

Où

- $x = [x^1, \dots, x^n]^T \in X$ Représente le vecteur état $X \subset \mathbb{R}^n$,
- $y \in \mathbb{R}$ La sortie à contrôler,
- $f(x, t) \in \mathbb{R}$, $g(x, t) \in \mathbb{R}$ des fonctions supposées suffisamment différentiable.
- t : est le temps,
- S_i : est une 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).

Comme spécifié dans la partie 1, le but de la commande par régime glissant du premier classe est de forcer le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$. Dans 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 :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (3.40)$$

Où r est le degré relatif du système.

La dérivée seconde de $S_i(t)$ peut être exprimée par :

$$\ddot{S} = \{A(t, S, \dot{S}) + W(t, S, \dot{S})v_s(t)\} \quad (3.41)$$

Avant d'établir les algorithmes par modes glissants d'ordre deux il est nécessaire de vérifier certaines hypothèses de travail comme dans [LEV07b].

Pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la surface \dot{S} .

- La commande v_s est une fonction bornée $|v_s| \leq V_{sM}, \forall t$ avec V_{sM} une constante réelle positive.
- Supposons qu'il existe v_{sI} dans $[0, V_{sM}]$ tel que pour toute fonction continue $v_s(t)$ avec $|v_s| > v_{sI}, \forall t$, alors on a $S(t) \cdot v_s(t) > 0$ pour un ensemble fini de t . Ainsi, la commande $v_s = -V_{sM} \text{sign}(S(t_0))$, où t_0 est l'initial, permet d'atteindre la surface de glissement $S = 0$ en temps fini.
- Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M , tel que $\forall x \in R^n$ et $|S(t, x)| \leq S_0$.

Le système vérifie les conditions suivantes [LEV07b] :

$$\begin{aligned} 0 < K_m \leq |W(t, S, \dot{S})| \leq K_M \\ |\{A(x, t)\}| \leq \end{aligned} \quad (3.42)$$

3.5.2 Algorithmes glissants d'ordre deux

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits [FLO00], [LAG07], [FEZ15], [BOU17b]. Parmi ces algorithmes, nous citons:

- ♦ Algorithme du Twisting.
- ♦ Algorithme du Super Twisting.
- ♦ Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie).

3.5.2.1 Algorithme du super twisting

Cet algorithme ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif 1 dont la perturbation est Lipschitz. Cette loi de commande converge en un temps fini avec une trajectoire semblable à celle de l'algorithme du Twisting (figure (3.8)). Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral [MAN12], [FEZ15], [BOU17b].

L'algorithme du super twisting s'écrit :

$$u = u_1 + u_2 \quad (3.43)$$

avec

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = -s \cdot \text{sign}(S) \\ u_2 = -r \cdot |S|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.44)$$

Où u est le nouveau vecteur de commande. La loi de commande est donnée par (3.43). Les paramètres s et r sont des constantes positives réglables. Les conditions suffisantes de convergence sont [LEV93], [KUN12]:

$$\begin{cases} s > \frac{4}{K_m} \\ r^2 \geq \frac{4K_M(s + \frac{4}{K_m})}{K_m^2 K_m (s - \frac{4}{K_m})} \end{cases} \quad 0 < \alpha \leq 0.5 \quad (3.45)$$

Cet algorithme a l'avantage de ne pas demander la connaissance du signe dérivé de la contrainte S . En fait, la mesure du signe, de dérivée de la contrainte S , en temps réel est très difficile à cause de bruits [FLO00].

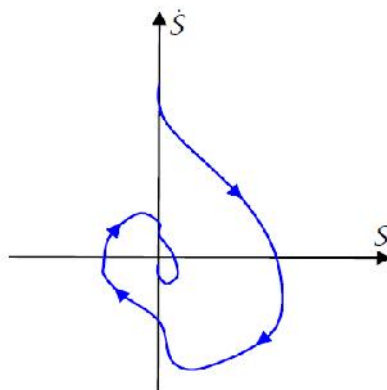


Figure 3.8 : Algorithme du Super Twisting : plan de phase (S, \dot{S}) .

3.5.3 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MSAPP

Outre des propriétés de robustesse et de précision de convergence, une motivation de l'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre deux réside dans les propriétés structurelles mêmes de la machine. Les sorties choisies sont la vitesse w_r et les courants i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds3} et i_{qs3} que l'on veut forcer à suivre une trajectoire de référence [MEH18b].

Compte tenu de la surface de mode glissante donnée par (3.3), (3.11) et (3.16), l'expression suivante peut s'écrire:

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{d1}}(v_{ds1} - R_s i_{ds1} + w_r L_{q1} i_{qs1}) \\ \ddot{S}(i_{ds1}) = Y_1(t, x) + \Lambda_1(t, x)v_{ds1} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{q1}}(v_{qs1} - R_s i_{qs1} - w_r L_{d1} i_{ds1} - w_r w_{f1}) \\ \ddot{S}(i_{qs1}) = Y_2(t, x) + \Lambda_2(t, x)v_{qs1} \end{cases} \quad (3.47)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds3}) = \dot{i}_{ds3}^* - \frac{1}{L_{d3}}(v_{ds3} - R_s i_{ds3} + 3w_r L_{q3} i_{qs3}) \\ \ddot{S}(i_{ds3}) = Y_3(t, x) + \Lambda_3(t, x)v_{ds3} \end{cases} \quad (3.48)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{qs3}) = \dot{i}_{qs3}^* - \frac{1}{L_{q3}}(v_{qs3} - R_s i_{qs3} - 3w_r L_{d3} i_{ds3} - 3w_r w_{f3}) \\ \ddot{S}(i_{qs3}) = Y_4(t, x) + \Lambda_4(t, x)v_{qs3} \end{cases} \quad (3.49)$$

et

$$\begin{cases} \dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \frac{5p^2}{2J_m} \left((L_{d1} - L_{q1}) i_{ds1} i_{qs1} + w_{f1} i_{qs1} \right) + 3 \left((L_{d3} - L_{q3}) i_{ds3} i_{qs3} + w_{f3} i_{qs3} \right) + \frac{p}{J_m} C_r + \frac{f_m}{J_m} w_r \\ \ddot{S}(w_r) = Y_5(t, x) + \Lambda_5(t, x)w_r \end{cases} \quad (3.50)$$

Où $Y_1(t, x)$, $Y_2(t, x)$, $Y_3(t, x)$, $Y_4(t, x)$, $Y_5(t, x)$, $\Lambda_1(t, x)$, $\Lambda_2(t, x)$, $\Lambda_3(t, x)$, $\Lambda_4(t, x)$ et $\Lambda_5(t, x)$ sont des fonctions incertaines qui satisfont [LEV07b]:

$$\begin{cases} Y_1 > 0, Y_1 > \} _1, 0 < K_{m1} < \Lambda_1 < K_{M1} \\ Y_2 > 0, Y_2 > \} _2, 0 < K_{m2} < \Lambda_2 < K_{M2} \\ Y_3 > 0, Y_3 > \} _3, 0 < K_{m3} < \Lambda_3 < K_{M3} \\ Y_4 > 0, Y_4 > \} _4, 0 < K_{m4} < \Lambda_4 < K_{M4} \\ Y_5 > 0, Y_5 > \} _5, 0 < K_{m5} < \Lambda_5 < K_{M5} \end{cases} \quad (3.51)$$

Il est développé pour le cas du système de degré relatif égal à un afin d'éviter le phénomène de broutement. La loi de commande est obtenue par la combinaison de deux termes. Le premier est défini par la dérivée temporelle de sa discontinuité et la deuxième est une fonction continue de la variable de glissement S [MEH17a]:

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= v_{11} + v_{12} \\ v_{ds3} &= v_{31} + v_{32} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{11} &= -S_{11} \cdot \text{sign}(S(i_{ds1})) \\ v_{12} &= -r_{11} |S(i_{ds1})|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S(i_{ds1})) \\ \dot{v}_{31} &= -S_{31} \cdot \text{sign}(S(i_{ds3})) \\ v_{32} &= -r_{31} |S(i_{ds3})|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S(i_{ds3})) \end{aligned} \quad (3.53)$$

et

$$\begin{aligned} v_{qs1} &= w_{11} + w_{12} \\ v_{qs3} &= w_{31} + w_{22} \end{aligned} \quad (3.54)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{w}_{11} &= -S_{12} \cdot \text{sign}(S(i_{qs1})) \\ w_{12} &= -r_{12} |S(i_{qs1})|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S(i_{qs1})) \\ \dot{w}_{31} &= -S_{32} \cdot \text{sign}(S(i_{qs3})) \\ w_{32} &= -r_{32} |S(i_{qs3})|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S(i_{qs3})) \end{aligned} \quad (3.55)$$

et

$$i_{qs} = z_1 + z_2 \quad (3.56)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -S_3 \cdot \text{sign}(S(w_r)) \\ z_2 &= -r_3 |S(w_r)|^{\dots} \cdot \text{sign}(S(w_r)) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Afin d'assurer la convergence des surfaces glissantes vers zéro dans un temps fini, les gains adaptatifs de la commande proposée peuvent être choisis initialement comme suit [LEV07b]:

$$\begin{cases} S_{ij} > \frac{\}j}{k_{mj}} \\ r_{ij}^2 \geq \frac{4\}j}{K^2_{mj}} \frac{K_{Mj}(S_{ij} + \}j)}{K_{mj}(S_{ij} - \}j)}; & j=1,2,3,4,5 \quad ,i=1,3 \\ 0 < \dots \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.58)$$

Le choix $\dots = 0.5$ assure que l'ordre du glissement réel maximum pour la réalisation du glissement d'ordre deux soit atteint.

3.5.3.1 Simulation et interprétation des résultats

Les performances des commandes proposées ont été testées par simulation sur une machine MSAPP. La figure (3.9) représente le schéma de principe de la commande par mode glissement d'ordre deux d'une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée alimentée en tension [MEH18b].

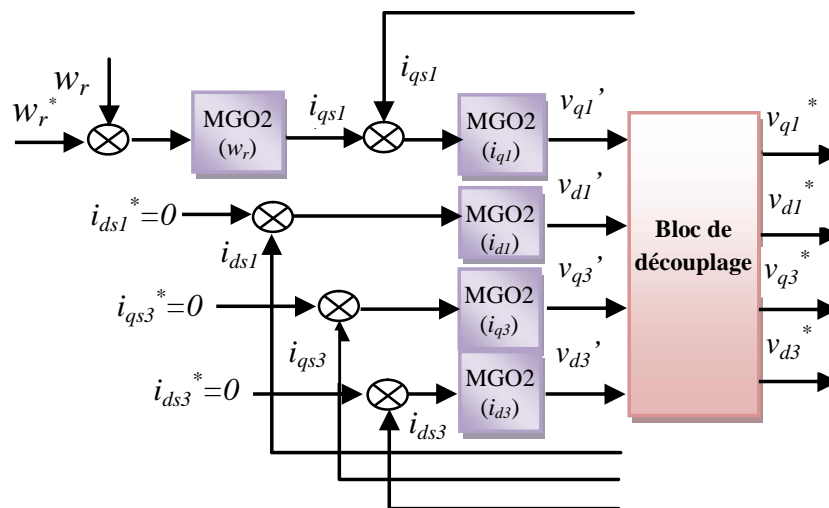


Figure 3.9 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre 2 de la MSAPP.

La figure (3.10) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation de la vitesse, on applique une vitesse de 200 rad/s et inversement du sens de rotation de -200 rad/s à $t=0.7s$ pour la commande mode glissant d'ordre deux. L'inversion de vitesse permettra d'indiquer qu'il y a une bonne poursuite de sa valeur de référence. Pour les autres grandeurs de couple, et courant, des fluctuations apparaissent au moment de l'inversion de vitesse mais ils reprennent leurs valeurs de références d'une façon très rapide.

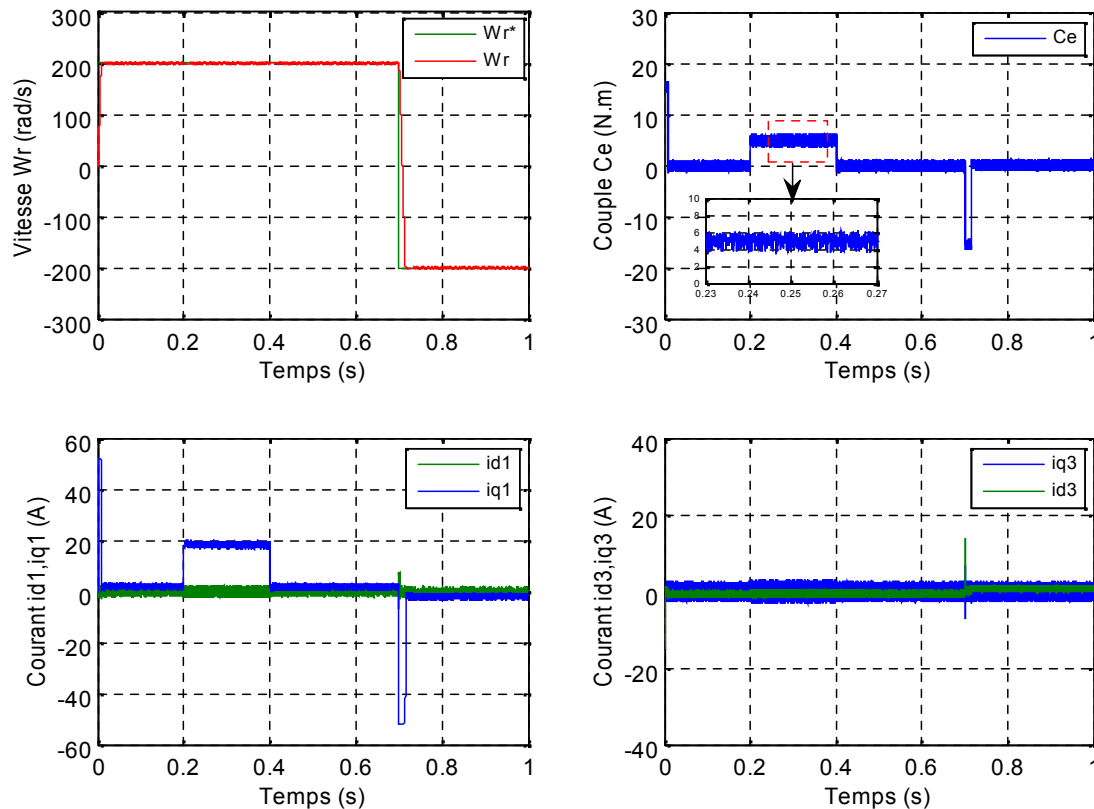


Figure 3.10 : Performances de la commande MGO2 de la MSAPP.

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre deux basé sur l'algorithme de super twisting de la MSAPP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur le figure (3.11)

Une bonne robustesse et une bonne poursuite est obtenue pour les différentes caractéristiques des grandeurs de vitesse, couple et courant.

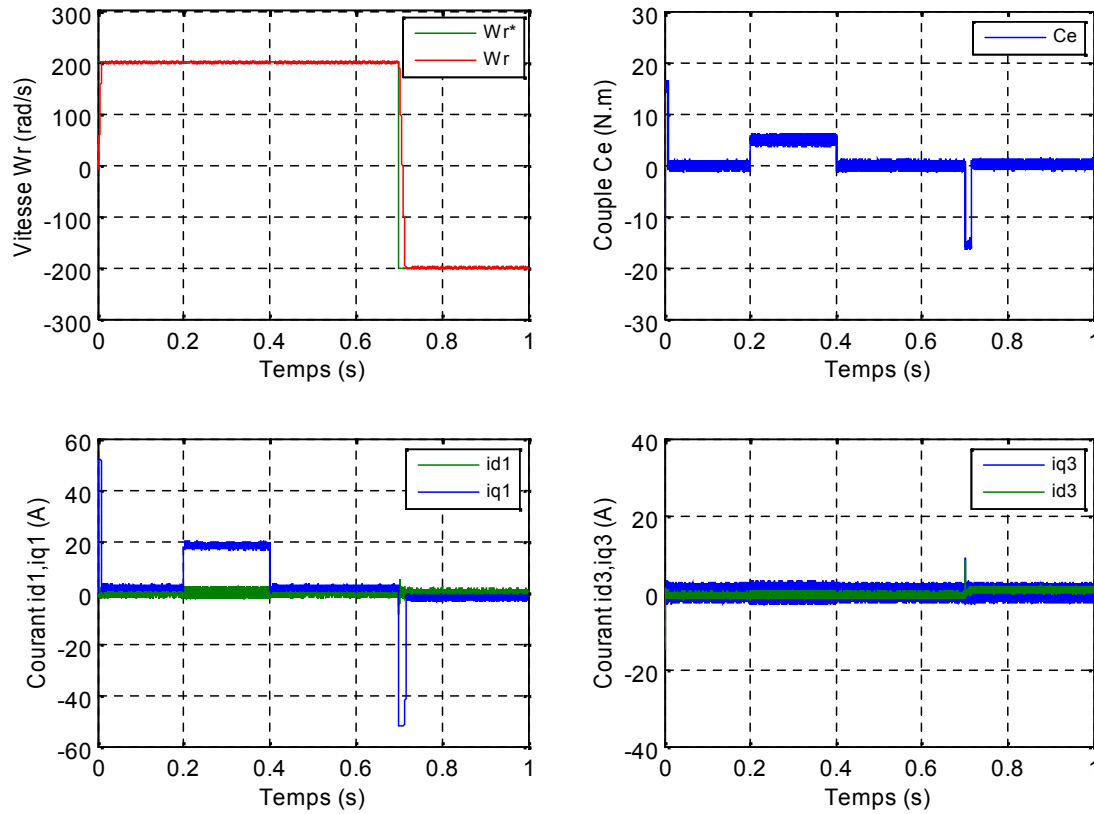


Figure 3.11 : Test de robustesse de la commande MGO2 de la MSAPP vis-à-vis les variations paramétriques.

3.5.4 Commande par mode glissant d'ordre deux d'un système de deux MSAP pentaphasées connectées en série

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes [MEH17a]:

Pour machine 1:

$$\begin{cases} S(i_d) = i_d^* - i_d \\ S(i_q) = i_q^* - i_q \\ S(w_1) = w_1^* - w_1 \end{cases} \quad (3.59)$$

Pour machine 2:

$$\begin{cases} S(i_x) = i_x^* - i_x \\ S(i_y) = i_y^* - i_y \\ S(w_2) = w_2^* - w_2 \end{cases} \quad (3.60)$$

La dérivée de premier ordre de (3.59) et (3.60) donne:

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{d,x}) = \dot{i}_{d,x}^* - \dot{i}_{d,x} \\ \dot{S}(i_{q,y}) = \dot{i}_{q,y}^* - \dot{i}_{q,y} \\ \dot{S}(w_i) = \dot{w}_i^* - \dot{w}_i \end{cases} \quad (3.61)$$

Considérant la surface du mode coulissant donnée par (3.61)

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{d,x}) = \dot{i}_{d,x}^* - \frac{1}{L_{sli} + L_{d,x}} (v_{d,x} - (R_{s1} + R_{s2})i_{d,x} + w_i L_{q,y} i_{q,y}) \\ \ddot{S}(i_{d,x}) = Y_{1i}(t,x) + \Lambda_{1i}(t,x)v_{d,x} \end{cases} \quad (3.62)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{q,y}) = \dot{i}_{q,y}^* - \frac{1}{L_{sli} + L_{q,y}} (v_{q,y} - (R_{s1} + R_{s2})i_{q,y} - w_i L_{d,x} i_{d,x} - w_i w_{fi}) \\ \ddot{S}(i_{q,y}) = Y_{2i}(t,x) + \Lambda_{2i}(t,x)v_{q,y} \end{cases} \quad (3.63)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(w_i) = \dot{w}_i^* - \frac{p_i^2}{J_{mi}} \left(\frac{5}{2} (L_{d,x} - L_{q,y}) i_{d,x} + w_{fi} \right) i_{qsi} + \frac{p_i}{J_{mi}} C_{ri} + \frac{f_{mi}}{J_{mi}} w_i \\ \ddot{S}(w_i) = Y_{3i}(t,x) + \Lambda_{3i}(t,x)i_{q,y} \end{cases} \quad (3.64)$$

Dans lequel

$$i = \begin{cases} 1 & \text{pour machine 1} \\ 2 & \text{pour machine 2} \end{cases}$$

Où $Y_{1i}(t,x)$, $Y_{2i}(t,x)$, $Y_{3i}(t,x)$, $\Lambda_{1i}(t,x)$, $\Lambda_{2i}(t,x)$ et $\Lambda_{3i}(t,x)$ sont des fonctions incertaines qui satisfont:

$$\begin{cases} \{Y_{1i} > 0, Y_{1i} > \} \}_{1i}, 0 < K_{m1i} < \Lambda_{1i} < K_{M1i} \\ \{Y_{2i} > 0, Y_{2i} > \} \}_{2i}, 0 < K_{m2i} < \Lambda_{2i} < K_{M2i} \\ \{Y_{3i} > 0, Y_{3i} > \} \}_{3i}, 0 < K_{m3i} < \Lambda_{3i} < K_{M3i} \end{cases} \quad (3.65)$$

En se basant sur l'algorithme de super twisting (3.43), le contrôleur de mode glissant d'ordre supérieur proposé contient deux parties [MEH17a]:

$$v_{d,x} = v_{1i} + v_{2i} \quad (3.66)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{1i} &= -s_{1i} \cdot \text{sign}(S(i_{d,x})) \\ v_{2i} &= -r_{1i} |S(i_{d,x})|^{\alpha} \cdot \text{sign}(S(i_{d,x})) \end{aligned} \quad (3.67)$$

et

$$v_{q,y} = w_{1i} + w_{2i} \quad (3.68)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{w}_{1i} &= -S_{2i} \cdot \text{sign} (S(i_{q,y})) \\ w_{2i} &= -r_{2i} |S(i_{q,y})|^{\alpha} \cdot \text{sign} (S(i_{q,y})) \end{aligned} \quad (3.69)$$

et

$$i_{q,y} = z_{1i} + z_{2i} \quad (3.70)$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{1i} &= -S_{3i} \cdot \text{sign} (S(w_i)) \\ z_{2i} &= -r_{3i} |S(w_i)|^{\alpha} \cdot \text{sign} (S(w_i)) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Afin d'assurer la convergence des collecteurs glissants à zéro en temps fini, les gains peuvent être choisis comme suit [MEH17a].

$$\begin{cases} s_{ji} > \frac{\lambda_{ji}}{k_{mji}} \\ r_{ji}^2 \geq \frac{4\lambda_{ji}}{K_{mji}^2} \frac{K_{Mji}(s_{ji} + \lambda_{ji})}{K_{mji}(s_{ji} - \lambda_{ji})}; \quad j=1,2,3, \quad i=1,2 \\ 0 < \dots \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.72)$$

3.5.4.1 Résultats des simulations et discussion

La commande par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine en série, avec le choix des courants et vitesses comme des surfaces de glissement, a été validée par simulation numérique. Les consignes des courants et vitesses utilisées dans les tests qui suivent sont identiques à celles utilisées dans les simulations précédentes. La figure (3.12) présente le schéma du réglage par mode glissement d'ordre deux d'un système multi-machine en série.

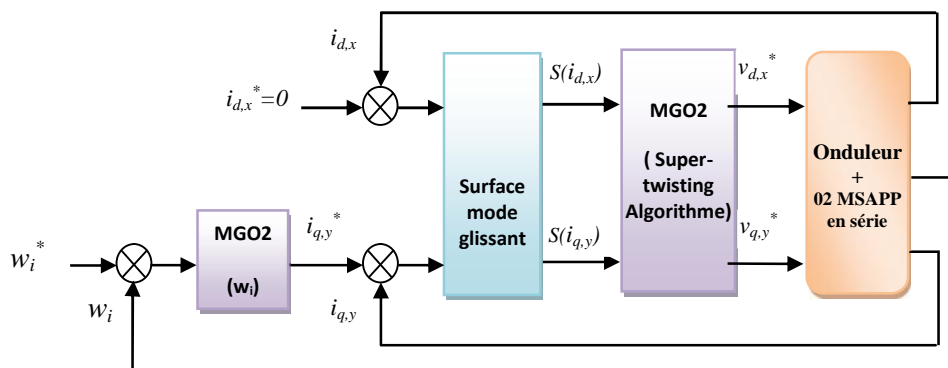


Figure 3.12 : Schéma global de la commande MGO2 d'un système multi-machine en série.

les figures (3.13) et (3.14), mettent en évidence les performances élevées de stratégie de commande par mode glissant d'ordre deux basé sur l'algorithme de super twisting de deux MSAPIP en série, ou on voit clairement les performances de poursuite élevées malgré la présence du couple de la charge. Pour les couples de deux machines, on constate aussi une diminution des ondulations. Ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur adopté MGO2 est efficace vis-à-vis de la réduction du phénomène de chattering.

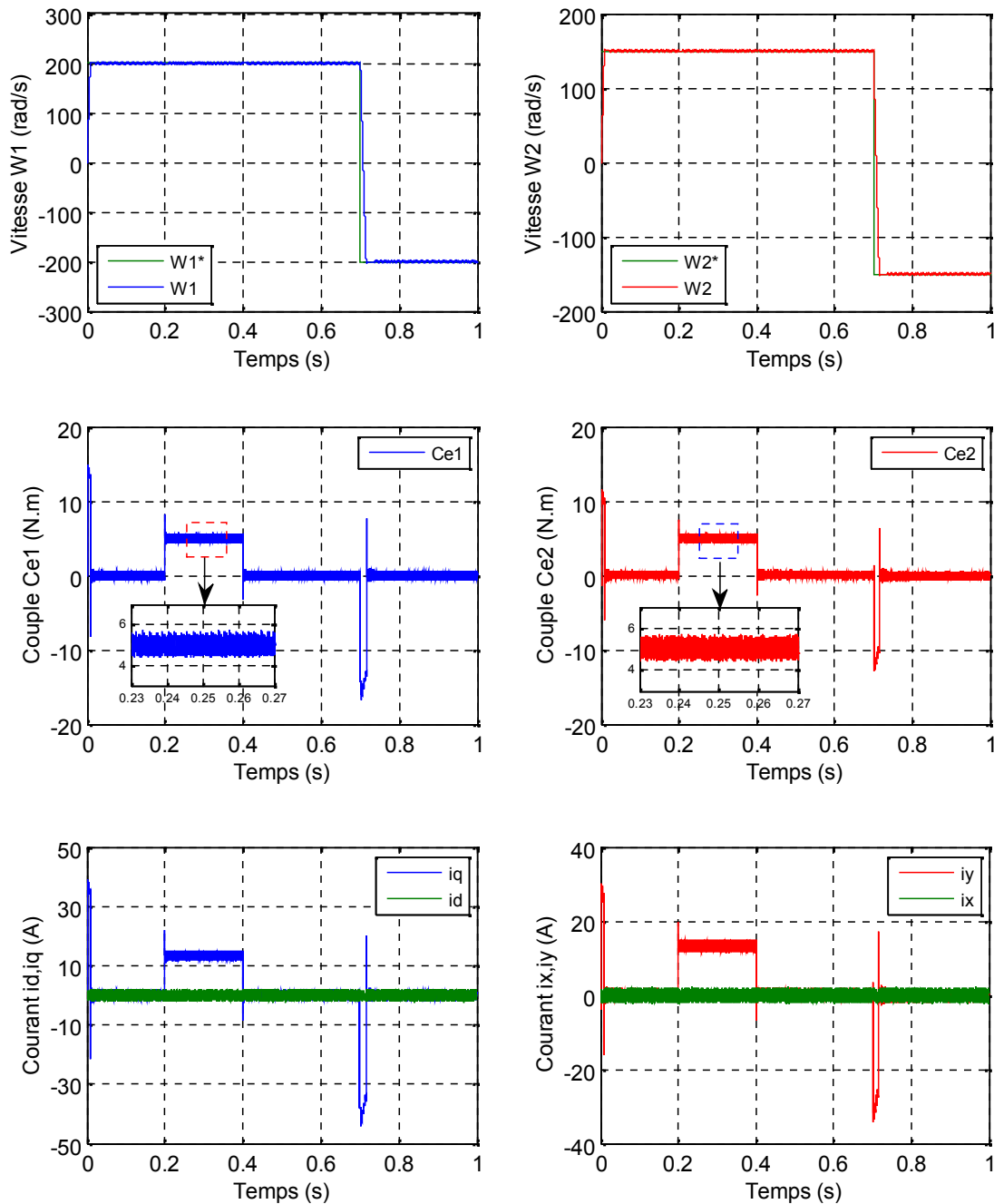


Figure 3.13 : Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série à différentes valeurs de vitesses de référence.

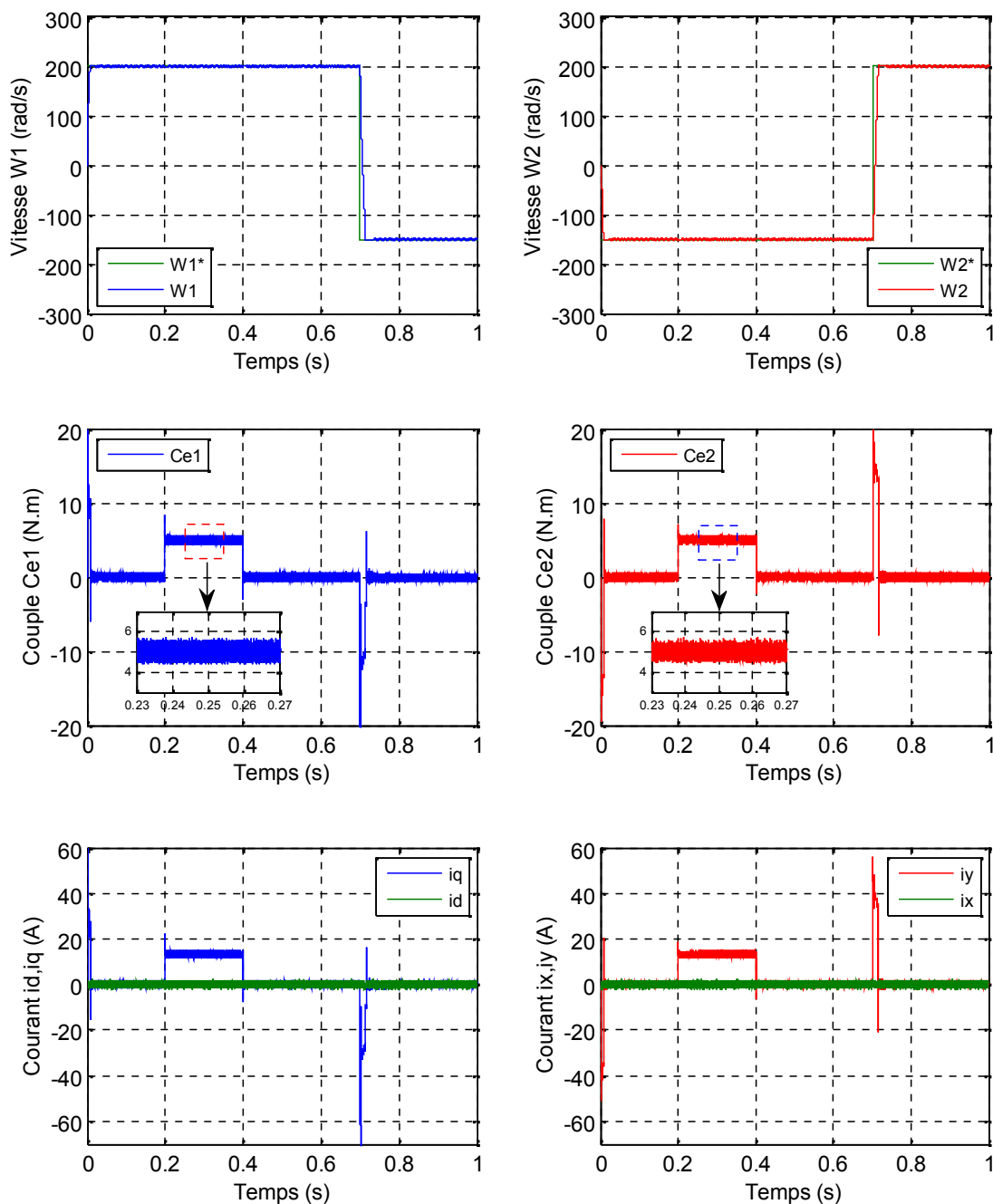


Figure 3.14 : Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série lorsque deux moteurs fonctionnent dans des directions opposées.

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre deux d'un système multimachine connectées en série, les paramètres du modèle de deux MSAPIP ont été variés de la même façon que dans le cas de la commande vectorielle et mode glissant classique. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur le figure (3.15) . D'après cette figure, on peut remarquer que les consignes de vitesses sont toujours suivies par les deux machines on utilisant la commande par mode glissant d'ordre deux. On constate que les oscillations engendrées sur les

couples dues à la présence du phénomène de Chattering lié à la commande par mode glissant classique sont minimisés par l'utilisation de la commande par mode glissant d'ordre deux. Ce test permet de conclure que ce dernier est plus robuste vis-à-vis les variations paramétriques.

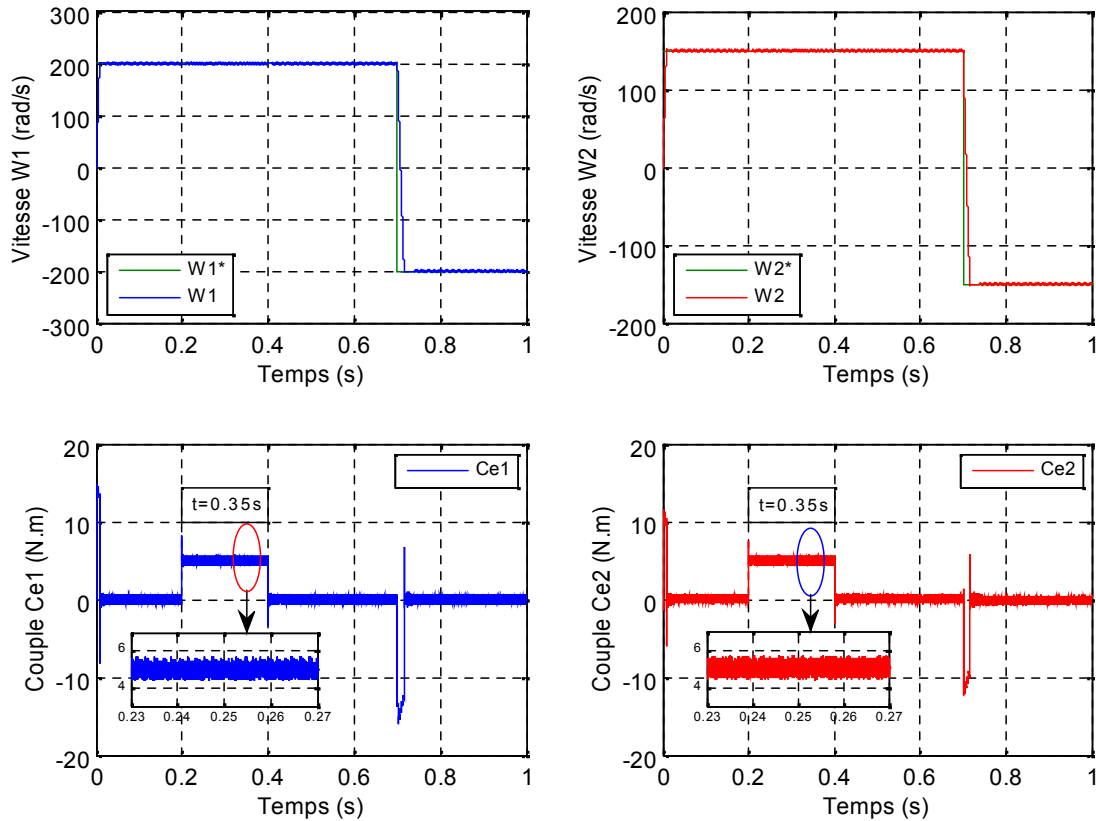


Figure 3.15: Test de robustesse de la commande par MG02 de deux MSAPP en série vis-à-vis les variations paramétriques.

3.6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les idées clés de la commande par modes glissants du système multimachine synchrone connectées en série. La commande par mode glissant classique et la commande par mode glissement d'ordre deux basé sur l'algorithme de super twisting. Afin de comparer leurs performances, des tests sont effectués dans les mêmes conditions. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité de ces commandes proposées par rapport aux autres méthodes par PI classique. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant classique, en l'occurrence le phénomène de broutement (Chattering), peut être contourné par l'introduction des modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci semblent être des outils efficaces pour commander des systèmes multimachines en série soumis à des incertitudes tout en obtenant une meilleure précision de convergence par rapport au mode glissant d'ordre un.

Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la structure de la commande MGO2, tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse par rapport aux variations paramétriques. Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande robuste du système multimachine synchrone connectées en série sans capteur mécanique.

CHAPITRE 4 :

COMMANDE SANS CAPTEUR D'UN SYSTEME MULTI-MACHINE MSAP PENTAPHASEES CONNECTEES EN SERIE

4.1 Introduction

Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. Cette demande mobilise particulièrement les chercheurs. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux, nous avons jugé intéressant de faire appel à un observateur d'état pour reconstruire les grandeurs d'état à partir de la grandeur de commande et de la grandeur à asservir [OUE12], [FAL15], [SAL13b]. Lors de son dimensionnement nous avons prévu l'estimation de la grandeur de perturbation, afin d'améliorer la robustesse du réglage. L'observateur utilisé est un « observateur de Luenberger » [LUE71], [FAT10], [JOU11], [DJA12]. Il est utilisé pour la reconstitution du couple résistant, en vue de la mise en oeuvre d'une commande avec compensation des perturbations non modélisables.

L'observation utilisant un observateur mode glissant est une autre méthode très intéressante pour identifier la position du rotor en raison de sa faible sensibilité à la variation des paramètres de la machine et une bonne immunité aux perturbations des charges [YAN18a], [YAN18b]. L'inconvénient de la commande sans capteur basé sur un observateur mode glissant est que l'estimation de la f.c.é.m. n'est pas précise à basse vitesse ou même à la vitesse zéro due au fait que l'estimation de la position du rotor est inexacte.

La structure de la commande sans capteur mis en oeuvre dans notre cas est basée sur l'observateur du mode de glissement d'ordre deux (algorithme super twisting) en utilisant uniquement la mesure des courants de moteur pour l'estimation en ligne la vitesse du rotor [FEZ14], [ZGO13], [LIA17a], [LIA17b].

La première partie du chapitre est une introduction au principe de fonctionnement de l'observateur et de synthèse d'observateur puis on s'intéresse à l'application de l'observateur de Luenberger pour l'estimation de la vitesse des MSAPIP connectées en série. Dans le second lieu nous étudierons la commande par mode glissant d'ordre deux d'un système multimachine en série sans capteur mécaniques associée à l'observateur basée sur l'algorithme de super twisting.

4.2 Capteur ou observateur : que choisir ?

Il existe deux types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position :

- Les capteurs : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants ...), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.

• Les observateurs : sont des méthodes pour déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (vitesse.....), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs des courants, tensions).

Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage».

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation.

Pour toutes applications le choix à faire entre capteur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs , puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation.

4.3 Principe de fonctionnement de l'observateur

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir des données accessibles (les entrées et les sorties mesurées). L'observateur fait deux étapes [LUE71], [DJA12]; la première est une étape d'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système et la deuxième est une étape de correction se fait par la soustraction de la différence entre les états mesurés et ceux estimés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain L . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Figure (4.1).

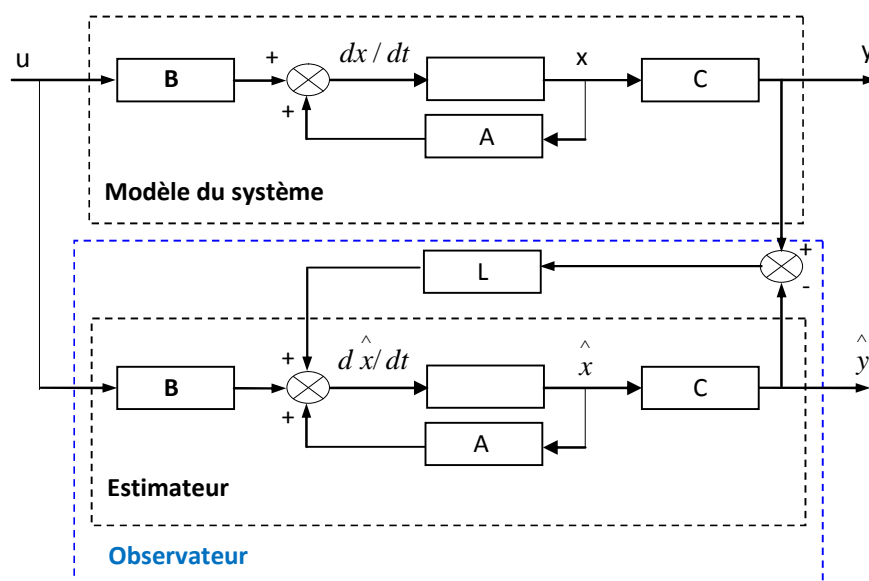


Figure 4.1 : Schéma bloc d'un observateur d'états.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, représentent respectivement :

- ♦ Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,
- ♦ Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer,
- ♦ Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

Dont l'état $x(t)$ est estimé (ou reconstruit) par un système dynamique appelé observateur, dont la structure est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + Lv \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (4.1)$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (4.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie estimée.

4.4 L'observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger est l'un des observateurs connus dans les commandes par retour d'état. Il permet de reconstruire l'état du système observable lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, comme il peut estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système, c'est le cas d'un observateur étendu. Une représentation de l'observateur de Luenberger peut s'exprimer dans la figure (4.2) [LUE71], [DJA12].

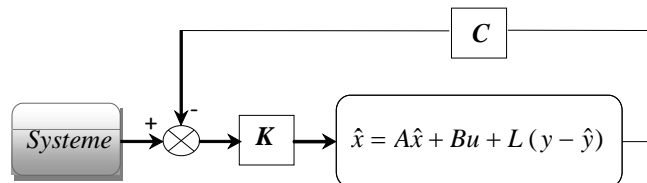


Figure 4.2 : Schéma d'un observateur linéaire.

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, La mise en équation de l'observateur conduit à :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (4.2)$$

Le terme L corrige le vecteur reconstruit à partir de l'erreur d'estimation. L'erreur d'estimation est donnée par :

$$\begin{aligned} v_x &= \hat{x} - x \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{x} - x) &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

D'où la définition de la dynamique l'erreur dans ce cas est donnée par :

$$\dot{v}_x = (A - LC)v_x \quad (4.4)$$

La matrice de gain est calculée d'une manière à assurer une convergence rapide de \hat{x} vers x . il suffit alors de choisir le gain de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice A-LC soit de Hurwitz avec ses valeurs propres fixées à l'avance.

4.4.1 L'observateur de Luenberger étendu

l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été mentionné dans [LUE71], [JOU11].

Dans le cas du système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (4.5)$$

L'observateur est identifié de la même manière que dans le cas linéaire :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}(t), u(t)) + L(\hat{x}(t), u(t))(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (4.6)$$

Nous pouvons également décrire la dynamique de l'erreur par:

$$\dot{v}_x = f(x(t), u(t)) - f(\hat{x}(t), u(t)) - L(\hat{x}(t), u(t))(h(x(t)) - h(\hat{x}(t))) \quad (4.7)$$

La dynamique (rapidité, stabilité) de l'observateur est donnée par l'équation caractéristique:

$$\chi(s) = \det(sI - (f - Lh)) = 0 \quad (4.8)$$

Ainsi, grâce au choix judicieux de l'appel L , la dynamique l'observateur peut être modifiée et ainsi la vitesse de convergence de l'erreur passe à zéro.

Afin d'obtenir les performances souhaitable de l'observateur en fixe l'équation caractéristique désirer par :

$$\chi_d(s) = (s - s_1)(s - s_2)(s - s_3) \dots (s - s_n) \quad (4.9)$$

En choisi les L tel que

$$\{L(s) = \{d(s) \quad (4.10)$$

La structure d'un observateur repose sur un modèle du système, appelé estimateur ou prédicteur, qui fonctionne en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur comprend une boucle de rétroaction pour corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle.

La suite du chapitre sera consacré à l'application de l'observateur de Luenberger pour la commande sans capteur d'un système de deux MSAPI pentaphasées en série.

4.5 Commande d'un système de deux MSAP pentaphasées en série dotée des observateurs d'état de Luenberger

Dans cette étude nous choisirons le modèle non linéaire de l'observateur de Luenberger [DJA12], et nous l'appliquerons sur le système (deux MSAPI pentaphasées connectées en série - commande par mode glissant d'ordre deux).

Le modèle d'équations d'états simplifié de deux MSAPI pentaphasées en série s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{dX_i}{dt} = A_i X_i + B_i U_i \\ Y_i = C X_i \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec :

$$X_i = [i_{d,x} \quad i_{q,y}]^T ; \quad U_i = [v_{d,x} \quad v_{q,y} \quad w_{fi}]^T ; \quad Y_i = [i_{d,x} \quad i_{q,y}]^T ;$$

Dans lequel :

$$i = \begin{cases} 1 & \text{Pour la machine 1} \\ 2 & \text{Pour la machine 2} \end{cases}$$

Pour la machine 1:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_d + L_{sl2}} & \frac{L_q w_1}{L_d + L_{sl2}} \\ -\frac{L_d w_1}{L_q + L_{sl2}} & -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_q + L_{sl2}} \end{bmatrix} ; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + L_{sl2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q + L_{sl2}} & -\frac{w_1}{L_q + L_{sl2}} \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour la machine 2:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_x + L_{sl1}} & \frac{L_y w_2}{L_x + L_{sl1}} \\ -\frac{L_x w_2}{L_y + L_{sl1}} & -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_y + L_{sl1}} \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x + L_{sl1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_y + L_{sl1}} & -\frac{w_2}{L_y + L_{sl1}} \end{bmatrix};$$

L'observateur d'état peut être décrit comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}_i}{dt} = A_{oi}\hat{X}_i + B_{oi}U_i + L_i(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y}_i = C\hat{X}_i \end{cases} \quad (4.12)$$

Avec :

$$\hat{X}_i = [\hat{i}_{d,x} \quad \hat{i}_{q,y}]^T \quad ; \quad \hat{Y}_i = [\hat{i}_{d,x} \quad \hat{i}_{q,y}]^T$$

Pour la machine 1:

$$A_{o1} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_d + L_{sl2}} & \frac{L_q \hat{w}_1}{L_d + L_{sl2}} \\ -\frac{L_d \hat{w}_1}{L_q + L_{sl2}} & -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_q + L_{sl2}} \end{bmatrix}; \quad B_{o1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + L_{sl2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q + L_{sl2}} & -\frac{\hat{w}_1}{L_q + L_{sl2}} \end{bmatrix};$$

Pour la machine 2:

$$A_{o2} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_x + L_{sl1}} & \frac{L_y \hat{w}_2}{L_x + L_{sl1}} \\ -\frac{L_x \hat{w}_2}{L_y + L_{sl1}} & -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{L_y + L_{sl1}} \end{bmatrix}; \quad B_{o2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x + L_{sl1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_y + L_{sl1}} & -\frac{\hat{w}_2}{L_y + L_{sl1}} \end{bmatrix};$$

Le gain L_i est choisi de sorte que les pôles de $(A_{oi} - L_i C)$ soient stables.

La vitesse du rotor est reconstruite en utilisant le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) [KIM03], [FAT10]. Le MRAS est composé de deux estimateurs, le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer, est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. La différence entre les sorties des deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence [KIM03], [FAT10], [KHA08b], [ZHA14].

Le schéma fonctionnel d'observateur de Luenberger étendu de deux MSAPIP connectées en série est donné par la figure (4.3).

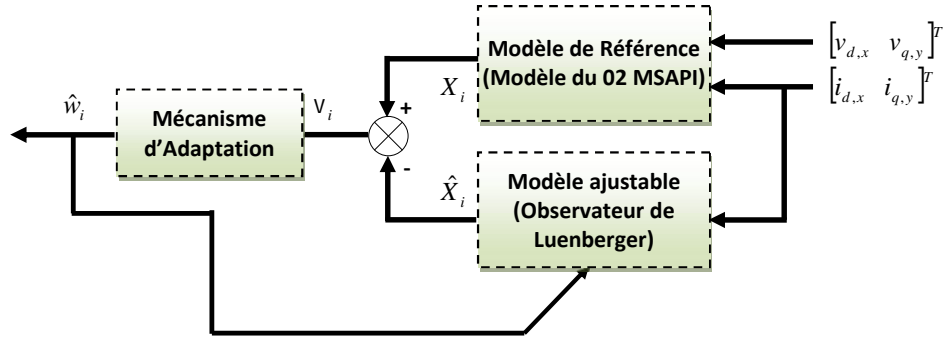


Figure 4.3 : Structure d'observateur de Luenberger étendu de deux MSAPIP en série.

A partir de la structure générale du mécanisme d'adaptation, l'estimation de la vitesse de rotation w_i pour les deux machines est une fonction de l'erreur e_i . Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, nous allons utiliser un régulateur PI afin d'estimer la vitesse rotorique. D'où l'estimation de la vitesse de rotation donnée sous la forme suivante :

$$\hat{w}_i = K_{pi}v_i + K_{ii} \int_0^t v_i dt \quad i = 1,2 \quad (4.13)$$

$$\text{Ou } v_1 = i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{W_{f1}}{L_d} (i_q - \hat{i}_q) \text{ et } v_2 = i_x \hat{i}_y - i_y \hat{i}_x - \frac{W_{f2}}{L_x} (i_y - \hat{i}_y)$$

prendre en considération $e_q = i_q - \hat{i}_q$, $e_y = i_y - \hat{i}_y$ en déduit les équations de l'estimation de la vitesse de rotation des deux machines:

$$\begin{cases} \hat{w}_1 = K_{p1} (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{W_{f1}}{L_d} e_q) + K_{i1} \int_0^t (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{W_{f1}}{L_d} e_q) dt \\ \hat{w}_2 = K_{p2} (i_x \hat{i}_y - i_y \hat{i}_x - \frac{W_{f2}}{L_x} e_y) + K_{i2} \int_0^t (i_x \hat{i}_y - i_y \hat{i}_x - \frac{W_{f2}}{L_x} e_y) dt \end{cases} \quad (4.14)$$

Avec K_{pi} et K_{ii} qui sont les gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée.

Le modèle du système de deux MSAPP en série est considéré comme le modèle de référence et nous avons utilisé l'observateur de Luenberger comme modèle adaptatif pour obtenir les courants estimés du stator.

Enfin, la position électrique estimée du rotor pour les deux machines est obtenue en intégrant la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta}_i = \int_0^t \hat{w}_i dt \quad i = 1,2 \quad (4.15)$$

4.5.1 Résultats des simulations et discussion

Dans cette section, nous illustrons les performances de la commande sans capteur mécanique proposée. Afin de tester le comportement de la commande non linéaire d'un système multi-machine MSAPIP connectées en série sans capteur de vitesse munie de deux observateurs de Luenberger, on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec les mêmes profils de vitesse et de couple.

4.5.1.1 Application de la charge et inversion de la vitesse

Ce test est fait pour illustrer la robustesse de la commande par MG02 d'un système multi-machine dotée des observateurs d'état de Luenberger vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne avec application d'un couple résistant .

La figure (4.4) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation de la vitesse pour les deux machines, L'inversion de vitesse permettra d'indiquer qu'il y a une bonne poursuite de sa valeur de référence. Une erreur est survenue au moment du changement de la charge. L'écart entre la vitesse estimée et réelle est environ 5% (M1) et 6% (M2). Concernant l'estimation de la position (θ_{1est} , θ_{2est}) on constate une bonne poursuite entre la position réelle et la position estimé. Pour les autres grandeurs de couple et courant, des fluctuations apparaissent au moment de l'inversion de vitesse mais ils reprennent leurs valeurs de références d'une façon très rapide.

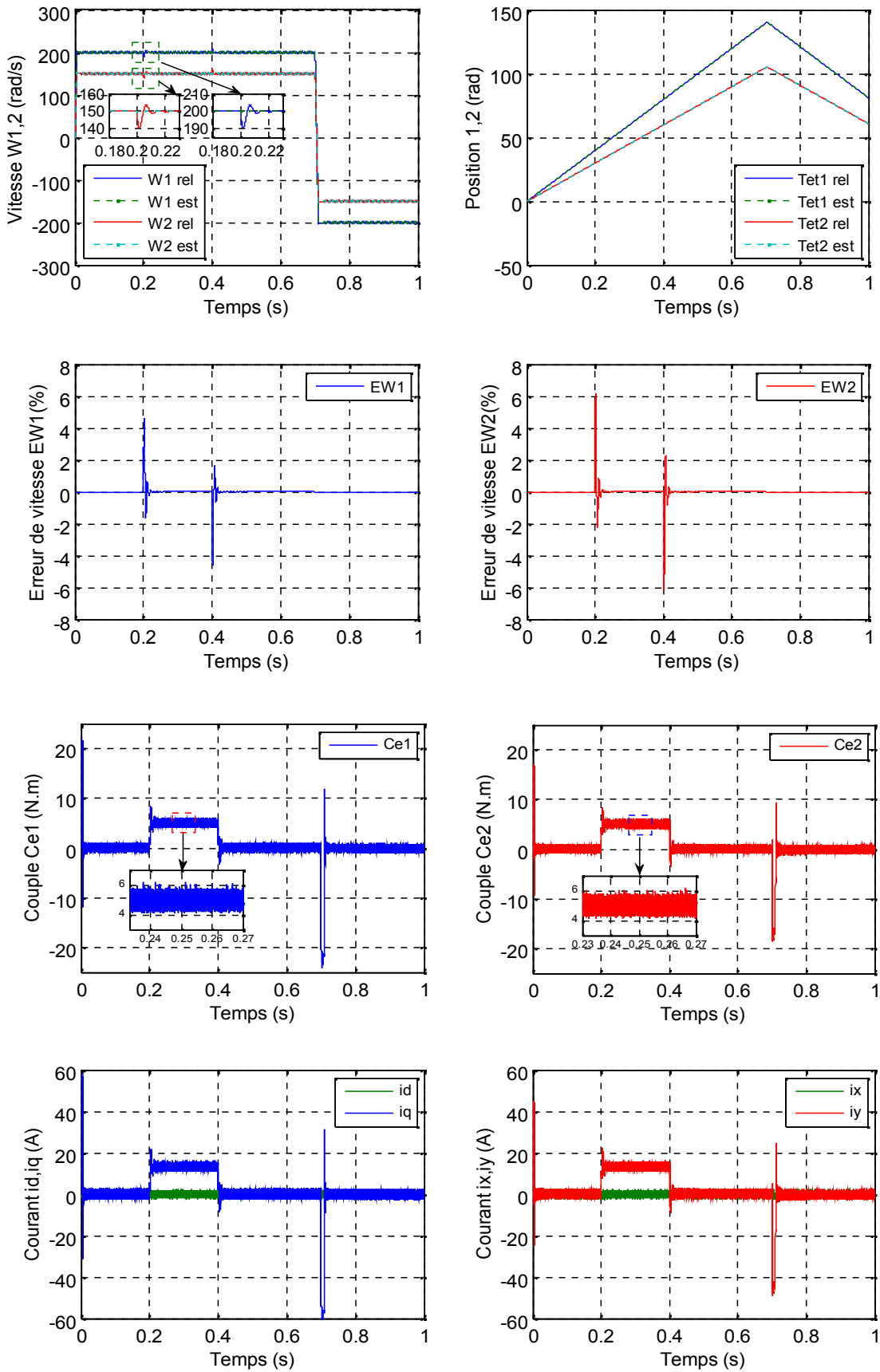


Figure 4.4 : Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série sans capteur de vitesse utilisant des observateurs de Luenberger.

4.5.1.2 Test de robustesse

a) Variations paramétriques :

La figure (4.5) représente les résultats de simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux sans capteur mécaniques de deux MSAPIP en série dotée des observateurs luenberger pour des variations de la résistance statorique et moment d'inertie à instant ($t=0.35s$) où une augmentation de 100% de sa valeur nominale et les valeurs des inductances sont multiplier par 0.8.

On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. mais on constate la dégradation des performances de la commande, en présence des variations paramétrique.

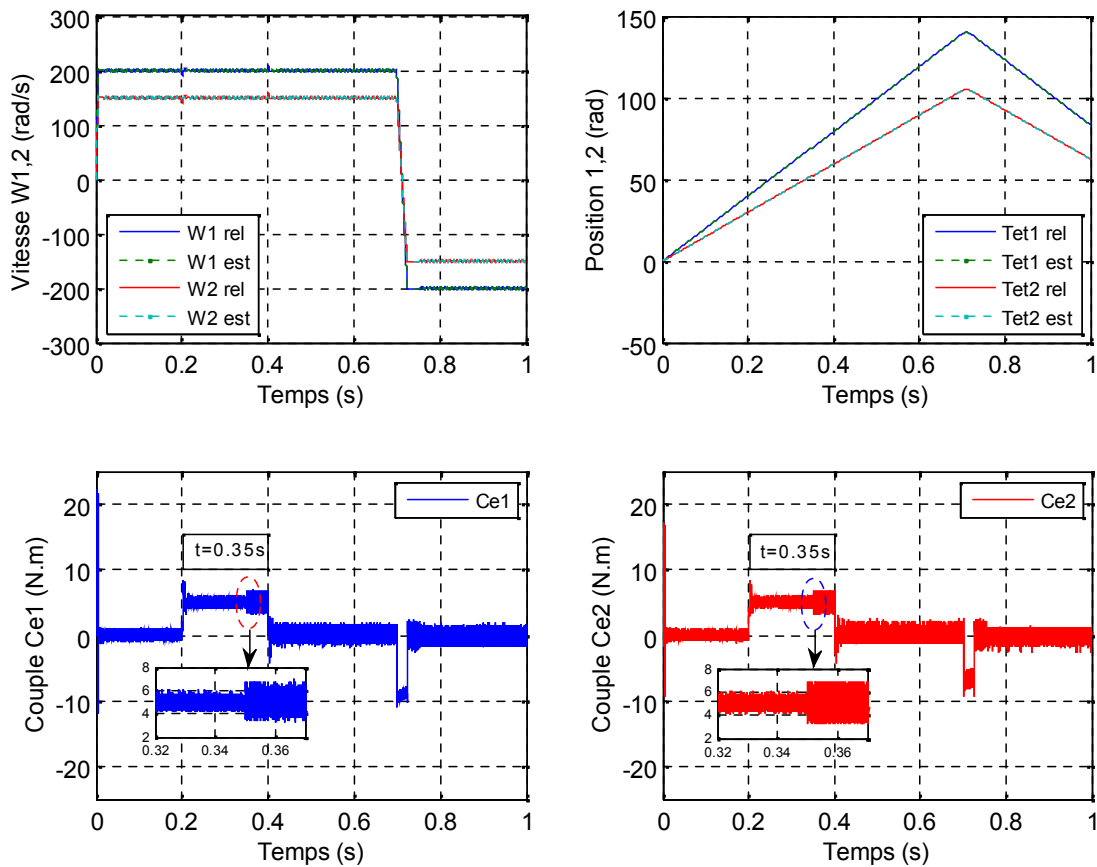


Figure 4.5 : Test de robustesse : Variations paramétriques ($2 * R_{s1,2}, 2 * J_{m1,2}$ et $0.8 L_{1,2}$) utilisant des observateurs de Luenberger.

b) Fonctionnement à faible vitesse

Le fonctionnement à basse vitesse est un mode où la robustesse de la commande sans capteur de vitesse est un peu affectée. Les courbes de la figure (4.6) montrent les résultats de simulation pour un fonctionnement à faible vitesse de +15 rad/s à -15 rad/s (M1) et de +10 rad/s à -10 rad/s

(M2). On remarque que la vitesse réelle et estimé suit son référence pour les deux machines. Mais l'effet de couple de charge est évident où l'augmentation des erreurs entre les valeurs estimées et ses références sont importantes environ 64% (M1) et 86% (M2) à cause de l'introduction des observateurs de luenberger.

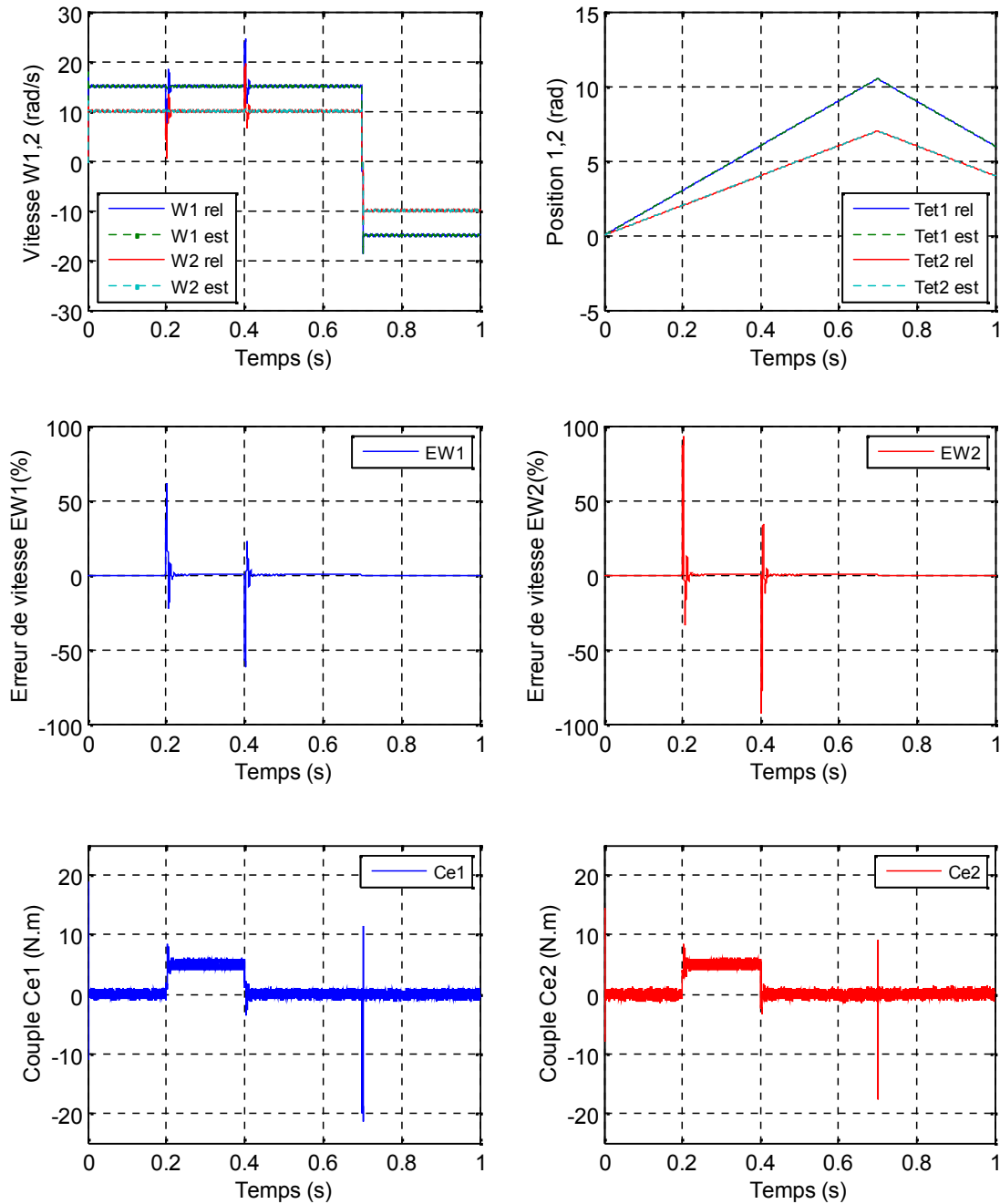


Figure 4.6 : Test de robustesse : pour un fonctionnement à faible de vitesse utilisant des observateurs de Luenberger.

4.6 Commande et observation par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine en série

L'observateur par mode glissant est réputé pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre.

L'inconvénient majeur des modes glissants d'ordre un est l'apparition du phénomène de broutement qui est un régime oscillatoire haute fréquence et qui se manifeste dans les grandeurs asservies (commandes). Pour pallier ce problème, nous utiliserons les observateurs des modes glissants d'ordre deux.

Dans cette section, l'observateur est fondé sur l'algorithme de super twisting présenté dans [FEZ14], [FEZ15] sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_4 &= \hat{x}_3 + z_1 \\ \dot{\hat{x}}_3 &= f_0(t, x_4, \hat{x}_3, u) + z_2\end{aligned}\quad (4.16)$$

Où \hat{x}_3 et \hat{x}_4 sont les variables d'états estimées, f_0 est une fonction non linéaire,

$u = U(t, x_4, x_3)$ est l'entrée de commande (peut être calculé en fonction des états du système ou leurs estimations), z_1 et z_2 sont les facteurs de correction déduit de l'algorithme de super twisting ayant les formes suivantes :

$$\begin{aligned}z_2 &= S \cdot \text{sign} (x_3 - \hat{x}_3) \\ z_1 &= \Gamma |x_3 - \hat{x}_3|^{1/2} \cdot \text{sign} (x_3 - \hat{x}_3)\end{aligned}\quad (4.17)$$

On considère d'abord que $\hat{x}_4 = x_4$ et $\hat{x}_3 = 0$

prendre en considération $e_3 = x_3 - \hat{x}_3$, $e_4 = x_4 - \hat{x}_4$ on en déduit les équations d'erreurs suivantes:

$$\begin{aligned}\dot{e}_4 &= e_3 - \Gamma |e_3|^{1/2} \cdot \text{sign} (e_3) \\ \dot{e}_3 &= F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3) - S \text{sign} (e_3)\end{aligned}\quad (4.18)$$

Où

$$F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3) = f_0(t, x_4, x_3, \hat{x}_3, u(t, x_4, x_3)) - f_1(t, x_4, \hat{x}_3, u(t, x_4, x_3))$$

L'inégalité suivante doit être vérifiée :

$$|F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3)| < f^+$$

Quelque soit t, x_4, x_3 $\sup|\hat{x}_3| \leq 2 \sup|x_3|$, l'entrée de commande $u = U(t, x_4, x_3)$ est limitée, ξ est l'incertitude.

Soit s et r satisfaisant les inégalités

$$\begin{cases} s > f^+ \\ r > \sqrt{\frac{f^+}{s - f^+}} \frac{(s + f^+)}{(1 - P)} (1 + P) \end{cases} \quad (4.19)$$

Où P est certain choisie constant tel que $0 < P < 1$ comme il est décrit dans [FEZ14], il suffit de choisir $s = 1.1f^+$ et $r = 1.5(f^+)^{1/2}$

4.6.1 Observateur de vitesse

Dans cette section, l'observateur par mode glissant d'ordre deux est proposé pour estimer la vitesse. Le modèle considéré est le modèle (1.46). Il est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{i}_r = -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} i_r + \frac{v_r}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} - \frac{e_r}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} \\ \dot{i}_s = -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} i_s + \frac{v_s}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} - \frac{e_s}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} \\ \dot{i}_x = -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} i_x + \frac{v_x}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} - \frac{e_x}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} \\ \dot{i}_y = -\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} i_y + \frac{v_y}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} - \frac{e_y}{(L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})} \end{cases} \quad (4.20)$$

L'algorithme du super-twisting est appliqué à ce modèle. L'observateur est alors donné par les équations :

Pour la machine 1:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_r = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_r + \frac{v_r}{L_s} + s_r \hat{e}_r + r_r |v_r|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_r) + K_r v_r \\ \dot{\hat{e}}_r = \text{sign}(v_r) \\ \dot{\hat{i}}_s = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_s + \frac{v_s}{L_s} + s_s \hat{e}_s + r_s |v_s|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_s) + K_s v_s \\ \dot{\hat{e}}_s = \text{sign}(v_s) \end{cases} \quad (4.21)$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_x = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_x + \frac{v_x}{L_s} + S_x\hat{e}_x + \Gamma_x|v_x|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_x) + K_x v_x \\ \dot{\hat{e}}_x = \text{sign}(v_x) \\ \dot{\hat{i}}_y = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_y + \frac{v_y}{L_s} + S_y\hat{e}_y + \Gamma_y|v_y|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_y) + K_y v_y \\ \dot{\hat{e}}_y = \text{sign}(v_y) \end{cases} \quad (4.22)$$

Où : $R_s = R_{s1} + R_{s2}$, $L_s = (L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2}) = (L_{sl2} + 5/2m_{s2} + L_{sl1})$

avec la surface de glissement :

$$S = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_r - \hat{i}_r \\ i_s - \hat{i}_s \\ i_x - \hat{i}_x \\ i_y - \hat{i}_y \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

et $\Gamma_r, \Gamma_s, \Gamma_x, \Gamma_y, \Gamma_r, \Gamma_s, \Gamma_x, \Gamma_y$ des gains adaptatifs. Les constantes $\Gamma_r, \Gamma_s, \Gamma_x$ et Γ_y doivent être choisies pour assurer la stabilité de l'observateur.

A partir des estimations des FEM, la position peut être déduite par :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_1 = \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{e}_r}{\hat{e}_s}\right) \\ \hat{\theta}_2 = \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{e}_x}{\hat{e}_y}\right) \end{cases} \quad (4.24)$$

et la vitesse par :

$$\begin{cases} \hat{\omega}_1 = \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} \\ \hat{\omega}_2 = \frac{d\hat{\theta}_2}{dt} \end{cases} \quad (4.25)$$

La stabilité de l'observateur peut être calculée par la théorie de Lyapunov, qui donne aussi les valeurs des gains adaptatifs permettant la convergence. Elle est déduite à partir de la démonstration pour les différentiateurs adaptatifs donnée dans [SID11], [LIA17a], [LIA17b]. L'équation à étudier peut se résumer à :

$$\dot{\hat{i}}_i = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_i + \frac{v_i}{L_s} + S_i \int_R \text{sign}(v_i) dt + r_i |v_i|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_i) + K_i v_i \quad i = r, s, x \text{ et } y \quad (4.26)$$

La dérivée de l'erreur d'estimation s'écrit :

$$\dot{v}_i = \dot{i}_i - \dot{\hat{i}}_i \quad (4.27)$$

On peut définir r'_i et s'_i tel que la relation suivante soit vérifiée :

$$\dot{i}_i = -\frac{R_s}{L_s}i_i + \frac{v_i}{L_s} + S_i^* \int_R \text{sign}(v_i) dt + r_i^* |v_i|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_i) \quad (4.28)$$

Donc :

$$\dot{v}_i = -\frac{R_s}{L_s}v_i - \tilde{S}_i \int_R \text{sign}(v_i) dt - \tilde{r}_i |v_i|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_i) - K_i v_i \quad (4.29)$$

Où : $\tilde{r}_i = r_i - r_i^*$ et $\tilde{S}_i = S_i - S_i^*$

Avec la fonction de Lyapunov :

$$V = (v_i^2 + \tilde{r}_i^2 + \tilde{S}_i^2) \quad (4.30)$$

Sa dérivée vaut :

$$\dot{V} = (v_i \dot{v}_i + \tilde{r}_i \dot{\tilde{r}}_i + \tilde{S}_i \dot{\tilde{S}}_i) \quad (4.31)$$

En choisissant les lois adaptatives :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{r}}_i &= |v_i|^{1/2} \cdot \text{sign}(v_i) v_i \\ \dot{\tilde{S}}_i &= -\int_R \text{sign}(v_i) dt v_i \end{aligned} \quad (4.32)$$

En choisissant les lois adaptatives :

$$\dot{V} = -\left(K_i + \frac{R_{s1} + R_{s2}}{(L_{sl1} + 5/2m_{s1} + L_{sl2})} \right) v_i^2 \leq 0 \quad (4.33)$$

4.6.2 Résultats des simulations et discussion

L'observateur proposé est basé sur une approche par mode de glissement d'ordre deux robuste par rapport aux incertitudes paramétriques, aux erreurs de modélisation et aux perturbations. Les mêmes essais sont effectués avec l'observateur de Luenberger. La structure de commande sans capteur utilisée est représentée à la figure (4.7).

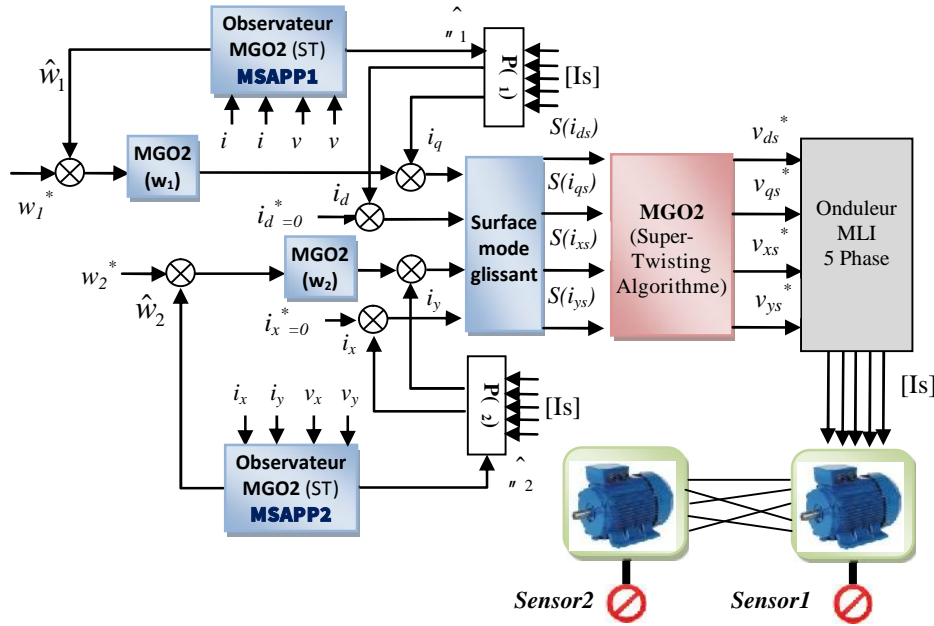


Figure 4.7 : Commande non-lineaire robuste sans capteur de vitesse de deux MSAPP en série basée sur observateur MGO2 (algorithme de Super Twisting).

4.6.2.1 Application de la charge et inversion de la vitesse

La figure (4.8) représente le test d'inversion de la vitesse effectué à l'instant ($t=0.7s$), ce qui fait apparaitre un pic sur les courbes du couple et du courant lors de l'inversion et qui se stabilise assurant une poursuite par rapport à la référence. Les erreurs entre les valeurs réelle et estimée pour les deux machines sont négligeables. Concernant l'estimation de la position (θ_{1est} , θ_{2est}) on constate une bonne poursuite entre la position réelle et la position estimé.

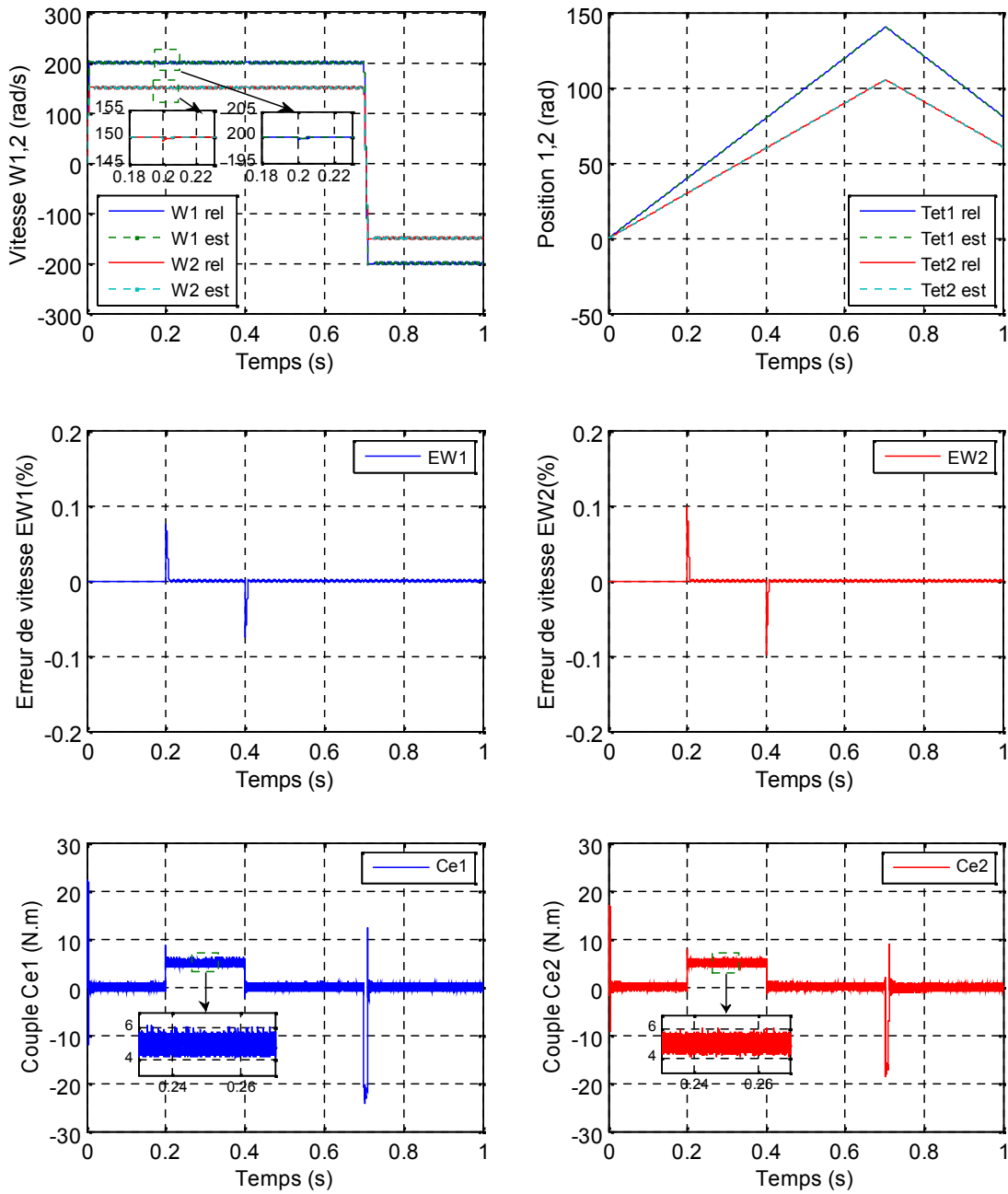


Figure 4.8 : Performances de la commande MGO2 de deux MSAPP en série sans capteur de vitesse utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux.

4.6.2.2 Test de robustesse

a) Variations paramétriques

Pour montrer la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre deux d'un système multimachine en série sans capteur mécanique associée à l'observateur basée sur l'algorithme de super twisting les résistances statoriques et moment d'inertie subiront respectivement des

augmentations de 100% par rapport à leurs valeurs normales, et diminution des valeurs des inductances à 20%. Ce ci étant réalisé en même temps à l'instant $t=0.35s$.figure (4.9).

Une bonne robustesse et une bonne poursuite est obtenue pour les différentes caractéristiques des grandeurs de vitesse, position et couple. ce qui explique bien la bonne robustesse de l'observateur à mode glissant d'ordre deux pour les variations paramétriques.

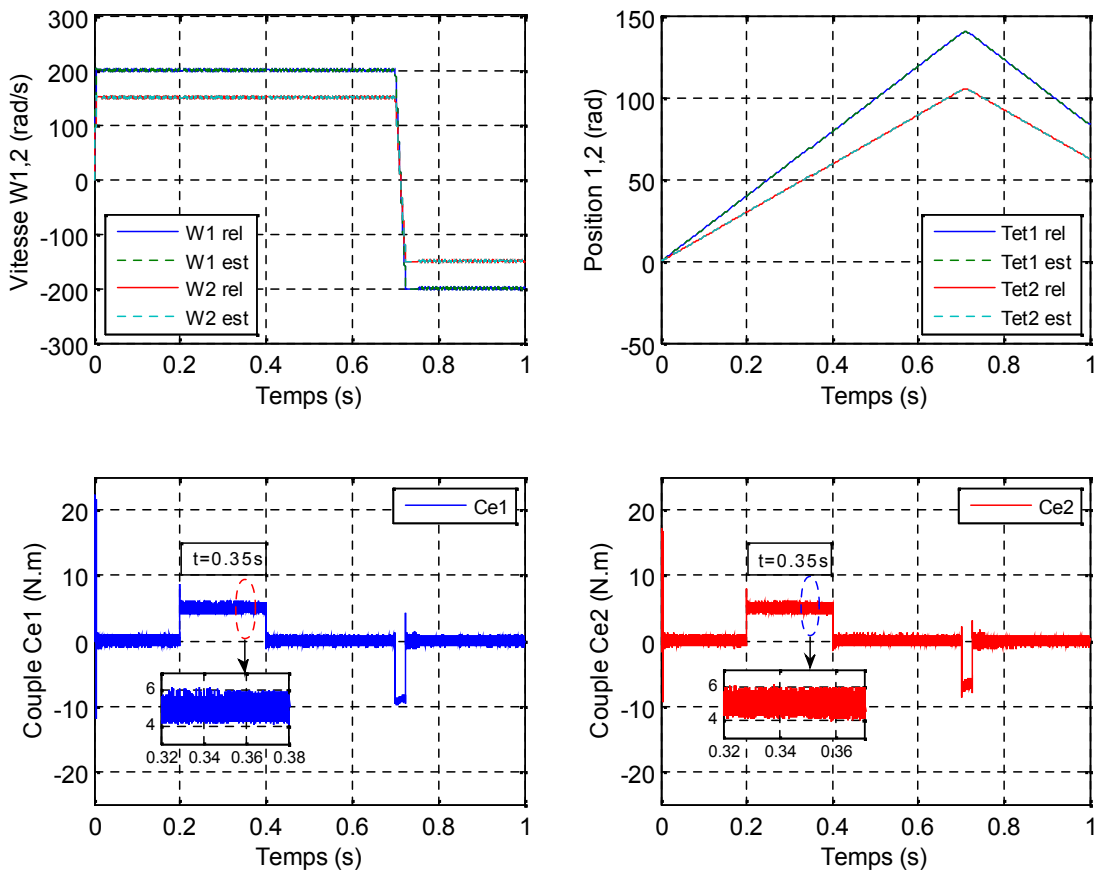


Figure 4.9 : Test de robustesse : Variations paramétriques ($2 * R_{s1,2}, 2 * J_{m1,2}$ et $0.8 L_{1,2}$) utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux.

b) Fonctionnement à faible vitesse

Les courbes de la figure (4.10) montrent les résultats de simulation pour un fonctionnement à faible de vitesse pour deux machines. On remarque que la réponse en basse vitesse de $+15 \text{ rad/s}$ à -15 rad/s (M1) et de $+10 \text{ rad/s}$ à -10 rad/s (M2) est satisfaisante c-à-d une bonne rapidité et une bonne précision. L'application du couple (5 Nm) n'affecte pas l'allure de la vitesse pour les deux machines.

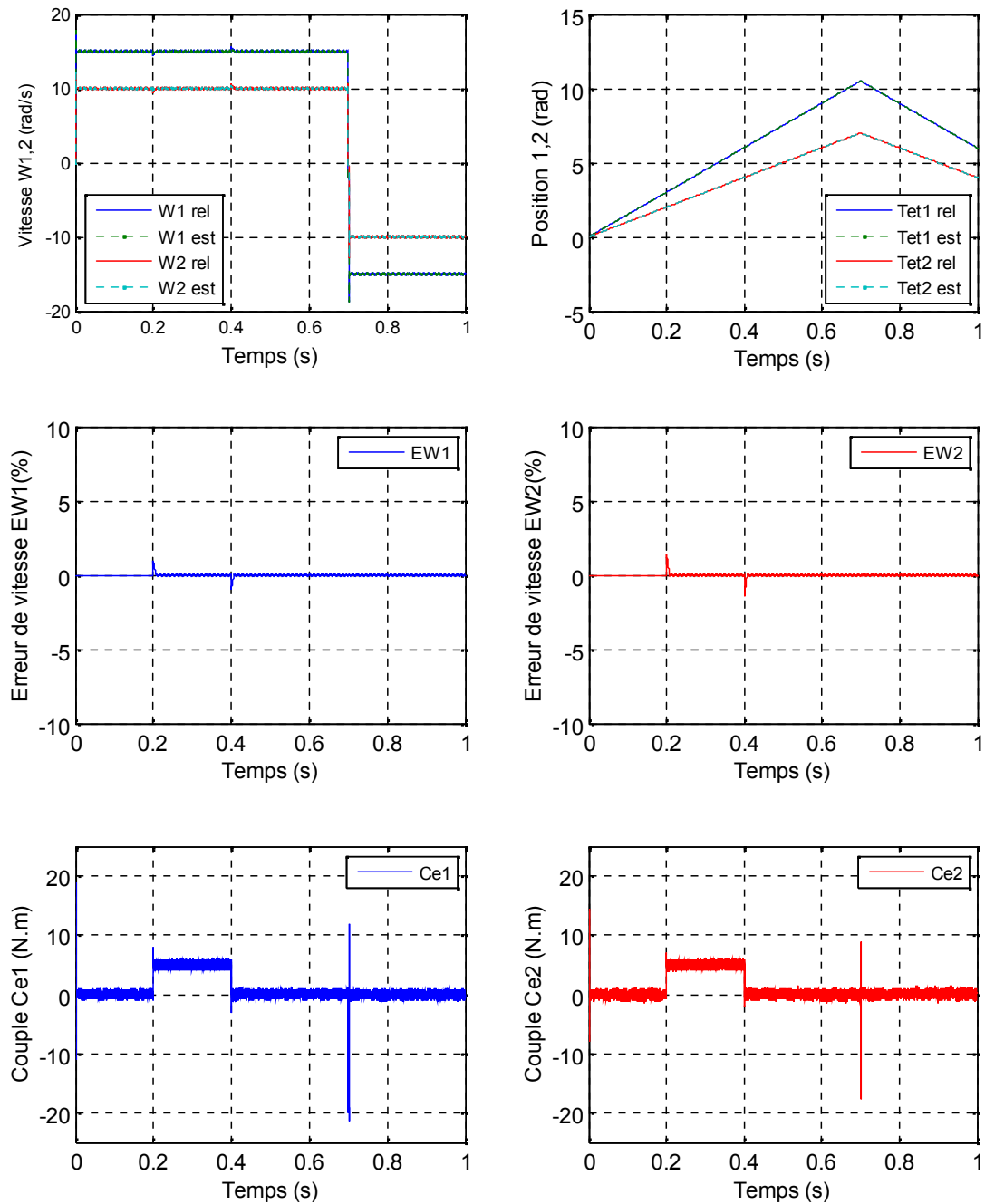


Figure 4.10 : Test de robustesse : pour un fonctionnement à faible de vitesse utilisant des observateurs mode glissant d'ordre deux.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre il a été traité la commande par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine connectées en série sans capteur mécanique.

La première partie a traité, un observateur de type de luenberger. Les résultats de simulation ont montré les performances du l'observateur en ce qui concerne l'estimation de la vitesse. Par

ailleurs, ils ont aussi montré l'impact de variations paramétriques sur l'estimation de la vitesse. La vitesse de rotation des machines est mal reconstruite dans le cas de variations paramétriques, et en fonctionnement à basse vitesse.

Pour pallier ce problème, nous avons proposé une stratégie de commande sans capteur robuste aux variations paramétriques. La stratégie est basée sur l'utilisation d'un observateur mode glissant d'ordre deux robuste par rapport aux incertitudes paramétriques.

L'observateur mode glissant d'ordre deux basé sur l'algorithme super-Twisting permet d'obtenir une bonne estimation de la vitesse des multi-moteur connectées en série. Seules les mesures des courants de moteur sont nécessaires pour l'estimation en ligne de la vitesse du rotor.

Les résultats de simulation illustrent l'efficacité de l'observateur proposé particulièrement dans le fonctionnement à faible vitesse, variation paramétriques et lors d'inversion du sens de rotation.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse porte sur la modélisation, la commande et l'observation par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine synchrone connectées en série.

L'objectif de ce travail était d'élaborer des techniques de commande efficaces et valables pour le contrôle indépendant des multi-machine synchrone connectées en série alimentée par un seul onduleur de tension polyphasé sans capteur mécanique; tout en garantissant leur stabilité et leur robustesse vis-à-vis des différents types de perturbations.

Dans le premier chapitre, nous avons brièvement observé la modélisation de la MSAP pentaphasée. Nous avons utilisé la transformée Park pour introduire une machine pentaphasée dans un repère à deux axes pour simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, une étude détaillée des systèmes multi-machines connectées en série, où une étude théorique sur le mode de connexion des enroulements statoriques des machines du système multi-machines est présentée. Après, nous avons présenté la modélisation du système d'entraînement constitué de deux machines synchrones à aimants permanents interieur pentaphasées montés en série et alimentées par une seule source de tension pentaphasée ainsi que le modèle de son alimentation. Les résultats de simulations nous ont permis de valider notre modèle.

La commande découplée du système multi-machine synchrone connectées en série est étudié dans le deuxième chapitre, nous avons montré que la commande de chaque machine du groupe peut être indépendante et découplée des autres, malgré que l'ensemble des machines soient alimentées par un seul convertisseur statique. Nous avons adapté et appliqué la commande vectorielle. Les résultats de simulation ont montré effectivement que la commande découplée du système est possible.

Nous avons utilisé des régulateurs classiques PI pour réaliser cette commande. Les résultats de simulations montrent l'apport de ce dernier dans le rejet de la perturbation. Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances.

Le troisième chapitre, nous avons apporté notre contribution à l'amélioration de cette stratégie de commande multi-machine en remplaçant le régulateur PI classique par un autre plus robuste et qui présente une faible dépendance vis-à-vis des paramètres du modèle de la

machine. Pour cela on s'est orienté vers l'utilisation d'un régulateur à mode glissant d'ordre un (MGO1). Cette technique a montrée son efficacité vis-à-vis des différents types de perturbations. Néanmoins, l'utilisation de cette technique de commande a longtemps été limitée par les oscillations dues à la commutation de la commande discontinue. Ces oscillations connues sous le nom de broutement dégradent la qualité de la poursuite de trajectoire et sollicitent de manière énergique les actionneurs. A cet effet, la synthèse d'un régulateur par mode de glissant d'ordre deux (MGO2), basé sur l'algorithme de super-twisting, a été appliquée afin de minimiser ce phénomène. Les résultats de simulation, sous plusieurs conditions de fonctionnement, ont été rapportés. Ce qui démontre que les MGO2 sont robustes vis-à-vis des conditions de fonctionnement.

Le quatrième volet du travail concerne l'étude de la commande sans capteur mécanique pour un système multimachines synchrones connectées en série, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. pour l'approche et la résolution de ces problèmes. Dans cette partie, deux observateurs non linéaires ont été proposé représentant la principale contribution de nos travaux. Ces observateurs estiment les grandeurs mécaniques non mesurables vitesse et position à partir des mesures électriques disponibles. L'observateur de Luenberger pour un système multimachines synchrones en série possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Il faut noter qu'il présente une faible robustesse d'observation lors de la variation paramétrique et le fonctionnement à faible vitesse.

Pour pallier ce problème, nous avons proposé une stratégie de commande sans capteur robuste aux variations paramétriques. La stratégie est basée sur l'utilisation des observateurs mode glissant d'ordre deux robuste par rapport aux incertitudes paramétriques. Les résultats de simulation illustrent l'efficacité de l'observateur proposé.

En perspective pour la continuité et amélioration de ce travail, on propose de considérer :

- ♦ Diagnostic de défauts du système multi-machines mono-convertisseur connectées en série
- ♦ Utiliser d'autres types de l'observateur pour la reconstitution de la vitesse.
- ♦ Implémentation de l'algorithme de la commande étudiée sur l'interface graphique DSPACE.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [**ABB84**] M. A. Abbas, R. Christen, T. M. Jahns, «Six-phase voltage source inverter driven induction motor», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 20, No.5, pp. 1251-1259, September 1984.
- [**ALA18**] A. S. Aladsani, O. Beik, «Design of a multiphase hybrid permanent magnet generator for series hybrid EV», IEEE Transactions on Energy Conversion, pp. 1-7, 17 April 2018.
- [**AND09**] R. N. Andriamalala, «Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone. Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques», Thèse de Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy I, 2009.
- [**BAC11**] A. Bachtarzi, «Commande des systèmes a structure variable, Applications à un générateur de vapeur», Thèse de Doctorat. Université Mentouri Constantine, Algérie, 2011.
- [**BEN13**] Y. Bendaha, «Contribution a la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique», Thèse de Doctorat. Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Algérie, 2013.
- [**BEN17**] L. Benyattou, S. Zeghlache, «Adaptive fuzzy sliding mode controller using nonlinear sliding surfaces applied to the twin rotor multi-input– multi-output system», The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 13, No.1, pp. 702-719, January 2017.
- [**BES17**] T. Bessaad, «Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série», Thèse de Doctorat. Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018.
- [**BEL12**] B. Beltran, M. Benbouzid, T. A. Ali, «Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine», IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 27, No.2, pp. 261-269, 2012.
- [**BOG08**] A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, A. Tenconi, «Efficiency analysis of PWM inverter fed three-phase and dual three-phase high frequency induction machines for low/medium power applications», IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 55, No.5, pp. 2015-2023, May 2008.
- [**BOU15**] Z. Boudjema, R. Taleb, A. Yahdou, H. Kahal, «High order sliding mode control of a DFIM supplied by two power inverters», Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, Vol. 8, No.1, pp. 23-30, 2015.
- [**BOU17a**] Z. Boudjema, R. Taleb, Y. Djeriri, A. Yahdou, «A 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, No.2, pp. 965-975, 2017.
- [**BOU17b**] E. Bounadja, «Commande d'une machine asynchrone a double alimentation en régime sature», Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2017.
- [**CHA16**] Y. Chang, J. H. Chou, «Design of the output sliding mode controller for MI non-linear perturbed systems», IEEE Transactions on Theory and Applications, Vol. 10, No.7, pp. 806-813, January 2016.

- [DEE17]** Deepika, S. Narayan, S. Kaur, «Robust sliding mode control for hydraulic generator regulated system with uncertainty: A comparative study», IEEE Conference on Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering 'RDCAPE'2017, NOIDA, India, 26-27 October 2017.
- [DEH05]** E. R. Dehault, «Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentés par des onduleurs MLI», Thèse de Doctorat. Université de Nantes, France, 2005.
- [DHA16]** L. Dharmo, A. Spahiu, M. Nemeč, V. Ambrožić, «Sliding-mode observer for IPMSM sensorless control by mtpa control strategy», IFAC-Papers On Line 49-29, 152-157, 2016.
- [DIE16]** A. Dieng, M. F. Benkhoris, A. B. Mboup, M. Ait-Ahmed, J.C Leclaire, « Analysis of five-phase permanent magnet synchronous motor », Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg, Vol. 61, No.2, pp. 116-120, 2016.
- [DJA08a]** A. Djahbar, «Contribution a la commande multi-machine connectées en série», Thèse de Doctorat. Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Algérie, 2008.
- [DJA08b]** A. Djahbar, B. Mazari, «A novel concept for multi-machines drive system with single inverter supply», Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 8, No.4, pp. 43-49, 2008.
- [DJA12]** C. Djamila, M. Yahia, T. Ali, «Simultaneous estimation of rotor speed and stator resistance in sensorless indirect vector control of induction motor drives using a luenberger observer», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 9, No.3, pp. 325-335, May 2012.
- [EDJ16]** E. Edjekouane, «Contribution à la commande et à l'observation des systèmes mécatroniques», Thèse de Doctorat. Université de Cergy-Pontoise, France, 2016.
- [EZZ11]** M. EzzAT, «Commande non lineaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents», Thèse de Doctorat. L'École Centrale de Nantes, France, 2011.
- [EME96]** V. Emeryanov, S. K. Korovin, A. Levant, «High-order sliding modes in control systems», Computational Mathematics and Modiling, Vol. 7, No.3, pp. 294-318, 1996.
- [FAL15]** M. L. Fall, «Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires application à la commande et au diagnostic des bioréacteurs», Thèse de Doctorat. L'Université de Caen Basse-Normandie, France, 2015.
- [FAT10]** G. Faten, S. Lassaâd, «Speed Sensorless IFOC of PMSM Based On Adaptive Luenberger Observer», International Journal of Computer and Information Engineering, Vol. 4, No.8, pp. 1256-1262, 2010.
- [FER17]** A. Ferreira, F. J. Bejarano, L. M. Fridman, «Robust control with exact uncertainties compensation: with or without chattering», Electric Power Systems Research, Vol. 19, No.5, pp. 969-975, 2017.
- [FLO00]** T. Floquet, «Contributions a la commande par modes glissants d'ordre superieur», Thèse de Doctorat. L'Universite Des Sciences Et Technologie De Lille, France, 2000.
- [FEZ14]** A. Fezzani, S. Drid, A. Makouf, L. Chrifi, M. Ouriagli, «Speed sensoless robust control of permanent magnet synchronous motor based on second-order sliding-mode observer», Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 11, No.3, pp. 419-433, 2014.
- [FEZ15]** A. Fezzani, «Commande robuste de la machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat. L'Université de Batna, Algérie, 2015.

- [GIA17] B. Gianluca, D. P. Andrea, D. L. Pio, M. Santolo, «Second order variable structure control for wind turbine PMSG-based and generator-side converter system», IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA) , San Diego, CA, USA, pp. 797-801, December 2017.
- [GAO93] W. Gao, J.C. Hung, «Variable structure control of nonlinear systems: a new approach», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No.1, pp. 45-55, 1993.
- [HAD01] D. Hadiouche, «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure», Thèse de Doctorat. L'Université de Henri Poincaré, France, 2001.
- [HAM15] M. Y. Hammoudi, «Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine», Thèse de Doctorat. Université Mohamed Khider - Biskra, Algérie, 2015.
- [HAN16] Y. Han, X. Liu, «Continuous higher-order sliding mode control with time-varying gain for a class of uncertain nonlinear systems», Springer, Vol. 62, pp. 193-201, May 2016.
- [HU11] J. Hu, Z. Wang, H. Gao, «A delay-fractioning approach to robust sliding mode control for discrete-time stochastic systems with randomly occurred nonlinearities», IMA Journal of Mathematical Control and Information, Vol. 28, No.3, pp. 345-363, 2011.
- [HU14] J. Hu, Z. D. Wang, Y. G. Niu, H. J. Gao, «Sliding mode control for uncertain discrete-time systems with markovian jumping parameters and mixed delays», Journal of the Franklin Institute, Vol. 351, pp. 2185-2202, 2014.
- [HUN14] C. C. Hung, C. H. Hsu, D. K. Chang, «Position Sensorless Control for Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motors», IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) , Besançon, France, 8-11 July 2014.
- [HOS14] A. Hosseyni, R.Trabelsi, M. F. Mimouni, A. Iqbal, R. Alammari, «Vector controlled five-phase permanent magnet synchronous motor drive», IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 2122-2127, 2014.
- [HOS15] A. Hosseyni, R.Trabelsi, M. F. Mimouni, A. Iqbal, R. Alammari, «Sensorless sliding mode observer for a five-phase permanent magnet synchronous», Elsevier, ISA Transactions, pp. 1-12, 2015.
- [HOS18] A. Hosseyni, R.Trabelsi, A. Iqbal, M. F. Mimouni, «Comparative study of adaptive sliding mode and resonant controllers in fault tolerant five-phase permanent magnet synchronous motor drive», Springer, The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2018.
- [IFF16] K. Iffouzar, «Etude et contrôle des machines asynchrones polyphasées en modes normal et dégradé. Application dans un système embarqué», Thèse de Doctorat. L'Université A.Mira-BEJAIA, Algérie, 2016.
- [IQB05a] A. Iqbal, E. Levi, «Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter», IEEE Trans. on Industry Applications, 11th European Conf. on Power Electrics and Applications EPE, Dresden, Germany, September 2005.
- [IQB05b] A. Iqbal, S. Vukosavic, E. Levi, M. Jones, «Dynamics of a series-connected two motor five-phase drive system with a single-inverter supply», IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS, Hong Kong, October 2005.
- [IQB05c] A. Iqbal, «Modeling and control of series connected five phase and six phase two motor drives», PhD thesis, Liverpool John Moores University, Liverpool, 2005.

- [IQB16]** A. Iqbal, E. Levi, «Analysis of five-phase voltage source inverter with dual frequency modulator», *IET Power Electronics*, Vol. 9, No.7, pp. 1474-1486, June 2016.
- [JOU11]** M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, M. Boussak, «A Luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive», *International Journal of Computer Science*, Vol. 8, No.6, pp. 116-125, 2011.
- [KEN12]** K. Kendouci, «Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat. Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Algérie, 2012.
- [KES13]** X. Kestelyn, «Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés», Thèse de Doctorat. L'université des Science et Techniques de Lille, 2013.
- [KES14]** H. Kesraoui, S. Benelghali, R. Trabelsi, M. F Mimouni, R. Outbib, «Control of tow five-phase synchronous machine series connected supplied through a five arms inverter with alternate mode», *IEEE Latin America Transactions, Proc. IEEE Conf. on Electrical Sciences and Technologies, Maghreb*, pp. 1-7, 2014.
- [KHA08a]** M. R. Khan, A. Iqbal, «Speeds estimation of series-connected five- phase two-motor drive system using adaptive flux observers», *Asian Power Electronics Journal*, Vol. 2, No.1, pp. 45-55, 2008.
- [KHA08b]** M. R. Khan, A. Iqbal, «MRAS based sensorless control of a series-connected five-phase two-motor drive system», *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 3, No.2, pp. 224-234, 2008.
- [KIM03]** Y. S. Kim, S. K. Kim and Y. A. Kwon, «MRAS Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor», *SICE Annual Conference in Fukui*, Fukui University, Japan, 4-6 August, 2003.
- [KIM13a]** H. Kim, K. Shin, S. Englebretson, N. Frank, W. Arshad, «Application Areas of Multiphase Machines », *IEEE Conf. On Electric Machines & Drives, Chicago, IL, USA*, pp. 172-179, 2013.
- [KIM13b]** H. Kim, K. Shin, S. Englebretson, N. Frank, W. Arshad, «Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications», *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)* , Chicago, IL, USA, pp. 172 -179, 2013.
- [KOW13]** T. O. Kowalska, G. Tarchal, «Unified approach to the sliding mode control and state estimation – application to the induction motor drive», *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, Vol. 61, No.4, pp. 837-846, 2013.
- [KUN12]** C. Kunusch, P. Puleston, and M. Mayosky, «Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells», Springer, 2012.
- [LAG07]** S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, «Higher order Sliding modes control based on integral sliding surface», *Automatic*, Vol. 43, No.3, pp. 531-537, 2007.
- [LEV03a]** E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, «Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings», *IEE Proc. Electric Power Applications*, Vol. 150, No.5, pp. 580-590, 2003.
- [LEV03b]** E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, «Vector-controlled multi-phase multimotor drive systems with a single inverter supply», *IEEE Electronics*, Vol. 7, No.2, pp. 9-20, 2003.

- [LEV04a] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A. Toliyat, «A five-phase two-machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter», *EPE Journal*, Vol. 14, No.3, pp. 38-48, August 2004.
- [LEV04b] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, «Operating principles of a novel multiphase multi-motor vector controlled drive», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No.3, pp. 508-517, 2004.
- [LEV04c] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, H. A. Toliyat, «A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drivesystem supplied from a single voltage source inverter», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 19, No.2, pp. 320-335, 2004.
- [LEV05a] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, «A six-phase series-connected two motor drive with decoupled dynamic control», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No.4, pp. 1056-1066, 2005.
- [LEV05b] E. Levi, M. Jones, «Vector control of a five-phase series-connected two-motor drive using synchronous current controllers», *Electric Power Components and Systems*, Vol. 33, No.4, pp. 411-430, 2005.
- [LEV07a] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic ,H.A. Toliyat, A. Iqbal, «Modelling, control and experimental investigation of a five-phase series-connected two-motor drive with single inverter supply», *IEEE Trans. on Industry Applications*, Hong Kong, Vol. 54, No.3, pp. 1504-1516, 2007.
- [LEV07b] A. Levant, «Integral high-order sliding modes», *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 52, No.7, pp. 1278-1282, 2007.
- [LEV16] E. Levi, «Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 63, No.1, pp. 433-448, January 2016.
- [LEV93] A. Levant, «Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control», *International Journal of Control*, Vol. 58, No. 6, pp. 1247-1263, 1993.
- [LIA17a] D. Liang, J. Li, R. Qu and W. Kong, «Adaptive Second-Order Sliding-Mode Observer for PMSM Sensorless Control Considering VSI Nonlinearity», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No.10, pp. 8994-9004, 2017.
- [LIA17b] D. Liang, J. Li and R. Qu, «Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Based on Second-Order Sliding-Mode Observer with Online Resistance Estimation», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No.4, pp. 3672-3682, 2017.
- [LIN04] C. L. Lin, H. Y. Jan, T. S. Hwang, «Structure variable PID control design based on DNA coding method», *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 7, No.2, pp. 423-428, 2004.
- [LIN12] R. Ling, M. Wu, Y. Dong, Y. Chai, «High order sliding-mode control for uncertain nonlinear systems with relative degree three», *Springer*, Vol. 17, No.8, pp. 3406-3416, 2012.
- [LUE71] D. Luenberger, «An introduction to observers», *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 16, No.6, pp. 596-602, 1971.
- [MA11] L. Ma, Z. Wang, Y. Niu, Y. Bo, Z. Guo, «Sliding mode control for a class of nonlinear discrete-time networked systems with multiple stochastic communication delays», *International Journal of Systems and Science*, Vol. 42, No.4, pp. 661–672, 2011.

- [MAN12] M. Manceur, «Commande robuste des systèmes non linéaires complexes», Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, France, 2012.
- [MEG16] S. Meguenni, A. Djahbar, «modelling of a multi motors traction system connected in series using a matrix converter», *International Journal of Applied Control, Electrical and Electronics Engineering (IJACEEE)*, Vol. 4, No.2, pp. 116-120, August 2016.
- [MEK12] F. Mekri, J. F. Charpentier, E. Semail, «An efficient control of a series connected two-synchronous motor 5-Phase with Non sinusoidal EMF supplied by a single 5-leg VSI: Experimental and theoretical investigations», *Electric Power Systems Research*, Elsevier, pp. 11-19, 2012.
- [MEH17a] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, Z. Boudjema, «Second order sliding mode control of two series-connected multi-phase permanent magnet synchronous motor», *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 13, No.3, pp. 795-804, July 2017.
- [MEH17b] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, R. Taleb, «Robust speed control of five-phase permanent magnet synchronous motor using super-twisting sliding mode control », *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 20, No.4, pp.649-657, Décembre 2017.
- [MEH18a] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, R. Taleb, «Decoupling control of a series-connected two five-phase PMSM supplied by a three-level five-level inverter», *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 21, No.1, pp.89-98, March 2018.
- [MEH18b] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, «High-order sliding mode control of multiphase permanent magnet synchronous motor drive», *The 2nd International Workshop on Signal Processing Applied to Rotating Machinery Diagnostics, SIGPROMD'2018*, 29-30 April 2018, Djelfa, Algeria.
- [MEH18c] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, « Speed Control of Series-Connected Five-Phase Two PMSM using Sliding Mode Control », *Troisième Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb, CISTEM 2018*, 28-31 Octobre 2018, Alger, Algérie.
- [MEH18d] F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, A. B. Djilali « A hybrid of sliding mode control and fuzzy logic control for a five-phase synchronous motor speed control », *2nd International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems, , IC-AIRES2018*, 24-26 November 2018, Tipasa, Algeria.
- [MOH14] A. Mohammadpour, S. Sadeghi, L. Parsa, «A Generalized fault-tolerant control strategy for five-phase pm motor drives considering star, pentagon, and pentacle connections of stator windings», *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No.1, pp. 63-75, January 2014.
- [NIE96] M. J. Nieuwstadt, «Trajectory generation for nonlinear control systems», PhD thesis, California Institute of Technology Pasadena, California, 1996.
- [OUE12] M. Oueder, «Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires», Thèse de Doctorat. L'Université de Caen Basse-Normandie, France, 2012.
- [PIN04] M. Pinard, «Commande électronique des moteurs électriques», Edition DUNOD, Paris, France, 2004.
- [PAR05a] L. Parsa, « Performance improvement of permanent magnet ac motors», PhD thesis, Texas A&M University, Texas, 2005.
- [PAR05b] L. Parsa, H. A. Toliyat, « Five-Phase Permanent-Magnet Motor Drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No.1, pp. 30-37, 2005.

- [PAR07] L. Parsa, H. A. Toliyat, « Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications », IEEE Transactions on vehicular technology, Vol. 56, No.4, July 2007.
- [RAF15] S. Rafael, P. J. Costa Branco, A. J. Pires, «Sliding mode angular position control for an 8/6 switched reluctance machine: Theoretical concept, design and experimental results», Electric Power Systems Research, Vol. 129, pp. 62-74, 2015.
- [SAG15] A. Saghafinia, H. Wooi Ping, M. N. Uddin, K. S. Gaeid, « Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No.1, pp. 692-701, 2015.
- [SAL13a] M. A. Saleh, «Development of control techniques for direct AC/AC matrix converter fed multiphase multi-motor drive system», PhD thesis, Victoria University, Melbourne, Australia, 2013.
- [SAL13b] F. Salem, «Détection et isolation de défauts actionneurs basées sur un modèle de l'organe de commande», Thèse de Doctorat. L'Université de Toulouse, France, 2013.
- [SAL15] M. Salehifar, R. S. Arashloo, M. M. Eguilaz, V. Sala, L. Romeral, «Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles», IEEE IET Power Electronics, Vol. 8, No.1, pp. 76-87, January 2015.
- [SAN16] A. F. Sanchez, «Etude de structures de machines électriques non conventionnelles pour des alternateurs industriels», Thèse de Doctorat, Université de Paris-saclay, France, Décembre 2016.
- [SAR15] B. Sari, A. Dieng, M. F. Benkhoris, M. Ait Ahmed, «A new robust torque control of a five phase permanent magnet synchronous machine», 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, 2012.
- [SCU06] F. Sculler, «Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multi-machine», Thèse de Doctorat. Ecole Navale, Brest 2006.
- [SED14] E. B. Sedrine, «Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : Modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes», Thèse de Doctorat. L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2014.
- [SID11] G. Sidhom, M. Smaoui, D. Thomasset, X. Brun, and E. Bideaux, « Adaptive higher order sliding modes for two-dimensional derivative estimation », In IFAC World Congress, Milano, pp. 3063-3071, 2011.
- [SIV12] A. Sivert, F. Betin, M. Moghadasian, A. Yazidi, G. A. Capolino, «Position control of six-phase induction motor using fuzzy logic Application to electric power steering», Journal of Electrical Engineering & Technology, Marseille, France, pp. 1055-1061, 2012.
- [SOU17] S. A. Souza, W. I. Suemitsu, «Five-phase permanent-magnet synchronous motor», IEEE Latin America Transactions, Vol. 15, No.4, pp. 639-645, 2017.
- [TAL16] H. Talhaoui, «Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défaut», Thèse de Doctorat. Université Mohamed Khider - Biskra, Algérie, 2016.
- [THO09] A. S. Thomas, Z. Q. Zhu, R. L. Owen, G. W. Jewell, D. Howe, «Multiphase flux-switching permanent-magnet brushless machine for aerospace application», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No.6, pp. 1971-1981, December 2009.

- [**THA16**] E. S. Thakur, «A review on multiphase permanent magnet synchronous motor drive», *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 4, No.6, pp. 11275- 11282, June 2016.
- [**TOL02**] H. A. Toliyat, H. Xu, L. J. Petersen, «Five-phase induction motor drives with dsp-based control system», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No.4, pp. 524-533, July 2002.
- [**TOL91**] H.A. Tolyat, T.A. Lipo, W. Coleman, «Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive application. Part 1 (motor design and performance)», *IEEE Trans. Energ. Conv.*, Vol. 6, No.4, pp. 684-692, 1991.
- [**TOM15**] A. S. Tomer, S. P. Dubey, «Performance comparison of six phase pmsm drive system by using conventional PI and fuzzy logic controller», *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 10, No.8, pp. 39541-39546, 2015.
- [**TOM16**] A. S. Tomer, S. P. Dubey, «Performance of six phase pmsm drive at different speed levels», *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 5, No.3, pp. 157-163, March, 2016.
- [**TOU16**] K. Tounsi, A. Djahbar, S. Barkat, «DTC-SVM of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive», *IEEE 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, Algiers, Algeria ,pp. 103-108, 2016.
- [**UTK92**] V. I. Utkin, «Sliding mode in control and optimization», Springer,Verlag, Berlin, 1992.
- [**UTK16**] V. Utkin, «Discussion aspects of high order sliding mode control», *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 61, No.3, pp. 829-833, 2016.
- [**XAV03**] K. Xavier, «Modélisation Vectorielle Multi-machines pour la Commande des ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés», Thèse de Doctorat. Université de Lille 1, France, 2003.
- [**XIO18**] W. Xiong, Y. Sun, M. Su, J. Zhang, Y. Liu, J. Yang, «Carrier-based modulation strategies with reduced common-mode voltage for five-phase voltage source inverters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No.3, pp. 2381-2394, March 2018.
- [**YAH15**] A. Yahdou, B. Hemici, Z. Boujemaa, « Sliding mode control of dual rotor wind turbine system», *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 11, No.2, pp. 412-419, April 2015.
- [**YAN15**] L. Yan, L. LingShun, Z. ShuTuan, L. Di, «Research of backstepping control for multiphase PMSM of two-motor series system», *International Journal of Grid Distribution Computing*, Vol. 8, No.6, pp. 117-124, 2015.
- [**YAN18a**] C Yang, T. MA, Z. Che, A. L. Zhou, «An adaptive-gain sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors», *IEEE Access*, Vol. 6, pp. 3469-3478, 2018.
- [**YAN18b**] H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Gao, P. D. Walker, N. Zhang, «Sliding-mode observer based voltage-sensorless model predictive power control of pwm rectifier under unbalanced grid conditions», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No.7, pp. 5550-5560, 2018.
- [**ZAF17**] Y. Zafari, A. H. Mazinan and S. S. Majidabad, « Speed control of five-phase IPMSM through PI, SMC and FITSMC approaches under normal and open phase faulty

conditions », *Automatika Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol. 58, No.4, pp. 506-519, 2017.

[ZGO13] A. Zgorski, «Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron.», Thèse de Doctorat. L'Université de Lyon, France, 2013.

[ZHA15] C. Zhang, J. He, L. Jia, C. Xu, Y. Xiao, «Virtual line-shafting control for permanent magnet synchronous motor systems using sliding-mode observe», *IEEE Transactions on Control Theory and Applications*, Vol. 9, No.3, pp. 456-464, 2015.

[ZHA17a] C. Zhang, M. Niu, J. He, K. Zhao, H. Wu, M. Zhang, «Robust synchronous control of multi-motor integrated with artificial potential field and sliding mode variable structure», *IEEE Access*, Vol. 5, pp. 197-207, 2017.

[ZHA14] Y. Zhao, « Position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machines», Thèse de Doctorat. Université de Nebraska, Lincoln, 2014.

[ZHA17b] Y. Zhao, J. Chai, X. Sun, «Speed-sensorless control for grid-connected doubly fed induction generators based on virtual synchronous generator», *The Journal of Engineering*, Vol. 17, No.14, pp. 2660-2665, 2017.

[ZHI15] X. Zhicai, W. Jing, L. Huasong, H. Haopeng, L. Lingshun, «Active disturbance rejection control strategy for symmetrical six-phase and three-phase PMSM two-motor series-connected system», *12th IEEE Conf. on Electronic Measurement & Instruments*, Qingdao, China, pp. 1354-1358, 2015.

[ZHI16] X. Zhicai, W. Jing, H. Haopeng, «Research on symmetrical six-phase PMSM series-connected three-phase pmsm based on SVPWM», *International Journal of Hybrid Information Technology*, Vol. 9, No.1, pp. 117-128, 2016.

ANNEXES

Annexe A : Paramètres du moteur synchrone pentaphasé à aimants permanents

- Paramètres de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents montés en surface:

Tableau A.1 : Paramètres de la MSAPP [SAR12].

	Paramètre	Valeur (S.I)
R_s	Résistance statorique	0.54
$L_{d1} = L_{q1}$	Inductance suivant l'axe d_1, q_1	0.0053 H
$L_{d3} = L_{q3}$	Inductance suivant l'axe d_3, q_3	0.0024 H
v	Tension nominale	220v
F	Fréquence	50 Hz
p	Nombre de paire de pole	1
f_m	Frottement visqueux	0
J_m	Moment d'inertie	0.00137 Kg/m ²
f	Flux d'un aimant	0.175 web

- Paramètres de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents canalisés à l'intérieur du rotor :

Tableau A.2 : Paramètres de la MSAPIP [TOU16].

	Paramètre	Valeur (S.I)
R_s	Résistance statorique	1
L_d	Inductance suivant l'axe d	0.0085 H
L_q	Inductance suivant l'axe q	0.008 H
L_{ls}	Inductance de fuite de stator	0.002 H
v	Tension nominale	220v
F	Fréquence	50 Hz
p	Nombre de paire de pole	1
f_m	Frottement visqueux	0
J_m	Moment d'inertie	0.004 Kg/m ²
f	Flux d'un aimant	0.175 web

Annexe B : Concepts de base des commandes par modes glissants

B.1. Synthèse de commande par modes glissants [FLO00], [EDJ16]:

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une hyper-surface (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester.

Cette hyper-surface étant une relation entre les variables d'état du système. Elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette hyper-surface.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes

B.1.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante:

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

Avec :

$x(t)$ vecteur d'état, $u(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x, t)$ et $g(x, t)$ des fonctions non linéaires.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [FLO00], [EDJ16]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \} _x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{B.2})$$

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$

$\} _x$: Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$, $S(x) = \} _x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r=3$, $S(x) = \frac{1}{2}e(x)^2 + \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

Le but de la commande est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Pour une sélection adéquate du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

B.1.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de se rencontrer sur des surfaces de glissement et de rester indépendantes des perturbations. Il y a deux considérations pour assurer la convergence:

B.1.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée par Emelyanov et Utkin [UTK92], [UTK16]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{B.3})$$

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 la surface de commutation. La condition (B.3) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation.

B.1.2.2 Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour s'assurer l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [UTK92]. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [UTK92]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \quad (\text{B.4})$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$\begin{aligned} V(x) &= \frac{1}{2} S^2(x) \\ \dot{V}(x) &= S(x)\dot{S}(x) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{B.6})$$

B.1.3 Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_n . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (\text{B.7})$$

B.1.3.1 La commande équivalente

Un vecteur de commande u_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$.

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{\partial x} \frac{\partial x}{dt} = \frac{dS}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{dS}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \quad (\text{B.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{dS}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{dS}{\partial x} f(x,t) \right\} \\ u_n = 0 \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{dS}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{B.10})$$

B.1.3.2 La commande discontinue de base

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe.

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \quad (\text{B.11})$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} < 0 \quad (\text{B.12})$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure B.1). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{B.13})$$

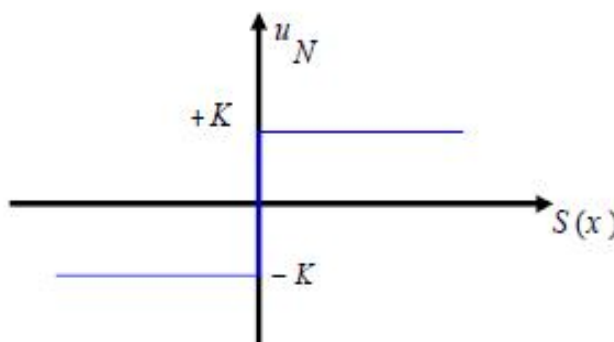


Figure B.1 : Représentation de la fonction « sign ».

En remplaçant l'expression (B.13) dans (B.12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{\partial x} g(x,t) K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{B.14})$$

Où le facteur $\frac{dS}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (B.14).

B.2. Quelques solutions pour le phénomène de Chattering

Afin de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été introduites [MEH17a], [SAG15], [UTK16], [FEZ14], [BOU15], [LEV07b].

B.2.1 Solution de couche limite

Cette solution consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type à grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées, on mentionnera la fonction de saturation:

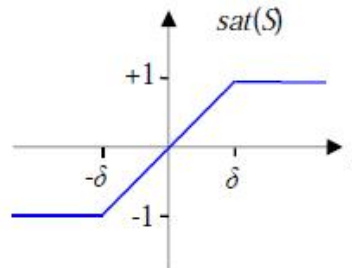


Figure B.2 : Définition de la fonction « sat ».

$$sat(s) = \begin{cases} \frac{s}{V} & \text{si } \left| \frac{s}{V} \right| \leq 1 \\ sign(s) & \text{si } \left| \frac{s}{V} \right| > 1 \end{cases} \quad (C.15)$$

: Largeur du seuil de la fonction de saturation.

D'autres fonctions existent telles que les fonctions, La fonction pseudo-sign "smooth", la fonction "arctangente", la fonction "tangente hyperbolique".

B.2.2 Solution par des lois d'approche

Il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. Gao et Hung ont proposé deux dérogations possibles pour réduire les commutations [GAO93].

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre la surface de glissement plus rapidement lorsqu'il est éloigné. De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue $sign(S)$ et réduit ainsi les commutations sur la commande.

Cette loi d'atteinte est donnée par :

$$\dot{S}(x) = -r \cdot sign(S(x)) - Q \cdot S(x) \quad (B.16)$$

Dans la seconde loi de convergence, la capacité fractionnaire de la fonction de glissement est multipliée par le signe, comme suit:

$$\dot{S}(x) = -\Gamma |S(x)|^\alpha \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{B.17})$$

Où α est un réel strictement entre 0 et 1. Comme le montrent Gao et Hung [GAO93], la loi de convergence (B.17) génère un temps spécifique pour atteindre la surface de glissement.

RESUMES

_____ :

هذه التدريب، إثنين الماكينات طريق الماكينات الثانية مغناطيس رأينا، بعدها، لزيادة الماكينات الميكانيكية ليونبارجر هذا السياق في تخطي تغيرات معاملات الآلة.

الماكينات متصلتين المتغيرات، التدريب، تكاليف الثانية، وأخيرا، تظهر نتائج

مفتاحية :

الماكينات مغناطيسية الماكينات الماكينات ظاهرة

Abstract:

This thesis deals with the control and observation of a synchronous multi-machine system connected in series. We begin our study by modeling a training system. Two five-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs) connected in series and powered by a five-phase inverter constitute the multi-machine system used in our study. Then, since this model is non-linear, multivariable and strongly coupled, we opted for a decoupled control of the multi-machine system connected in series. Then, in order to improve the robustness of the driving of a training system, the sliding mode control (SMC) and second order sliding mode control (SOSMC) based on the super twisting algorithm was applied to the system. To eliminate the mechanical sensors and thus reduce the cost of the drive system, we have presented all methods of estimating velocity existing in the literature. In this context, Lunberger observers were introduced as well as the second order sliding mode has been presented. Finally, the simulation results clearly show the robustness of the proposed methods deal with parametric variations.

Key words:

Five-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs), Multi-machine system, Series-connected, First and second order sliding mode control (SMC and SOSMC), Phenomenon of chattering, Robustness, Speed sensorless control.

Résumé :

Cette thèse traite la commande et l'observation par mode glissant d'ordre deux d'un système multi-machine synchrone connectées en série. Nous commençons notre étude par la modélisation d'un système d'entraînement. Deux machines synchrones à aimants permanents pentaphasées (MSAPP) en séries alimentée par un seul onduleur de tension polyphasé constituent le système multi-machines retenu dans notre étude. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multi-variable et fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle découplée du système multi-machine connectées en série. Puis, afin d'améliorer la robustesse de la conduite d'un système d'entraînement, la commande par mode glissement d'ordre un (MGO1) et d'ordre deux (MGO2) basé sur l'algorithme de super-twisting a été appliquée au système. Pour éliminer les capteurs mécaniques et réduire ainsi le coût du système d'entraînement, nous avons présenté l'ensemble des méthodes d'estimation de la vitesse existant dans la littérature. Les observateurs de Lunberger ont été introduits ainsi que le mode glissant d'ordre deux a été présenté. Enfin, les résultats de simulation montrent clairement la robustesse des méthodes proposés face aux variations paramétriques.

Mots clés :

Machines synchrones à aimants permanents pentaphasées (MSAPP), Système multi-machine, Connecté en série, Mode glissant d'ordre un (MGO1) et d'ordre deux (MGO2), Phénomène de broutement, Robustesse. Commande sans capteur de vitesse.