

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTER DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY DE SAIDA  
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire présentée par

BOUALEM BRAHIM

Pour l'obtention du diplôme

DE

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Intitulé du mémoire

# Commande directe en couple d'un système Multi-machines Multi-convertisseurs dans une application de traction électrique:

Présenté devant le jury composé de :

Président :	Dr. Boumediene Larbi	Maître de Conférences – A –
Rapporteur	Dr. Hartani Kada	Maître de Conférences – A –
Co-rapporteur	Dr. Mostefai lotfi	Maître de Conférences – A –
Examineur :	Pr. Miloud Yahia	Professeur
Examineur :	Dr. Mezouar Abdelkader	Maître de Conférences – A –

Année universitaire

2012/2013

## Remerciements

Que le dieu le clément, qui m'a permis de poursuivre mes études de post graduation accepte mes prières.

J'exprime tout mes remerciements à Dr K. HARTANI, Maitre de conférences au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir accepté de dirigé ce travail, et pour sont grand soutien du début a la fin de ce mémoire.

Je remercie mon ami avant tout le Dr L.MOSTEFAI Maitre de conférences au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour sont aide précieuse.

Mes remerciements distingués vont à Dr A.BOUMEDIEN, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je remercie Dr A. MEZOUAR, Maître de conférences à l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes grands remerciements vont aussi à Mr Y. MILOUD, Professeur au département d'électrotechnique de l'université Tahar Moulay de Saida pour avoir accepté d'examiner ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je tiens à remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique.

Enfin je remercie tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

# *Dédicaces*

*A la mémoire de mon père et à ma chère mère*

*A toi ma femme spécialement ....merci pour tout*

*A mes enfants Hadjer, Sara et Imed.*

*A mes amis.....*

# Sommaire

## Chapitre 01

Etude et modélisation de la machine synchrone A aimant permanent.

2.1 Introduction.....	2
1.2 Modélisation de l'association machine–convertisseur.....	2
1.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	3
1.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
1.2.2.1 Mise en équation de la machine synchrone.....	3
1.2.2.2 Transformation de Park.....	5
1.2.3 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de Park.....	7
1.2.4 Mise sous forme d'équations d'état.....	8
1.3 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	9
1.3.1 Modélisation de l'onduleur.....	9
1.3.2 Principe de la stratégie de commande.....	11
1.4 Conclusion.....	12

## Chapitre 02

Etude et modélisation de la commande directe du couple

2.1 Introduction.....	13
2.2 Principe de la commande DTC.....	14
2.2.1 Introduction.....	14
2.2 La transformation de Concordia.....	15
2.2.3 Modèle en courant de la MSAP.....	15
2.3 La commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents dite DTC.....	15
2.3.1 Introduction.....	15
2.3.2 Contrôle du flux statorique de la machine.....	16
2.3.3 Contrôle du couple électromagnétique de la machine.....	18
2.3.3.1 Sélection du vecteur tension $\overrightarrow{V_s}$ .....	19

2.3.4 Modélisation de la commande directe du couple.....	20
2.3.4.1 Sélection du vecteur tension.....	21
2.3.4.1.1 Estimation du flux statorique.....	21
3.3.2.1 estimation de la position vecteur flux.....	22
2.3.4.2-Comparateurs a hystérésis.....	25
2.3.4.2.1-Comparateurs a hystérésis du flux.....	25
2.3.4.2.2 Comparateurs a hystérésis du couple.....	25
2.3.4.2.3 Table de sélection du vecteur tension.....	26
2.3.5 Régulation de la vitesse de la machine.....	26
2.3.5.1 Synthèse de correcteur.....	27
2.4 Caractéristiques générales d'une commande directe du couple.....	28
2.4.1 Avantages de la commande directe de couple.....	28
2.4.2 Inconvénients de la commande directe de couple.....	28
2.5 Résultats de simulation.....	28
<b>Essai 1 : Réponse a un échelon de vitesse suivi d'un couple de charge constant</b>	
<b>Essai 2 : Réponse a un échelon de vitesse suivi d'une introduction de couple de charge</b>	
<b>Essai 3 : réponse a une inversion de vitesse.</b>	
<b>Essai 4 : démarrage suivi d'une application d'une charge puis une réduction de vitesse.</b>	
2.6 Conclusion.....	35

## Chapitre 03

### Représentation des Systèmes Multimachines-Multiconvertisseurs

3.1 Introduction.....	36
3.2 Structures de systèmes multimachines.....	37
3.2.1 Présentation de structures mutualisées.....	40
3.2.1.1 La cellule minimale.....	40
3.2.1.2 La structure a bras communs : $n$ machines et $2n$ bras.....	41
3.2.1.3 La structure a point milieu commun : $n$ machines et $2n$ bras.....	42
3.2.1.4 La structure mixte : $3n/2$ bras pour $n$ machines.....	45
3.2.1.5 La structure parallèle : 3 bras pour $n$ machines.....	46

3.2.1.6 Autres structures.....	46
3.2.2 Comparaison de ces différentes structures.....	46
3.3 La Représentation Énergétique Macroscopique (REM).....	48
3.3.1Présentation du formalisme REM.....	48
3.1.1.1 Éléments de base.....	48
3.1.1.2 Application aux SMM.....	50
3.1.1.2.1 Présentation des différents types de couplage.....	50
3.1.1.2.2 Exemple de la structure parallèle avec charges libres.....	51
3.1.1.2.3 Exemple de la structure parallèle avec charges liées.....	51
3.2 La structure maximale de commande (SMC).....	52
3.2.1 Inversion.....	52
3.2.1.1 Inversion d'un élément de conversion.....	52
3.2.1.2 Inversion d'un élément d'accumulation.....	53
3.2.2 Cas des SMM - Etude de la structure parallèle.....	53
3.2.2.1 Inversion du couplage mécanique.....	54
3.2.2.2 Inversion du couplage électrique.....	54
3.2.2.3 SMC de la structure parallèle.....	55
3.3 Structure de commande pour SMM.....	56

## Chapitre 4

### Structure de commande « maître-esclave » d'un système Bi-machines mono-onduleur

4.1 Introduction.....	57
4.2 Présentation du système de traction étudié.....	57
4.2.1 REM du système de traction.....	58
4.3 Structure de commande « maître-esclave ».....	58
4.3.1 Comportement du système en présence d'une variation de charge.....	61
4.3.2 Stabilité de la machine esclave en présence d'une variation de charge.....	62
4.4 Structure de commande « maître-esclave » alternative.....	64
4.4.1 Principe du choix de la machine maître.....	64
4.4.2 Cas des vitesses négatives.....	66
4.5 Simulation des différents principes.....	66

**Test N° 1 : Réponse a un échelon de vitesse suivi d'une variation des couples de charge sur les deux moteur maître et esclave :**

**Test N° 2 : Réponse a une variation de vitesse avec un versement dans le sens suivi d'une variation des couples de charge sur les deux moteur maître et esclave :**

<b>4.5.1 La commande maitre-esclave classique.....</b>	<b>67</b>
<b>4.5.1.1 Introduction.....</b>	<b>67</b>
<b>4.6 Structure de la commande moyenne.....</b>	<b>72</b>
<b>4.6.1 Description.....</b>	<b>72</b>
<b>4.7 La commande maitre- esclave mixte (alternée).....</b>	<b>75</b>
<b>4.7.1 Introduction.....</b>	<b>75</b>
<b>4.7.2 Etude de la variation des charges.....</b>	<b>76</b>
<b>4.7.2.1 Choix du moteur maitre.....</b>	<b>76</b>
<b>4.8 Conclusion.....</b>	<b>80</b>

## **Chapitre 5**

### **Approche proposée de commande des systèmes multi-machine**

<b>5.1 Introduction.....</b>	<b>81</b>
<b>5.2 Technique de commande proposée.....</b>	<b>82</b>
<b>5.2.1 Boucle de commande du couple électromagnétique.....</b>	<b>82</b>
<b>5.2.2 Boucle de commande du flux statorique.....</b>	<b>83</b>
<b>5.3 Résultats de simulation.....</b>	<b>84</b>

**Test N°1 : Un échelon de vitesse suivi d'une augmentation dans la charge du moteur maître.**

**Test N°2 : Un échelon de vitesse suivi de perturbations simultanées sur les deux moteurs maître et esclave.**

**Test N°3 : Inversion dans le sens de la vitesse de référence avec perturbations sur les deux moteurs maître et esclave.**

<b>5.4 Conclusion.....</b>	<b>96</b>
----------------------------	-----------

## Liste des figures

<b>Figure 1.1 :</b> Schéma de la machine synchrone à aimant permanent dans référentiel (d,q).....	4
<b>Figure 1.2 :</b> Schéma de la machine synchrone dans le référentiel.....	5
<b>Figure 1.3 :</b> Schéma bloc de la MSAP.....	8
<b>Figure. 1.4 :</b> Schéma de l'onduleur de tension.....	9
<b>Figure 2.1 :</b> Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué qui permet : (a) d'augmenter ; (b) de diminuer le module de flux statorique.....	17
<b>Figure 2.2 :</b> trajectoire du flux statorique.....	18
<b>Figure 2.3 :</b> secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur a 2 niveaux.....	18
<b>Figure 2.4 :</b> Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué..	19
<b>Figure 2.5 :</b> variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles. FC : flux croît, FD : Couple décroît.....	20
<b>Figure 2.6 :</b> Schéma bloc de commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse.....	21
<b>Figure 2.7 :</b> Partage du cercle trigonométrique en six zones.....	22
<b>Figure 2.8 :</b> Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux.....	23
<b>Figure 2.9 :</b> Exemple de l'estimation de $\theta_1$ , $\theta_2$ et $\theta_6$ .....	24
<b>Figure 2.10 :</b> Principe de réglage du flux statorique.....	25
<b>Figure 2.11 :</b> Principe de réglage du couple électromagnétique.....	26
<b>Figure 2.12 :</b> Schéma de la régulation de la vitesse $\omega_m$ par correcteur IP.....	27
<b>Figure 2.13 :</b> résultats de simulation de l'essai (1).....	30
<b>Figure 2.14 :</b> résultats de simulation de l'essai (2).....	32
<b>Figure 2.15 :</b> résultats de simulation de l'essai (3).....	33
<b>Figure 2.16 :</b> résultats de simulation de l'essai (4).....	35



<b>Figure 3.1 : Système Multi-machines SM (m,n)</b> .....	37
<b>Figure 3.2 : Structure classique SMM (3n,n)</b> .....	38
<b>Figure 3.3 : Tensions appliquées aux machines</b> .....	39
<b>Figure 3.4 : Structure a bras commun SM(4n/2,n)</b> .....	40
<b>Figure 3.5 : Représentation vectorielle des tensions pour La structure à bras communs SM (4n/2, n)</b> .....	40
<b>Figure 3.6 : Structure à point commun SM (2n, n)</b> .....	43
<b>Figure 3.7 : Représentation vectorielle des tensions pour la Structure à point commun SM(2n,n)</b> .....	43
<b>Figure 3.8 : Structure mixte SM (3n/2,n)</b> .....	44
<b>Figure 3.9 : Structure mixte SM (3n/2, n) : Représentation vectorielle des tensions</b> .....	44
<b>Figure 3.10 : Structure parallèle SM (3, n)</b> .....	45
<b>Figure 3.11: REM du système Onduleur-MSAP-Axe</b> .....	49
<b>Figure 3.12: Représentation REM des couplages</b> .....	50
<b>Figure 3.13: Couplage amont et couplage aval</b> .....	51
<b>Figure 3.14: REM d'une structure parallèle avec les charges libres</b> .....	51
<b>Figure 3.15: REM d'une structure parallèle avec les charges mécaniquement liées</b> .....	52
<b>Figure 3.16: Différents cas d'inversion d'un élément de conversion</b> .....	53
<b>Figure 3.17: Inversion d'un élément d'accumulation</b> .....	53
<b>Figure 3.18: Inversion du couplage mécanique aval</b> .....	54
<b>Figure 3.19: Inversion d'un couplage amont</b> .....	55
<b>Figure 3.20: SMC de la structure parallèle</b> .....	56
<b>Figure 4.1 : Schéma de l'application</b> .....	58
<b>Figure 4.2: La structure parallèle maître/esclave</b> .....	59

<b>Figure 4.3 :</b> Effets qu'implique une différence de couple de charge sur le système.....	60
<b>Figure 4.4 :</b> Diagramme vectoriel de deux machines synchrones à aimants permanents en parallèle.....	64
<b>Figure 4.5 :</b> Principe du choix de la machine maître.....	65
<b>Figure 4.6 :</b> Schéma simulink de la commande maître-esclave.....	68
<b>Figure 4.7 :</b> Résultats de la simulation N°1 de la commande maître-esclave.....	69
<b>Figure 4.8 :</b> Résultats de la simulation N°2 de la commande maître-esclave.....	70
<b>Figure 4.9 :</b> Schéma simulink de la commande moyenne.....	72
<b>Figure 4.10 :</b> Résultats de la simulation N°1 de la commande moyenne.....	73
<b>Figure 4.11 :</b> Résultats de la simulation N°2 de la commande moyenne.....	74
<b>Figure 4.11 :</b> Schéma simulink de la commande alternée (maître-esclave parallèle).....	77
<b>Figure 4.13 :</b> Résultats de la simulation N°1 de la commande maître esclave mixte.....	78
<b>Figure 4.14 :</b> résultats de la simulation N°2 de la commande maître esclave mixte.....	79
<b>Figure 5.1 :</b> Réactions électriques et magnétiques du système suite au test N°1.....	87
<b>Figure 5.2 :</b> Réactions électriques et magnétiques du système suite au test N°2.....	92
<b>Figure 5.3 :</b> Réactions électriques et magnétiques du système suite au test N°3.....	95

# Notation

## Paramètres de modélisation de la machine

$R_s$	Résistance statorique par phase
$R_r$	Résistance rotorique par phase
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
$\sigma$	Coefficient de dispersion ou (de Blondel)
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple de charge

## Repères

$d, q$	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
$\alpha, \beta$	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$\theta_s$	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)

## Grandeurs électriques au stator

$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	Tensions statoriques triphasées
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$
$v_{ds}, v_{qs}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Courants statoriques triphasés
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$i_{ds}, i_{qs}$	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$

### Grandeurs magnétiques au stator

$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	Flux magnétiques au stator
$\vec{j}_{abc}$	Vecteur de flux magnétiques au stator
$\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}$	Flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\vec{j}_{\alpha \beta s}$	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$
$\vec{j}_{dq s}$	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$

### Grandeurs mécaniques

$\omega$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation
$\omega_s$	Pulsation électrique des grandeurs statoriques
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotation
$N$	Vitesse mécanique de rotation
$N_n$	Vitesse mécanique nominale de rotation

### Transformations

P	Transformation de Park : $X_{abc} \rightarrow X_{dq}$
C	Transformation de Concordia : $X_{abc} \rightarrow X_{\alpha\beta}$

### Grandeurs de la commande

$K_p$	Composante proportionnelle du correcteur PI
$K_i$	Composante intégrale du correcteur PI

# Résumé

Les systèmes comportant plusieurs machines électriques et /ou plusieurs convertisseurs statiques occupent une place de plus en plus importante parmi les systèmes électromécaniques. Ces systèmes sont regroupés sous le vocable de « systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM) ». Les SMM se caractérisent par la mise en commun de ressources physique entre plusieurs éléments de la chaîne de conversion d'énergie ; il en résulte des couplages électrique, mécanique ou magnétique, dont la gestion , du point de vue de la commande, pose problème. La complexité d'un tels systèmes nécessite une représentation synthétique que l'utilisation d'outils classique de modélisation ne permis pas toujours d'obtenir un formalisme spécifique de modélisation de systèmes électromécaniques est alors présenté : basé sur une représentation causale des échanges énergétiques entre les différents éléments de conversion, il porte le nom de « Représentation Energétique Macroscopique (REM) ». Une extension de ce formalisme à la caractérisation et la commande des SMM est ensuite proposée. Le SMM faisant l'objet de ce mémoire est une application de traction électrique. Ce système possède deux couplages (électrique et mécanique) induit par l'utilisation d'une structure de puissance particulière : la traction des roues motrices est assurée par des machines synchrones à aimants permanents triphasées alimentées par des onduleurs possédant trois bras. Notre mémoire ce limite a étudié le comportement électrique du système vise à vis des différentes perturbations physiques externes avec l'application d'une commande directe en couple (DTC) selon des structures classiques dans un premier temps et autre améliorée est envisagée des structures plus performantes dans un second temps.

**Mots Clés :** Commande multi-machine, moteurs électriques, commande directe en couple DTC, machine synchrone à aimant permanent , représentation énergétique macroscopique.

**Title:** Direct Torque control of a Multi-machine Multi-converter system in an application of electric traction.

**Abstract:** systems with multiple electric machines and / or multiple static converters occupy an increasingly prominent among electromechanical systems. These systems are grouped under the voice "multi-converter multi-machine (SMM) systems." The SMM is characterized by the sharing of physical resources between multiple element in the chain of energy conversion, resulting couplings (electrical, mechanical or magnetic) including management, from the point of view of control problem. The complexity of such systems requires a synthetic representation that the use of traditional modeling tools is not always achieved. A specific formalism modeling of electromechanical systems is then presented: based on a causal representation of energy exchange between the various elements of conversion, it is called "Energetic Macroscopic Representation (EMR)". An extension of this formalism to the characterization and control of SMM is then proposed. MMS subject of this paper is an application of electric traction. This system has two couplings (electrical and mechanical) induced by the use of a particular power structure: the traction of the driving wheels is carried out by permanent magnet synchronous machines supplied by three-phase inverter having three arms. Our memory limit that studied the electrical behavior of the system is a vis different external physical disturbance with the application of a direct torque control DTC by conventional structures initially improved and another is considered the most efficient structures in a second time.

**Keywords:** multi-machine control, electric motors, direct torque control DTC, permanent magnet synchronous machine, macroscopic energy representation.

## **Introduction générale**

Les entraînements multi-machines multi-convertisseurs occupent à nos jours une place importante dans les applications telles que la traction électrique, les industries textile et papetière ou encore la robotique mobile autonome. La problématique de fonctionnement fiable et satisfaisant, au point de vue énergétique, de ces systèmes se résume par un choix convenable de leurs chaînes de puissance, au niveau de l'efficacité et des facteurs économiques.

Une commande conçue pour ce système doit être adéquate en tenant compte des différentes contraintes physiques imposées et surtout des couplages présents au sein du système à contrôler.

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent une structure particulière de la propulsion électrique synchrone à aimant permanent destinée à la traction. Il s'agit d'un véhicule électrique avec quatre roues, quatre moteurs et deux onduleurs. Cette étude fait suite aux travaux réalisés par d'autres chercheurs et présenté dans différentes thèses, mémoires et articles.

L'objectif de ce mémoire a consisté à : modéliser finement un système de traction électrique mono-onduleur bimoteur synchrone à aimants permanents avec charge mécanique variable. Après avoir analysé le comportement dynamique du système sous l'influence des différents couplages mis en évidence lors de l'introduction des diverses perturbations, des systèmes ont été étudiés. Elles ont pour objectif de réduire les déséquilibres électriques et mécaniques apparaissant dans le système provoqués par des divers couplages, d'obtenir le meilleur rendement énergétique tout en conservant des comportements stables des principales grandeurs des moteurs et de leur alimentation.

Dans un premier temps une simple commande DTC est mise en œuvre. Elle permet d'associer une simulation du processus réel à contrôler. Dans cette démarche on tient compte des caractéristiques des contraintes physiques.

Le premier chapitre présente une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et ses éléments de base. Le modèle mathématique de la machine MSAP est donné ainsi que sont principe de contrôle et ensuite décrire la commande rapprochée de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le deuxième chapitre.

Puis, dans le troisième chapitre, la description des systèmes multi-convertisseurs Multi-machines "Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs (SMM)" est introduit pour différentes structures de commande étudiées. Les simulations effectuées sont réalisées dans le quatrième chapitre qui a été consacré au fonctionnement du système mono-onduleur bimoteur de traction.

Les différentes méthodes de commande ont été envisagées et simulés. Elles ont été introduites dans les commandes précédemment examinées. La plus pratique des structures classiques de commande utilisant le control DTC a été retenue et étudiée en profondeur afin d'arriver à pouvoir l'améliorer.

Enfin, le cinquième chapitre contient la contribution qu'on a put apporter à la structure jugée comme la plus pratique pour arriver à de meilleurs résultats en s'approchant d'une commande numérique.

La réalisation expérimentale d'une telle commande et l'implantation en temps réel est proposées comme perspectives pour travaux futurs.

## **Chapitre 01**

### **Etude et modélisation de la machine synchrone**

#### **A aimant permanent.**

### **2.1 Introduction**

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'elles offrent beaucoup d'avantages : une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important, de plus l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuelles ont pour but de remplacer les machines à courant continu (MCC) par des (MSAP) dans les domaines industriels initialement occupé par la commande des machines à courant continu (MCC). Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor.

Grace aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machines électriques utilisant le moteur à aimants permanents.[All-95][Kad-20]

### **1.2 Modélisation de l'association machine convertisseur**

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du précédé à Contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentées par le système. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles est basées essentiellement sur la transformation de Park. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu.



### 1.2.1 Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

### 1.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones en général, sont alimentées au stator par des enroulements triphasés et au rotor par une tension continue. Alimentée à fréquence constante, sa vitesse est synchrone avec le champ tournant et ne dépend que de la fréquence de l'alimentation et du nombre de pôles de la machine.

Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes joules sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées. La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologiques selon la disposition des aimants.

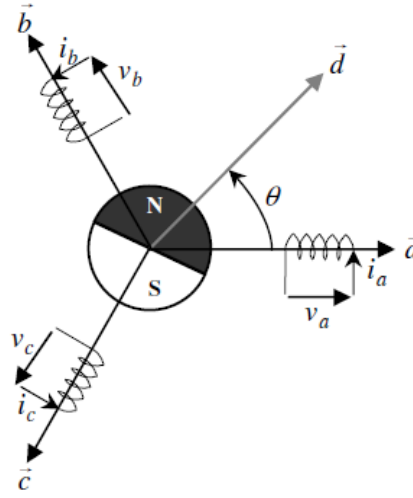
On distingue ainsi :

- Les machines à aimants superficiels : les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène. le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Les machines à aimants enterrés : les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides, et possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes. Le comportement magnétique de ces machines est similaire aux machines à rotor bobiné et possèdent des valeurs différentes pour les inductances directes et en quadratures. [Div-99], [Mer-07].

#### 1.2.2.1 Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :



**Figure 1.1 :** Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans référentiel (d,q)

### Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Avec

$R_s$  : La résistance par phase statorique ;

$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$  : Les tensions des phases statoriques ;

$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$  : Les courants des phases statoriques ;

$\begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix}^T$  : Les flux totaux à travers les bobines statoriques ;

### Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$  : Matrice d'inductance statoriques. Elle contient des termes constants que nous regroupons

$[L_{s0}]$  et des termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$  :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} I_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & I_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & I_{s0} \end{bmatrix}; [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

$M_{s0}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$  : Inductance propre d'une phase statoriques.

$\theta$  : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[M_{sf}] = M_{sf} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

### 1.2.2.2 Transformation de Park

Pour éliminer  $\theta$  de la matrice  $[L_{s2}]$  et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statoriques (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature, figure (1.2). Ce passage est obtenu par la transformation de Park.

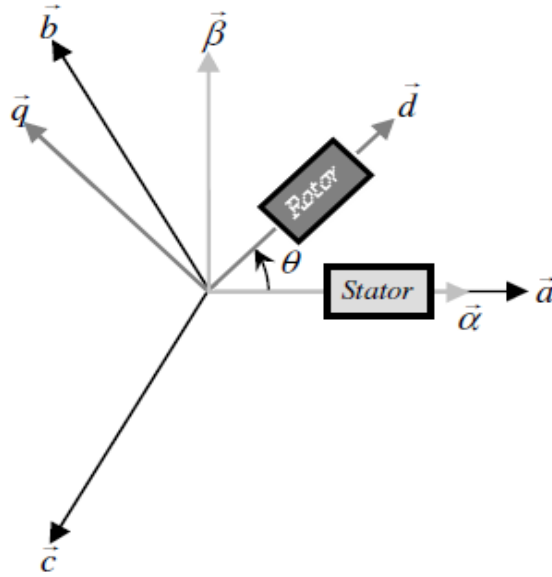


Figure 1.2 : Schéma de la machine synchrone dans différents référentiels.

La matrice de passage notée  $P(\theta)$  :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

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

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

### 1.2.3 Modèle de la Machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statoriques (1.1) dans un référentiel lié au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu. [Kad-20]

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d & V_q & V_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d & I_q & I_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_d & \varphi_q & \varphi_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.5)$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de Park est :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\omega L_q & 0 \\ p\omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Ainsi pour la MSAP, le modèle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\omega L_q \\ p\omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega \varphi_f \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques et faisant usage du calcul matriciel précédent et en supposant que le système est équilibré, on aura :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q + 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

$\varphi_f$  : représente le flux des aimants permanents à travers le circuit équivalent direct.

#### Equations mécaniques

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

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (1.9)$$

Avec :  $f, J, C_r$  et  $\Omega$  définissent respectivement le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor, le couple de charge et la vitesse mécanique de rotation.

Le couple électromagnétique  $C_r$  est produit par l'interaction entre les pôles fermés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par la FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Il est

exprimé par :

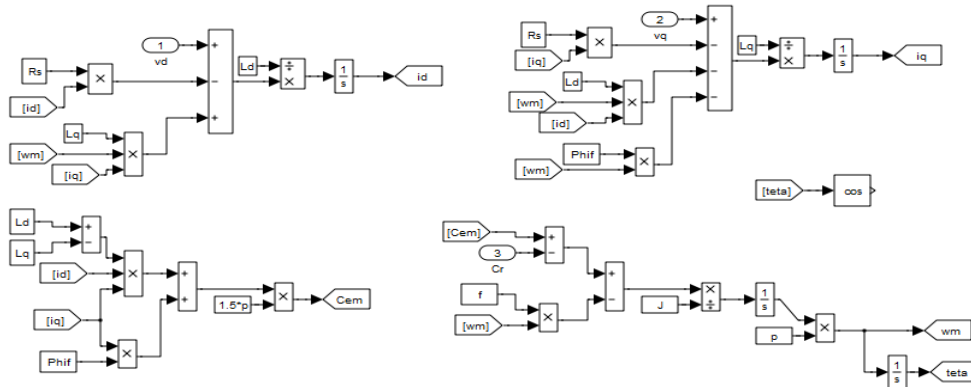
$$C_e = \frac{3}{2} P \left[ (L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q \right] \quad (1.10)$$

#### 1.2.4 Mise sous forme d'équations d'état

Considérons les tensions  $(V_d, V_q)$ , et le flux d'excitation  $\varphi_f$  comme grandeurs de commande. Les courants statoriques  $(I_d, I_q)$  comme variables d'état et le couple  $C_r$  comme perturbation. A partir des équations (1.4), (1.7), [Div-99][Har-10] on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & p\omega \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-p\omega}{L_q} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (1.11)$$

Ces dernières équations constituent la base du schéma bloc de la MSAP (figure1.3). [6], [8]



**Figure 1.3 : Schéma bloc de la MSAP**

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme, le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statoriques « tourne » à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statoriques est immobile ; c'est le principe de l'autopilotage.

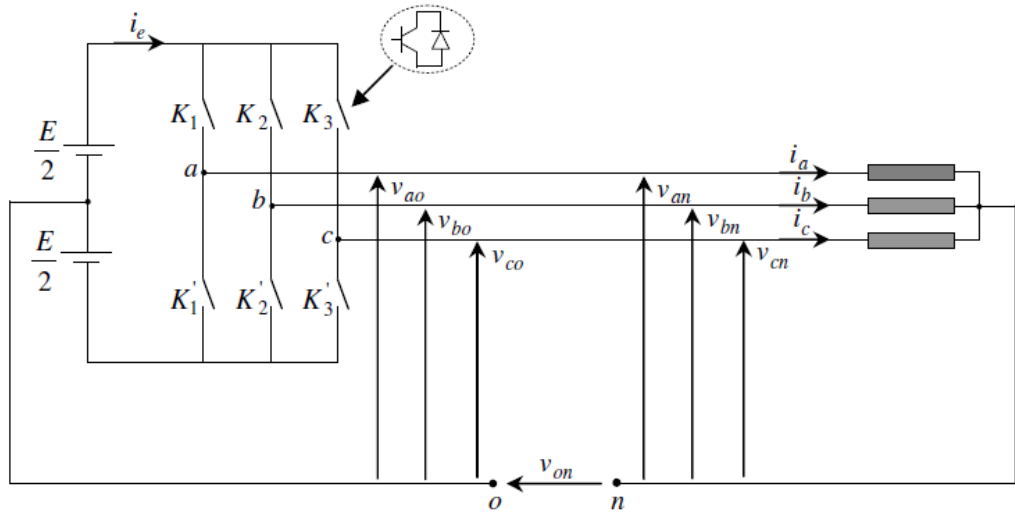
### 1.3 Modélisation de l'alimentation de la machine

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

#### 1.3.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable.

La Figure (1.4) présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.



**Figure. 1.4 :** Schéma de l'onduleur de tension.

L'ensemble des transistors constituant l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), impose la fréquence de rotation du champ tournant et l'amplitude de la tension de la machine.

Les tensions de références sont les tensions simples  $V_s [v_{aN} \ v_{bN} \ v_{cN}]^T$  par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors :

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0 \quad (1.12)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bN} = \frac{1}{3}(v_{cb} - v_{ab}) \\ v_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.13)$$

En faisant la somme des équations du système 1.13 on obtient

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{oN} = 0 \quad (1.14)$$

D'où

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{oN} \quad (1.15)$$

Donc

$$v_{oN} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (1.16)$$

En substituant l'équation (1.15) dans le système (1.13), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

L'onduleur est modélisé en associant a chaque bras une fonction logique  $F_j$  définie par :

$$F_j = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (1.18)$$

1 : interrupteur du demi bras haut fermé.

0 : interrupteur du demi bras bas ouvert.

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_1 E \\ v_{bo} = F_2 E \\ v_{co} = F_3 E \end{cases} \quad (1.19)$$

Les tensions simples  $v_a, v_b$  et  $v_c$  s'expriment par :



$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

### 1.3.2 Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsion MLI triangulo-sinusoïdale.[Har-10]

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïdale qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal à haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

Le bloc de commande du convertisseur reçoit les tensions de référence pour les trois phases. Ces tensions sont comparées avec un signal triangulaire et, en fonction du signal d'erreur, on commande les semi-conducteurs de l'onduleur. Le mode de fonctionnement est très simple :

- si  $v_{ref} > v_p$  : l'interrupteur supérieur du bras de pont conduit ;
- si  $v_{ref} < v_p$  : l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit ;

Où  $v_{ref}$  représente une des trois tensions de référence et  $v_p$  représente le signal triangulaire ou l'onde porteuse. Ce type de commande MLI. La Figure 1.5 illustre le principe de base de cette technique.

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

#### \* Indice de modulation

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (1.21)$$

Où  $f_r$  est la fréquence de la tension de référence et  $f_p$  est celle de la porteuse.

#### \* Taux de modulation

$$r_m = \frac{v_r}{v_p} \quad (1.22)$$

Où  $v_r$  est l'amplitude de la tension de référence et  $v_p$  est celle de la porteuse

**\* Equation de la porteuse**

On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} v_p = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right), t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ v_p = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right), t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (1.23)$$

**\* Equations des tensions de référence**

Les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ref\_a} = V_r \sin(2\pi f_r * t) \\ v_{ref\_b} = V_r \sin\left(2\pi f_r * t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref\_c} = V_r \sin\left(2\pi f_r * t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.24)$$

**\* Equations des états des interrupteurs**

$$F_i = \begin{cases} 1, si(v_{ref\_i} - v_p) \geq 0 \\ 0, si(v_{ref\_i} - v_p) < 0 \end{cases} \quad (1.25)$$

avec  $i=a,b,c$

**1.4 Conclusion**

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et son modèle de Park équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise a des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée.

## **Chapitre 02**

### **Etude et modélisation de la commande directe du couple**

#### **2.1 Introduction**

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes de couple électromagnétique (DTC) [Tak-1986, Deb-1988]. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non-linéaires de type hystérésis, ce qui requiert, s'ils sont réalisés numériquement, une fréquence de calcul importante. D'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et des bruits acoustiques indésirables. La commande directe de couple s'applique également aux machines synchrones à aimants permanents [Chu-98] ou une extension de la commande à la zone de champ affaiblissant peut être effectuée [Tec. I-2010].

## 2.2 Principe de la commande DTC

### 2.2.1 Introduction

La commande DTC (Direct Torque Control) est un type de commande vectorielle pour un onduleur de tension alimentant une machine. Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande.

### 2.2.2 La transformation de Concordia [Bra-06]

Comme la commande DTC est une commande vectorielle, il est nécessaire de disposer des composantes de Concordia des tensions et courants statoriques. On décomposera donc les trois tensions d'alimentation de la machine et les trois courants statoriques en composantes directe et quadratique (la composante homopolaire est considérée nulle).

En tenant compte de la représentation de la machine et des hypothèses simplificatrices précédentes, le modèle triphasé s'exprime par :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (2.1)$$

La transformation de Concordia est utilisée pour faire le passage entre le système triphasé,  $(a \ b \ c)$ , à un système fictif,  $(\alpha \ \beta \ 0)$ . Elle est définie comme suit :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}] \quad (2.2)$$

Où  $X$  représente les grandeurs électriques (tensions, courants ou flux).

La matrice de transformation  $C$  est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec :

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (2.4)$$

En appliquant la transformation (2.2) au système (1.1), on aura :

- Equations de tensions :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \varphi_f \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \varphi_f \cos \theta \end{cases} \quad (2.5)$$

- Equations de flux :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \varphi_f \sin \theta \end{cases} \quad (2.6)$$

- Equation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.7)$$

### 2.2.3 Modèle en courant de la MSAP

D'après les équations précédentes et prenons comme variables d'état les composantes du courant statorique  $(i_\alpha, i_\beta)$  et la vitesse de rotation  $\omega_m$ , on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\varphi_f}{L_s} \omega_m \sin \theta + \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\varphi_f}{L_s} \omega_m \cos \theta + \frac{1}{L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{f}{J} + \frac{3}{2} \frac{p^2 \varphi_f}{J} (-i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta) - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (2.8)$$

## 2.3 La commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents dite DTC

### 2.3.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne « Directe torque (and flux) control », est basée sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissance élevées [Tech.I-10]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par flux orienté (FOC Field oriented control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatif d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable a celui obtenu a partir d'une commande vectorielle.[Har-10][Tech.I-10][Ber-02b]

Dans la commande directe du couple le vecteur tension de référence  $\vec{V}_s$  est délivré par un onduleur de tension dont l'état des interrupteurs  $S_a, S_b$  et  $S_c$  prennent la valeur « 1 » si l'interrupteur est fermé et la valeur « 0 » s'il est ouvert. En utilisant la transformation de Concordia (2.2) du vecteur de tension  $\vec{V}_s$  peut être écrite sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a + a S_b + a^2 S_c] \quad (2.9)$$

Avec :  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Les combinaisons des trois grandeurs  $S_a, S_b$  et  $S_c$  permettent de générer huit positions du vecteur  $\vec{V}_s$  dont deux sont nuls. La figure 2.1 représente ces vecteurs de tension dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

### 2.3.2 Contrôle du flux statorique de la machine

La commande DTC se base sur une estimation du couple du moteur ainsi que sur une estimation du flux statorique de la machine. La tension au stator est définie par :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt}. \quad (2.10)$$

Le flux statorique est donc :

$$\varphi_s = \int_0^t v_s - R_s i_s. \quad (2.11)$$

A partir du modèle de la machine synchrone a aimants permanents dans un repère lié au stator  $(\alpha, \beta)$  et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est décrit par l'équation électrique suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (v_s - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (v_s - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.12)$$

En considérant que la commande des interrupteurs de l'onduleur se fait par période de commande (ou d'échantillonnages). La méthode d'intégration numérique des rectangles permet d'obtenir une expression de l'échantillon (k+1) du flux statorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha}(k+1) = \varphi_{s\alpha}(k) + (v_s(k) - R_s i_{s\alpha}(k)) T_e \\ \varphi_{s\beta}(k+1) = \varphi_{s\beta}(k) + (v_s(k) - R_s i_{s\beta}(k)) T_e \end{cases} \quad (2.13)$$

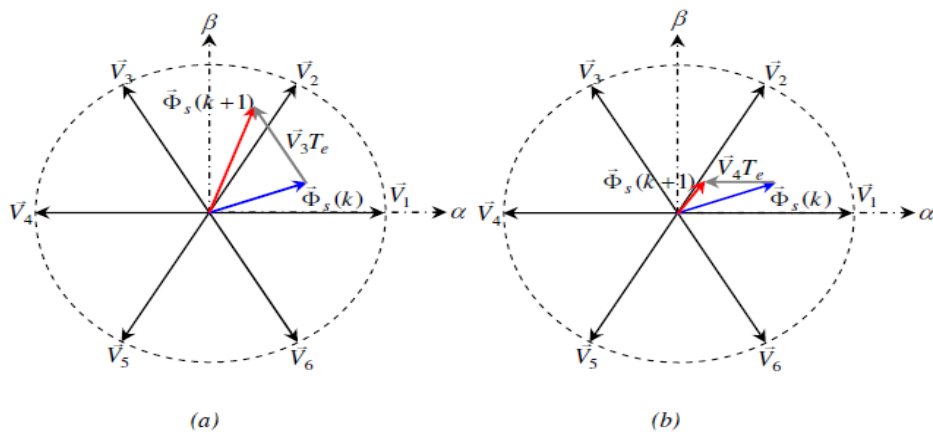
Une écriture vectorielle de cette expression peut être donnée par :

$$\vec{\varphi}_s(k+1) = \vec{\varphi}_s(k) + (\vec{v}_s(k) - R_s \vec{i}_s(k)) T_e \quad (2.14)$$

Dans la mesure où on peut considérer le terme résistif  $R_s \vec{i}_s$  négligeable (ce qui est possible dans le cas des machines à grande vitesse), alors l'équation du flux peut s'écrire :

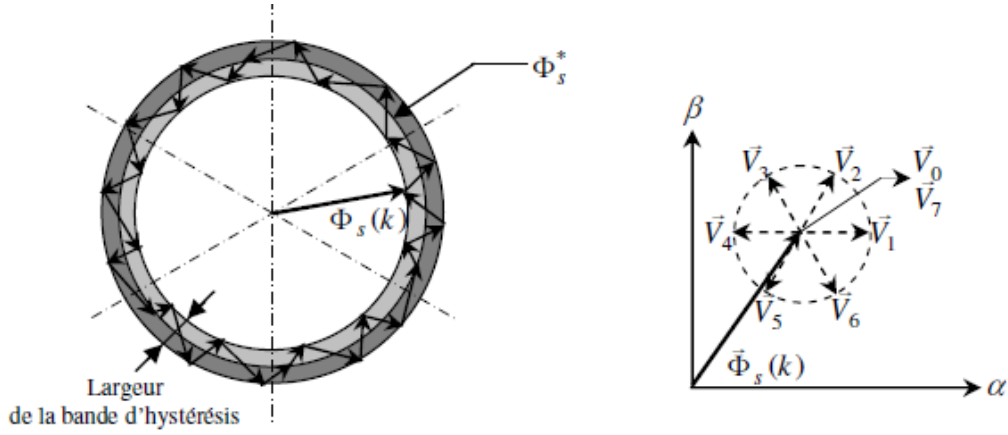
$$\vec{\varphi}_s(k+1) = \vec{\varphi}_s(k) + \vec{v}_s(k) T_e \quad (2.15)$$

Cette relation montre que si on applique à la machine un vecteur tension constant non nul, l'extrémité du vecteur flux  $\vec{\varphi}_s$  se déplace dans la direction du vecteur tension statorique  $\vec{V}_s$ . On constate alors que l'extrémité du vecteur flux  $\vec{\varphi}_s$  se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension  $\vec{V}_s$  imposé par l'onduleur de tension à la machine. Figure 3.1.



**Figure 2.1 :** Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué qui permet : (a) d'augmenter ;(b) de diminuer le module de flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, figure 3.1. Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure 2.2 qui prend pour exemple une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centré sur le flux de référence.[Ber-02b][Tech.I-10].

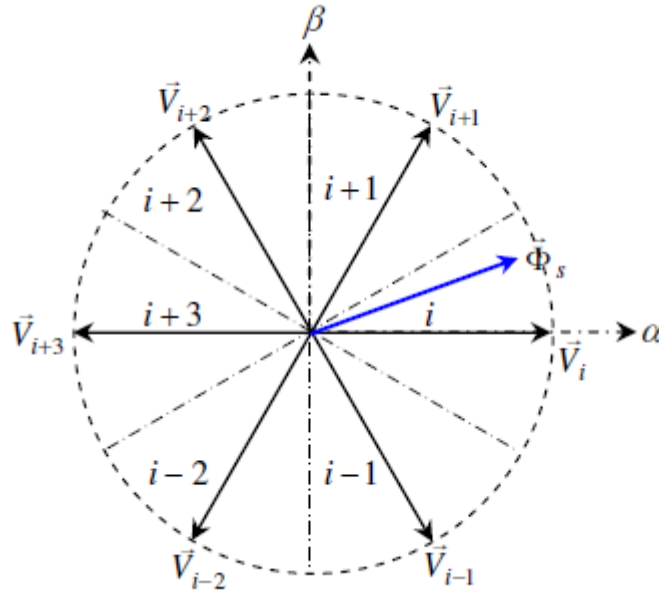


**Figure 2.2 :** trajectoire du flux statorique.

D'une manière générale, pour augmenter ou diminuer le flux dans chaque secteur du plan  $(\alpha, \beta)$ , on s'inspire de la représentation généralisée de la Figure 3.3.

Dans le secteur  $(i)$  et pour un sens de rotation positif :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique on peut appliquer  $v_i, v_{i+1}$  et  $v_{i-1}$ .
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique on peut appliquer  $v_{i+2}, v_{i+3}$  et  $v_{i-2}$ .



**Figure 2.3 :** secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur a 2 niveaux.

### 2.3.3 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_{em} = K_c I_m \left[ \overrightarrow{\varphi_s}, \overrightarrow{\varphi_r^*} \right] \quad (2.16)$$



Ou  $\vec{\varphi}_r^*$  est la conjuguée de  $\vec{\varphi}_r$ ,  $K_c$  est une constante dépendant des paramètres de la machine.

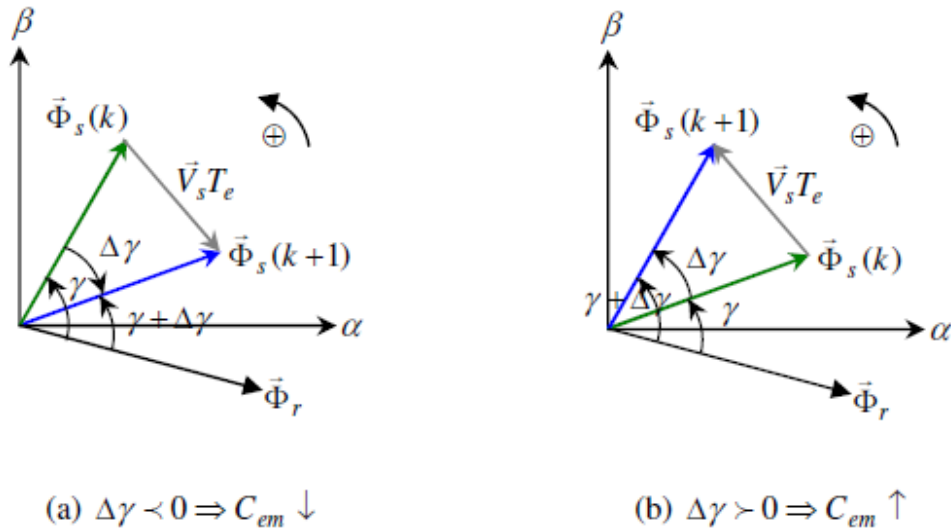
$$K_c = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s} \quad (2.17)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \varphi_s \varphi_r \sin(\gamma) \quad (2.18)$$

Ou  $\gamma$  est l'angle entre les deux vecteur flux statorique et rotorique.

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la figure 2.4, on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraire. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.



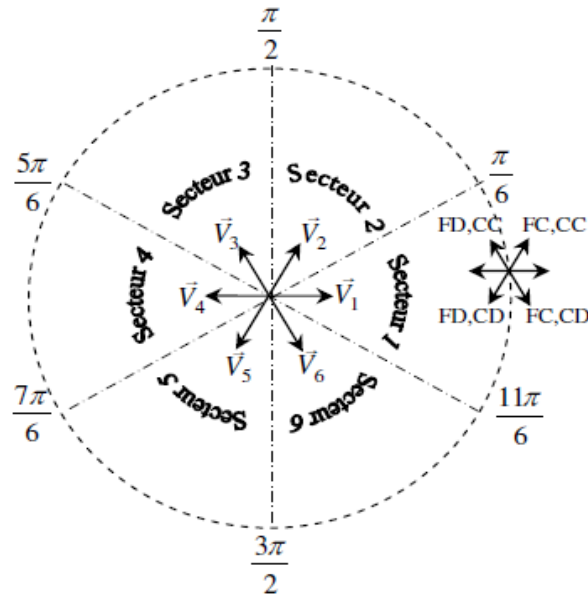
**Figure 2.4 :** Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.

### 2.3.3.1 Sélection du vecteur tension $\vec{V}_s$

Pour maintenir l'amplitude du flux statorique constant, l'extrémité du vecteur flux doit suivre une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais on a que huit vecteurs tension, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude dans une bande d'erreur souhaitée.

Le choix du vecteur  $\vec{V}_s$  dépend d'une part de la variation désirée pour le module du flux dans sa bande d'erreur, et d'autre part de la variation souhaitée du couple dans sa bande d'erreur. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\vec{\varphi}_s$  dans le référentiel lié au stator en le décomposant en six secteurs symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, figure 2.5. Il est montré dans cette figure que si la position du vecteur flux se trouve dans le secteur  $i$ , la variation du flux et du

couple est assurée en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls comme indiqué dans le tableau 2.1.[MOB-01]



**Figure 2.5 :** variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles. FC : Flux croît, FD : Couple décroît.

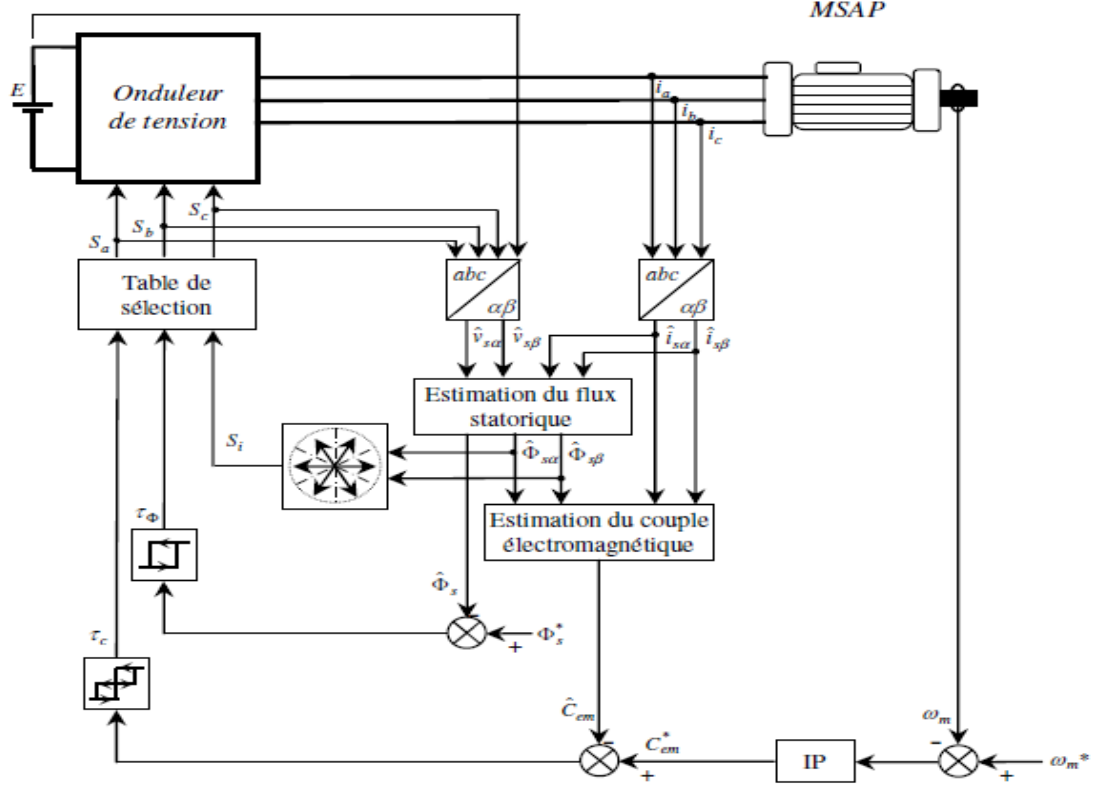
paramètre	Réaction	$\vec{v}_s$
$\phi_s$	<b>Croît</b>	$\vec{v}_{i-1}, \vec{v}_i, \vec{v}_{i+1}$
	<b>Décroît</b>	$\vec{v}_{i-2}, \vec{v}_{i+2}, \vec{v}_{i+3}$
$C_{em}$	<b>Croît</b>	$\vec{v}_{i+1}, \vec{v}_{i+2}$
	<b>Décroît</b>	$\vec{v}_{i-1}, \vec{v}_{i-2}$

**Tableau 2.1 :** Table de sélection générale pour la commande DTC.

### 2.3.4 Modélisation de la commande directe du couple

La Figure 2.6 montre le schéma bloc de la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de commande généré par le régulateur de vitesse. Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées par deux comparateurs à hystérésis représentées par les Figures 2.10 et 2.11. Les valeurs de sorties

correspondantes ainsi que le numéro du secteur de position du flux statorique sont utilisées pour sélectionner le vecteur tension approprié à partir d'une table de sélection afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur.[HAR-10]



**Figure 2.6 :** Schéma bloc de commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse.

### 2.3.4.1 Sélection du vecteur tension

#### 2.3.4.1.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (2.19)$$

Où  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  sont estimées en utilisant l'équation (2.12) qui nécessite la connaissance du vecteur courant statorique  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  et du vecteur tension statorique  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ .

Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2.20)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left[ S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.21)$$

### 3.3.2.1 Estimations de la position vecteur flux

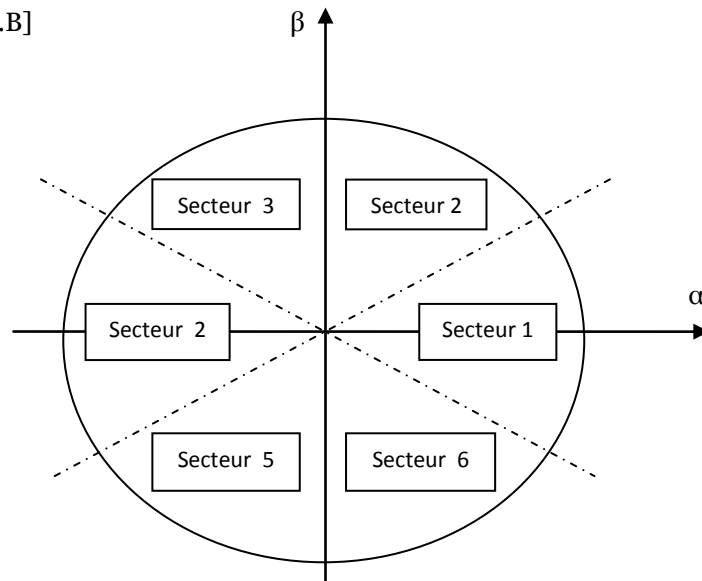
Pour choisir le vecteur tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteurs du plan  $(\alpha, \beta)$ , Figure 2.7.

La détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation (2.22) nécessite un temps de calcul important.

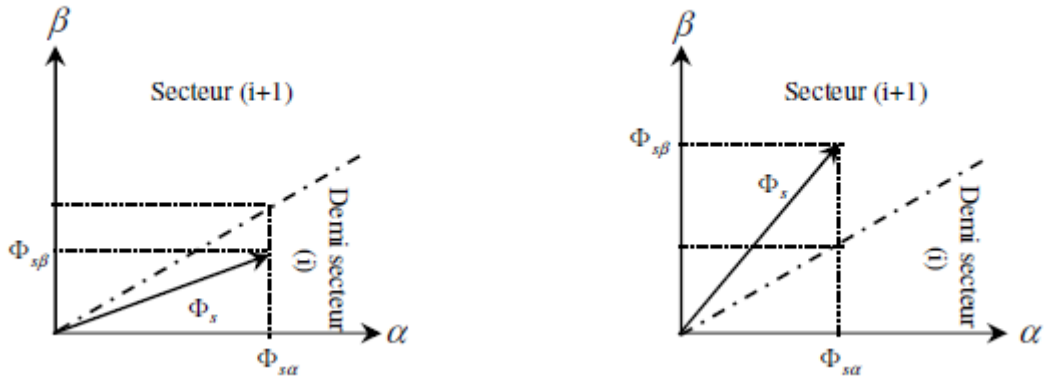
$$\theta_s = \arctan \left( \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \right) \quad (2.22)$$

Pour la commande directe du couple, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision la valeur de l'angle  $\theta_s$ . Il suffit de connaître le secteur dans lequel évolue le flux statorique pour faire le choix du vecteur à appliquer. Pour définir ce secteur, on commence d'abord par déterminer le quadrant dans lequel se trouve le vecteur flux statorique  $\varphi_s$  (figure 3.8) en fonction des signes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ .

Puis on localise le secteur d'appartenance en comparant  $\varphi_{s\alpha}$  à  $\varphi_{s\alpha \max}$  et  $\varphi_{s\beta}$  à  $\varphi_{s\beta \max}$  peut effectuer trois test, comme le montre la Figure 2.8. En suite, une table logique permet de déterminer le secteur cherché. [Har-10][Bra.B]



**Figure 2.7 :** Partage du cercle trigonométrique en six zones.



**Figure 2.8 :** Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux.

Le tableau 3.2 résume les quatre structures possibles pour déterminer la quadrant dans lequel dévolu le vecteur statorique.

Signe de $\phi_{s\alpha}$	Signe de $\phi_{s\beta}$	Quadrant
+	+	<b>1</b>
-	+	<b>2</b>
-	-	<b>3</b>
+	-	<b>4</b>

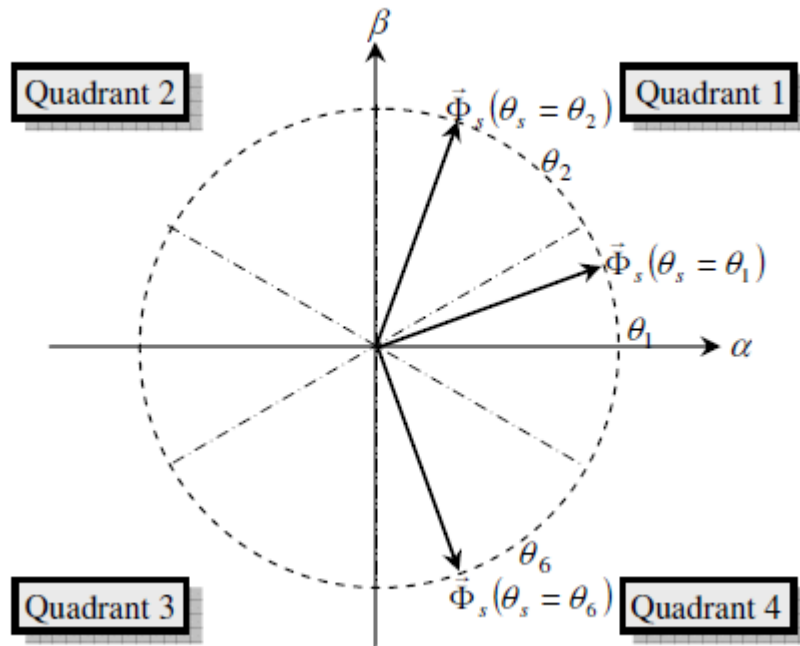
**Tableau 2.2 :** Localisation du vecteur flux statorique dans l'un des quatre quadrants du plan  $(\alpha, \beta)$ .

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \varphi_s \cos(\varphi_s) \\ \varphi_{s\beta} = \varphi_s \sin(\varphi_s) \end{cases} \quad (2.23)$$

la maximum du demi secteur est de  $30^\circ$ , dans cette condition on a :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha \max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi_s \\ \varphi_{s\beta \max} = \frac{1}{2} \varphi_s \end{cases} \quad (2.24)$$

Si nous prenons le cas présenté par la figure 2.9, l'estimation des positions  $\theta_1, \theta_2$  et  $\theta_6$  peut être effectuée en utilisant le test comportemental suivant :



**Figure 2.9 :** Exemple de l'estimation de  $\theta_1, \theta_2$  et  $\theta_6$ .

La position de  $\vec{\varphi}_s$  dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$  est donné par le tableau 2.3.

le numéro du secteur position du flux statorique peut ainsi être obtenu à partir de la figure 3.5.

si	Et si	$\theta_s$
$\phi_{s\alpha} > 0$	$\phi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha})$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) + 2\Pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) + \Pi$
$C_{em}$	<b>Croît</b>	$\Pi / 2$
	<b>Décroît</b>	$3\Pi / 2$

**Tableau 2.3 :** Position du flux statorique dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

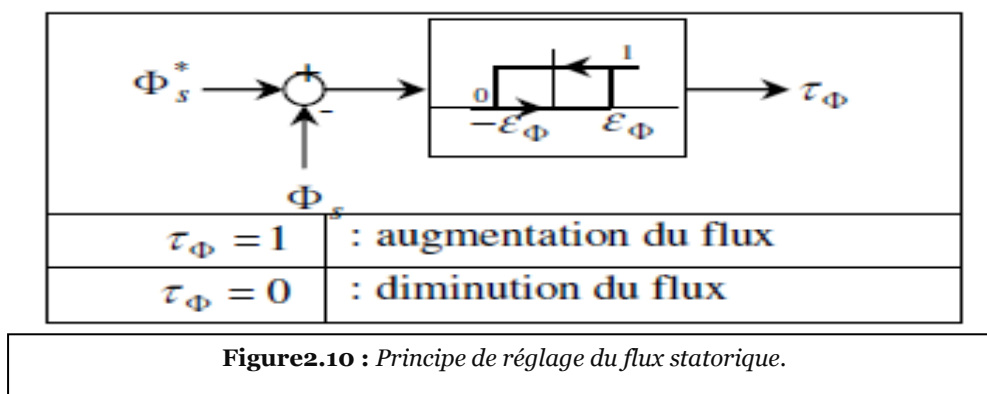
## 2.3.4.2-Comparateurs à hystérésis

### 2.3.4.2.1-Comparateurs à hystérésis du flux

Le comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module flux est un comparateur à deux niveaux, Figure 2.10. Le signal de sortie du comparateur de flux  $\tau_\phi$ , peut prendre deux valeurs (1 ou 0) selon les cas suivants :

- Si l'erreur de flux est positive, il faut augmenter le flux et  $\tau_\phi = 1$  ;
- Si l'erreur de flux est négative, il faut affaiblir le flux et  $\tau_\phi = 0$  ;

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie en fonction de l'intervalle de contrôle des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs.



### 2.3.4.2.2 Comparateurs à hystérésis du couple

Pour le contrôle du couple, deux types de comparateurs a hystérésis peuvent être envisagés en fonction de la dynamique souhaitée.

- Un comparateur a hystérésis a deux niveaux, Figure 3.11-a : utilisé pour contrôler le moteur dans un seul sens de rotation ;
- Un comparateur a hystérésis a trois niveaux, Figure 3.11-b : utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation.

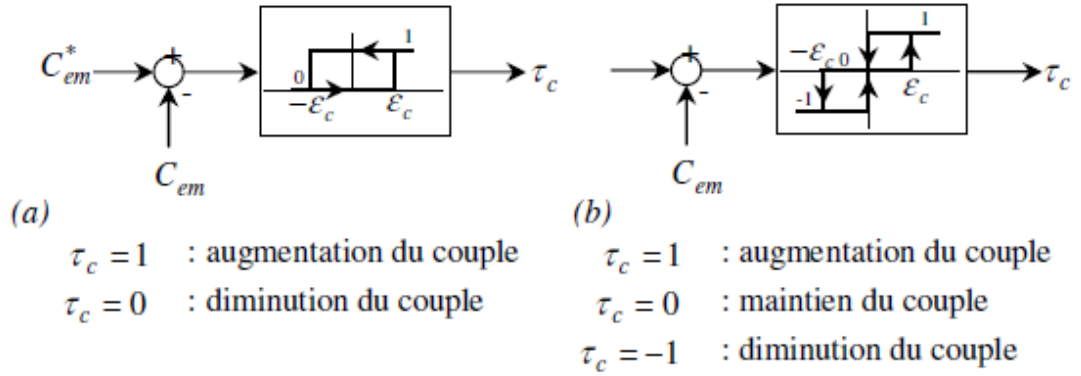


Figure 2.11 : Principe de réglage du couple électromagnétique

### 2.3.4.2.3 Table de sélection du vecteur tension

En fonction des sorties des régulateurs à hystérésis et du secteur où se trouve le flux statorique, les vecteurs de tension sont choisis afin de maintenir le flux et le couple à l'intérieur des bandes d'hystérésis. Le tableau 2.4, proposé par TAKAHASHI, donne toutes les sélections possibles.

Etat de $\tau_\phi$	Etat de $\tau_c$	Secteur					
		1	2	3	4	5	6
1	1	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$
	0	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$
	-1	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$
0	1	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$
	0	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$
	-1	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$

Tableau 2.4 : Table de sélection de TAKAHASHI

### 2.3.5 Régulation de la vitesse de la machine

Le contrôle de la vitesse de rotation est effectué à partir des caractéristiques mécaniques de la machine. La fonction de transfert en boucle ouverte  $F(s)$  liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est donné par l'équation (2.25) déduite à partir de l'équation mécanique.

$$F_s = \frac{K_m}{1 + \tau_m s} \quad (2.25)$$

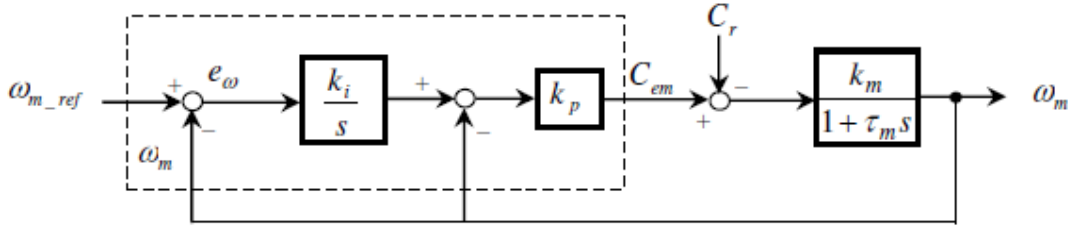


Avec :

$$K_m = \frac{p}{f}; \tau_m = \frac{J}{f} \quad (2.26)$$

### 2.3.5.1 Synthèse de correcteur

D'après l'équation (2.25), le bloc de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur IP est le suivant :



**Figure 2.12 :** Schéma de la régulation de la vitesse  $\omega_m$  par correcteur IP

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[ (\omega_{m\_ref} - \omega_m) \frac{k_i}{s} - \omega_m \right] k_p - C_r \right\} \frac{k_m}{1 + \tau_m s} = \omega_m \quad (2.27)$$

Suite au calcul on obtient :

$$\omega_m = \frac{\frac{k_m k_i k_p}{\tau}}{s^2 + \frac{(1 + k_m k_p)}{\tau_m} s + \frac{k_m k_i k_p}{\tau_m}} y_{ref} - \frac{\frac{k_m}{\tau_m} s}{s^2 + \frac{(1 + k_m k_p)}{\tau_m} s + \frac{k_m k_i k_p}{\tau_m}} C_r \quad (2.28)$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et la fréquence  $\omega_N$  :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\zeta\omega_N\tau_m - 1}{k_m} \\ k_i = \frac{\omega_N^2\tau_m}{k_m k_p} \end{cases} \quad (2.29)$$

Dans ce chapitre qui constitue une approche théorique de la commande DTC, nous avons pu étudier cette commande et la modéliser en l'appliquant à une machine synchrone à aimants permanents ainsi que de toucher aux caractéristiques, avantages et inconvénients de cette dernière.

## **2.4 Caractéristiques générales d'une commande directe du couple**

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statoriques de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis

### **2.4.1 Avantages de la commande directe de couple**

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.

### **2.4.2 Inconvénients de la commande directe de couple**

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

## **2.5 Résultats de simulation**

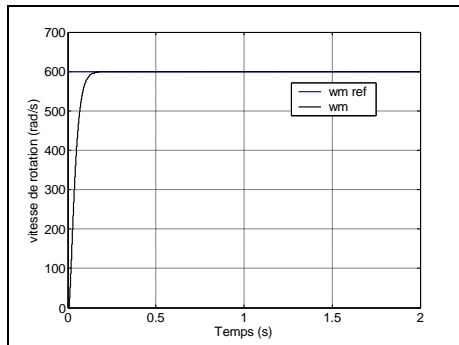
### **Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse suivi d'un couple de charge constant**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage en charge pour la vitesse de référence de  $600 \text{ rd/s}$ , et la réponse à un couple ( $C_r = 40 \text{ N.m}$ ) présent à l'instant  $t = 0 \text{ s}$ . Les résultats de simulation sont représentés par la figure 2.15.

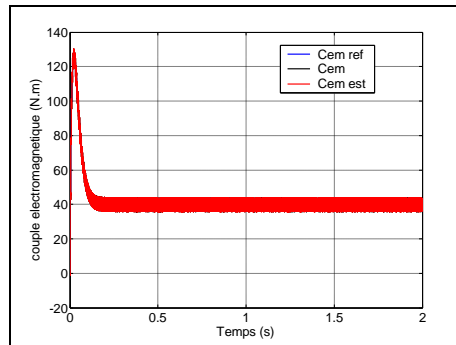
La figure 2.14(a) présente la réponse en vitesse. On constate donc un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle). Nous pouvons constater que le système se comporte convenablement vis-à-vis le couple de charge.

La Figure 2.14(e) montre que nous avons ainsi obtenu un meilleur contrôle du module du flux statorique. Il atteint immédiatement sa valeur de référence de  $0,08\text{Wb}$  avec léger dépassement ondulatoire de  $0,004\text{Wb}$  d'amplitude autour de la valeur de référence. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du flux statorique, Figure 2.14(h). La trajectoire de l'extrémité du flux statorique, d'après la Figure 2.14(f) prend une forme presque circulaire d'un rayon égale à  $0,08\text{Wb}$ .

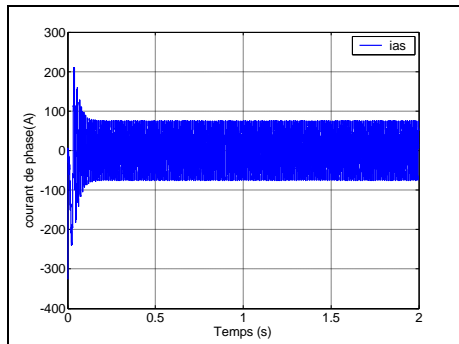
Le flux statorique n'est pas perturbé lors d'une application de couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple, figure 2.14.



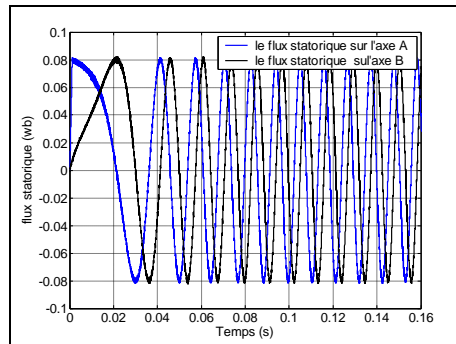
(a) Vitesse de rotation



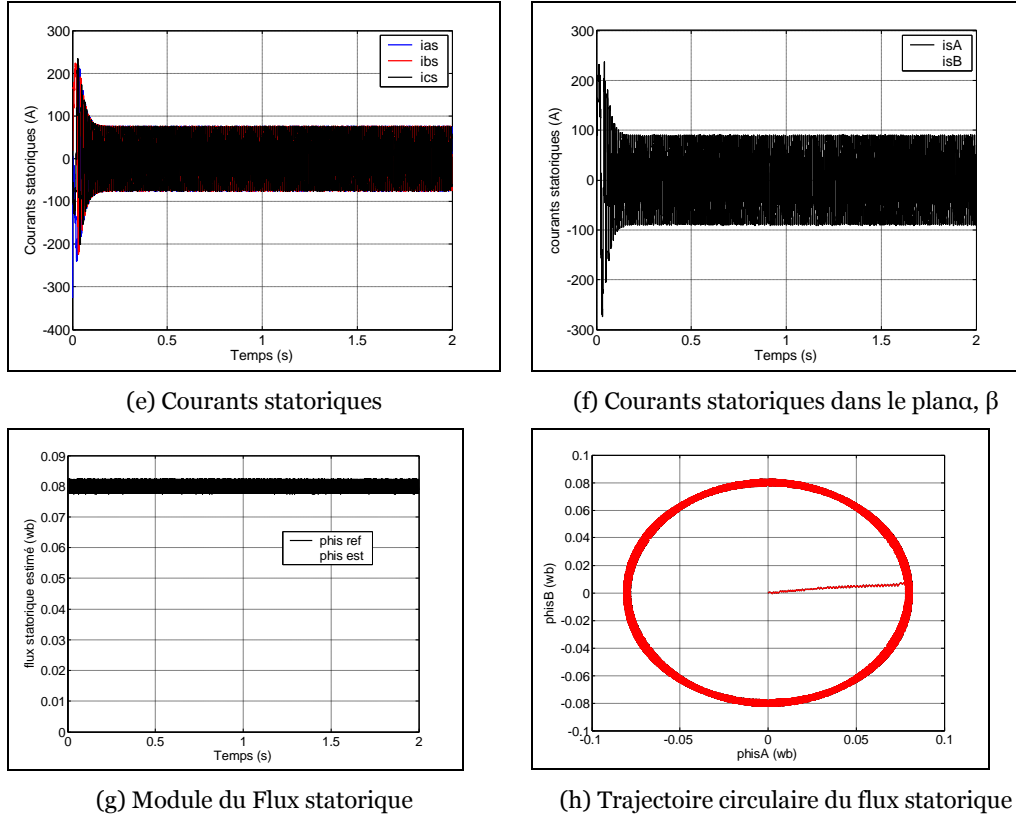
(b) Couple électromagnétique



(c) Courant de phase



(d) Flux statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$



**Figure 2.13 : résultats de simulation de l'essai (1)**

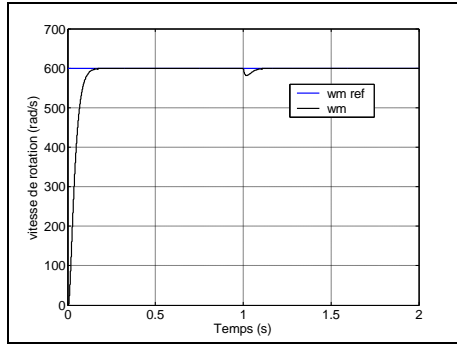
### Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage en charge pour la vitesse de référence de  $600 \text{ rd/s}$ , puis la réponse à un échelon de couple ( $C_r = 60 \text{ N.m.}$ ) appliqué à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ . Les résultats de simulation sont représentés par la figure 2.15.

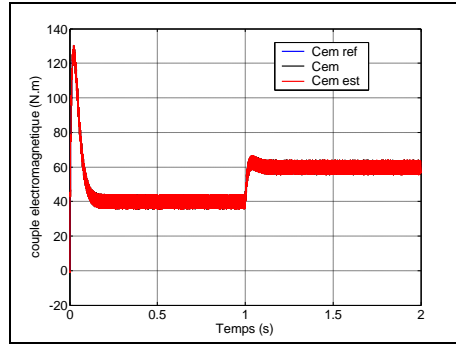
La figure 2.15(a) présente la réponse en vitesse. Le régulateur de vitesse choisi est de type IP, et la réponse ne subit aucun dépassement. On constate donc un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle). Nous pouvons constater que le système se comporte convenablement vis-à-vis du couple de charge. L'application du couple de charge  $C_r$  modifie peu la vitesse (chute de l'ordre de 3% pendant une durée de 0,15s), son annulation aussi, cela signifie que le régulateur de vitesse agit bien en association avec le contrôle DTC de la machine.

Le flux statorique n'est pas perturbé lors d'une application de couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple, figure 2.15(e) et la figure 2.15 (f).

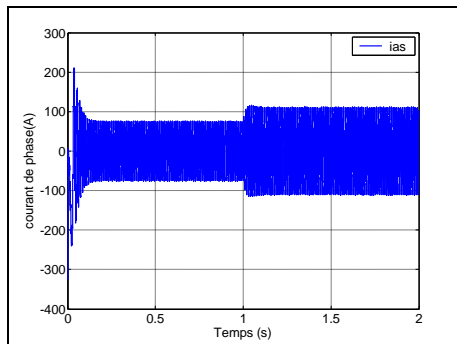
La figure 2.15(d) représente les trois courants statoriques correspondant au fonctionnement considéré. Au démarrage le courant statorique fait apparaître un transitoire de même amplitude que celui de l'essai 1, puis une augmentation rapide lors de l'application de la charge.



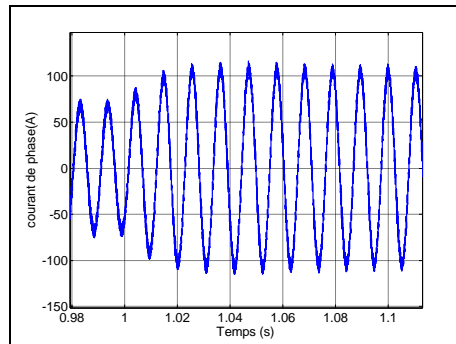
(a) Vitesse de rotation



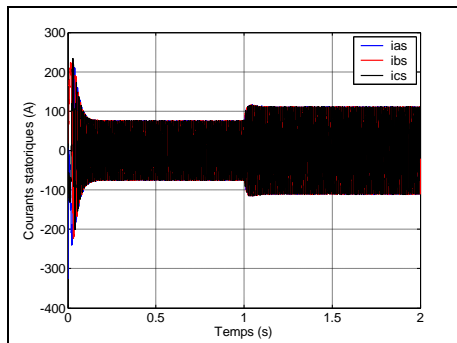
(b) Couple électromagnétique



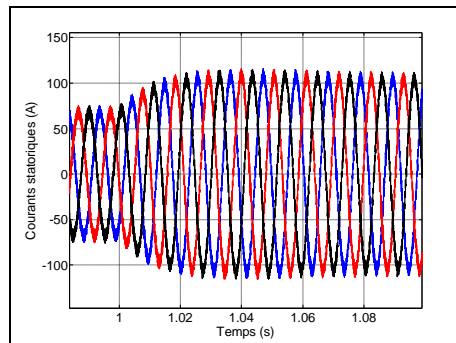
(c) Courant de phase



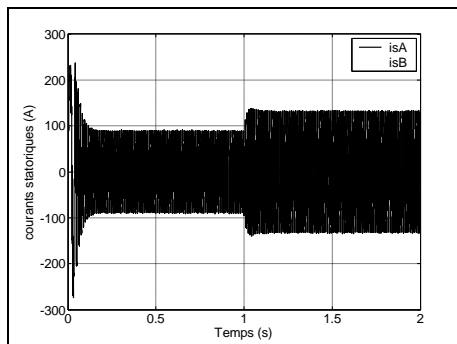
(d) Zoom du courant de phase



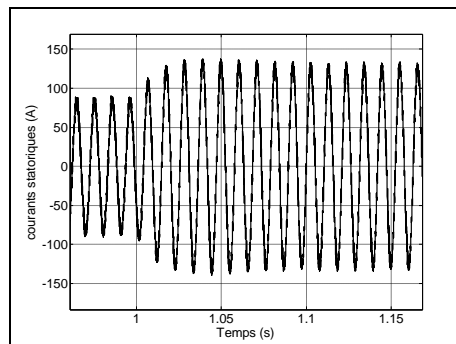
(e) Courants statoriques



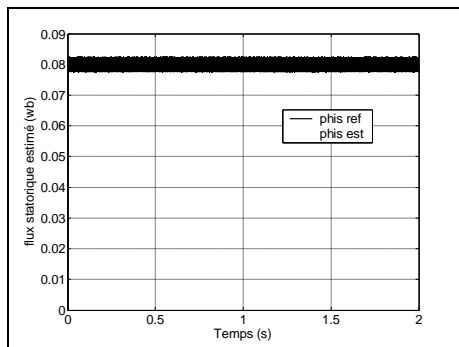
(f) Zoom des courants statoriques



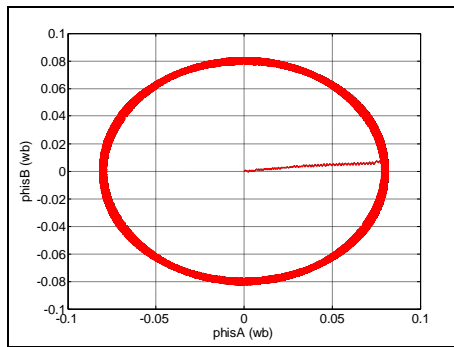
(g) Courants statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$



(h) Trajectoire circulaire du flux statorique



(i) Flux statoriques



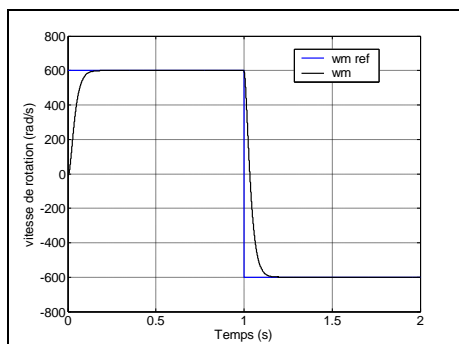
(j) Trajectoire circulaire statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$

**Figure 2.14 : résultats de simulation de l'essai (2)**

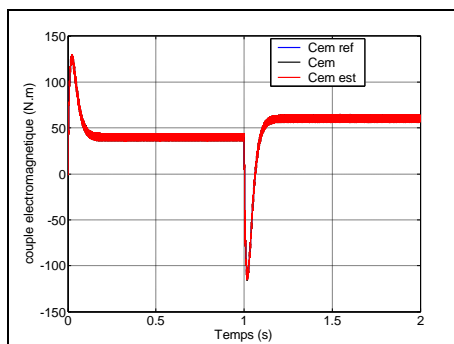
### Essai 3 : réponse à une inversion de vitesse.

Maintenant, nous avons simulé le comportement de la machine pour un changement de consigne de vitesse de +600 rd/s, à partir de l'instant  $t=1s$ . Nous constatons d'après la réponse représentée par la figure 2.16(a) qu'il n'existe aucun dépassement et que la vitesse suit parfaitement sa référence ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur IP est assez rigoureuse. Lors du démarrage ainsi que lors de l'inversion du sens de rotation, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique, figure 2.16(b).

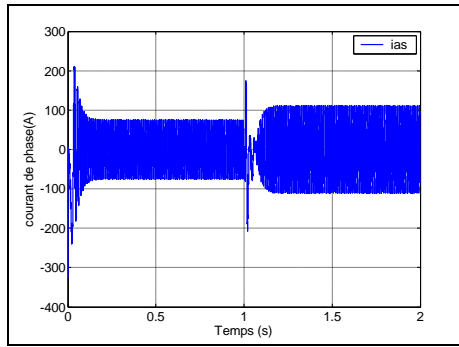
Le flux statorique n'est pas perturbé lors de l'inversion de la vitesse, et suit parfaitement sa référence figure 2.16(e) et la figure 2.16(f).



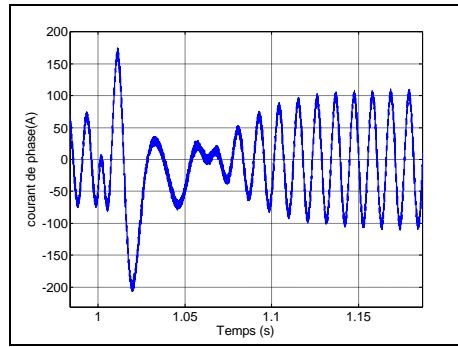
(a) Vitesse de rotation



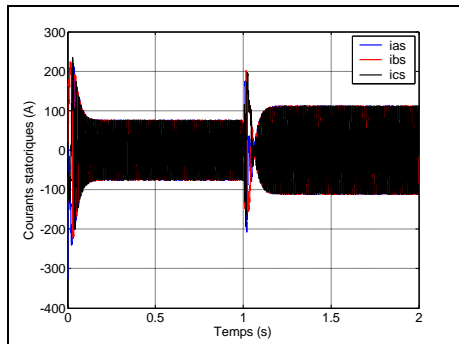
(b) Couple électromagnétique



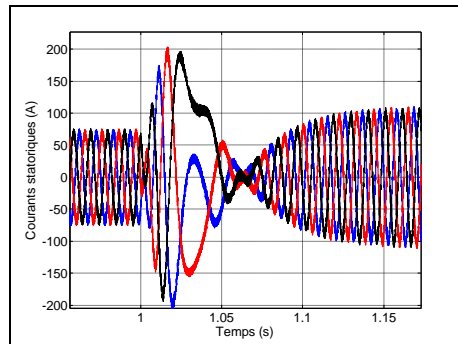
(c) Courant de phase



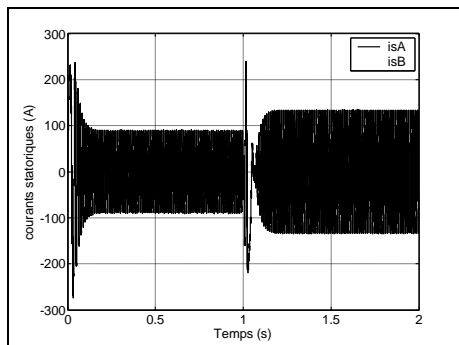
(d) Zoom du courant de phase



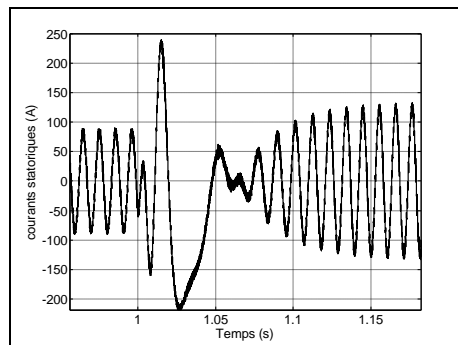
(e) Courants statoriques



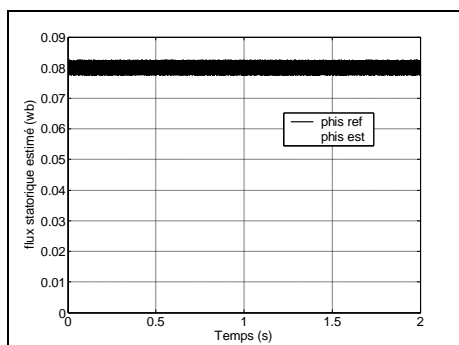
(f) Zoom des courants statoriques



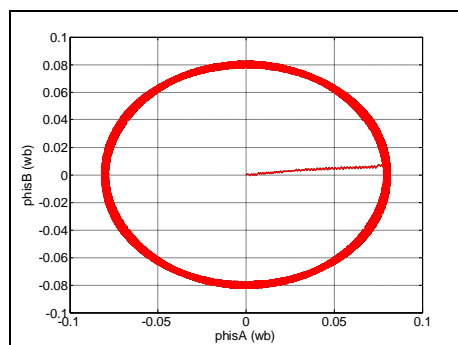
(g) Courants statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$



(h) Trajectoire circulaire du flux statorique



(i) Flux statoriques



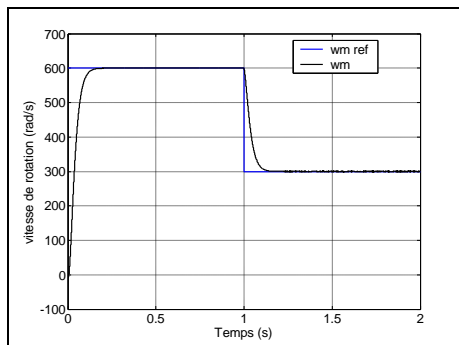
(j) Trajectoire circulaire statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$

**Figure 2.15 : résultats de simulation de l'essai (3)**

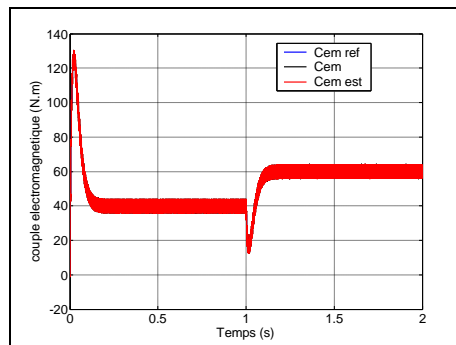
**Essai 4 : démarrage suivi d'une application d'une charge puis une réduction de vitesse.**

Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement de la machine lors d'un démarrage en charge (40 N.m) avec une application d'un échelon de consigne de la vitesse de 600rd/s. puis le système est soumis à des variations de la charge en appliquant une augmentation de la charge de 20 N.m à l'instant  $t=0.8s$ , ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de la vitesse vers 300rd/s à l'instant  $t=1.4s$ . Suite à l'application d'un échelon de charge, le couple électromagnétique suit parfaitement la référence, figure 2.17(b) avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence figure 2.17(a). La structure du correcteur a permis d'avoir des performances très satisfaisantes.

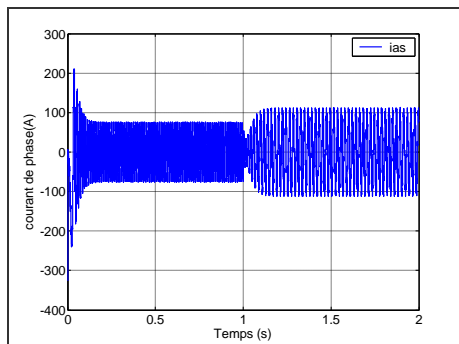
Un bon rejet de perturbation du couple résistant, on constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié.



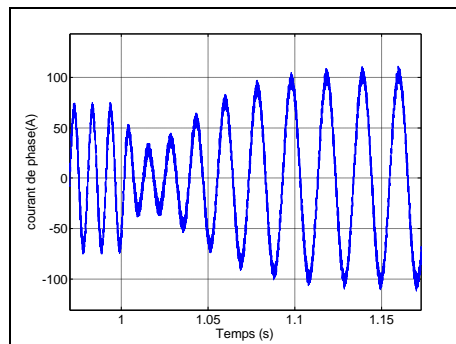
(a) Vitesse de rotation



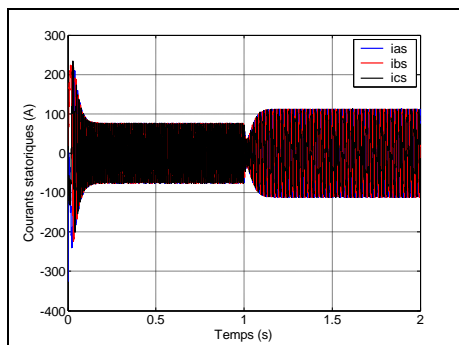
(b) Couple électromagnétique



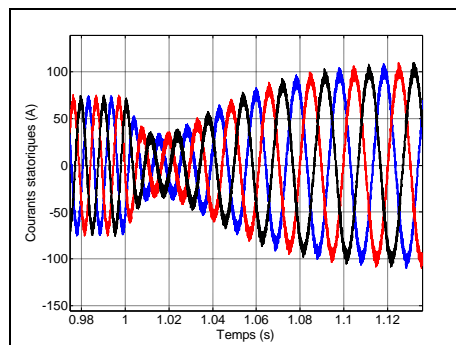
(c) Courant de phase



(d) Zoom du courant de phase

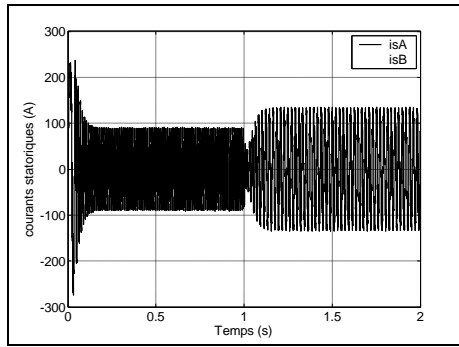


(e) Courants statoriques

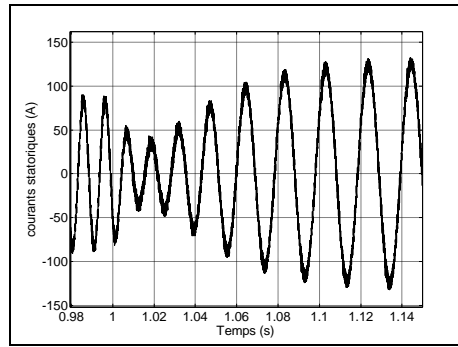


(f) Zoom des courants statoriques

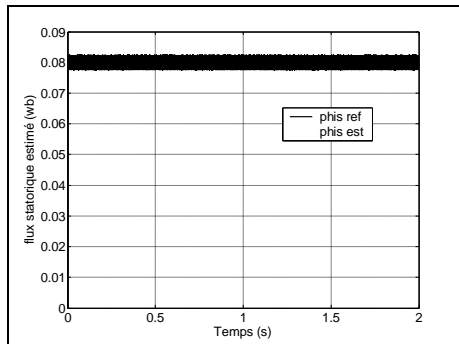




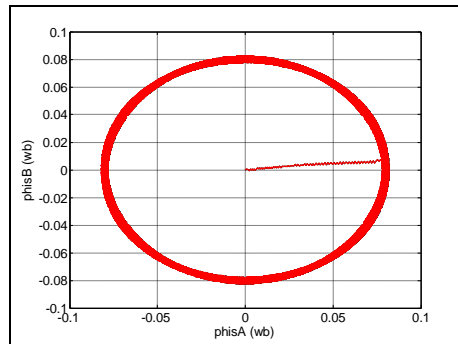
(g) Courants statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$



(h) Trajectoire circulaire du flux statorique



(i) Flux statoriques



(j) Trajectoire circulaire statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$

**Figure 2.16 : résultats de simulation de l'essai (4)**

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure de contrôle direct du couple (DTC) qui est appliquée à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents, et qui présente une solution aux problèmes de la robustesse par rapport au contrôle vectoriel.

Le contrôle direct du couple (DTC) a été élaboré à partir des conditions de fonctionnement idéals dont l'effet de la variation de la résistance statorique est négligé, et la vitesse de rotation est considérée suffisamment élevée.

On a constaté d'après les tests de simulation des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple), cela est dû à la présence des correcteurs à hystérésis.

## **Chapitre 03**

### **Représentation des Systèmes Multimachines-Multiconvertisseurs**

#### **3.1 Introduction**

La multiplication des applications des moteurs électriques fonctionnant à vitesse variable permet la conception de systèmes comportant plusieurs machines et plusieurs convertisseurs, nommés systèmes multimachines-multiconvertisseurs (SMM). Dans la plupart des applications, ces systèmes sont utilisés comme systèmes monomachines indépendants. De ce fait, chaque machine synchrone possède son propre onduleur et bénéficie d'une commande indépendante (contrôle vectoriel, DTC,...) de celles des autres. Cette méthode classique a l'avantage d'utiliser des techniques maîtrisées et de n'introduire aucun déséquilibre sur tout le réseau des machines interconnectées électriquement et mécaniquement. En revanche, les composants d'électronique de puissance et d'électronique de commande y compris les microprocesseurs, DSP, microcontrôleurs ainsi que les capteurs sont dupliqués en fonction du nombre de machines utilisées.[Bid-09]

Dans certains secteurs industriels, sont mis en œuvre des variateurs de vitesse nécessitant le couplage de plusieurs machines électriques et convertisseurs statiques. On se retrouve alors dans la configuration des systèmes multimachines actuellement très utilisé pour certaines applications industrielles : Textile, laminoir, papeteries, traction ferroviaire, traction électrique, robotique,... Différents couplages, électriques et mécaniques, existent dans ces systèmes et les problèmes posés par ces couplages sont nombreux. Ils se répercutent sur les différentes étapes des systèmes et nécessitent de repenser les commandes en vue de réduire les effets néfastes.

Concernant les machines alternatives, même si certains cas d'études présentent des systèmes multimachines avec des onduleurs de courant [Wui-88], la plupart des SMM utilisent une alimentation par onduleur de tension. Comme présenté sur la Figure 3.1, le SMM peut alors être représenté comme un système multimachines-monoconvertisseur qui utilise «  $m$  » bras d'onduleur pour alimenter  $n$  machines, un bras d'onduleur étant composé de deux interrupteurs de puissance mis en série. Le système est alors noté SM ( $m,n$ ) [Bou-95].

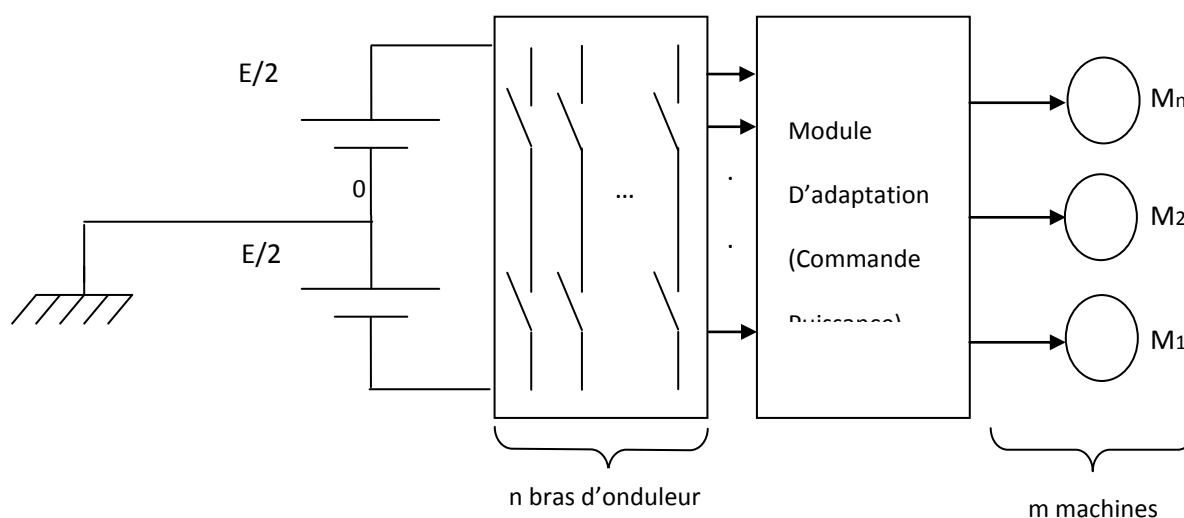


Figure 3.1 : Système Multi-machines SM (m,n)

Des études ont été menées afin de réduire le nombre de composants en diminuant le nombre de bras d'onduleur «  $m$  ». Les travaux recensés concernent le plus souvent des SMM avec des machines à induction (robotique mobile [Bou-95], application à la traction ferroviaire [Peñ-02a][Bou-02b][Bou-06] et au textile [Bel-06][Cha-03] entre autres). Cependant, aujourd'hui, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont souvent une alternative intéressante car elles sont entre autres légères, leur maintenance est simple (pas de balais), elles disposent d'un couple massique intéressant, possèdent de bonnes performances et sont flexibles.

### 3.2 Structures de systèmes multimachines

Dans une structure classique de SMM, chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Pour «  $n$  » machines triphasées, il y a donc  $m=3n$  bras d'onduleur. La structure SM( $3n,n$ ) est décrite sur la Figure 3.2. Dans ce cas, comme dans les cas étudiés ultérieurement, tous les bras d'onduleur sont reliés au même bus DC qui fournit la tension continue  $E$ . [Bid-09]

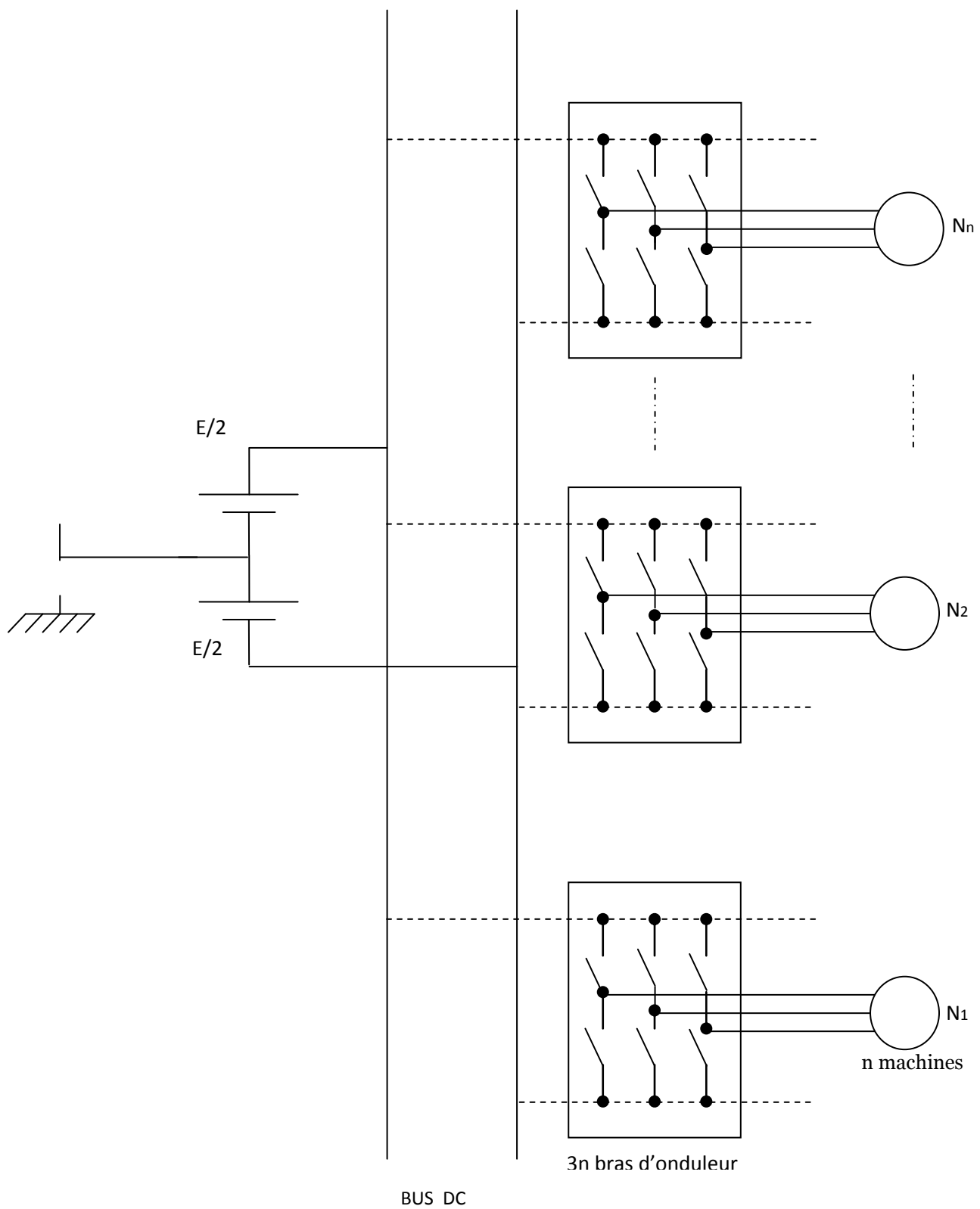
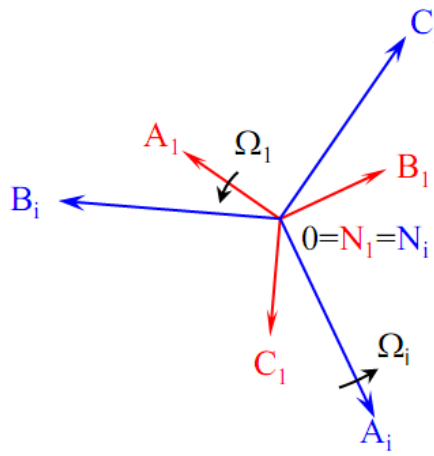


Figure 3.2 : Structure classique multimachines-multiconvertisseurs SM ( $3n$ ,  $n$ ).

Dans la représentation vectorielle des tensions complexes, le point O représente le point milieu du bus DC ( $A_i, B_i, \text{et } C_i$ ), les potentiels des phases de la machine « i » et  $N_i$  le potentiel de son point neutre. En considérant que Les tensions issues du contrôle des machines sont triphasées et équilibrées, la relation (3.1) est valable pour toutes les machines :

$$V_{A_i.N_i} + V_{B_i.N_i} + V_{C_i.N_i} = 0 \quad (3.1)$$

De plus, dans le cas de la structure SM (3n, n), pour une MLI classique, la valeur moyenne à l'échelle de la commutation de la tension  $V_{A_i.O}$  peut être nulle. A cette échelle, les relations (3.2) sont donc vérifiées et il n'y a pas besoin du module d'adaptation représenté sur la Figure 3.3.



**Figure 3.3** : Tensions appliquées aux machines

$$\begin{cases} V_{A_i.N_i} = V_{A_i.O} \\ V_{B_i.N_i} = V_{B_i.O} \\ V_{C_i.N_i} = V_{C_i.O} \end{cases} \quad (3.2)$$

La représentation vectorielle, dans le plan complexe, des tensions appliquées aux différentes machines est tracée sur la Figure 3.3.

Il n'y a pas de commande mutuelle entre les différents onduleurs et les machines peuvent évoluer indépendamment les unes par rapport aux autres. Cependant, comme présenté précédemment, un tel système peut s'avérer cher et volumineux. Il n'est donc pas forcément le mieux adapté pour le cas d'étude.

Des structures avec «  $m < 3n$  » ont alors été développées. Ces structures ont été étudiées la plupart pour des machines asynchrones. En faisant l'hypothèse que ces machines ont des caractéristiques identiques, il est cependant possible d'appliquer aussi, plus ou moins complètement, ces structures aux machines synchrones. C'est la voie que nous allons explorer dans la suite de ce mémoire.

### 3.2.1 Présentation de structures mutualisées

#### 3.2.1.1 La cellule minimale

Pour un SM ( $m,n$ ), on appelle cellule minimale d'ordre  $y$  le plus petit sous ensemble autonome de ce système, cette structure étant notée SM( $x,y$ ) [Bou-95].

Les «  $y$  » machines de la cellule minimale ont alors des composantes liées et sont alimentées par «  $x$  » bras d'onduleur.

Par contre, un système multimachines peut comprendre plusieurs cellules minimales qui sont indépendantes les unes des autres. Ainsi, un système SM ( $m,n$ ) est composé de «  $n y$  » cellules minimales d'ordre «  $x$  » et peut se noter SM( $xny, n$ ). A noter que le nombre «  $n$  » de moteurs dans le système est forcément un multiple de «  $y$  ». Les structures présentées dans la suite du chapitre seront toutes des cellules minimales.[BID-09]

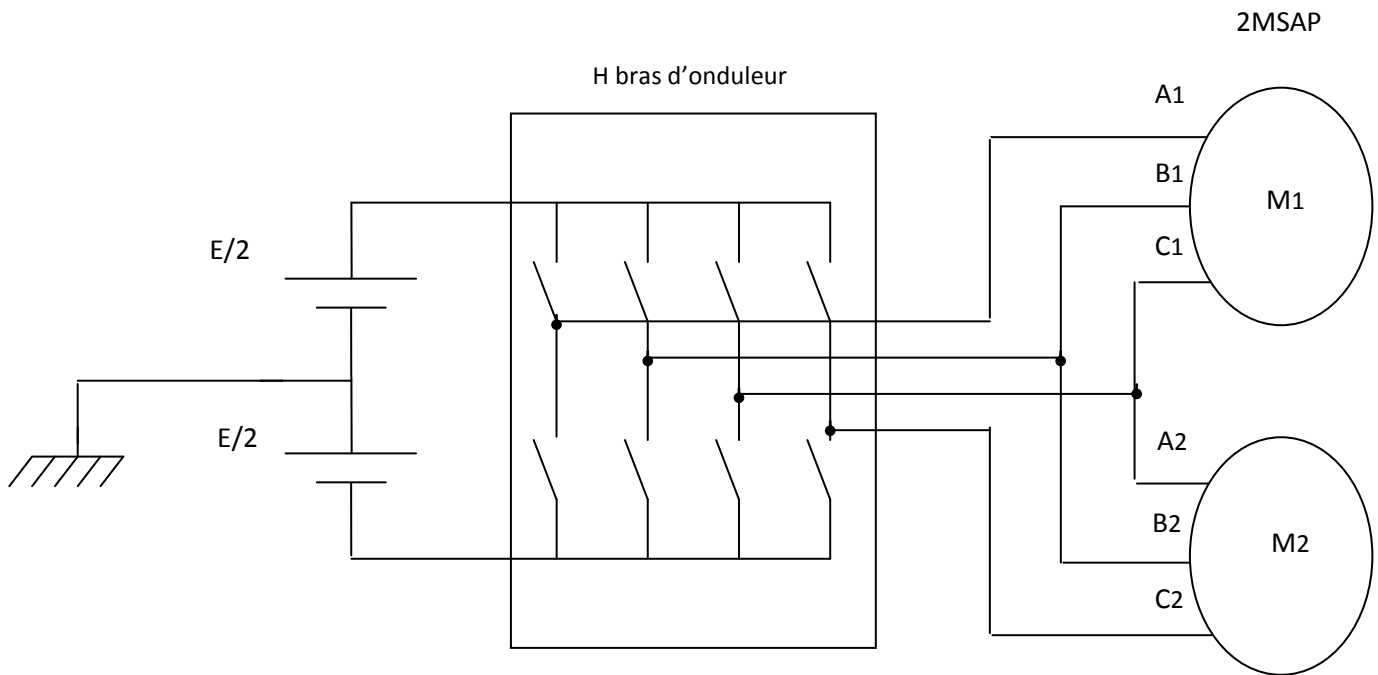


Figure 3.4 : Structure à bras commun SM ( $4n/2, n$ )

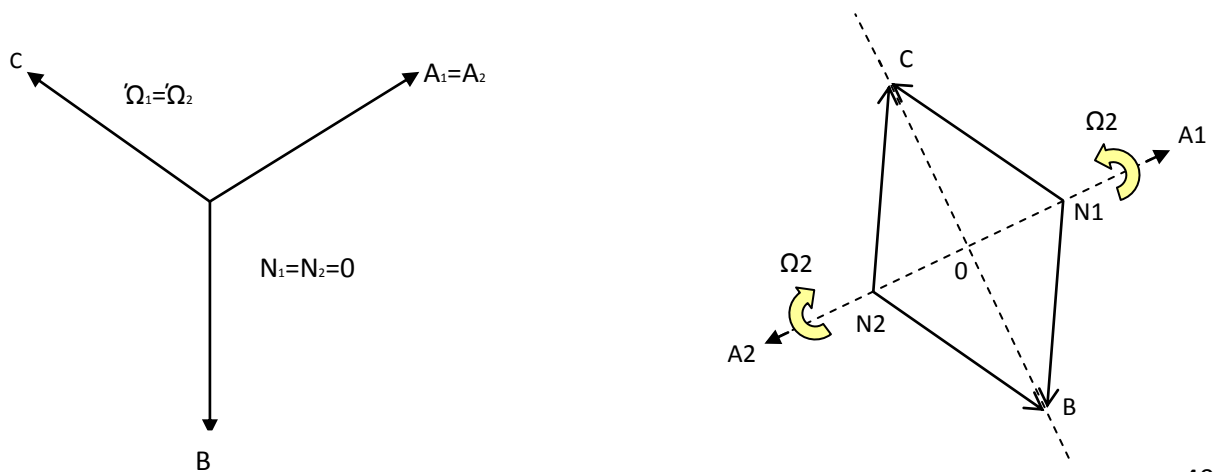


Figure 3.5 : Représentation vectorielle des tensions pour La structure à bras communs SM ( $4n/2, n$ )

### 3.2.1.2 La structure a bras communs : $n$ machines et $2n$ bras

Comme représenté sur la Figure 3.4, un système ayant cette structure est composé de cellules minimales d'ordre « 2 ». Deux bras d'onduleur sont alors mis en commun pour deux phases de deux moteurs. La troisième phase de chaque machine est connectée à son propre bras. Il y a donc quatre bras pour deux machines : cette structure est de type SM ( $4n/2, n$ ).

Cette configuration, initialement utilisée pour la motorisation asynchrone d'un robot mobile [Sia-92] impose que les machines tournent à des vitesses identiques en valeur absolue, c'est à dire dans le même sens ou en sens contraire.

Sur la Figure 3.5, vue la configuration utilisée, les relations suivantes apparaissent :

$$V_{OB_1} = V_{OB_2} = V_{OB} \quad \text{Et} \quad V_{OC_1} = V_{OC_2} = V_{OC}$$

Deux solutions respectent alors la condition d'équilibre des tensions triphasées :

$$\text{– soit } V_{A_2.N_2} = V_{A_1.N_1} \Rightarrow \Omega_1 = \Omega_2 \quad (\text{Figure 3.5(a)})$$

$$\text{– soit } V_{A_2.N_1} = -2V_{A_1.N_1} \Rightarrow \Omega_1 = -\Omega_2 \quad (\text{Figure 3.5(b)})$$

Les tensions triphasées obtenues sont régulées puis la consigne de régulation est envoyée à l'onduleur. Cependant, les tensions imposées à l'onduleur ont comme référence le point «  $O$  ». Afin d'optimiser au mieux les tensions imposées sur les bras de l'onduleur, ce point est obtenu à partir des tensions de référence  $(V_{N_{1o}})_{ref}$  et  $(V_{N_{2o}})_{ref}$ .

Les relations (1.3) présentent alors le lien entre les tensions calculées par le régulateur et les tensions de référence imposées à chaque onduleur :

$$\begin{cases} (V_{A_{1o}})_{ref} = (V_{A_1.N_1})_{reg} + (V_{N_{1o}})_{ref} \\ (V_{B_{1o}})_{ref} = (V_{B_1.N_1})_{reg} + (V_{N_{1o}})_{ref} \\ (V_{C_{1o}})_{ref} = (V_{C_1.N_1})_{reg} + (V_{N_{1o}})_{ref} \\ (V_{A_{2o}})_{ref} = (V_{A_2.N_2})_{reg} + (V_{N_{2o}})_{ref} \end{cases} \quad (3.3)$$

Cette structure peut donc être utile pour des machines ayant besoin de tourner à la même vitesse, soit dans le même sens, soit dans le sens opposé.

Elle a l'avantage de n'avoir que 4 bras d'onduleur pour 2 machines triphasées, un module d'adaptation supplémentaire permettant de réguler le point milieu du bus continu «  $O$  » afin de régler  $(V_{N_{1o}})_{ref}$  et  $(V_{N_{2o}})_{ref}$ . Cependant, les bras d'onduleur communs aux deux machines doivent être surdi-

mensionnés par rapport aux bras d'onduleurs n'appartenant qu'à une seule machine, puisqu'ils doivent être capables de supporter les courants passant dans les deux machines.

Dans le même genre, une structure de type SM ( $2n+1, n$ ), a été développée. Elle est constituée de «  $2n+1$  » bras d'onduleur pour  $n$  machines, un bras étant commun a toutes les machines [Duj-09]. Une telle structure permet de faire fonctionner les machines à des vitesses du même ordre de grandeur, pouvant être différentes. Il peut donc être utilisé pour des systèmes comme les enrouleuses utilisées dans la papeterie [Jon-08].

### 3.2.1.3 La structure a point milieu commun : $n$ machines et $2n$ bras

Pour cette structure, deux phases du moteur sont reliées à deux bras d'onduleur distincts et la troisième phase est reliée au point milieu «  $O$  » du bus continu alimentant l'onduleur. La cellule minimale dessinée sur la Figure 3.6 est d'ordre un.

Il y a deux bras pour une machine, la structure est de type SM ( $2n, n$ ).

Les moteurs peuvent tous fonctionner a des vitesses différentes, la Figure 3.7 représentant le diagramme vectoriel de deux machines qui fonctionnent indépendamment.

La troisième phase de la machine est ici fixée au point milieu «  $O$  ». Pour le moteur «  $i$  », la relation  $V_{OA_i} = 0$  est donc vérifiée.

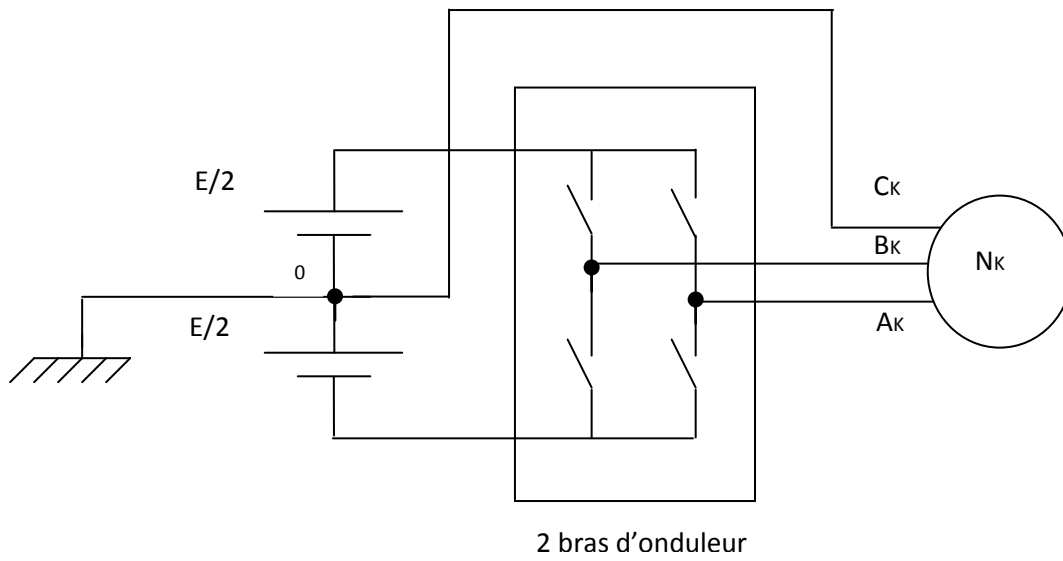
Le système  $(A_i, B_i, C_i)$  à point neutre  $N_i$  étant équilibré, la relation  $V_{O.N_i} = -V_{A_i.N_i}$  est assurée.

Comme pour le cas de la structure a bras communs, les tensions de références imposées sur les bras d'onduleur vont différer des tensions calculées par le régulateur : pour la machine  $i$ , les relations (3.4) sont vérifiées :

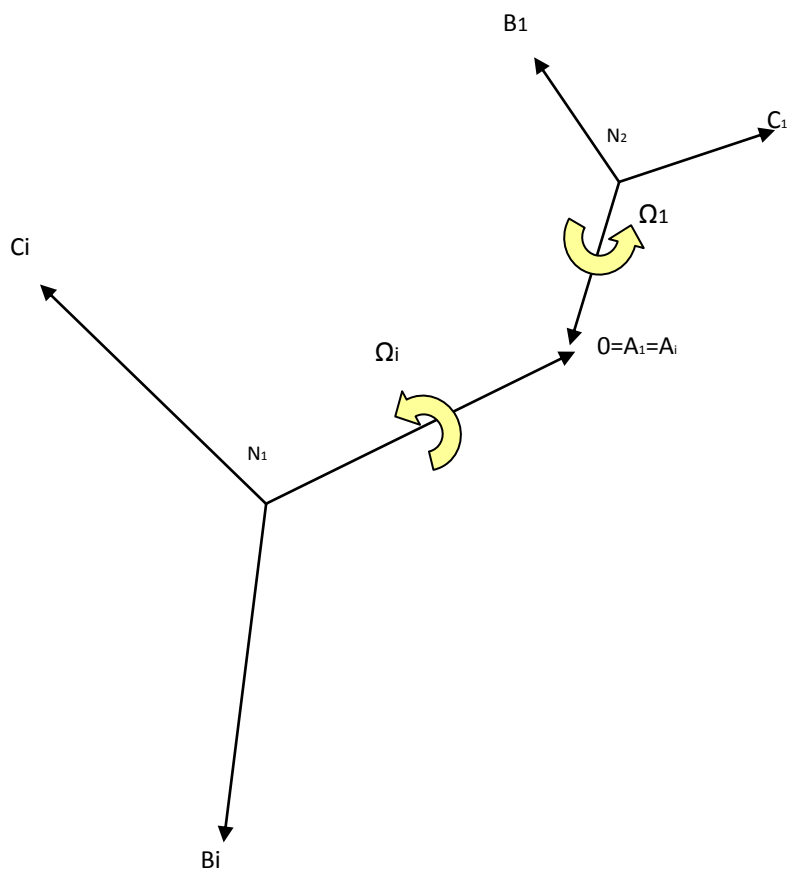
$$\begin{cases} (V_{B_{io}})_{ref} = (V_{B_i.N_i})_{reg} + (V_{i.N_{io}})_{ref} \\ (V_{C_{io}})_{ref} = (V_{C_i.N_i})_{reg} + (V_{i.N_{io}})_{ref} \\ avec : (V_{i.N_{io}})_{ref} = -(V_{A_i.N_i})_{reg} \end{cases} \quad (3.4)$$

Cette structure a l'avantage d'avoir une cellule minimale d'ordre 1 : les moteurs peuvent fonctionner indépendamment les uns des autres et le nombre de bras d'onduleur est diminué. La puissance de ce système est tout de même réduite [Bou-95] et pour confectionner ce système, il faut avoir accès au point milieu du bus continu, et en réguler la tension, ce qui n'est pas forcément facile a mettre en place sur les systèmes aéronautiques. Cette solution ne sera donc pas gardée par la suite.





**Figure 3.6 :** Structure à point commun SM ( $2n, n$ )



**Figure 3.7 :** Représentation vectorielle des tensions pour la Structure à point commun SM( $2n, n$ ).

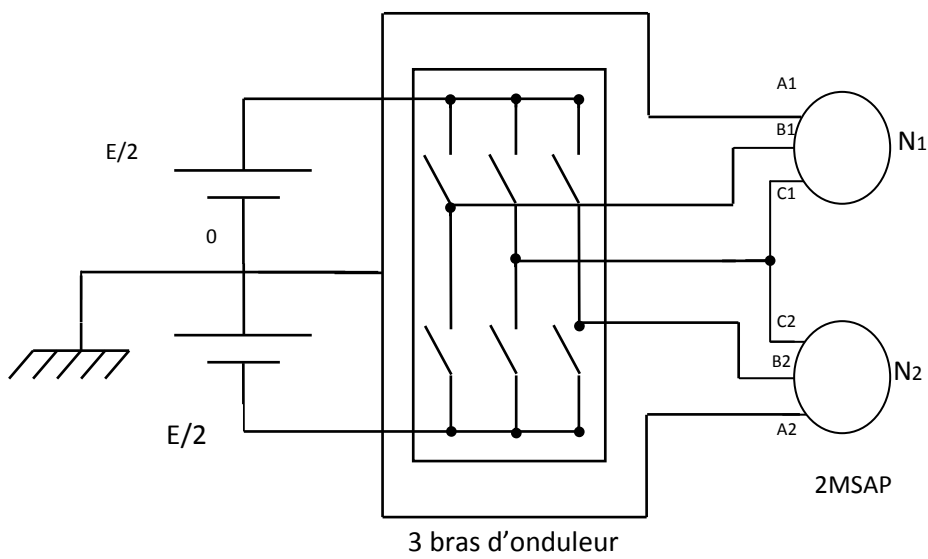


Figure 3.8 : Structure mixte SM ( $3n/2, n$ ).

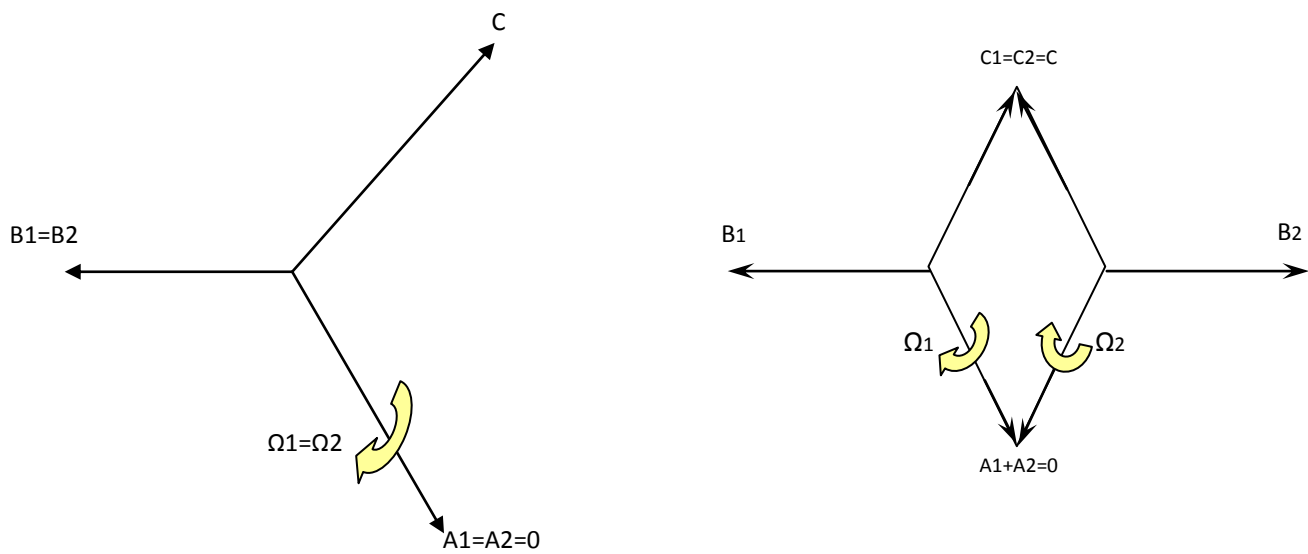


Figure 3.9 : Structure mixte SM ( $3n/2, n$ ) : Représentation vectorielle des tensions.

### 3.2.1.4 La structure mixte : $3n/2$ bras pour $n$ machines

Cette structure, dont la cellule minimale est représentée sur la Figure 3.8 est le mélange des deux structures précédentes. Sa cellule minimale est composée de deux machines. Un bras d'onduleur est mis en commun pour une phase de chaque moteur (les phases  $C_1$  et  $C_2$  sur la Figure 3.8). Les moteurs ont leur deuxième phase (notées  $A_1$  et  $A_2$ ) reliée au point milieu «  $O$  » comme décrit dans la partie précédente.

Les troisièmes phases ( $B_1$  et  $B_2$ ) sont connectées à leur propre bras d'onduleur. Cette structure de type SM ( $3n/2, n$ ) a ainsi trois bras pour deux machines.

Le diagramme vectoriel des tensions, avec les relations  $V_{oA_1} = V_{oA_2} = 0$  et  $V_{oC_1} = V_{oC_2} = V_{oC}$  est décrit sur la Figure 3.9. Comme pour la structure à bras commun, deux cas de figures sont possibles :

- soit  $V_{B_2.N_2} = V_{B_1.N_1} \Rightarrow \Omega_1 = \Omega_2$  (Figure 3.5(a))
- soit  $V_{B_2.N_2} = -2V_{B_1.N_1} \Rightarrow \Omega_1 = -\Omega_2$  (Figure 3.5(b))

Les trois bras d'onduleur sont alors commandés par les tensions de références données dans la relation (3.5) :

$$\begin{cases} (V_{B_{1o}})_{ref} = (V_{B_1.N_1})_{reg} + (V_{N_{1o}})_{ref} \\ (V_{B_{2o}})_{ref} = (V_{B_2.N_2})_{reg} + (V_{N_{2o}})_{ref} \\ (V_{C_o})_{ref} = (V_{C.N_1})_{reg} + (V_{N_{1o}})_{ref} \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec  $(V_{N_{1o}})_{ref} = -(V_{A_1.N_1})_{reg}$

et  $(V_{N_{2o}})_{ref} = -(V_{A_1.N_1})_{reg}$  si  $B_2 = B_1$

$(V_{N_{1o}})_{ref} = -(V_{C_1.N_1})_{reg}$  si  $B_2 = B_1$

Cette structure a les mêmes inconvénients que la structure à points communs : il faut avoir accès au point milieu du bus continu et en réguler le potentiel. Cette solution ne sera donc pas gardée non plus, malgré le faible nombre de bras d'onduleur utilisés.

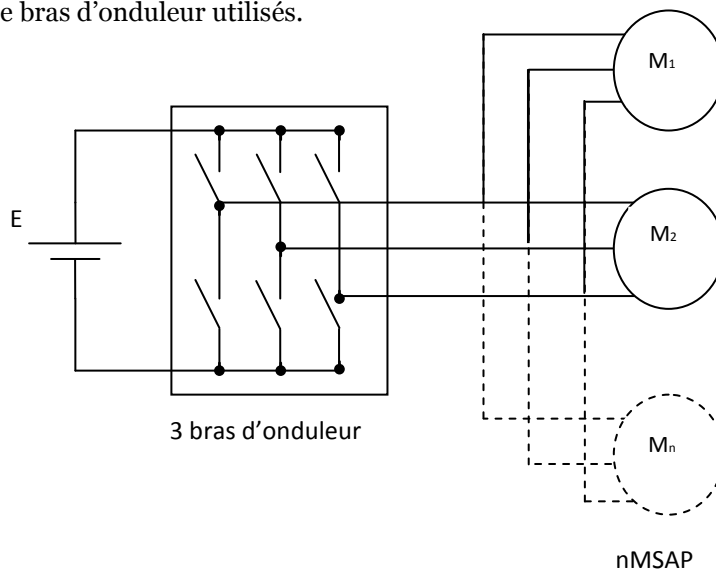


Figure 3.10 : Structure parallèle SM ( $3, n$ )

### 3.2.1.5 La structure parallèle : 3 bras pour n machines

Cette structure est du type SM  $(3, n)$  et ce, quel que soit le nombre «  $n$  » de machines. Les exemples trouvés dans la littérature se contentent cependant de deux machines mises en parallèle [Mat-04].

Chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines, comme représenté sur la Figure 3.10. Le dimensionnement des composants de cet onduleur doit être conforme par rapport au nombre de machines mise en parallèle. De plus il est souhaitable que les machines aient les paramètres électriques les plus proches possible.

Les machines reçoivent alors exactement la même tension en fréquence et en amplitude. Ces machines étant supposées similaires dans un premier temps, le même flux statorique est créé dans chaque machine. Les vitesses de rotation des machines sont donc identiques :  $\Omega_i = \Omega_j \quad \forall (i, j) \in [1, \dots, n]$

Contrairement aux structures précédentes, il n'est pas possible de réguler toutes les phases des machines. Afin de s'assurer de la stabilité du système, un algorithme de commande est nécessaire.

### 3.2.1.6 Autres structures

Des structures plus complexes de type SM  $(6n/6, n)$  ou SM  $(6n/4, n)$  ont été développées [Bou-95]. Ces structures s'appuient sur le principe de bras commun ou mixtes en l'appliquant à plus de deux machines. Leurs cellules minimales sont cependant d'ordre élevé, ce qui ne les rend pas forcément applicables sur tous les systèmes. De plus, les courants que doivent supporter les bras d'onduleur de ces structures peuvent être importants et une telle mutualisation n'est pas forcément intéressante.

D'autres structures de SMM ont été développées, soit avec une topologie particulière d'onduleur [Shi-07], soit pour des machines particulières. Par exemple, des systèmes composés d'une connexion série de machines à induction ayant plus de 3 phases [Lev-06], ou, dans le cas de machines à courant continu, la mise en série de leur induit, pilotés par le même hacheur quatre quadrants [Ver-07][Vul-02a] ont été développés. Ces systèmes particuliers ne sont cependant pas adaptables facilement en remplacement des systèmes de redondance.

### 3.2.2 Comparaison de ces différentes structures

Dans la partie précédente, différentes structures développées pour des SMM ont été présentées. Afin de voir laquelle semble la mieux respecter les conditions développées au paravent, le tableau 3.1 propose une comparaison de ces structures.

Nom de la structure	SM (m, n)	Nombre de bras par machines	Lien entre les vitesses	encombrement	avantages	inconvénients
classique	SM (3n, n)	3	indépendantes	maxi	Machine indépendante	Structure non mutualisée
A bras commun	SM (m, n)	2	$\Omega_1 = \Omega_2$ $\Omega_1 = -\Omega_2$	moyen	Structure facile à mettre en œuvre	Surdimensionnement bras communs
A point milieu	SM (4n/2, n)	2	indépendantes	moyen	Peut s'appliquer à une machine	Accès au point milieu du bus DC
mixte	SM (3n/2, n)	1.5	$\Omega_1 = \Omega_2$ $\Omega_1 = -\Omega_2$	mini	Idem structure précédente	Idem structure précédente
parallèle	SM (3, n)	3/n	$\Omega_1 = \Omega_2$	mini	Structure facile à mettre en œuvre	Surdimensionnement de bus les bras

**Tableau 3.1 :** Tableau récapitulatif des différentes structures

Dans ce tableau, en plus de certains avantages et inconvénients des structures développées, plusieurs critères influençant le dimensionnement des paramètres électriques du système apparaissent :

- Le nombre de bras par machines donne une idée des courants que doivent supporter les bras d'onduleur. En effet, plus ce nombre est élevé et plus le courant passant dans chaque composant du bras d'onduleur est faible.

Il apparaît cependant que sur les structures de type "à bras commun" et "mixte", les bras d'onduleurs ne sont pas tous reliés au même nombre de phases de machines et qu'ainsi, le dimensionnement des composants en terme de courant supporté n'est pas le même.

- Le rapport des tensions maximales machine-onduleur noté

$\eta V = (V_{.N_i})_{\max} / (V_{oi})_{\max}$  compare la tension maximale que va percevoir la machine à la tension maximale développée par l'onduleur [Bou-95]. Pour la structure classique, ce rapport vaut  $\eta V = 1$ . Cependant, pour les autres structures, la tension maximale perçue par la machine peut être inférieure à la tension maximale délivrée par l'onduleur :  $\eta V_1 < 1$ . Afin d'éviter d'avoir une tension maximale admissible par la machine inférieure à celle théoriquement obtenue avec une structure classique, la valeur de tension  $U_{DC} = E$  du bus DC doit alors être augmentée pour ces structures.

– Pour les structures ayant une cellule minimale d'ordre 1, les machines sont indépendantes les unes des autres ce qui permet de les commander indépendamment. Pour les autres structures, il faut trouver une structure de commande qui prenne en compte les couplages qui existent dans le système.

Plus l'ordre de la cellule minimale est élevé et plus le nombre de machines dépendantes les unes des autres est important. Les systèmes ayant une cellule minimale d'ordre supérieur à deux deviennent donc assez contraignantes et ne sont pas représentées dans ce tableau.

La structure parallèle a l'avantage d'utiliser le moins de bras d'onduleur possibles et ne développe pas une structure difficile à réaliser. De plus, la valeur de tension du bus « E » n'a pas besoin d'être modifiée pour obtenir la même tension machine que celle obtenue par une structure classique. L'inconvénient vient du dimensionnement des composants électriques des bras d'onduleur puisque pour «  $n$  » machines mises en parallèle, le courant passant dans chacun d'eux est «  $n$  » fois supérieur à celui de la structure classique. Le surdimensionnement des composants revient cependant moins cher que de mettre des systèmes de redondance inactifs la plupart du temps.

Cette structure est donc retenue comme solution envisageable dans le cas d'applications aéronautiques telles que les commandes de vol secondaires ou les inverseurs de poussée. En cas de défaillance détectée sur un onduleur d'une machine, il sera ainsi possible de switcher sur cette structure afin d'assurer la continuité de service du système.

Dans la suite de ce chapitre, il sera cependant montré que pour un tel système, toutes les phases de toutes les machines ne peuvent pas être régulées. Une structure de commande pour un système de deux MSAP en parallèle doit alors être développée en s'appuyant sur la représentation énergétique macroscopique (REM). Ceci est l'objet de la partie suivante du chapitre.

### **3.3 La Représentation Énergétique Macroscopique (REM)**

Le formalisme REM est une méthode graphique représentant les aspects liés aux échanges énergétiques au sein d'un système. Cette modélisation a été développée au sein d'un Groupe de Recherche "Maîtrise de l'Énergie Électrique du Matériaux au Système (opération CNRS), thématique Systèmes Multimachines, Multiconvertisseurs SMM ([Bou-02a] [Bou-02b] entre autres).

#### **3.3.1Présentation du formalisme REM**

##### **3.1.1.1-Éléments de base**

Le système est décomposé en sous-systèmes basiques qui sont en interactions les uns par rapport aux autres. Ces éléments sont liés selon le principe d'action et réaction énoncé ainsi [Bou-03] : "Toute action d'un environnement sur un système induit une réaction du système sur cet environnement", la réciproque étant elle aussi vraie. Les variables d'échange (vectorielles ou scalaires) sont représentées par des vecteurs. Le produit de la variable d'action avec celle de réaction correspond à la puissance instantanée échangée.

Trois types d'éléments sont distingués : les sources, les éléments de conversion et les éléments d'accumulations. Les sources énergétiques représentent l'environnement du système. Ces éléments

imposent leur variable d'état sur le système. Les sources sont soit génératrices, soit réceptrices d'énergie. Ces source n'ont qu'un seul vecteur d'entrée et un de sortie.

Elles sont représentées dans le formalisme REM par un ovale vert. "SE" représente une source électrique et "SM" une source mécanique. Les éléments de conversion EC réalisent une conversion d'énergie sans stockage. Cette conversion peut être réglée par un vecteur d'entrée (ce-reg). Pour une chaîne de conversion de type électromécanique, il y a trois types d'EC :

- la conversion électrique représentée par un carré orange,
- la conversion mécanique représentée par un triangle orange,

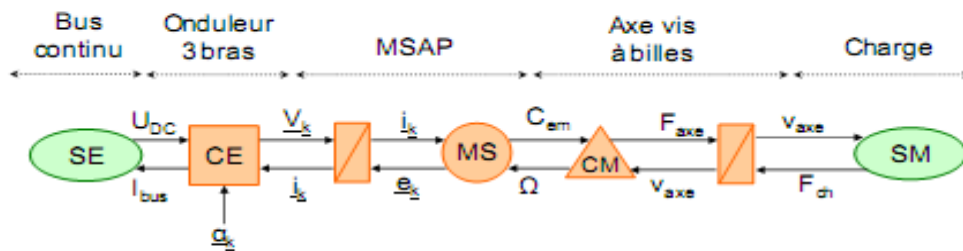


Figure 3.11: REM du système Onduleur-MSAP-Axe

- la machine électrique réalisant une conversion électromécanique, représentée par un rond orange.

Exemple : un hacheur réalise une conversion d'énergie électrique et est réglé par le vecteur  $\alpha$ . Les éléments d'accumulation *EA* représentent le stockage temporaire d'énergie existant entre deux éléments. Ils possèdent donc un vecteur d'entrée et un vecteur de sortie en amont (action/réaction par rapport à l'élément se situant en amont) et un vecteur d'entrée et un de sortie en aval (idem avec l'élément se situant en aval). On retrouve avec cet élément la causalité que décrit le *GIC* [Hau-04]. Les *EA* sont représentés par un rectangle orange barré.

Exemple : les enroulements d'une bobine.

- Exemple sur une conversion électromécanique

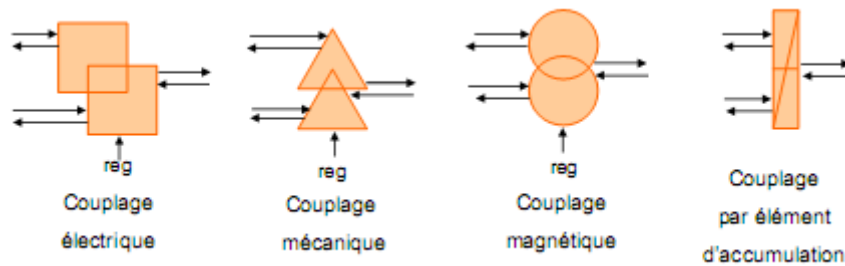
Sur la figure 3.11, un système comprenant une MSAP qui entraîne un axe à vis à billes lui-même couplé à une charge mécanique est représenté. La machine est alimentée par un onduleur connecté à une source de tension continue.

La source de tension continue et la charge mécanique représentent dans ce cas les sources énergétiques (donc l'environnement). Le vecteur de sortie de la source de tension est la tension continue «  $E$  », celui de la source mécanique est une force résistive notée  $F_{ch}$ .

L'onduleur est symbolisé par un élément de conversion électrique, réglé par le vecteur  $\alpha_k$  avec

$k = (1,2,3)$  représentant les trois phases. L'onduleur convertit alors  $U_{DC}$  en un vecteur de tensions triphasées  $V_k$ .

La MSAP se représente par l'ensemble composé d'un élément d'accumulation électrique (les enroulements du stator) et un élément de conversion électromécanique. Aux bornes des enroulements du stator, les vecteurs de tension  $V_k$  et de *f.e.m.*  $e_k$  donnent ainsi les courants statoriques par phases notés  $i_k$ . L'élément représentant la conversion électromécanique à deux vecteurs d'entrée : les courants  $i_k$  en amont et la vitesse de rotation  $\Omega$  en aval. Les courants créent comme vecteur de sortie l couple électromagnétique  $C_{em}$  et la vitesse crée les *f.e.m.*  $e_k$ . L'axe vis a bille est représenté par un élément de conversion mécanique *CM* et un élément d'accumulation mécanique *EA* (inertie de l'ensemble moteur+axe de la vis a bille). La *CM* a comme vecteurs d'entrée le couple  $C_{em}$  en amont et la vitesse de translation  $V_{axe}$  en aval. Ils sont transformés en vecteurs de sortie a savoir respectivement une force d'entraînement de l'axe  $F_{axe}$  en aval et la vitesse de rotation  $\Omega$  en amont. L'*EA* a pour vecteurs d'entrée la force d'entraînement de l'axe  $F_{axe}$  en amont et la force appliquée par la source mécanique  $F_{charge}$  en aval. Le vecteur de sortie est la vitesse  $V_{axe}$ .



**Figure 3.12:** Représentation REM des couplages

### 3.1.1.2 Application aux SMM

#### 3.1.1.2.1 Présentation des différents types de couplage

Un système multimachines-multiconvertisseurs comporte plusieurs chaînes de conversion comme celle décrite dans ce paragraphe. Ces chaînes sont couplées entre elles, c'est à dire qu'elles ont une de leur partie physique en commun. Ceci entraîne alors une répartition énergétique sur le système. Ce couplage peut être électrique, mécanique ou magnétique. Dans le formalisme REM, le couplage de deux éléments est représenté par l'imbrication des symboles. Comme indiqué Figure 3.12. Dans cette figure, les couplages représentés sont appelés "couplage aval" car la distribution énergétique s'effectue d'une source vers plusieurs (deux dans les cas présentés). Comme présenté Figure 3.13, le couplage peut cependant s'effectuer dans l'autre sens (de plusieurs sources d'énergie vers une source unique) auquel cas il est appelé "couplage amont". Ces couplages sont alors appliqués pour des systèmes bima-chines synchrones mono-onduleur, les machines utilisant la structure parallèle SM(3,2).[Bou-02b][Bou-03]



### 3.1.1.2.2 Exemple de la structure parallèle avec charges libres

Dans un premier temps, les deux machines ne sont pas liées mécaniquement. Chacun des moteurs entraîne une charge indépendante sur un axe comme décrit dans le paragraphe précédent. La REM d'un tel système est représenté dans la Figure 3.14.

Le couplage électrique a lieu au niveau de l'onduleur : les mêmes tensions  $V_k$  sont appliquées aux bornes des enroulements des deux machines qui fournissent des courants  $i_{k1}$  et  $i_{k2}$  a priori différentes.

Les courants fournis par les deux machines vont alors influencer sur la valeur  $I_{BUS}$  du courant appliqué à la source. Pour le reste, les deux systèmes évoluent a priori indépendamment d'un point de vue énergétique.

Le nombre de sources électriques est dans ce cas différents du nombre de sources mécaniques. On a alors une répartition globale de l'énergie : le but de l'élément de couplage est d'organiser la répartition de l'énergie entre les sources. Ceci se fait grâce à une commande.

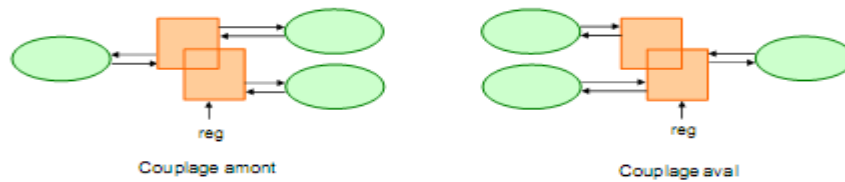


Figure 3.13: Couplage amont et couplage aval

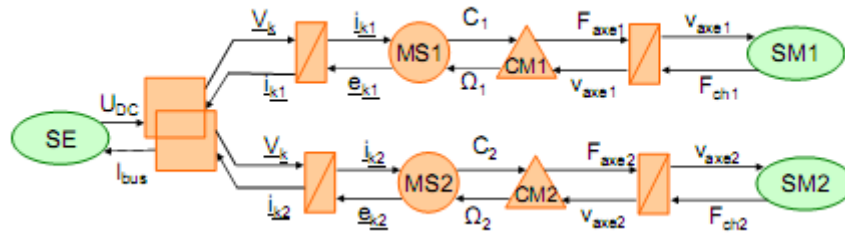


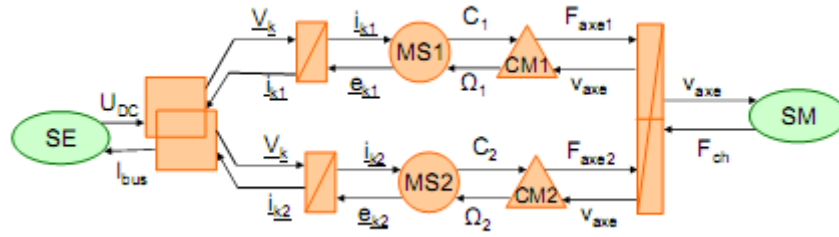
Figure 3.14: REM d'une structure parallèle avec les charges libres

### 3.1.1.2.3 Exemple de la structure parallèle avec charges liées

Pour cette étude, les deux moteurs doivent déplacer une charge mécanique qui leur est commune. Le reste de la structure est identique au cas décrit précédemment. La REM d'une telle structure est représentée Figure 3.15.

On se retrouve avec deux types de couplage : un couplage électrique de type "amont" comme dans le cas où les charges sont libres et un couplage de la charge mécanique de type "aval".

Le couplage électrique s'effectue donc au niveau de l'élément d'accumulation.



**Figure 3.15:** REM d'une structure parallèle avec les charges mécaniquement liées

Dans ce cas, le nombre de source d'énergie électrique est égale au nombre de source d'énergie mécanique : on a une répartition locale de l'énergie. Les éléments de couplage effectuant d'une part la distribution et d'autre part l'assemblage de l'énergie. Le fait d'utiliser plusieurs chaînes de conversion d'énergie entre ces deux éléments permet de réduire les contraintes sur les éléments de conversion d'énergie.

Ainsi, dans le cas étudié, l'entraînement de la charge par deux moteurs plutôt qu'un permet de sous-dimensionner ces moteurs. Comme dans le cas précédent, la distribution d'énergie doit cependant être commandée. La structure maximale de commande (SMC) du système s'obtient par inversion de ce dernier.

### 3.2 La structure maximale de commande (SMC)

#### 3.2.1 Inversion

Comme pour le *GIC*, la structure de commande d'un système peut s'obtenir à partir de l'inversion de son modèle REM. Il s'agit de trouver la bonne cause afin de produire le bon effet [Pie-02a][Bou-03]. Tous les blocs de SMC sont des parallélogrammes bleus qui représentent la manipulation de l'information.

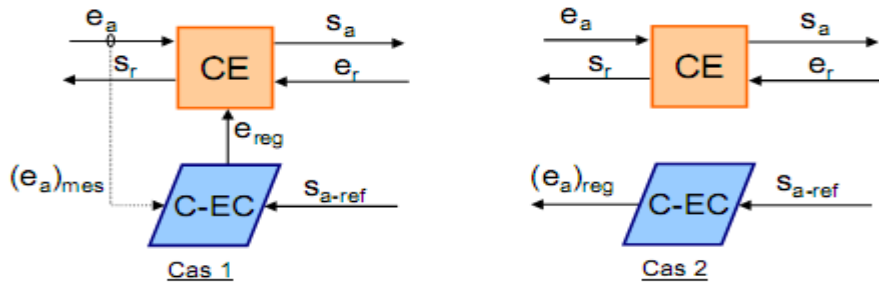
Deux types d'inversion sont alors possibles : l'inversion d'un élément d'accumulation et l'inversion d'un élément de conversion.

##### 3.2.1.1 Inversion d'un élément de conversion

Seul les entrées et sortie d'action ( $e_a$  et  $s_a$ ) et l'entrée de réglage ( $e_{reg}$ ) sont utiles ici. Deux cas d'inversion, présentés Figure 3.16 sont alors possibles :

Cas 1 : inversion de l'élément pour obtenir la variable d'entrée de régulation  $e_{reg}$ .

Cas 2 : inversion de l'élément pour réguler la variable d'entrée d'action  $(e_a)_{reg}$ .



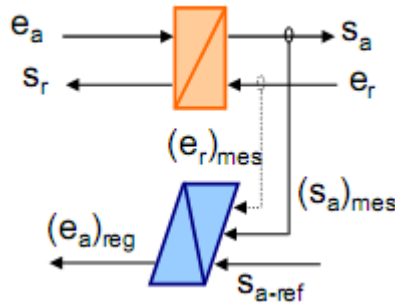
**Figure 3.16:** Différents cas d'inversion d'un élément de conversion

Dans le deuxième cas, la variable  $(e_a)_{reg}$  peut alors servir comme variable de référence  $(s_a)_{ref}$  pour l'inversion d'un autre bloc.

### 3.2.1.2 Inversion d'un élément d'accumulation

Un élément d'accumulation contient une variable d'état et donc se doit de respecter la causalité. Il n'est donc physiquement pas possible d'inverser directement un tel élément, comme réalisé avec les éléments de conversion. C'est pour cela qu'on utilise un asservissement de la sortie d'action qui va minimiser la différence entre sa référence  $(s_a)_{ref}$  et sa mesure  $(s_a)_{mes}$ . Dans ce cas, l'entrée de réaction  $(e_r)$  est considéré comme une perturbation dont il faut prendre compte dans le calcul de l'asservissement (compensation, ...).

Cette inversion est alors représentée figure 3.17. Il s'agit d'un parallélogramme bleu barré en diagonale avec trois entrées :  $(s_a)_{ref}$ ,  $(s_a)_{mes}$  et  $(e_r)_{mes}$  et une sortie :  $(e_a)_{reg}$



**Figure 3.17:** Inversion d'un élément d'accumulation

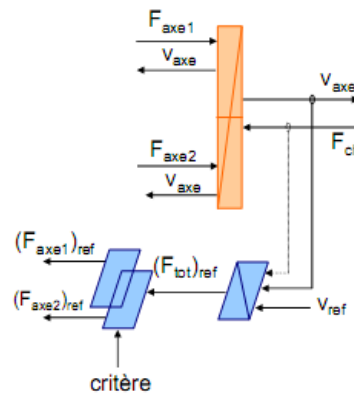
### 3.2.2 Cas des SMM - Etude de la structure parallèle

Comme déjà vu dans de connecter deux machines synchrones en parallèle sur le même onduleur entraîne un couplage amont sur les éléments électriques de conversion. Si ces machines sont mécaniquement liées, on a de plus un couplage aval sur les éléments d'accumulation mécaniques. L'inversion de ces couplages est donc décrite dans cette partie.

### 3.2.2.1 Inversion du couplage mécanique

Comme représenté Figure 3.15, le couplage mécanique est un couplage d'éléments d'accumulation de type aval. La variable de sortie d'action  $V_{axe}$  est générée par les entrées d'action  $F_{axe1}$  et  $F_{axe2}$ , et l'entrée de réaction  $F_{charge}$ .

L'inversion de cet élément conduit à deux variables de références en sortie  $(F_{axe1})_{ref}$  et  $(F_{axe2})_{ref}$  pour une seule entrée de référence ( $V_{ref}$ ). Comme représenté figure 3.18, on ajoute alors une entrée nommée critère qui permet de répartir les contributions des différentes entrées d'action afin d'obtenir la sortie d'action souhaitée.



**Figure 3.18:** Inversion du couplage mécanique aval

Dans le cas étudié, en faisant l'hypothèse que les deux axes vis-a-bille sont identiques, le critère de répartition peut s'appliquer de manière à ce que l'effort de chaque axe sur le couplage soit identique. alors la relation de critère 3.6 :

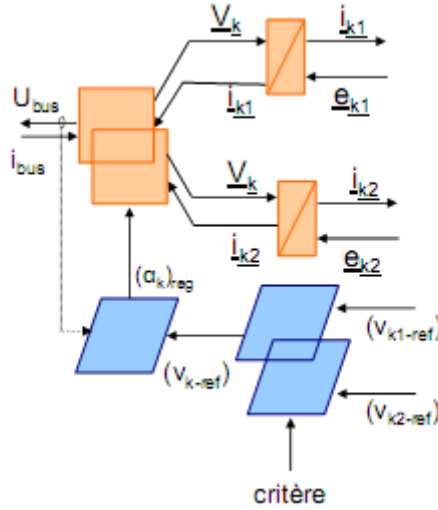
$$(F_{axe1})_{ref} = (F_{axe2})_{ref} = (F_{totale})_{ref} \quad (3.6)$$

### 3.2.2.2 Inversion du couplage électrique

Dans le cas étudié, le couplage électrique implique la connection en parallèle des deux machines synchrones sur les mêmes bras d'onduleur. On a alors un couplage amont d'éléments de conversion. Les variables de sortie d'action de cet élément de conversion sont les tensions appliquées aux bornes des enroulements des machines.

Notées  $V_k$  ces tensions sont obtenues grâce aux variables de régulation  $\alpha_k$ . La Figure 3.19 représente alors l'inversion du couplage électrique qui permet d'obtenir les variables de régulation. Il y a dans ce cas plusieurs variables de référence ( $V_{k1-ref}$  et  $V_{k2-ref}$  dans le cas décrit figure 3.19) pour une seule

variable de régulation  $(\alpha_k)_{reg}$ . Un critère de pondération est ainsi ajouté entre les différentes entrées afin de n'obtenir qu'une seule variable de référence  $(V_{k-ref})$ .



**Figure 3.19:** Inversion d'un couplage amont

Pour le cas d'inversion décrit dans le paragraphe précédent, le critère de pondération permet d'obtenir la tension de référence  $V_{k-ref}$  en fonction des deux références  $V_{k1-ref}$  et  $V_{k2-ref}$ . Le critère consiste à réaliser une moyenne pondérée des références obtenues par les régulations des deux machines ...

On a alors la relation de critère 3.7 :

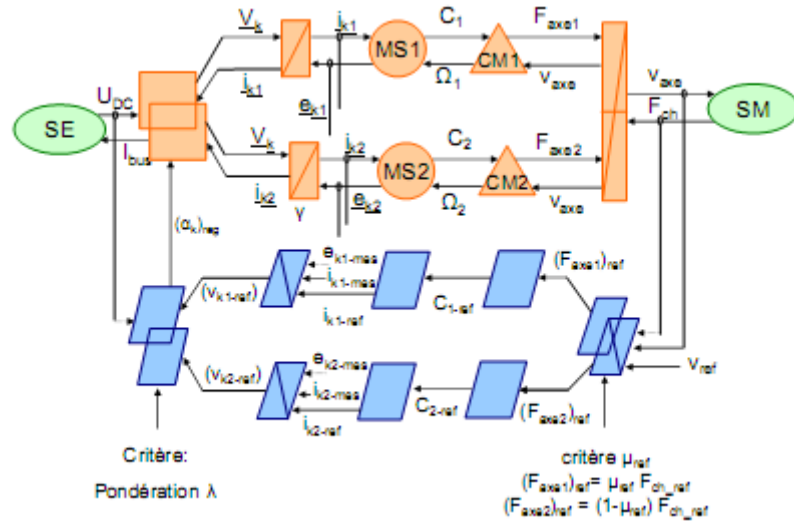
$$V_{k-ref} = \gamma V_{k1-ref} + (1-\gamma) V_{k2-ref} \quad (3.7)$$

Deux cas sont à étudier plus spécialement :

- Soit  $\gamma = 0,5$  : cas d'une commande moyenne
- Soit  $\gamma = 0$  ou  $1$  : cas d'une commande maître/esclave

### 3.2.2.3 SMC de la structure parallèle

La Figure 3.20 représente la structure maximale de commande du système composé de deux machines synchrones reliées chacune à un axe, ces machines entraînant une charges mécanique commune aux deux axes.



### 3.3-Conclusion

Dans ce chapitre, ont été présentées des structures de commandes dédiées aux systèmes multima-chines-multiconvertisseurs (SMM). Les systèmes proposés servent à motoriser la chaîne de traction. Cette étude a été menée en utilisant le formalisme des SMM .

Une structure de commande pour le système mono-onduleur bimoteur appliqué à la traction, sera associée au contrôle direct du couple. Elle sera implantée et testée en simulation pour analyser leur comportement respectif vis-à-vis des perturbations mécanique et électrique.

## **Chapitre 4**

### **Structure de commande « maître-esclave » d'un système bi-machines mono-onduleur**

#### **4.1 Introduction**

Une structure de commande « maître-esclave » qui permet d'assurer la stabilité d'un système composé de deux MSAP identiques connectées en parallèles sur le même onduleur sera développée dans ce chapitre. La vitesse d'un système monoconvertisseur monomachines composé d'un onduleur de tension à trois bras et d'une MSAP triphasée peut ainsi être commandée sans problème de stabilité. Cette stabilité du système n'est plus aussi évidente lorsque deux machines sont branchées en parallèle sur le même onduleur. En se basant sur la structure de commande « maître/esclave », la partie suivante étudie cette structure et quels sont les choix nécessaires que doit réaliser la commande afin de s'assurer de la stabilité.

La commande dite « maître-esclave » classique est une des plus simple méthodes de commande des systèmes multimachines-multiconvertisseurs, on trouve toujours un seul onduleur qui pilote deux moteurs en parallèle mais notre commande DTC ne s'applique que sur l'un des deux moteur et qui aura pour désignation le maître, alors que l'esclave c'est le deuxième moteur qui est commandé en boucle ouvert à travers les réponses du maître.[Bid-09][Tech.I-10]

#### **4.2 Présentation du système de traction étudié**

Le système de traction proposé dans ce travail est composé de quatres moteurs synchrones, alimentés par deux onduleurs de tension, et entrainant les quatre roues motrices avant et arrière d'un véhicule électrique, Figure 4.1 de traction.

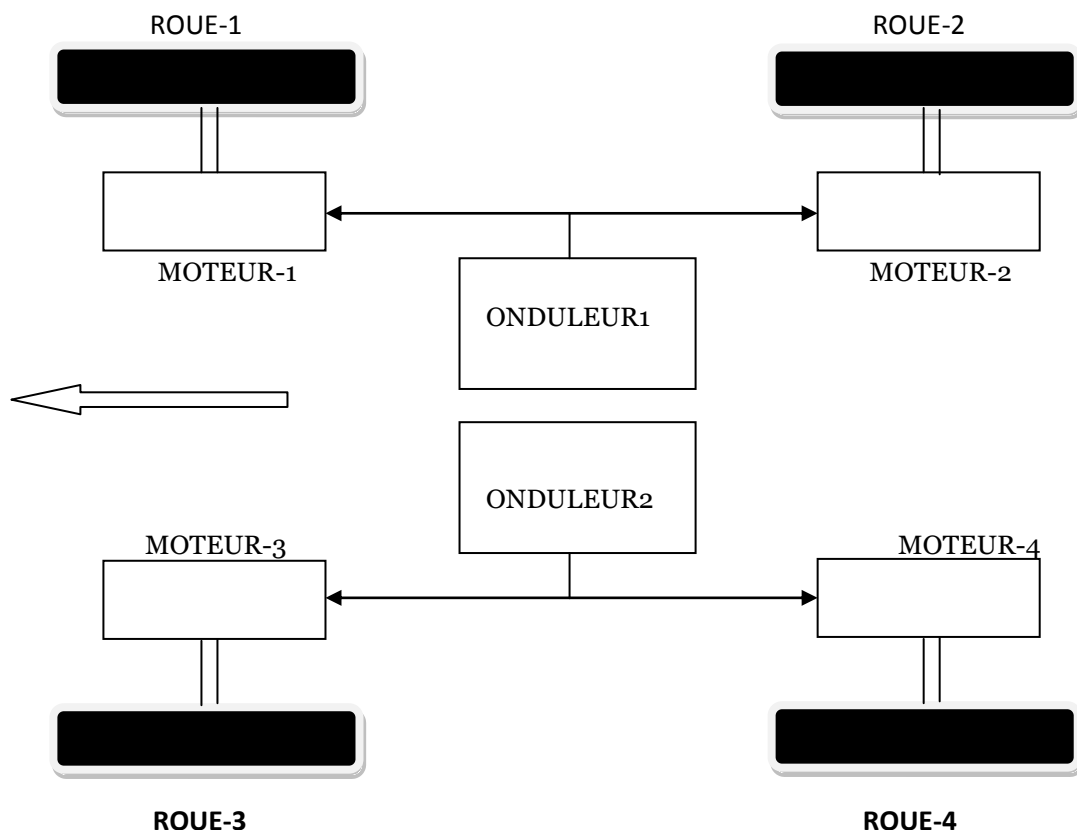


Figure 4.1 : Schéma de l'application (véhicule)

#### 4.2.1 REM du système de traction

La contribution des quatre roues motrices à l'avancement du véhicule (châssis commun qui induit une vitesse de déplacement commune) correspond à un couplage mécanique qui permet de générer un mouvement linéaire à partir des deux mouvements rotatifs issus des moteurs. On peut assimiler cet ensemble à quatre convertisseurs mécaniques (CM1, CM2, CM3 et CM4) qui partagent le même effort. La REM du système de traction étudié fait apparaître l'existence d'un seul couplage, de type aval mécanique, situé sur la partie mécanique de la chaîne de traction.

Nous avons montré qu'une possibilité d'inversion du couplage mécanique par élément d'accumulation était une répartition équilibrée des forces de traction.

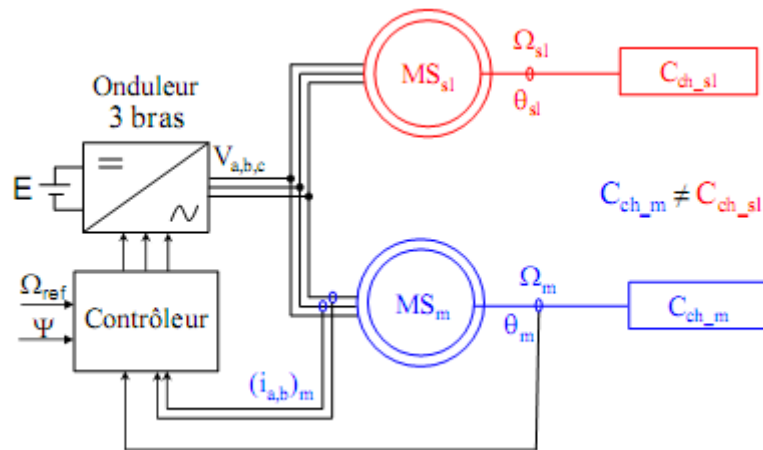
Un tel fonctionnement est assuré par la solution SMM déjà présentée. Sur la base de cette structure nous développons une solution de commande spécifique dite commande « maître-esclave » améliorée.

#### 4.3 Structure de commande « maître-esclave »

Un tel système est représenté sur la Figure 4.2. La mise en parallèle de machines synchrones à aimants permanents est une solution qui, bien que nécessitant un surdimensionnement des interrupteurs de puissance, permet de réduire fortement leur nombre grâce à la mutualisation de ces derniers. Dans cette partie on étudie la stabilité théorique d'un tel système, sachant que :



- les deux machines ont des paramètres identiques,
- les deux machines doivent être pilotées à la même vitesse,
- les charges appliquées sur les machines sont différentes et ne sont pas liés mécaniquement
- une seule des deux machines est commandée : la machine maître, notée  $MS_m$ , l'autre étant en boucle ouverte : la machine esclave notée  $MS_{sl}$ ,
- dans un premier temps, la machine maître est imposée de manière arbitraire.

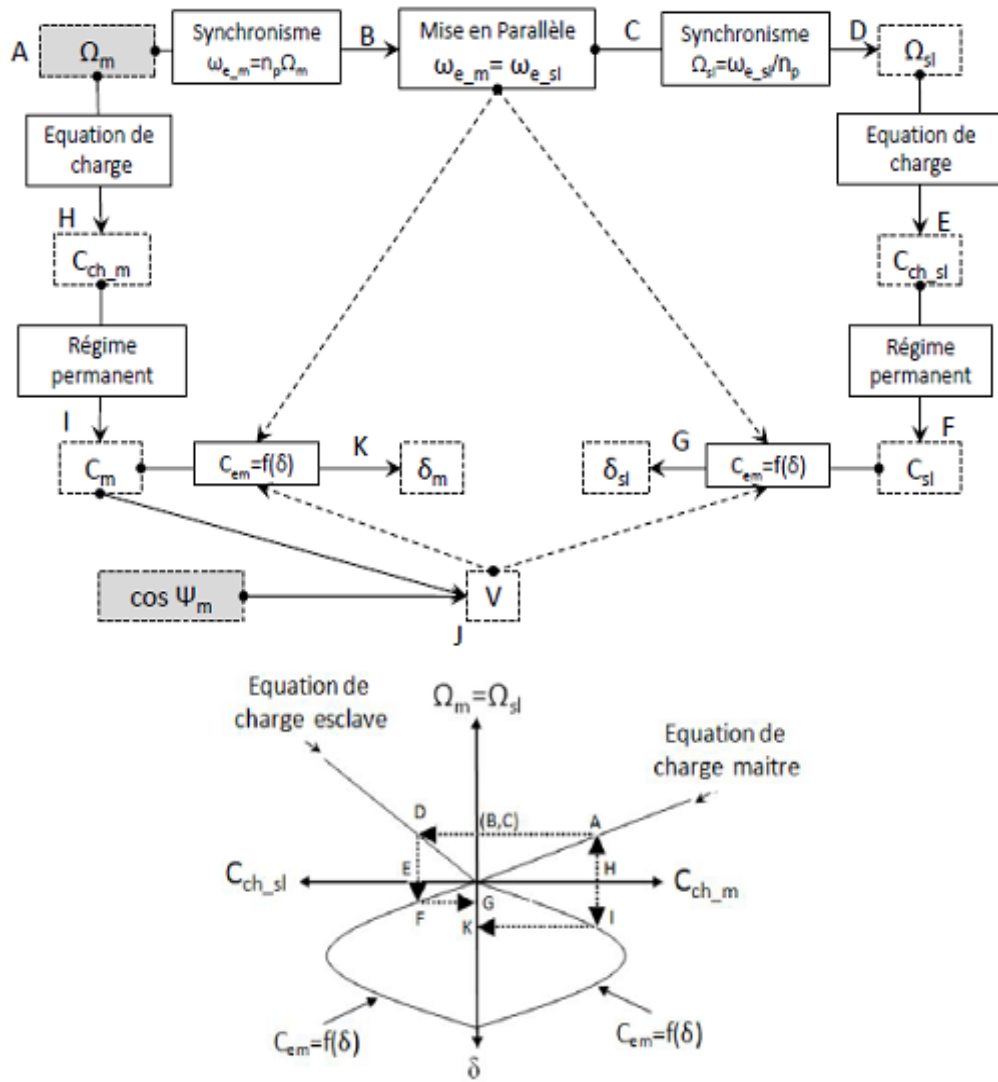


**Figure 4.2:** La structure parallèle maître/esclave

Comme présenté sur cette figure, la valeur de la tension délivrée par l'onduleur n'est entièrement due qu'à l'autopilotage de la machine maître. La machine esclave n'ayant aucune influence sur cette valeur, la structure de commande et les paramètres de régulation de la machine maître sont les mêmes que ceux utilisés dans un système avec une seule machine : le contrôleur DTC est le même.

Afin de comprendre et d'anticiper le fonctionnement de deux machines en parallèle sur un onduleur, le comportement des machines maître et esclave est étudié en cas de variation de la charge appliquée sur une des deux machines.

Dans la première partie de ce chapitre, les charges mécaniques sont considérées comme indépendantes l'une de l'autre. La structure utilisée avec une régulation de vitesse imposée sur la machine maître est présentée sur la Figure 4.2. La Figure 4.3 présente alors quels sont les effets d'une telle commande sur les deux machines [Bid-08].



**Figure 4.3:** Effets qu'implique une différence de couple de charge sur le système

Comme représenté sur la Figure 4.3, le fait d'imposer une vitesse  $\Omega_m$  (point A) à la machine maître a deux conséquences :

- d'une part le synchronisme de la machine impose la pulsation  $\omega_{e_m}$  aux tensions appliquées aux bornes des machines (point B),
- d'autre part, un couple de charge  $C_{ch_m}$ , qui dépend en partie de la vitesse, lui est appliqué (Point H).

Les deux machines étant en parallèle sur le même onduleur, la même tension (en phase et en module) y est appliquée. La vitesse de rotation du champ statorique de la machine esclave est donc elle aussi imposée à  $\omega_{e\_sl} = \omega_{e\_m}$  (point C).

Pour que le rotor de  $MS_m$  ne "décroche" pas, le synchronisme doit être lui aussi respecté et la vitesse de rotation de la machine esclave doit être la même que celle de la machine maître :

$\Omega_{sl} = \Omega_m$  (Point D). De la même manière que pour, un couple de charge  $C_{ch\_sl}$ , qui peut être différent de  $C_{ch\_m}$  est ainsi appliqué sur la machine esclave (point E).

En régime permanent, les machines maîtres et esclaves doivent alors fournir respectivement les couples électromagnétiques  $C_m$  (point I) et  $C_{sl}$  (point F). Pour atteindre le couple  $C_m$  avec un angle  $\psi_m = 0$ , l'autopilotage de  $MS_m$  impose une certaine valeur à la tension  $V$  (point J), ce qui donne une certaine valeur à l'angle  $\delta_m$  (point K). Ces valeurs de  $V$  et de  $\omega_e$  étant imposées à  $MS_{sl}$ , cette dernière doit avoir une valeur d'angle de charge  $\delta_{sl}$  pour qu'elle puisse fournir un couple  $C_{sl}$  (point G).

#### 4.3.1 Comportement du système en présence d'une variation de charge

pour une meilleure compréhension et anticipation du fonctionnement du système de commande, le comportement des deux machines, maître et esclave est étudié dans le cas des variations de la charge au bout des axes des deux machines. Comme présenté sur la figure 4.3, le fait d'imposer une vitesse  $\Omega_m(A)$  à la machine maître présente deux conséquences :

- . Le synchronisme de la machine impose la pulsation  $\omega_{e\_m}$  aux tensions appliquées aux bornes de la machine (B).
- . Un couple de charge  $C_{ch\_m}$ , qui dépend en partie de la vitesse lui est appliqué (H).
- . Sur le même onduleur la même tension (Y) est appliquée la vitesse de rotation du champ statorique de la machine esclave est donc elle aussi imposée à  $\omega_{e\_sl} = \omega_{e\_m}$  (C).
- . Pour que le rotor de  $MS_{sl}$  ne décroche pas, le système doit être lui aussi respecté est la vitesse de rotation de la machine esclave doit être la même que celle de la machine maître  $\Omega_{sl} = \Omega_m$  (D).
- . De la même manière pour  $MS_m$  un couple de charge  $C_{ch\_sl}$ , qui peut être différent de  $C_{ch\_m}$  est ainsi appliqué sur la machine esclave (E).
- . En régime permanent, les machines maître et esclave doivent alors fournir respectivement les couples électromagnétiques  $C_m(I)$  et  $C_{sl}(F)$  pour atteindre le couple  $C_m$  avec un angle  $\Psi_m = 0$ ,

l'autopilotage de  $MS_m$  impose une certaine valeur à la tension  $V(J)$  ce qui donne une certaine valeur à l'angle  $\delta_m$  (K).

. Ces valeurs de  $V$  et de  $\omega_e$  étant imposées à  $MS_{sl}$ , cette dernière doit avoir une valeur d'angle de charge  $\delta_{sl}$  pour qu'elle puisse fournir un couple  $C_{sl}$  (G).

A partir du régime permanent, la stabilité de la machine esclave en présence d'une variation de charge d'une des deux machines est alors étudiée.

#### 4.3.2 Stabilité de la machine esclave en présence d'une variation de charge

En régime permanent, vu que les deux machines sont identiques et ont les mêmes valeurs de  $V$  et de  $\omega_e$ , elles ont la même caractéristique  $C_{em} = f(\delta)$ . La comparaison des charges appliquées sur les moteurs donne ainsi la relation (4.1)

$$C_{ch\_sl} / C_{ch\_m} = C_{sl} / C_m = \sin(\delta_{sl}) / \sin(\delta_m) \quad (4.1)$$

En se référant au diagramme vectoriel de la Figure 4.4(b), la relation  $\delta_m < \pi/2$  est toujours vérifiée pour l'angle de charge de la machine maître, puisque la valeur de  $I_m$  est limitée.

Afin d'étudier la stabilité du moteur esclave, deux cas qui comparent les valeurs des charges  $C_{ch\_m}$  et  $C_{ch\_sl}$  sont alors distingués :

- Soit  $C_{ch\_sl} < C_{ch\_m} \Rightarrow \delta_{sl} < \delta_m < \pi/2 \Rightarrow$  La stabilité est assurée pour les deux machines
- Soit  $C_{ch\_sl} > C_{ch\_m} \Rightarrow \delta_{sl} > \delta_m \Rightarrow$  Il est possible que  $\delta_{sl} > \pi/2$  et la stabilité du système n'est pas certaine.

Les deux cas d'étude sont alors représentés :  $C_{ch\_sl} > C_{ch\_m}$  et  $C_{ch\_sl} < C_{ch\_m}$  (Figure 4.4 (a,b)).

Ces figures sont représentées pour une valeur donnée de l'angle électrique du moteur maître  $\theta_m$ . Cette valeur évolue dans le temps et, lorsque le régime permanent est atteint, son évolution est la même que celle de l'angle  $\theta_{sl}$ .

Sur ces diagrammes, les comparaisons des angles  $\delta_m$  et  $\delta_{sl}$  en fonction des charges appliquées sur les moteurs sont bien conformes à la théorie décrite précédemment.

Suite à un changement de consigne de vitesse ou suite à une variation de la charge  $C_{ch\_m}$ , la pulsation  $\omega_e$  peut varier. En se concentrant sur la valeur de l'angle  $\psi_{sl}$ , l'évolution du système suite à cette variation peut être analysée. En effet, si  $\omega_e$  augmente, la vitesse  $\Omega_{sl}$  ne varie pas instantanément car

la constante de temps mécanique est plus grande que la constante de temps électrique. Ainsi, la *f.e.m.*  $E_{sl}$  de la machine esclave n'évolue pas aussi rapidement que la tension  $V$  et que le courant  $I_{sl}$ .

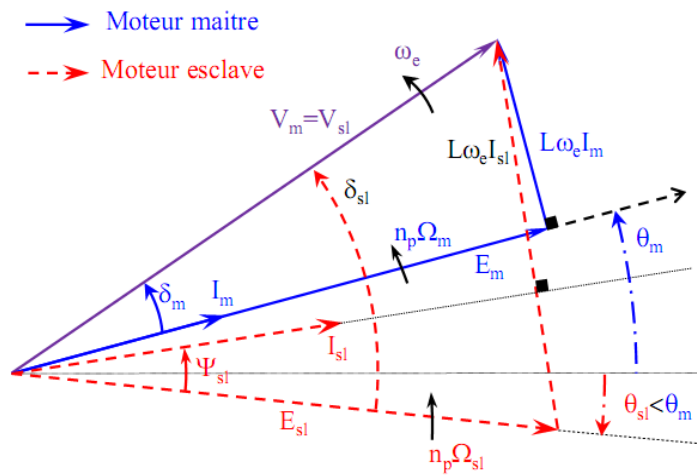
Selon le cas étudié, la machine esclave ne réagira pas de la même manière suite à cette variation [Bid-08] [Bid-09]:

– Si  $C_{ch\_sl} \prec C_{ch\_m}$ , l'angle  $\psi_{sl}$ , qui est inférieure à zéro diminue. Ainsi, le couple  $C_{sl}$  augmente et la machine accélère : le synchronisme peut s'établir théoriquement à nouveau et la machine est stable.

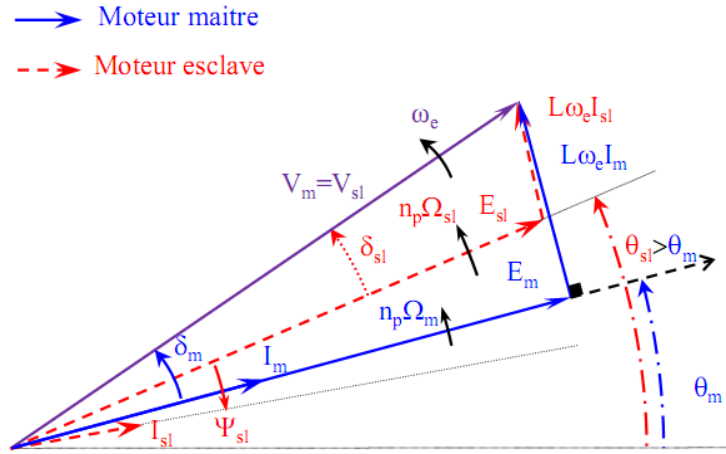
– Si  $C_{ch\_sl} \succ C_{ch\_m}$ , l'angle  $\psi_{sl}$ , qui est supérieure à zéro augmente. Le couple  $C_{sl}$  diminue alors et la machine aura tendance à ralentir. L'écart entre le stator et le rotor augmente alors et le couple continue de diminuer jusqu'à ce que la machine décroche : le fonctionnement est instable.

Afin d'assurer la stabilité de la machine esclave, une variation de sa charge  $C_{ch\_sl}$  ou de sa vitesse de synchronisme  $\omega_e$  doit toujours être compensée par la même variation de couple électromagnétique  $C_{sl}$ .

Pour un système composé de deux MSAP identiques, notées  $Ms_1$  et  $Ms_2$ , et connectées en parallèle sur le même onduleur, la machine qui doit être choisie comme étant maître est donc celle sur laquelle la charge la plus importante est appliquée. Vu que les charges  $C_{ch1}$  et  $C_{ch2}$  ne sont pas forcément connues et maîtrisées, chaque machine est susceptible de devenir maître et doit pouvoir être pilotée à chaque instant. Il est donc nécessaire de pouvoir réguler chaque machine et d'avoir un système qui impose quelle machine doit être choisie comme étant le maître.



(a) Cas 1 :  $C_{ch\_sl} \succ C_{ch\_m}$


 (b) Cas 2 :  $C_{ch\_sl} < C_{ch\_m}$ 
**Figure 4.4:** Diagramme vectoriel de deux machines synchrones à aimants permanents en parallèle

#### 4.4 Structure de commande « maître-esclave » alternative

Pour que le synchronisme des deux MSAP soit respecté, ces dernières doivent évoluer à la même vitesse. Afin de s'assurer de la stabilité du système, il est donc nécessaire de piloter la machine sur laquelle la charge mécanique la plus élevée est appliquée. Ces charges n'étant pas contrôlées, chacune des deux machines est susceptible de devenir maître à chaque instant. Les mesures des courants, positions et vitesses des deux machines sont donc continuellement relevées et, à partir de la différence de position calculée entre les deux machines et du signe de la vitesse de référence, il est possible de déterminer quelle est la machine la plus chargée. Un signal Enable est alors créé, la valeur de ce signal permettant de déterminer quelle est la machine maître, donc quelles sont les variables mesurées qui doivent être placées en entrée des régulateurs de courant et de vitesse.[Bou-06][Bid-10]

##### 4.4.1 Principe du choix de la machine maître

L'étude s'applique à un système composé de deux MSAP notées MS1 et MS2, et connectées en parallèle sur le même onduleur. Dans la suite de ce mémoire, l'indice ajouté aux valeurs données correspondant au numéro de la machine.

La partie précédente a montré que :

- pour s'assurer de la stabilité du système, il est nécessaire de piloter la machine qui a la charge mécanique la plus élevée,

- pour savoir quelle est cette machine, il suffit de comparer les valeurs des angles de charge  $\delta_1$  et  $\delta_2$ .

Or, vu que les mêmes tensions  $v_k$  sont appliquées sur les deux machines, la relation (4.2) est vérifiée :

$$\theta_1 + \delta_1 = \theta_2 + \delta_2 \quad (4.2)$$

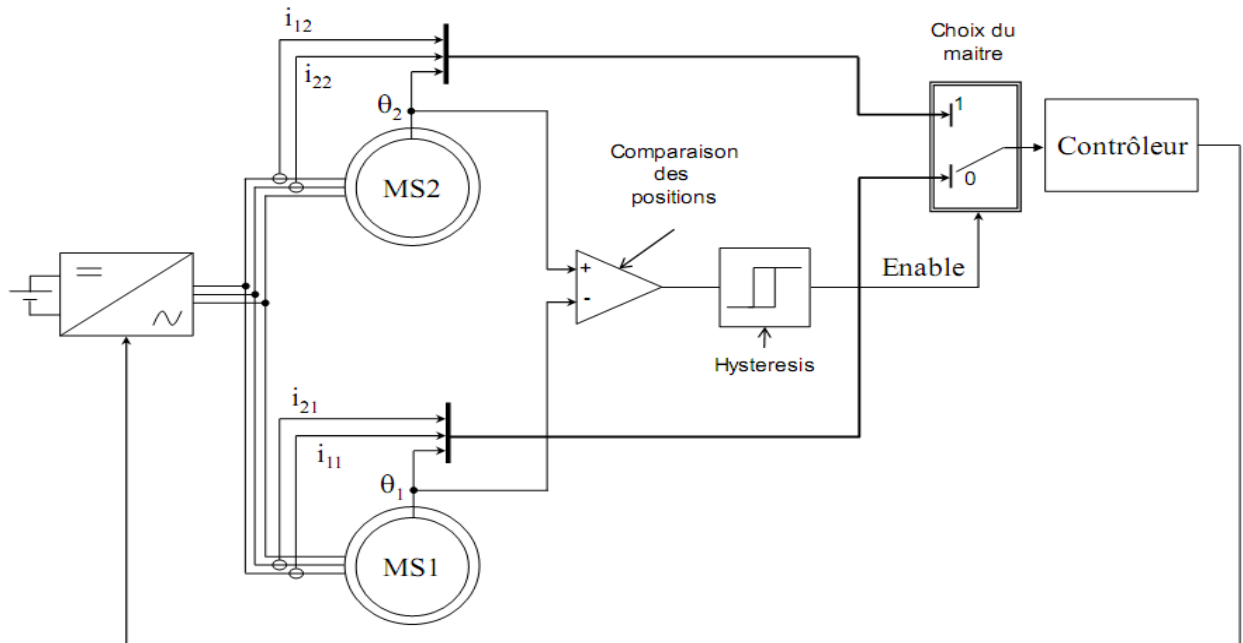
D'après cette relation :

$$\delta_1 < \delta_2 \Leftrightarrow \theta_1 > \theta_2$$

Pour déterminer quelle machine doit être autopilotée, il faut alors comparer les positions électriques  $\theta_1$  et  $\theta_2$  : la machine qui en a la plus petite valeur est la machine maître. Cette solution, proposée dans un brevet [Foc-07]. La valeur de  $\theta$  étant déjà utilisée pour l'autopilotage, aucun capteur supplémentaire n'est nécessaire.

Les positions et courants des deux machines sont continuellement relevés. Un signal logique "Enable" permet alors de choisir quelle est la machine dont les grandeurs sont utilisées afin de réaliser le contrôle en vitesse et en courant. Ce signal est créé en calculant la différence  $\theta_2 - \theta_1$  à laquelle est ajouté un comparateur à hystérésis.

le signal "Enable" correspond au critère de choix  $\lambda$  : si Enable=1,  $MS_1$  est la machine maître et  $MS_2$  la machine esclave, par contre si Enable=0,  $MS_2$  est la machine maître et  $MS_1$  la machine esclave.



**Figure 4.5:** Principe du choix de la machine maître

#### 4.4.2 Cas des vitesses négatives

L'étude présentée dans la partie précédente est effectuée pour des moteurs fonctionnant avec des vitesses dont le sens de rotation est positif. Dans le cas où les vitesses des moteurs sont négatives, ces derniers doivent aussi fournir un couple négatif. Les valeurs des angles de charge  $\delta$  sont donc négatives et la machine qui est en boucle ouverte reste stable tant que son angle  $\delta > -\pi/2$ . En appliquant le même raisonnement que précédemment, la machine esclave est stable si la valeur absolue du couple de charge qui lui est appliquée est inférieure à la valeur absolue du couple de charge appliqué sur la machine maître :

– Si  $|C_{ch\_sl}| < |C_{ch\_m}| \Rightarrow |\delta_{sl}| < |\delta_m| \Rightarrow \delta_{sl} > \delta_m > -\pi/2 \Rightarrow$  La stabilité est assurée pour les deux machines

– Si  $|C_{ch\_sl}| > |C_{ch\_m}| \Rightarrow |\delta_{sl}| > |\delta_m| \Rightarrow \delta_{sl} < \delta_m \Rightarrow$  Il est possible que  $\delta_{sl} < -\pi/2$  et la stabilité du système n'est pas certaine.

Dans ce cas, la machine qui doit être choisie comme la machine maître est donc celle qui a la plus petite valeur de  $\delta$  la plus grande valeur de  $\theta$ .

Lors du choix de la machine maître, la valeur de la vitesse, représentée par la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  est donc un paramètre à prendre en compte.

#### 4.5 Simulation des différents principes

Afin de s'assurer la stabilité du système composé de deux MSAP, connectées en parallèle sur le même onduleur, et qui utilise la structure de commande « maître-esclave » développée précédemment, lorsque des charges de valeurs différentes sont appliquées sur les deux machines, différents cycles de fonctionnement sont imposés et réalisés comme des essais.

##### **Test N° 1 : Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une variation des couples de charge sur les deux moteur maître et esclave :**

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage en charge pour la vitesse de référence de  $100 \text{ rd/s}$ , puis la réponse à une augmentation du couple ( $C_{r1}$ ) de  $10$  à  $15 \text{ N.m}$  appliqué entre l'instant  $t = 0.25\text{s}$  et  $0.75\text{s}$ , suivi d'une augmentation du couple. ( $C_{r2}$ ) de  $10$  à  $15 \text{ N.m}$  appliqué entre l'instant  $t=1.25\text{s}$  et  $1.75 \text{ s}$ .



## **Test N° 2 : Réponse a une variation de vitesse avec une inversion dans le sens suivi d'une variation des couples de charge sur les deux moteur maitre et esclave :**

nous avons simulé un démarrage en charge avec une vitesse de référence de 0 à 100 rd / s entre  $t=0s$  et  $t=0.5s$  puis une stabilisation sur cette vitesse entre  $t=0.5s$  et  $t=4s$  suivi d'une inversion dans le sens de rotation de 100 rd/s à -100 rd/s entre  $t=4s$  et  $t=5s$  suivi d'une stagnation sur cette vitesse jusqu'à  $t=8.5s$ , puis une diminution jusqu'à l'arrêt total 0 rd/s de  $t=8.5s$  à  $t=9s$  tout en augmentant le couple ( $C_{r1}$ ) de 10 à 15 N.m entre  $t=1.5s$  et  $t=3s$  et le couple ( $C_{r2}$ ) de 10 à 15 N.m entre l'instant  $t=6s$  et  $t=7.5s$ .

### **4.5.1 La commande maitre-esclave classique**

#### **4.5.1.1 Introduction**

La commande dite maitre-esclave classique est une des plus simple méthodes de commande des systèmes multimachines-multiconvertisseurs, on trouve toujours un seul onduleur qui pilote deux moteurs en parallèle mais notre commande en DTC ne s'applique que sur l'un des deux moteur et qui aura pour désignation le maitre, alors que l'esclave c'est le deuxième moteur qui est commandé en boucle ouvert à travers les réponses du moteur maitre.

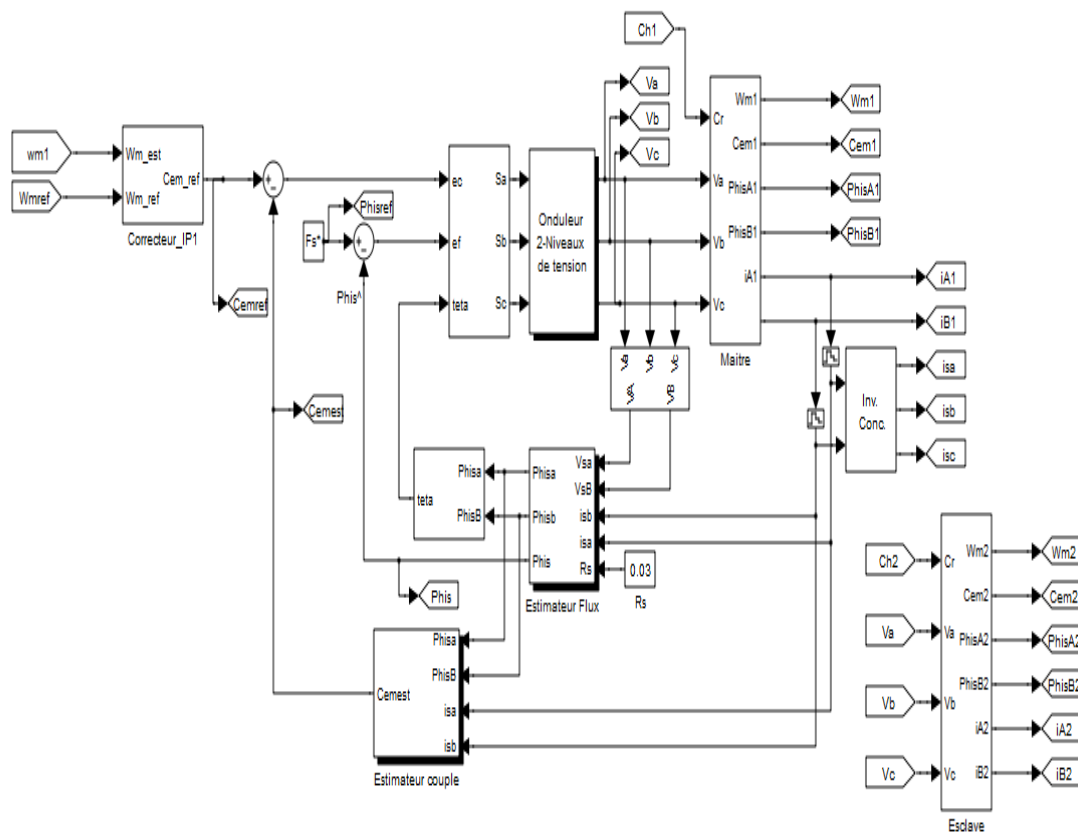
Pour mieux comprendre la réaction des deux machines en parallèles sur un seul onduleur en cas de variation de la charge appliquée sur l'une des deux machines.

Les charges sont indépendantes l'une de l'autre tout en n'y a pas la même vitesse de référence.

Le moteur maitre et le moteur esclave sur le même onduleur c'est-à-dire la même tension y est appliquée en phase et en module. La vitesse de rotation du champ statorique du moteur esclave est la même que celle du moteur maitre  $\omega_{e\_sl} = \omega_{e\_m}$ . Le couple de charge  $C_{ch\_sl}$  peut être différent du  $C_{ch\_m}$ .

Les deux moteurs doivent fournir respectivement les deux couples électromagnétique  $C_{em1}, C_{em2}$ . Pour atteindre le couple de référence  $C_{em\_ref}$ , la régulation du moteur maître impose une tension  $V$ . Ces valeurs de  $V$  et de  $\omega_{e\_ref}$  sont imposées au moteur esclave et sont couple fourni et  $C_{em2}$ , dans ce cas pour un régime permanent la stabilité est assurée et même en présence d'une variation de charge sur l'un des deux moteurs.

Simulation :



**Figure4.6 :** Schéma simulink de la commande maître-esclave classique

Faisons subir le système de commande « maître-esclave », des deux tests on retiendra les

réponses suivantes :

**N.B :** sur tout les figures des allures des couples électromagnétiques sont filtrées afin de voir le réaction loin des ondulations de la DTC .

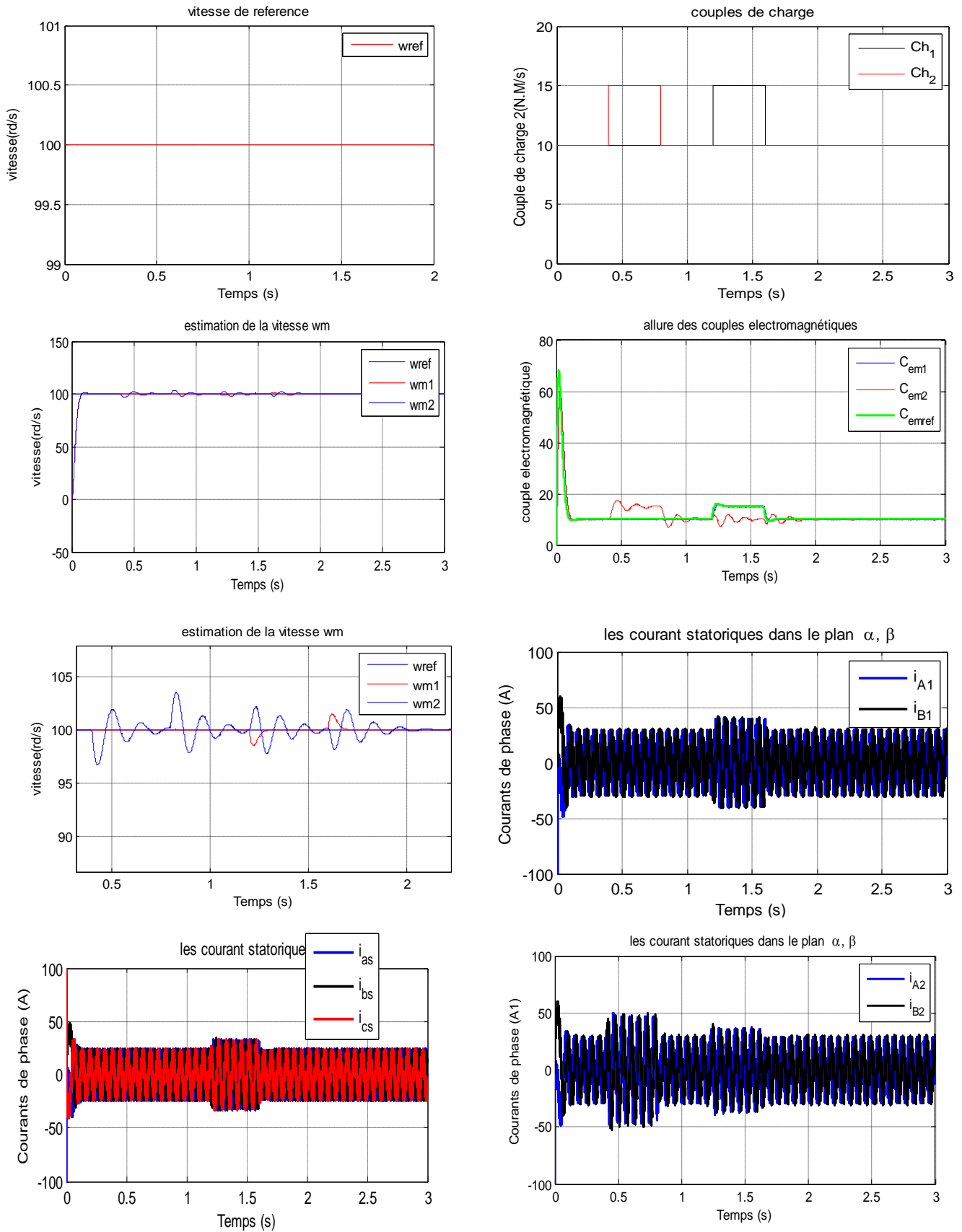


Figure 4.7 : résultats de la simulation de la commande maître-esclave

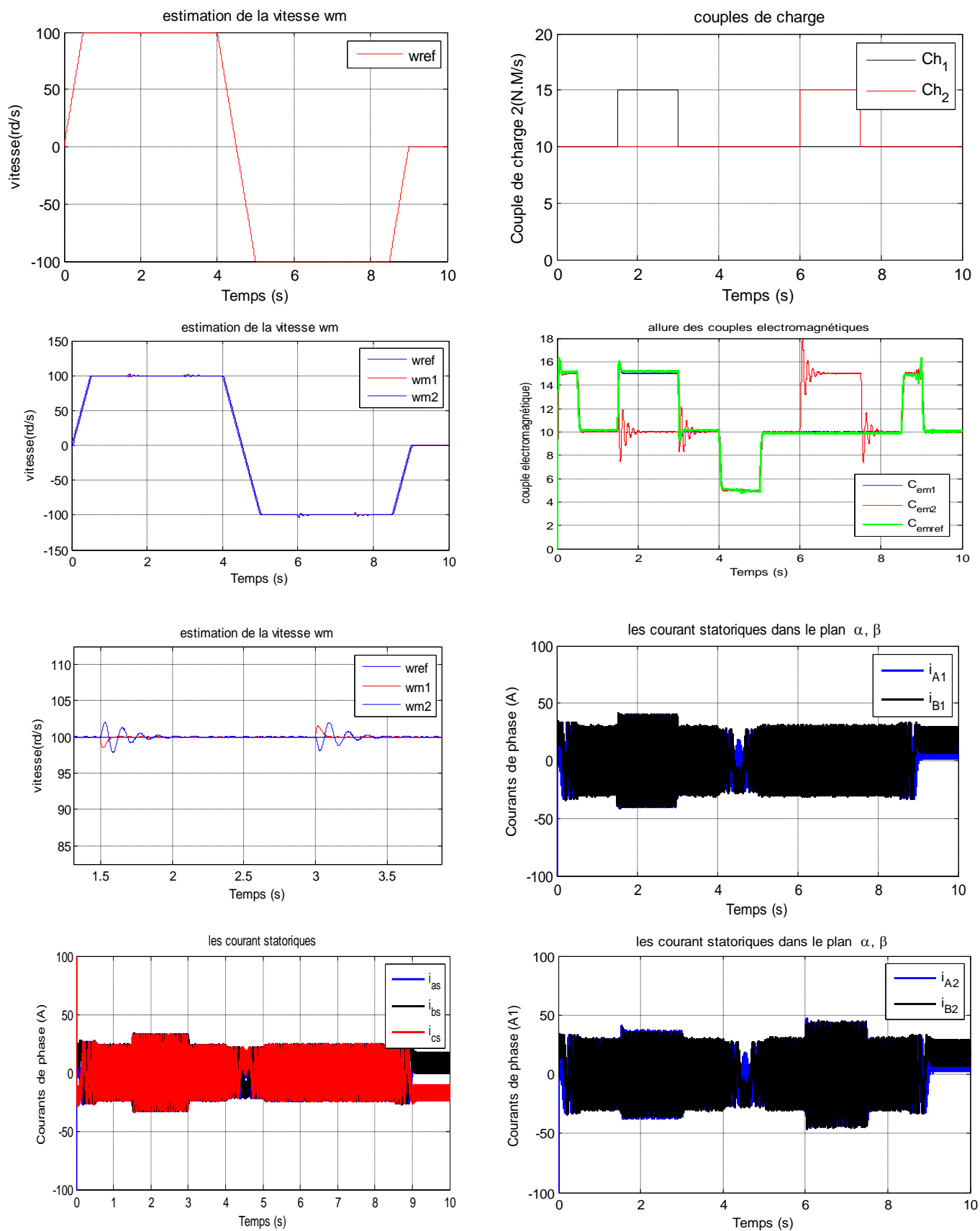


Figure 4.8 : résultats de la simulation de la commande maitre-esclave

En utilisant le contrôle directe du couple comme défini en amont, la structure mise en expérience telle quelle est simulée (maître-esclave) pour une application de type traction.

Les moteurs sont ceux pour lesquels la stratégie mono-machine a été validée dans le deuxième chapitre. On impose au système un couple de référence et on simule un changement des conditions sur les deux machines.

Sur les figures des tests on trouve l'évolution des variables, couple et vitesse sur le moteur perturbé.

La perturbation sur le moteur esclave, Le phénomène est belle et bien géré ou même évité (phénomène transitoire) : Sur le moteur maitre, la vitesse reste maintenue grâce à un couple de référence induit par la structure de commande DTC. Le couple réel suit, sa référence : l'oscillation observée lors du début de la perturbation n'a pas d'influence importante sur la vitesse, elle est filtré par le système mécanique. On notera néanmoins son amplitude croit durant le temps de perturbation. Enfin, la perturbation n'affectant pas le moteur maitre ; celui-ci bénéficiant d'un contrôle directe du couple « intégral ».

Les détails de l'effet de la perturbation sur le moteur esclave : ce dernier est affecté par le régime déséquilibré des tensions imposées par la structure de commande.

Dans l'essai on simule une perturbation sur le moteur maitre. on visualise, dans un premier temps l'effet de cette perturbation sur l'esclave dans les figures présentées.

Comme pour l'essai précédent, la perturbation est à l'origine d'une oscillation du couple sur le moteur esclave, oscillation sensiblement plus importante que celle observée précédemment. La valeur moyenne du couple moteur reste néanmoins égale à sa valeur de référence ce qui permet de maintenir constant la vitesse relativement.

Enfin, le système présente une stabilité irréprochable pour une charge commune ce qui veut dire que la réaction de l'esclave suit celle du maitre dans une poursuite parfaite, mais dès que la charge manque de répartition identique entre les deux axes des deux moteurs une instabilité s'installe dans la réponse du moteur esclave et manque le chemin pour poursuivre le maitre.

Ce mode de commande des systèmes multimachines-multiconvertisseurs est considéré comme le plus stable en matière de traction des charges communes mais présente une limitation si les charges sont mal réparties entre les deux axes des moteurs.

Dans les figures présentées on peut voir une augmentation considérable des courants du moteur esclave lors d'une perturbation sur le moteur maitre même plus importante relativement que celle enregistrée sur les courants du moteur maitre pendant la durée de la perturbation.

Notre recherche pour avoir une explication à ce phénomène nous a mené à ce que pour deux moteurs synchrones à aimant permanent ayant des paramètres identiques, le courant de la machine esclave est inférieur à celui de la machine maitre pour toutes les valeurs positives de  $C_{em\_m}$  et  $C_{em\_sl} < C_{em\_m}$  si la vitesse  $\Omega$  est supérieure à une valeur  $\Omega_1$  données dans la relation suivante :

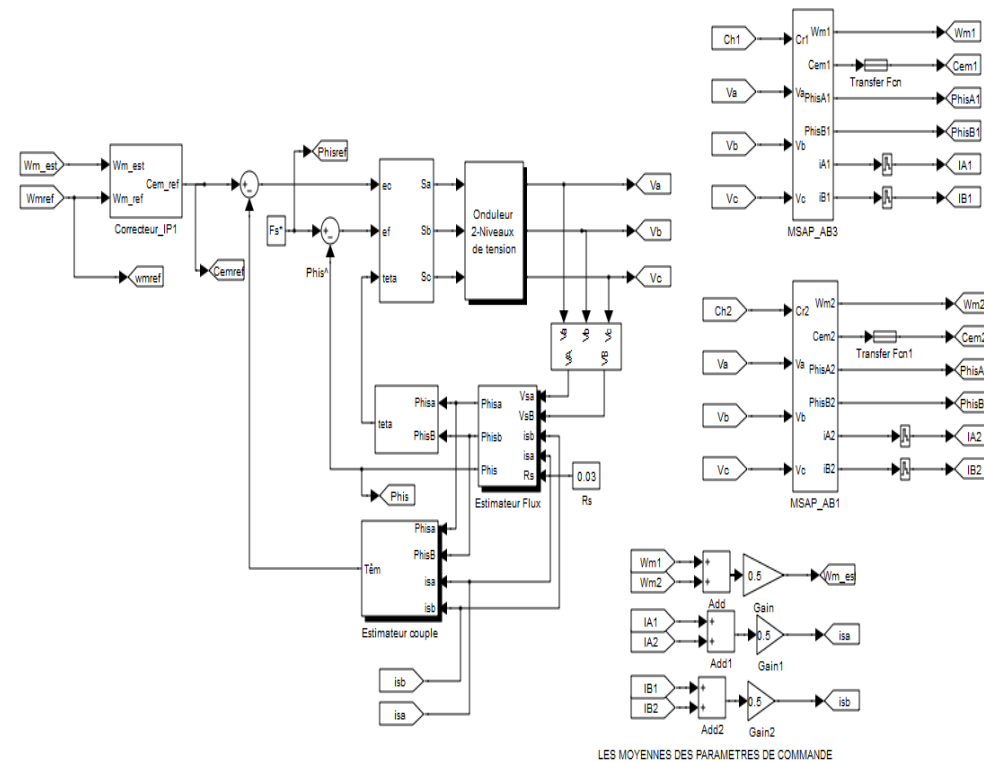
$$\forall C_{em\_m} \text{ et } \forall C_{em\_sl} \in [0, C_{em\_m}] : I_{sl} \leq I_m \Leftrightarrow \Omega \geq \Omega_1 = \frac{R}{n_p * L} \quad [\text{Pic-02}]$$

## 4.6 Structure de la commande moyenne

### 4.6.1 Description

Cette commande a pour principe de commander une machine virtuelle dans les paramètres de commande sont des valeurs moyennes des paramètres d'entrée ou de commande des deux moteurs synchrone commandés en parallèle par un unique onduleur.

Pour bien comprendre et réaliser les limites de cette méthode de commande des SMM on fait subir quelques tests pour voir la réaction de la commande.



**Figure 4.9 :** Schéma simulink de la commande moyenne

On peut distinguer différents types de réactions du système vis à vis des différents tests appliqués, on voit bien clair qu'il existe un problème dans ce système dans des cas, et une bonne poursuite des deux moteur dans d'autres cas de test.

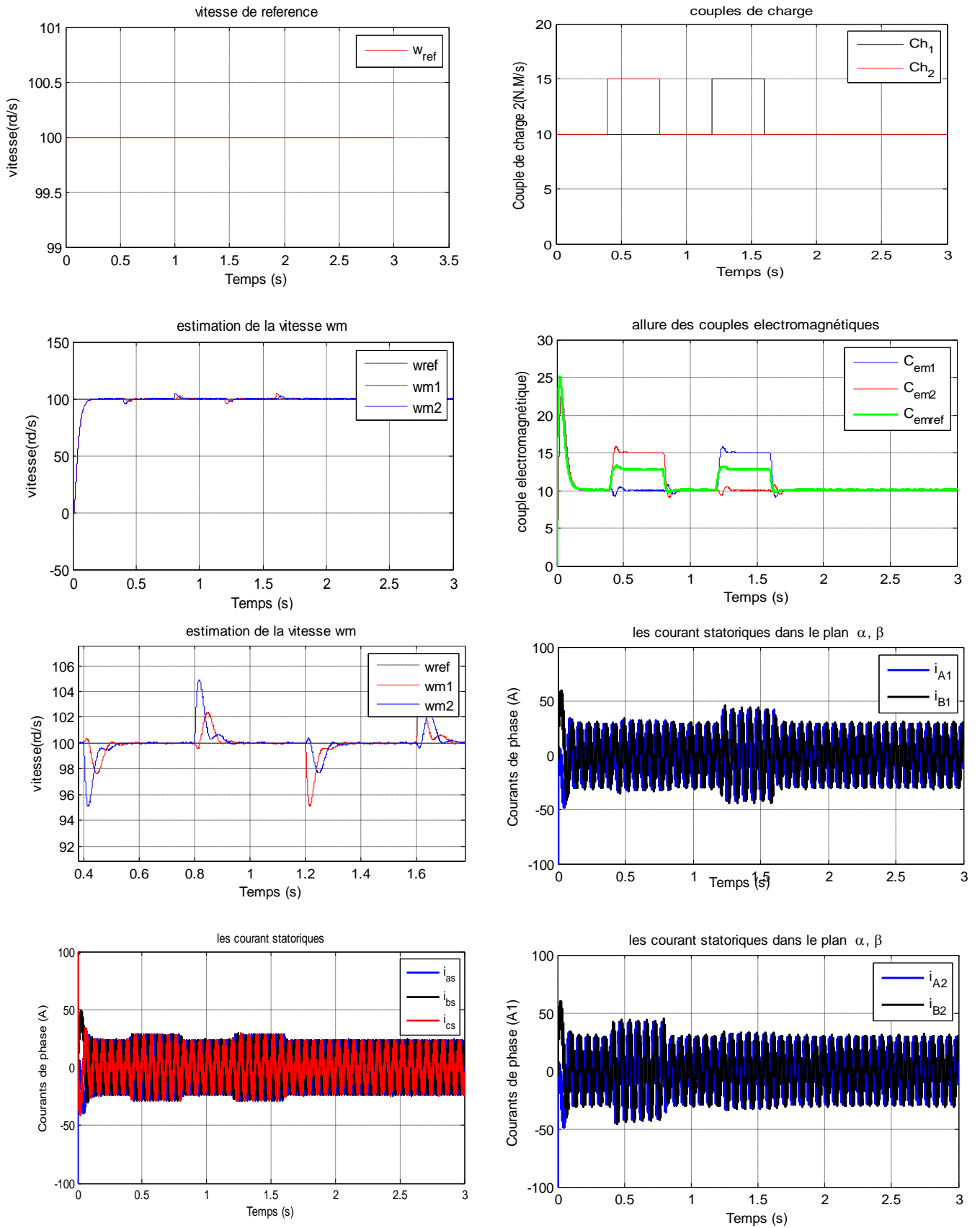


Figure 4.10: résultats de la simulation de la commande moyenne

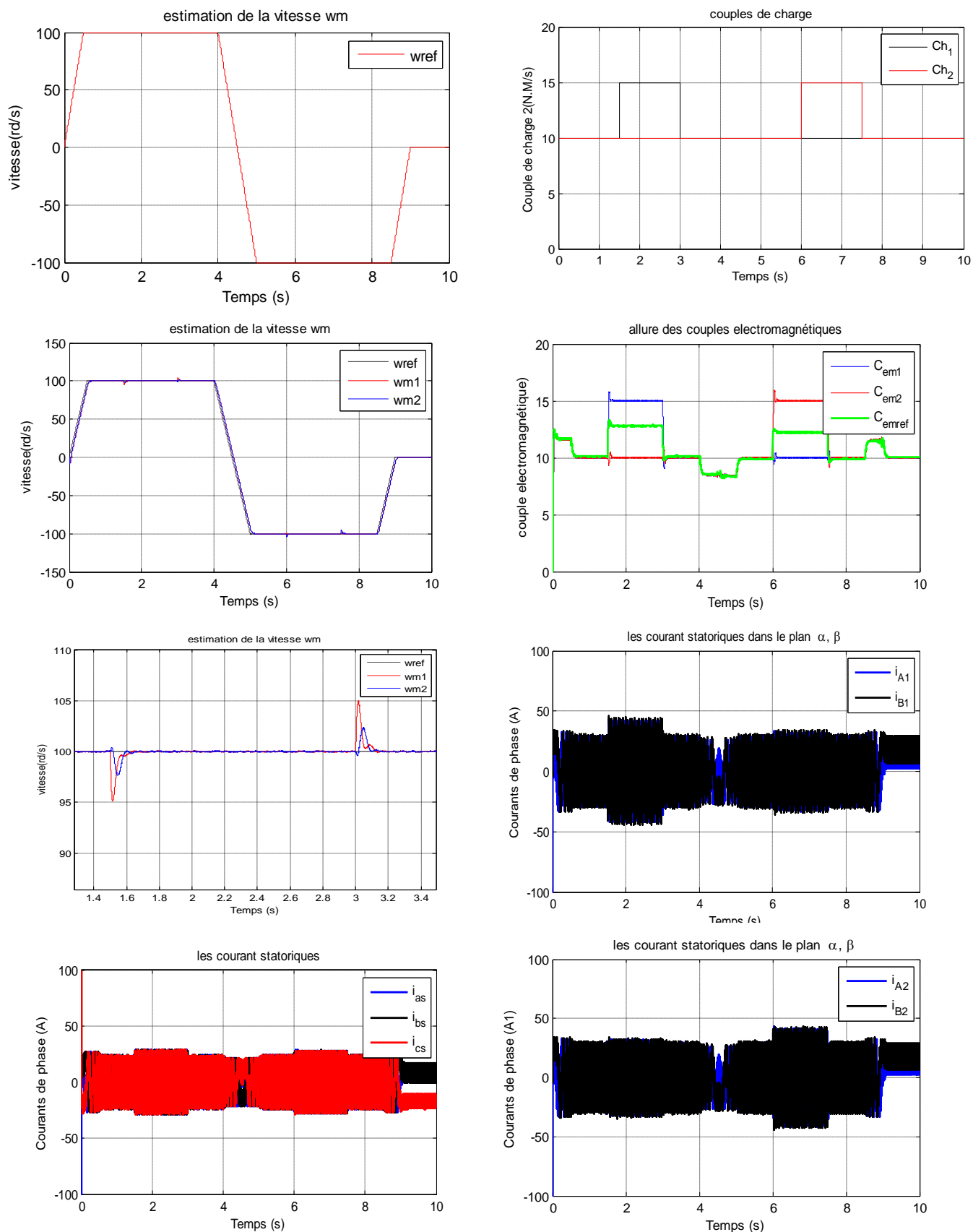


Figure 4.11 : Résultats de la simulation de la commande moyenne



On a soumis la structure de commande moyenne aux mêmes essais que précédemment. Si on perturbe le moteur esclave, de manière générale en remarque que le phénomène transitoire est une nouvelle fois évité : les vitesses des deux moteurs restent constantes comme sur la figure 4.10. On note également que les couples sur les deux moteurs sont affectés : l'esclave par la perturbation mécanique mais le maître par effet de couplage électrique par contre on juge que les amplitudes de ces ondulations sont inférieures à celles observées pour un contrôle maître-esclave.

La commande moyenne semble avoir pour effet de « répartir » les ondulations sur les deux moteurs.

Les figures nous mènent à dire qu'une commande de type moyenne ; qui consiste à réaliser une régulation d'une machine moyenne équivalente aux deux machines connectées en parallèles, avec une commande directe du couple. En fait, on voit clairement que tant que les fonctionnements sont parfaitement équilibrés les comportements des deux machines sont semblables à deux systèmes mono-machines, en revanche si des déséquilibres apparaissent au niveau des charges, on constate que la commande impose un couple de référence nettement inférieur au couple de charge perturbateur ce qui met en cause la fiabilité de la commande lors des régimes transitoires comme sur la figure 4.11.

En ce qui concerne les courants : chaque machine a sa propre réaction vis-à-vis de la perturbation sauf que les courants statoriques donnent l'image de la machine virtuelle moyenne comme présentent les figures 4.10 et 4.11 des deux tests.

La méthode moyenne montre une bonne stabilité lorsqu'il s'agit d'une charge commune bien répartie sur les deux moteurs comme on voit bien sur les graphes, mais le système lors d'un déséquilibre des charges sur les axes des deux moteurs peut souffrir mécaniquement par défaut d'un couple de référence insuffisant et au niveau des flux d'un handicap, le moteur a détecté la saturation électromagnétique de l'un des deux moteurs.

## **4.7 La commande maître- esclave mixte (alternée)**

### **4.7.1 Introduction**

Dans ce chapitre on présente l'étude d'un système composé de deux machines synchrones à aimants permanents connectées en parallèle sur un onduleur unique mutualisé. Afin d'en assurer la stabilité, le synchronisme des deux moteurs doit toujours être respecté. Cependant, avec la structure maître/esclave étudiée, seul un des deux moteurs est autopiloté. Une stratégie prenant en compte la variation des paramètres internes et externes du système est donc nécessaire. Une solution est proposée et sa robustesse en présence d'impact du couple de charge est évaluée.

Généralement afin de respecter la stabilité, chaque MSAP est alimenté par son propre onduleur et est piloté par sa commande. Cependant en considérant que les deux moteurs ont les mêmes caractéristiques et qu'ils doivent être pilotés à la même vitesse, il est possible de les connecter en parallèle sur un onduleur unique qui est ainsi mutualisé. La structure est appelée « maître-esclave » alternée c'est-à-dire que seul un des deux moteurs est piloté (maître) L'autre moteur fonctionne en boucle ouverte (esclave).

Vu que la même tension ( V ) est appliquée sur les deux moteurs leur vitesse de rotation est identique en régime permanent.

Dans le cas étudié un onduleur de tension est utilisé .La vitesse de rotation du moteur maître est régulée en utilisant une régulation type IP.

#### 4.7.2 Etude de la variation des charges

##### 4.7.2.1 Choix du moteur maître

Dans notre travail, les machines étudiées ont des paramètres identiques et ne sont pas liées mécaniquement. Seules les charges appliquées aux moteurs sont différentes :

- Si  $\frac{d}{dt}(\overline{\varphi_s}) = \overline{V_s} - R_s \cdot \overline{I_s}$   $C_{ch} < C_m$  le synchronisme du moteur esclave est respecté et le système est stable.

- Si  $C_{ch} > C_m$  il y'a une possibilité d'instabilité du moteur esclave.

Pour s'assurer de la stabilité du système, le moteur qui doit être choisi comme étant le maître et donc celui sur lequel la charge la plus importante est appliquée.

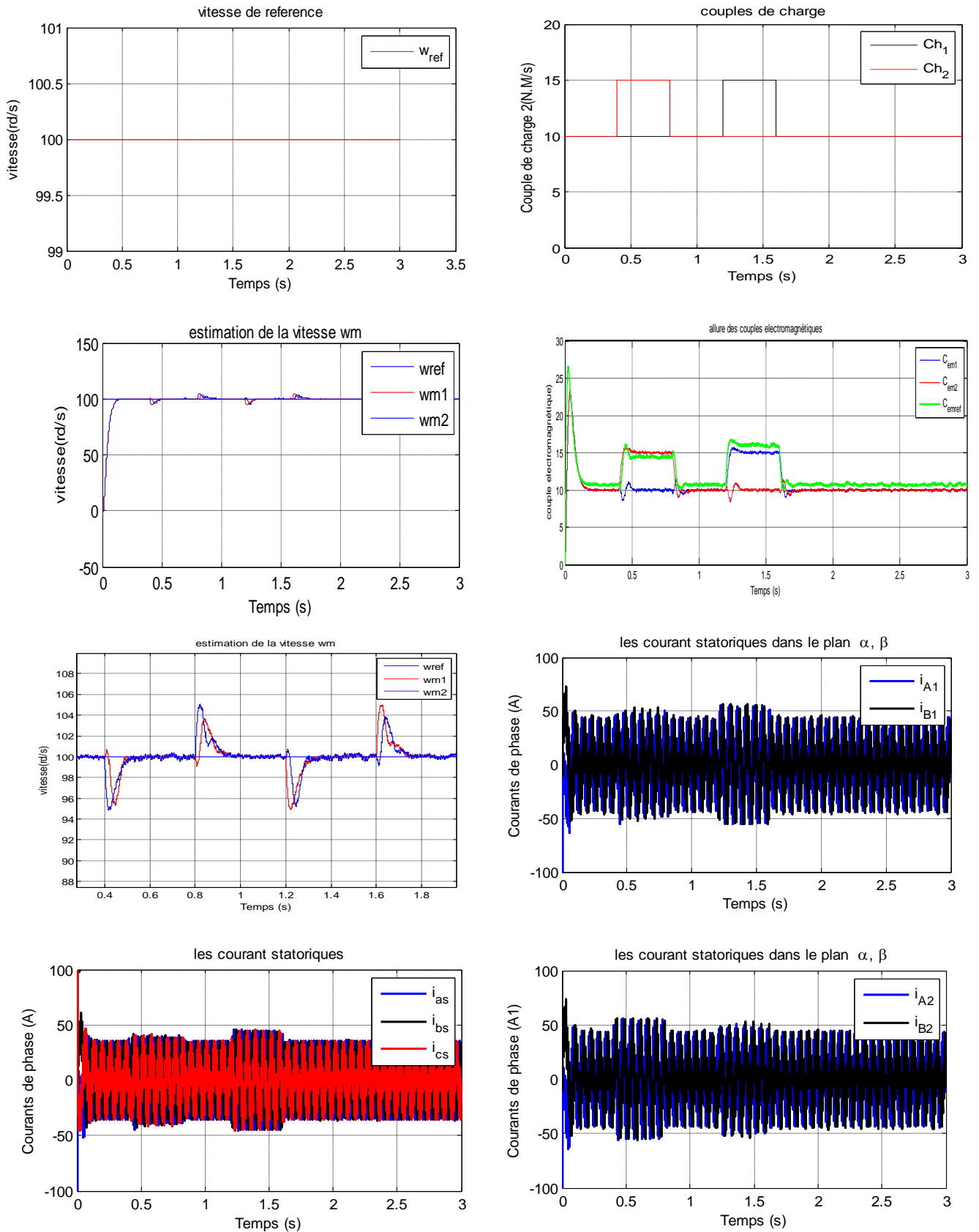
Vu qu'on ne maîtrise pas forcément quelle charge est imposée sur chaque moteur, les deux peuvent devenir maître à tout instant. Il est donc nécessaire de pouvoir contrôler chacun des moteurs à part.

La tension d'alimentation  $V$  étant la même pour les deux moteurs, cela revient à comparer les positions rotoriques suite à une simulation sur simulink.

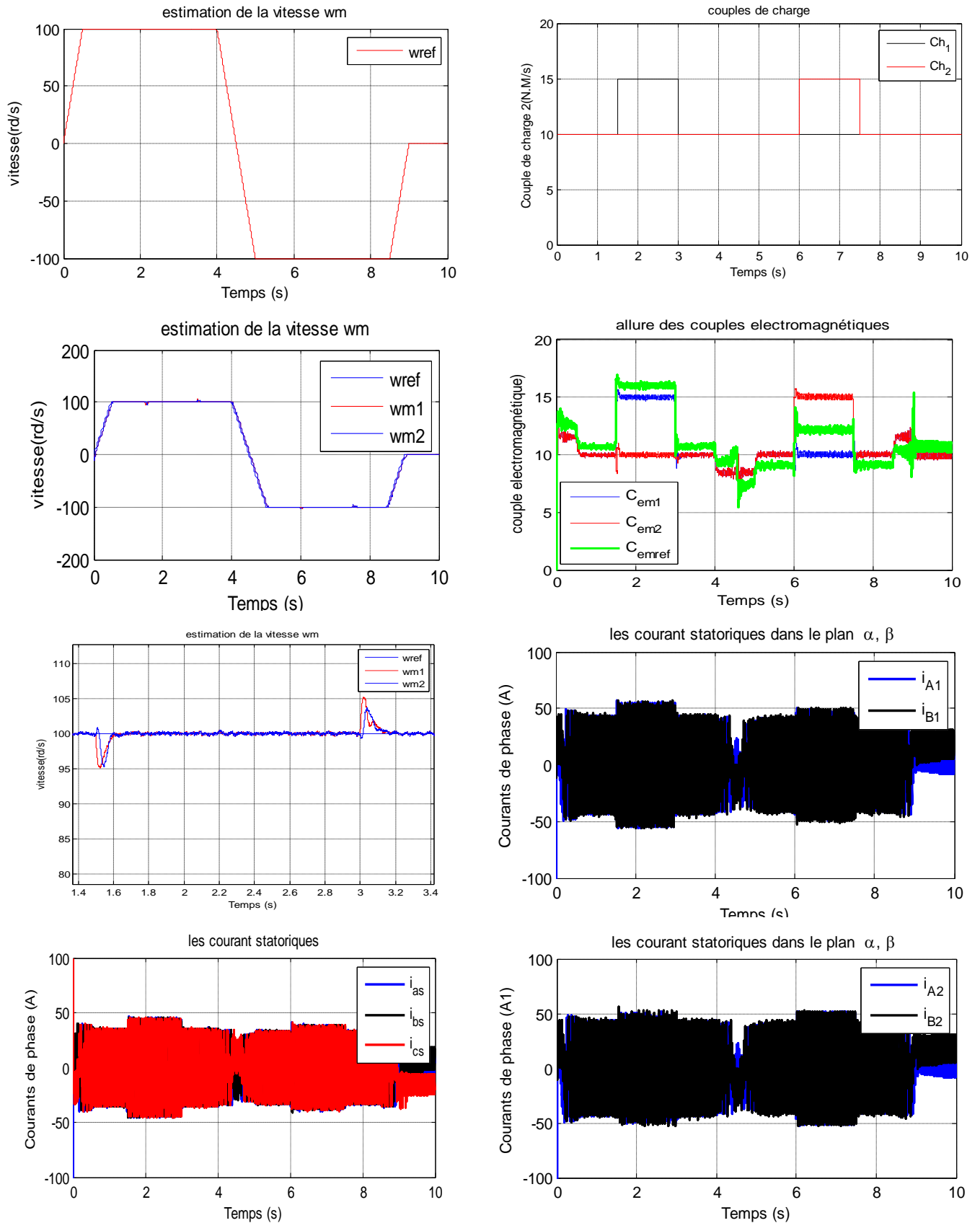
La simulation réalisée sur matlab, nous donnera la main pour tester la fiabilité de notre schéma de réalisation de la structure parallèle « maître- esclave » ou dite mixte.

Les différents tests auront pour but de s'assurer du bon comportement des deux moteurs synchrones à aimants permanents vis à vis une multitude de situations et d'enregistrer les réponses des couples des deux moteurs ainsi que leurs vitesses en fonction des perturbations injectées.





**Figure 4.13 :** résultats de la simulation de la commande maitre esclave mixte



**Figure 4.14** : résultats de la simulation de la commande maître esclave mixte

Vu qu'on ne maîtrise pas forcément quelle charge est imposée sur chaque moteur, les deux peuvent devenir maîtres ou esclaves à tout instant. Il est donc nécessaire de pouvoir contrôler chacun des moteurs. La tension d'alimentation  $V$  étant la même pour les deux moteurs, cela revient à comparer les positions rotoriques ou simplement mes charges pour voir le moteur qui a la plus petite valeur pour cet angle c'est-à-dire la charge la plus importante devient alors le maître.

Un signal est alors créé grâce à un comparateur à hystérésis ou bien un Switch, ce qui permet de choisir quel est le moteur maître.

Dans cette simulation on voit bien claire que le moteur maître est toujours la machine qui subit la perturbation de telle façon à éliminer les inconvénients déjà enregistrés sur la simulation de la commande maître-esclave classique lors de la perturbation du moteur esclave.

En ce qui concerne le couple de référence imposé par la commande  $C_{em\_ref}$  selon les figures précédente c'est toujours égale au couple électromagnétique  $C_{em\_m}$  qui assure que la perturbation est bien gérée car elle est sous une intégrale commande DTC. Au niveau des vitesses des deux moteurs la poursuite est bien assurée des deux moteurs à la vitesse de référence sauf quelques dépassements qui sont maîtrisés lors des débuts et fins des perturbations. Dans cette commande alternée on peut dire qu'elle n'a hérité de la commande « maître-esclave » classique que ses avantages.

Pour les courants et selon ce qu'on peut dire, c'est que les deux moteurs sont maîtres et esclaves à la fois et que le couplage électrique lie les deux machines suite à l'apparence d'une augmentation dans les courants de chaque moteur lors de la perturbation de l'autre. Donc l'alternance est bien réalisée et observée.

Un seul point dont on peut parler c'est la lenteur de la réaction mécanique du comparateur dont on utilise pour faire le choix du maître par rapport à la réaction électrique des moteurs pour cela on peut agir sur cela pour obtenir de meilleurs résultats comme on va voir dans le chapitre V.

#### 4.8 Conclusion

D'après les résultats de notre simulation et vu les différents tests effectués, on constate qu'il est donc possible de réguler la vitesse et le couple d'un système comprenant deux machines synchrones connectées en parallèle sur un onduleur unique qui est ainsi mutualisé. Un tel système peut être utilisé en redondance en cas de panne d'un onduleur ou même pour réduire le coût de la commande utilisée tout en sachant qu'un onduleur est un appareil coûteux. Pour les conditions décrites dans ce chapitre la commande « maître-esclave » alternée en choisissant le maître comme étant celui qui a la plus grande charge ou perturbation, assure la stabilité du système. En effet, même si les régimes transitoires sont plus ou moins importants et longs selon la variation des paramètres qu'ont subies les machines, le régime permanent est toujours atteint et le synchronisme des machines est respecté. Les variations dans les couples ou les vitesses ont cependant une influence sur les valeurs du courant traversant la machine esclave.

## Chapitre 5

### Approche proposée de commande des systèmes multi-machine

#### 5.1 Introduction

Avant d'introduire l'idée proposée, quelques problèmes doivent être expliqués concernant les machines électriques en parallèles. En appliquant un vecteur de tension unique, le vecteur du flux statorique de tous les moteurs en parallèles varie instantanément suivant la direction[Esc-99][Wan-05].

$$\frac{d}{dt}(\overline{\phi_s}) = \overline{V_s} - R_s \cdot \overline{I_s} \quad (5.1)$$

Avec  $\overline{V_s}$ ,  $\overline{I_s}$  et  $\overline{\phi_s}$  sont les vecteurs de tension statorique, courant statorique et le vecteur du flux statorique.  $R_s$  est la résistance statorique. Ces vecteurs sont calculés en utilisant la transformation de Park. Si une tension appliquée cause une croissance /décroissance dans le flux statorique d'un moteur le flux statorique des autres moteurs aussi s'affecte par croissance ou décroissance. Cependant la quantité de variation dans tous les moteurs peut ne pas être la même[Mat-98][Mat-04].

Un autre problème dans la commande des systèmes, c'est la commande de la vitesse. Dans les applications de régulation de vitesse, il n'est pas toujours possible de réaliser une bonne régulation pour tous les moteurs, donc certains points de fonctionnement restent non satisfaits. En pratique, il peut y avoir une discordance dans les paramètres de la machine.

Les moteurs peuvent aussi être sous l'effet de différents couples de charge. On suppose que les deux moteurs ont les mêmes paramètres et les mêmes caractéristiques. Si la charge appliquée est différente, donc leurs vitesses ne sont pas les mêmes.

Dans le cas où le couple du moteur MS1 est supérieure à celui du moteur MS2 tandis que sa vitesse est inférieure, la différence entre les vitesses augmente lorsque la vitesse de référence décroît.

Si les paramètres des deux machines présentent une certaine tolérance et leurs caractéristiques discordent et comme cité auparavant, le couple du moteur MS1 est supérieure, donc le problème peut être soit un avantage ou un inconvénient.

Dans les systèmes multi-machines avec un seul convertisseur, en général, tous les moteurs ont des caractéristiques identiques. Avec les machines connectées en parallèle la distribution de la charge est influencée seulement par un choix correct de la caractéristique mécanique couple-vitesse[Wan—05].

Normalement, dans de tels Systèmes, la charge mécanique est la même pour tous les moteurs et le Système de la commande doit assurer une répartition propre de la charge entre eux[Mat-01].

## **5.2 Technique de commande proposée**

La méthode proposée est basée sur la technique de commande directe du couple appliquée conventionnellement aux moteurs à aimants permanents (DTC). Dans la méthode (DTC), le flux et le couple électromagnétique sont commandés par l'ajustement du module et de la position du flux statorique respectivement ce principe sera utilisé dans cette méthode proposée. La méthode est expliquée pour un système à deux moteurs et peut être généralisée pour les systèmes multi-machines-multi-convertisseurs.

Pour chaque moteur une stratégie de commande DTC conventionnelle est appliquée indépendamment, donc quelques changements sont faits pour adapter cette technique à ces systèmes.

Dans le système conventionnel y'a deux boucles de retour, une pour la commande du flux statorique et l'autre pour le couple électromagnétique. Notre méthode proposée utilise aussi les deux boucles de commande mais avec des procédures différentes dans chaque boucle. Cette dernière sera expliquée dans ce qui suit.

### **5.2.1 Boucle de commande du couple électromagnétique**

La nouvelle idée dans la boucle de commande du couple est la prise en compte des couples des deux moteurs et de déterminer les besoins du système global avant de faire le choix du vecteur de tension. Ceci est possible à partir d'un tableau d'équivalence qui sera dressé, pour le cas dans lequel le comparateur à trois niveaux est utilisé dans la boucle de commande du couple, la procédure est expliquée ci-dessous et montrée dans le Tableau 5.1. Dans ce tableau les valeurs de -1, 0, 1 sont les sorties du comparateur d'erreur dans le couple «  $\mu$  » de telle sorte que :

- 1- si les deux moteurs demandent la réduction du couple, un vecteur est appliqué pour réduire le couple.
- 2- si les deux moteurs ne demandent aucun changement, donc le vecteur appliqué reste inchangé.



- 3- si les deux moteurs requièrent une augmentation du couple, donc un vecteur est appliqué pour augmenté le couple.
- 4- si l'un des moteurs demande une diminution dans le couple et l'autre ne demande pas de changement, donc le vecteur appliqué diminue le couple.
- 5- si l'un des moteurs demande une augmentation du couple et l'autre ne demande aucun changement, donc le vecteur appliqué augmente le couple
- 6- L'un des moteurs demande une augmentation du couple et l'autre requiert une diminution du couple, alors le vecteur appliqué reste constant.

L'idée proposée est schématisée en détail dans le tableau (I), dans ce tableau les différentes situations possibles pour l'erreur en couple «  $\mu$  » dans la boucle de commande sont présentées.

		<b>Moteur 2</b>		
	<b><math>\mu</math></b>	<b>-1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>
<b>Moteur 1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>
	<b>0</b>	<b>-1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>
	<b>-1</b>	<b>-1</b>	<b>-1</b>	<b>0</b>

**Tableau 5.1 :** La boucle de commande du couple .

Finalement, en utilisant la sortie de ce tableau et la sortie de la boucle de commande du flux statorique, le vecteur tension approprié est choisi en se basant sur la table de switching du DTC conventionnel.

### 5.2.2 Boucle de commande du flux statorique

Dans la boucle de commande du flux statorique, on doit savoir que le flux dans n'importe quelle machine ne doit pas excéder sa valeur nominale. Selon l'équation 5.1, Le flux statorique dans chaque machine synchrone à aimants permanents dépend fortement de la tension appliquée. Dans certains cas dans lesquelles les paramètres des moteurs sont différents, où les moteurs subissent des couples de charge différents, les flux statoriques sont différents, de l'équation 5.1, on peut remarquer que le vecteur flux statorique dépend seulement de la résistance statorique.

Cependant, quand les résistances statoriques sont les mêmes on peut s'attendre à des valeurs de flux identiques dans les deux machines. Ceci est vrai seulement en régime permanent, et durant les régimes transitoires, la différence entre les deux flux peut être observée, cette différence serait encore plus grande si la vitesse du moteur augmente. Pour cette raison, dans des cas où les charges moteurs ou les résistances statorique sont différentes, la référence de la vitesse ne peut aller au dessous d'une certaine valeur dans les applications à vitesse commandée, Car, comme le flux statorique d'un moteur diminue, son couple généré diminue.

Dans ces conditions, la stratégie de commande moyenne ne peut être utilisée car le flux d'une machine peut être saturé tandis que sa valeur moyenne est égale à la valeur de référence. Cependant, la technique de commande « maître-esclave » peut être utilisée pour la commande du flux statorique de telles façons à ce que seulement le flux statorique d'un seul moteur est commandé. Mais le moteur avec le flux statorique le plus grand sera choisi comme maître, et sa valeur est choisie comme référence.

Pour éviter la saturation du flux dans les situations différentes, le moteur maître peut changer.

Cependant dans la méthode proposée, une méthode d'alternance « maître-esclave » est utilisée pour la commande du flux statorique de tel sorte que :

Pour choisir précisément le moteur maître et éviter la saturation du flux, on a besoin d'un index comme le produit de la résistance statorique et le couple électromagnétique, c'est-à-dire  $(R_s * C_{em})$ . [Mat-98]

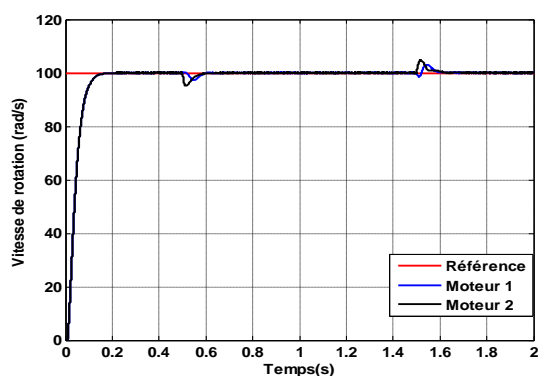
Pour chaque moteur, ce produit sera calculé et le moteur avec le plus petit index sera choisi comme le moteur maître. Dans les cas où les paramètres des deux moteurs sont égaux, le moteur avec le moindre couple sera choisi comme maître. La durée et la valeur de la différence entre les deux index sont importantes pour prévenir un changement de maître fréquent durant les régimes transitoires.

Dans la DTC conventionnelle, la dernière étape est la sélection du vecteur de tension en utilisant un tableau d'équivalence et le vecteur tension appliqué est sélectionné.

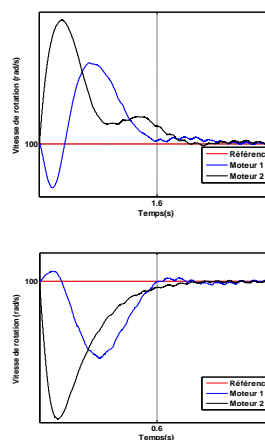
Afin d'assurer la bonne réaction de notre commande améliorée on fait subir à notre système différents tests tel que des perturbations sur le moteur maître ou sur l'esclave avec des changements de sens dans les vitesses et voir les courbes des couples, vitesse et courants ainsi que la stabilité magnétique des deux moteurs.

### 5.3 Résultats de simulation

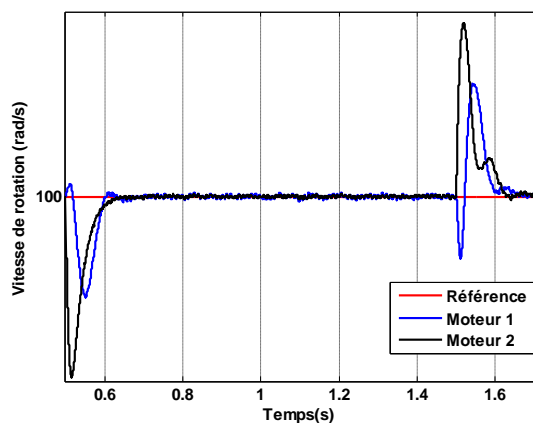
#### 5.3.1 Test 1 : un échelon de vitesse suivi d'une augmentation dans la charge du moteur maître :



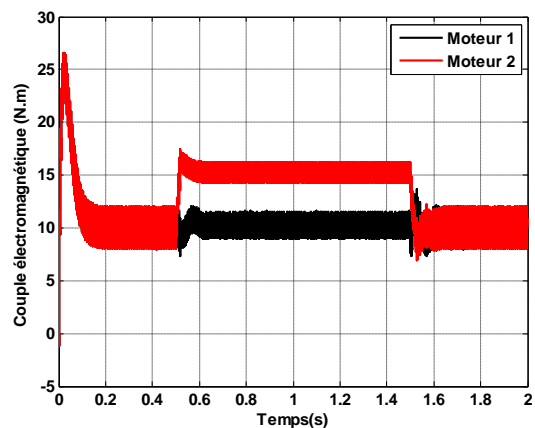
A : variations des vitesses (rad/s)



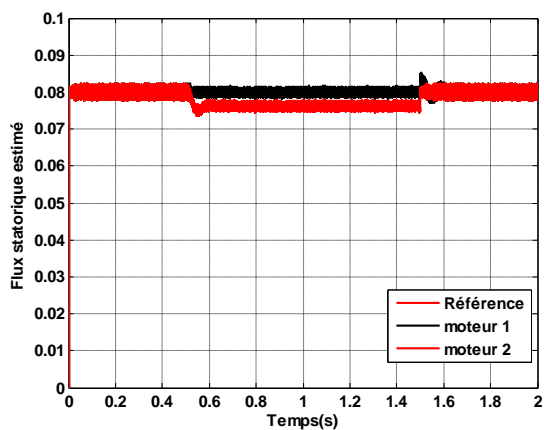
A1 : zoom sur les courbes des vitesses (rad/s)



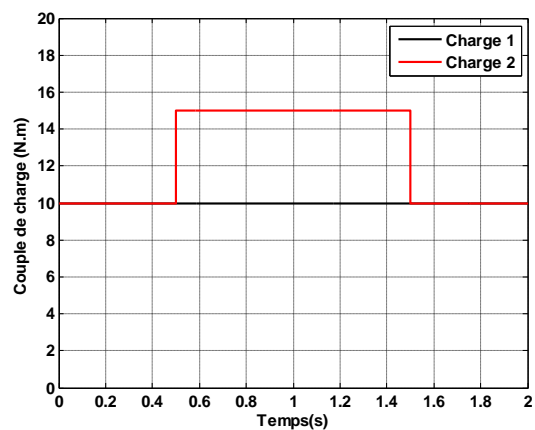
A2 : Zoom sur les vitesses



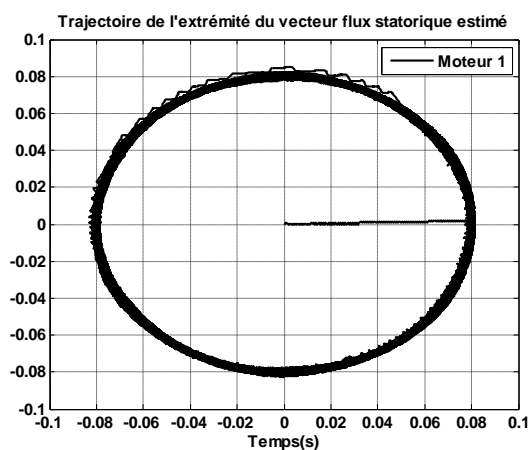
B : Réactions des couples électromagnétiques



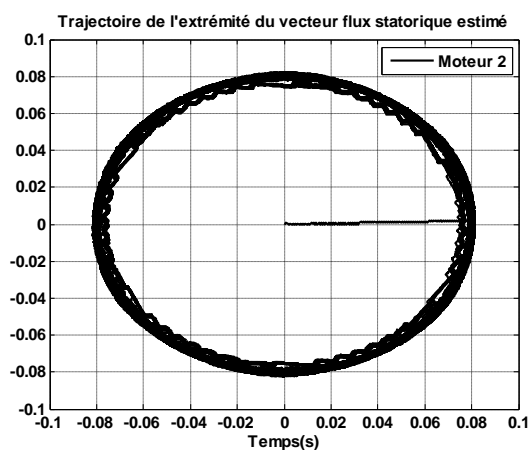
C : les flux statoriques estimés



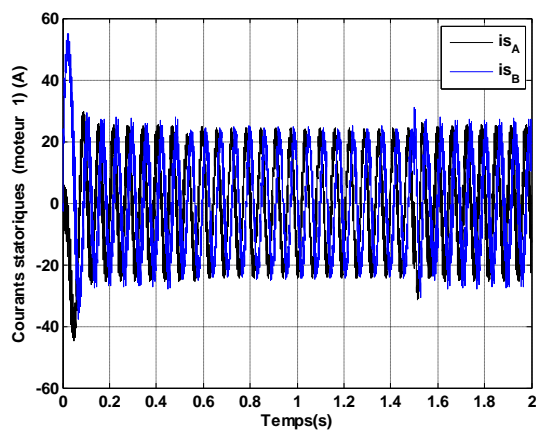
D : perturbations des charges



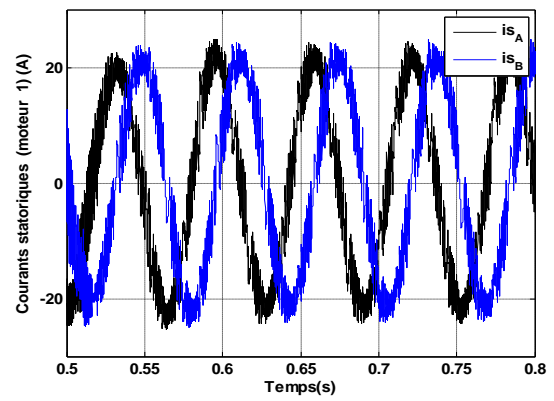
E :trajectoires de l'extrémité du vecteur flux statotique MS1



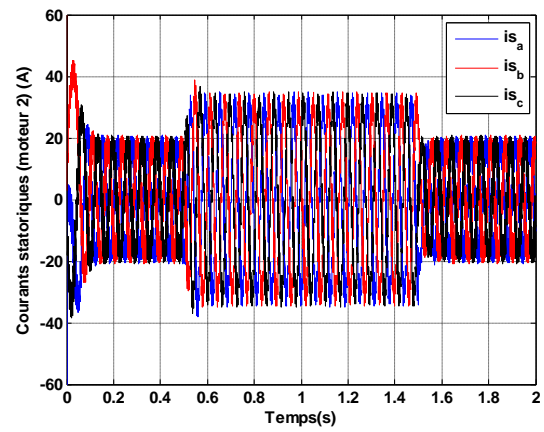
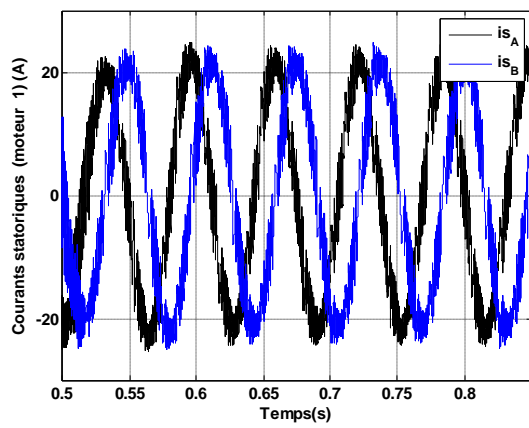
F :trajectoires de l'extrémité du vecteur flux statotique MS2



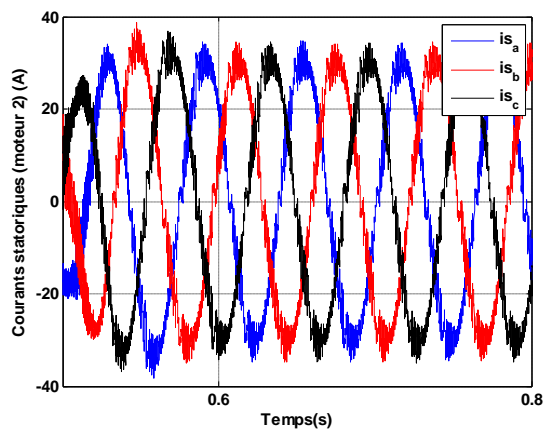
G : Courants statoriques Moteur1



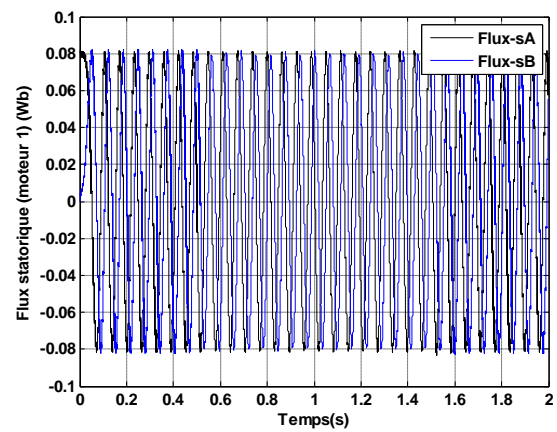
G1 : Zoom sur courants statoriques Ms1



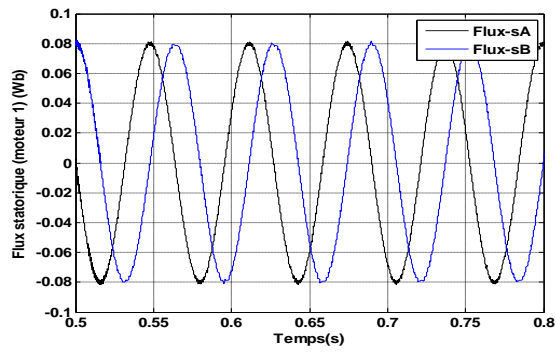
H : Courants statorique MS2



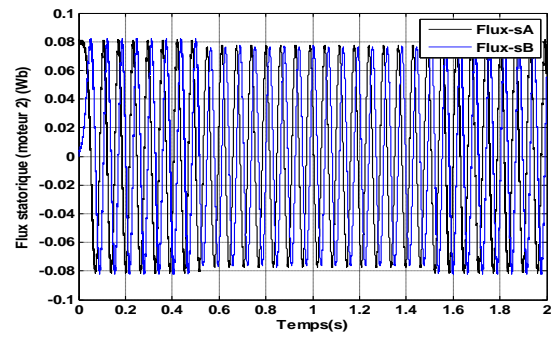
H1 : Zoom courants statoriques MS2



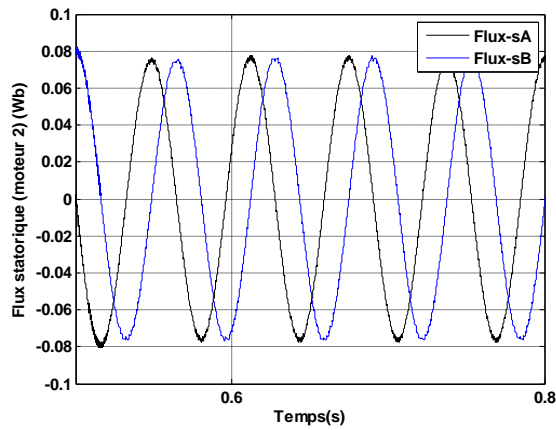
I : Flux statorique moteur MS1



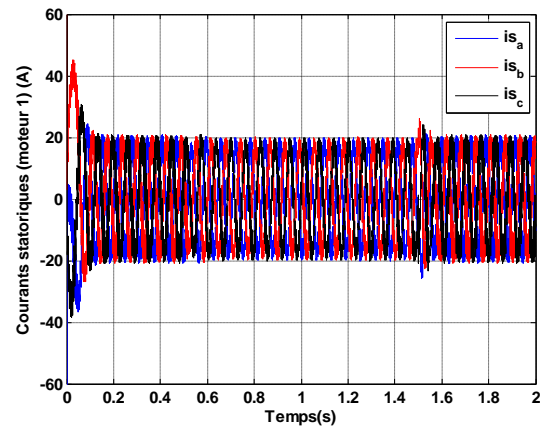
I1 :Zoom Flux MS1



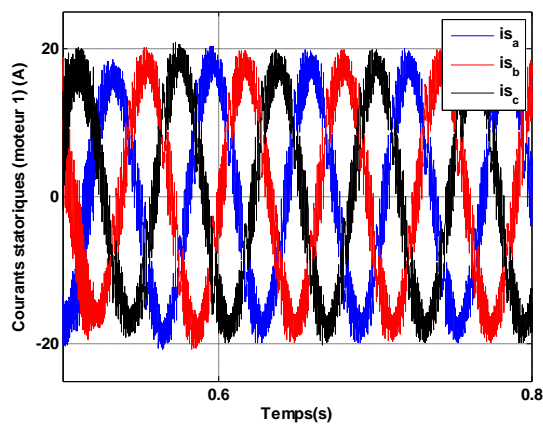
J :Flux statorique MS2



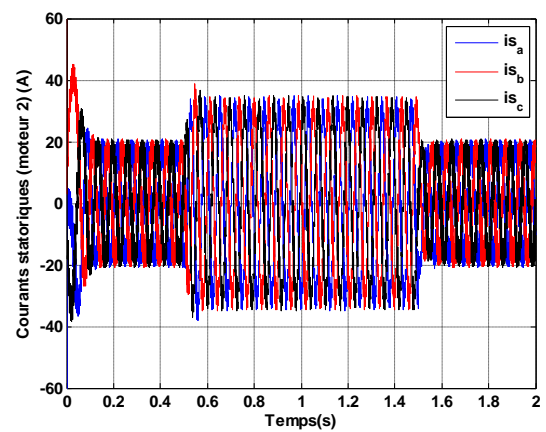
J1 :Zoom Flux statorique MS2



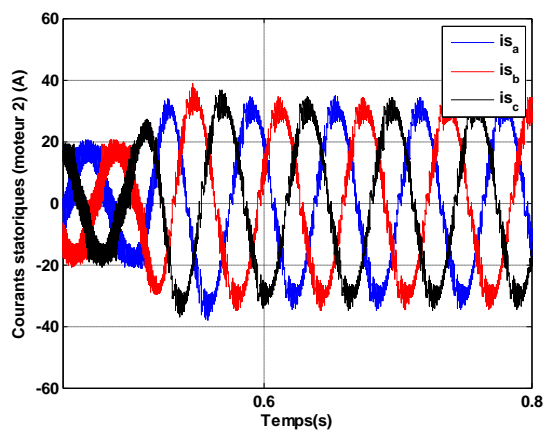
K :Courants statorique MS1



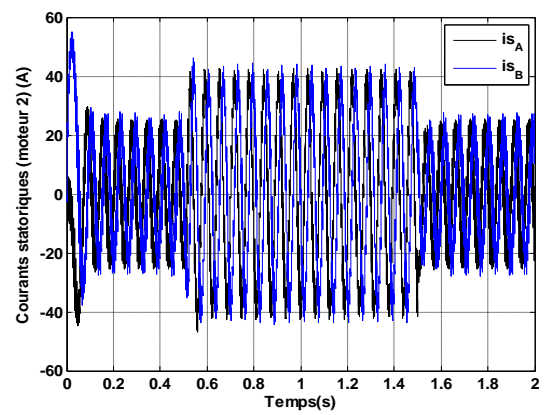
K1 :Zoom courants statoriques MS1



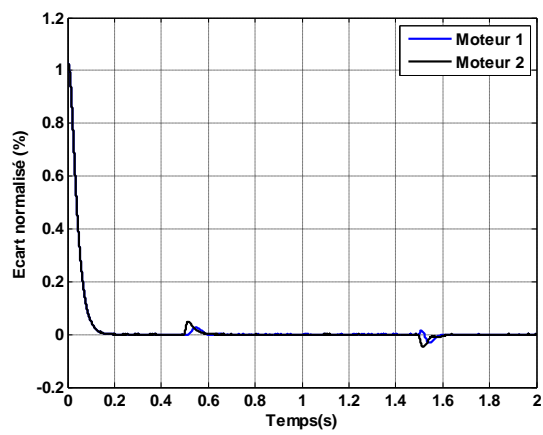
L :Courants statoriques MS2



L1 :Zoom courants statoriques MS2

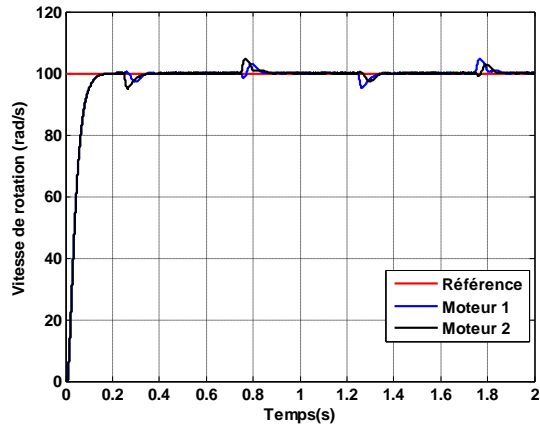


M : Réaction des courants statoriques MS2

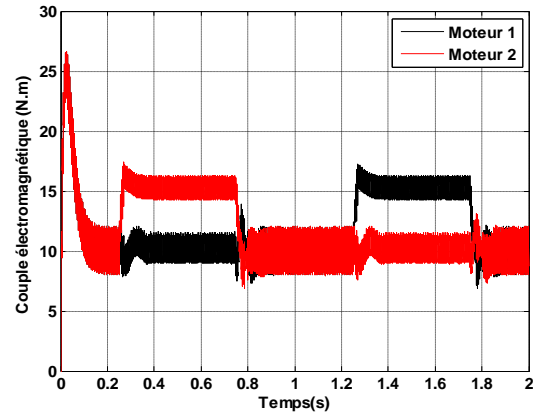


**Figure 5.1** : Différente courbes A,B,C,D,E,F,I,J,K,L,M des deux moteurs suite au test N°1

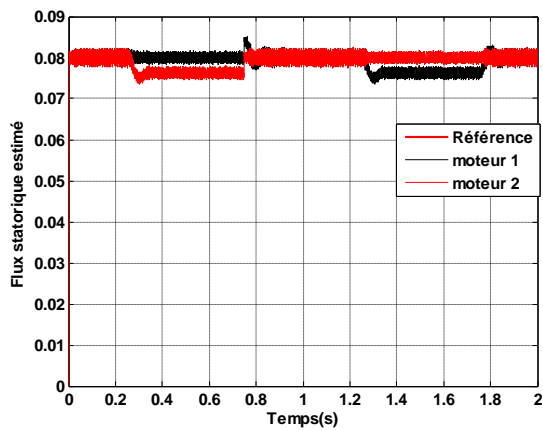
### 5.3.2 Test 2 : un échelon de vitesse suivi de perturbations simultanées sur les deux moteurs maître et esclave :



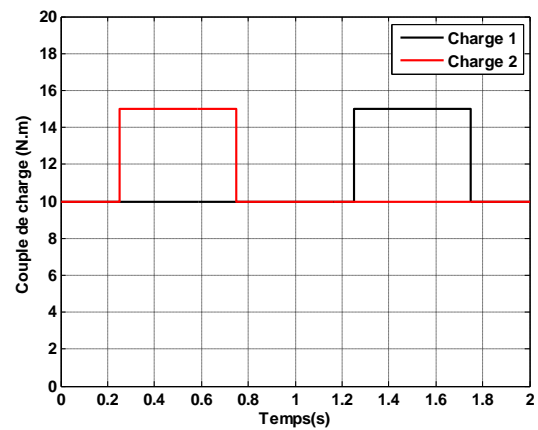
A :Allures des vitesses MS1 et MS2



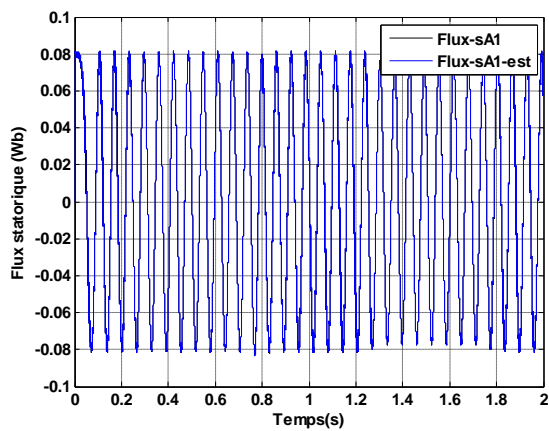
B :Alures Des Cem MS1 eT MS2



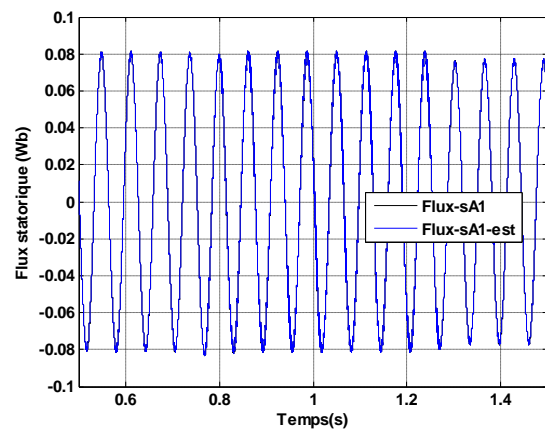
C :Allures des flux en module de MS1 et MS2



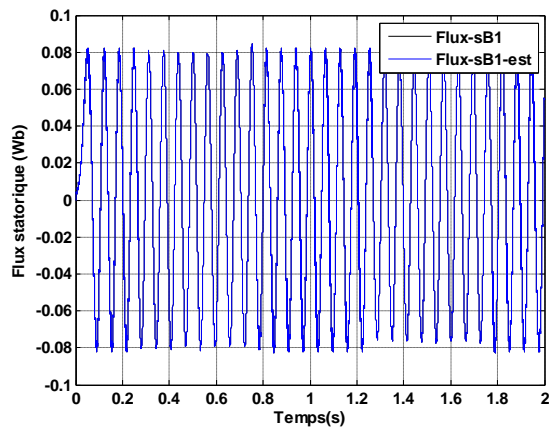
D :Variations des Charges 1 et 2



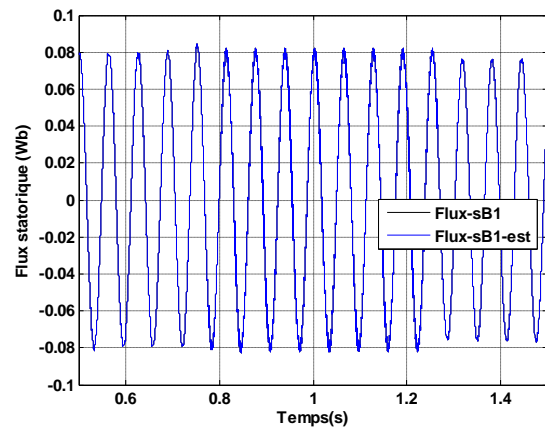
E :flux statorique MS1



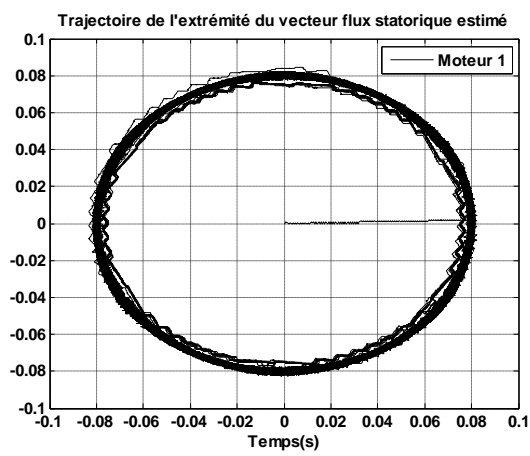
E1 :Zoom Flux statoriques MS1



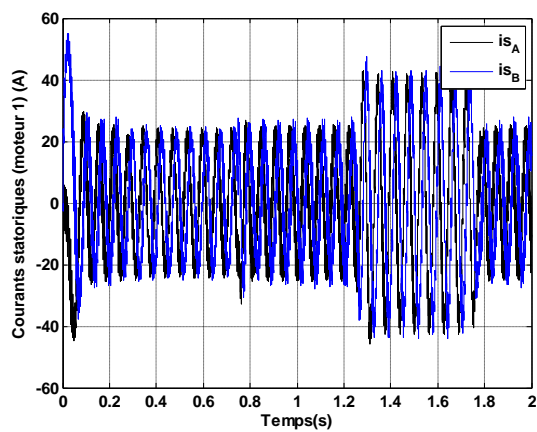
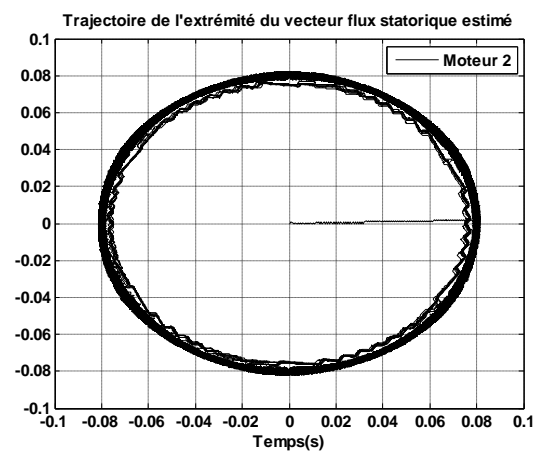
F :Flux statorique MS2



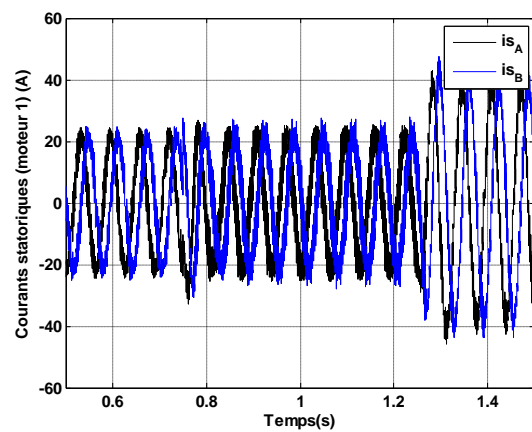
F1 :Zoom Flux statorique MS2



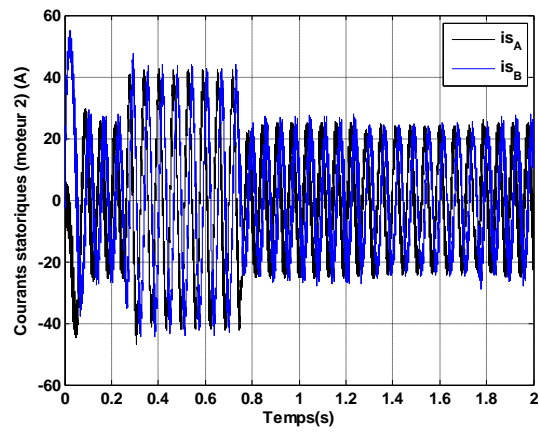
G : Trajectoire des vecteurs flux



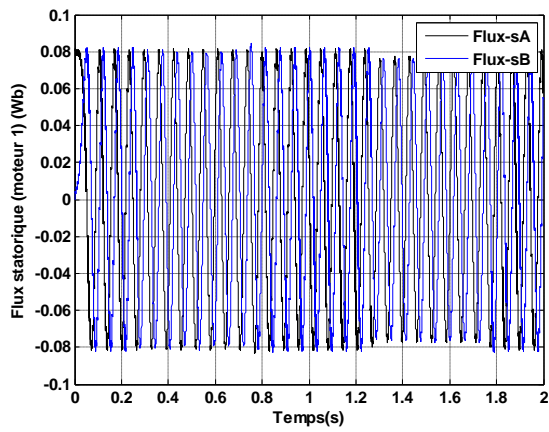
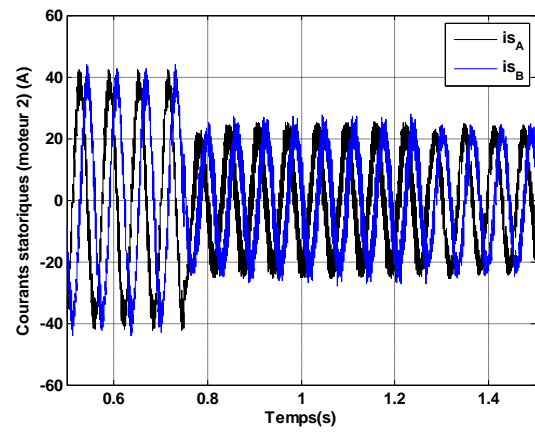
H :Courants statorique MS1



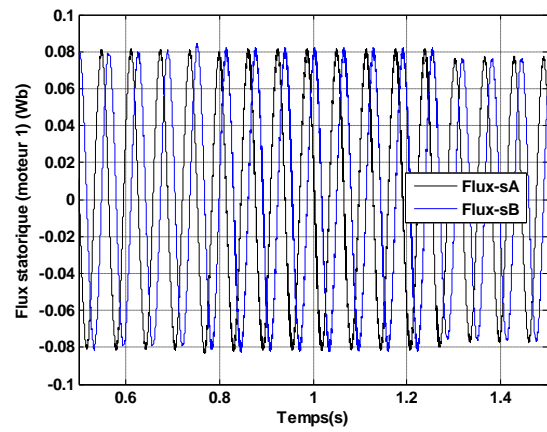




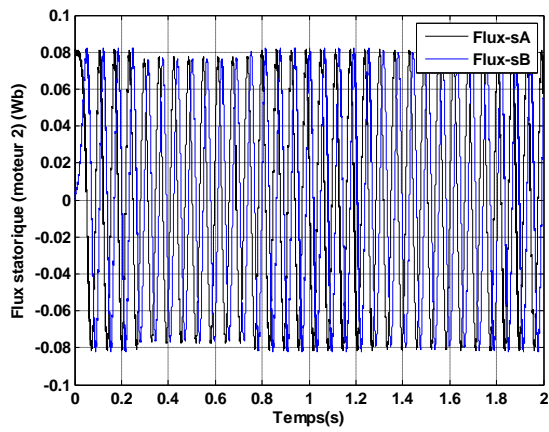
I : Courants statoriques MS2



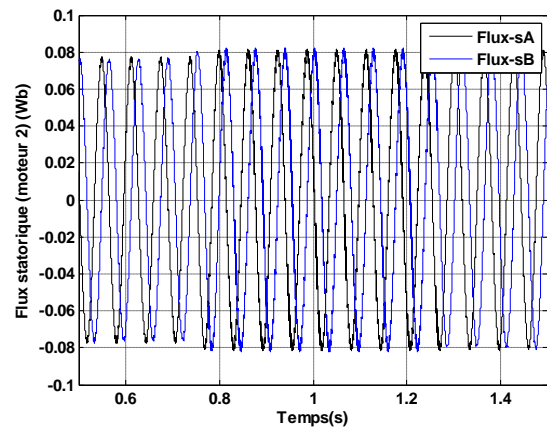
J : Flux statorique MS1



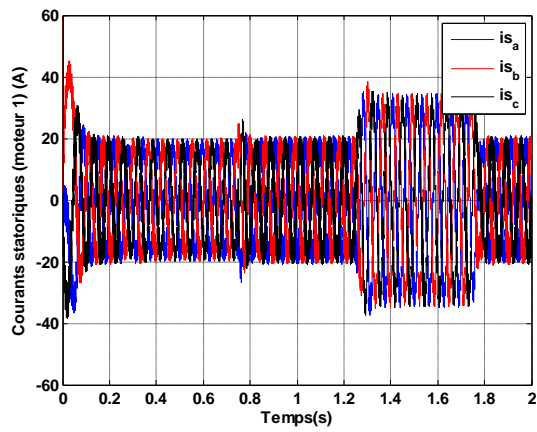
J1 : Zoom



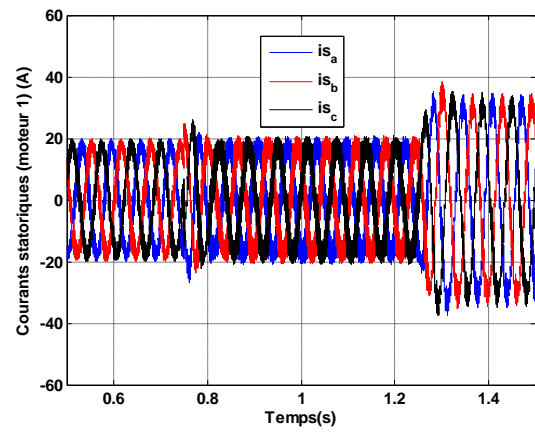
K : Flux statorique MS2



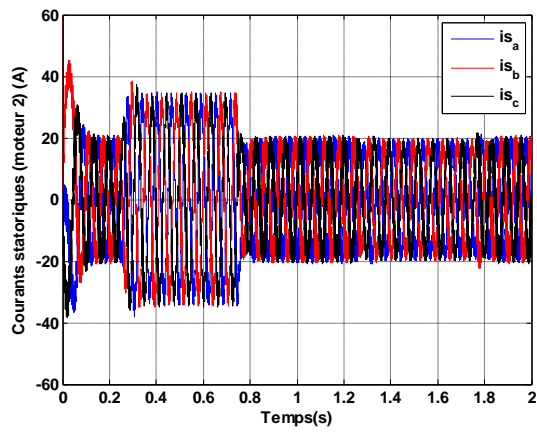
K1 : Zoom



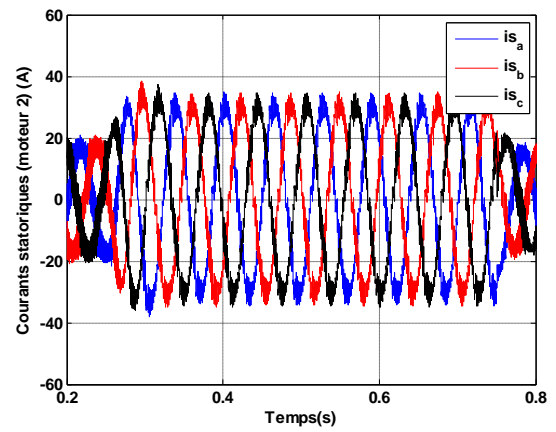
L : Courants statoriques MS1



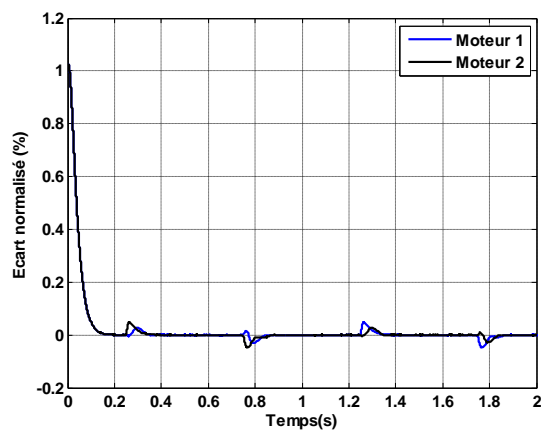
L1 : Zoom



M : Courants statoriques MS2

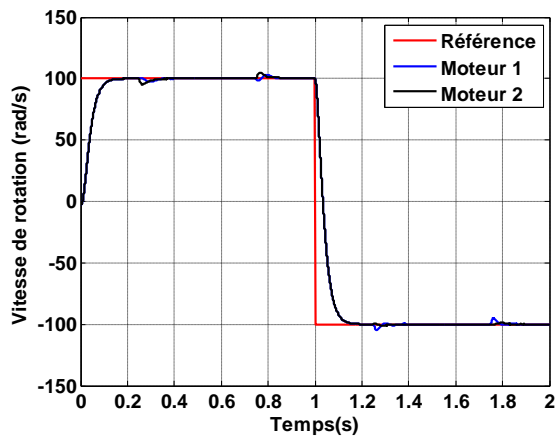


M1 : Zoom

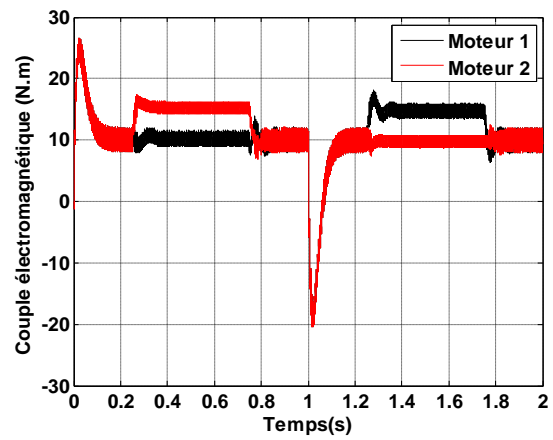


**Figure 5.2 :** A,B,C,D,E,F,G,H,I,J,K,L,M Réactions électriques et magnétiques du système suite au test N°2

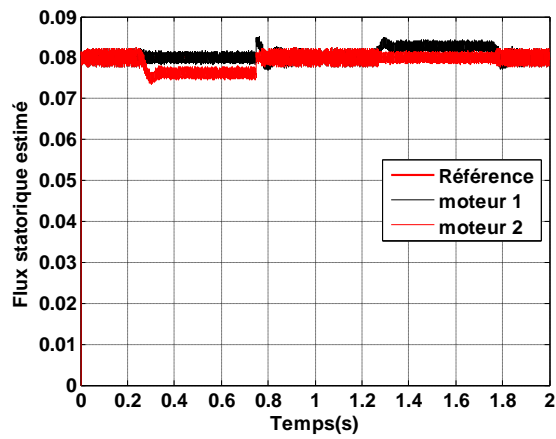
### 5.3.3 Test 3 : inversion dans le sens de la vitesse de référence avec perturbations sur les deux moteurs maître et esclave :



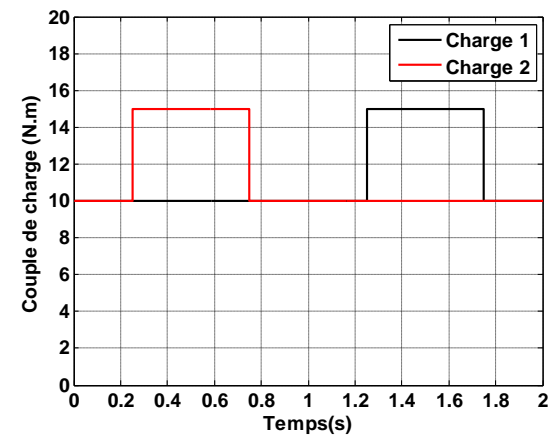
A :Allures des vitesses MS1 ET MS2



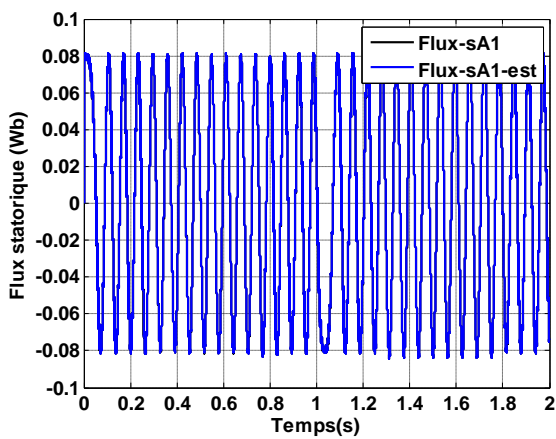
B :Allures des Cem1 ET Cem2



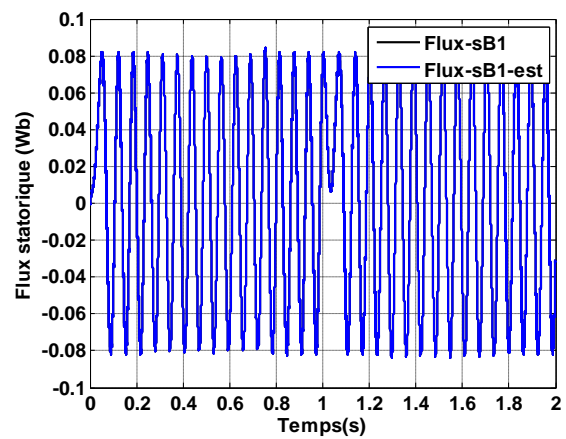
C :Allures des Flux Statoriques en modules



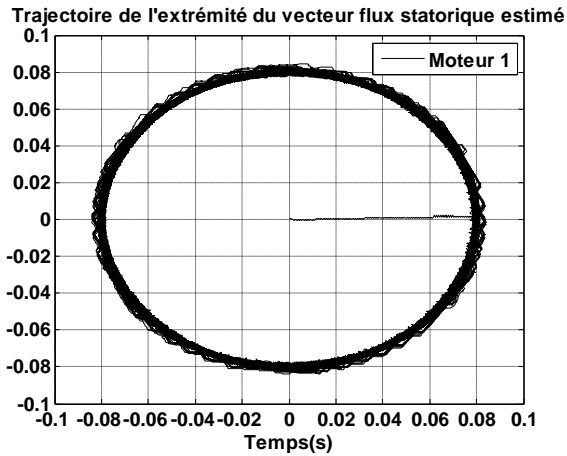
D :Variations des charges1 et 2



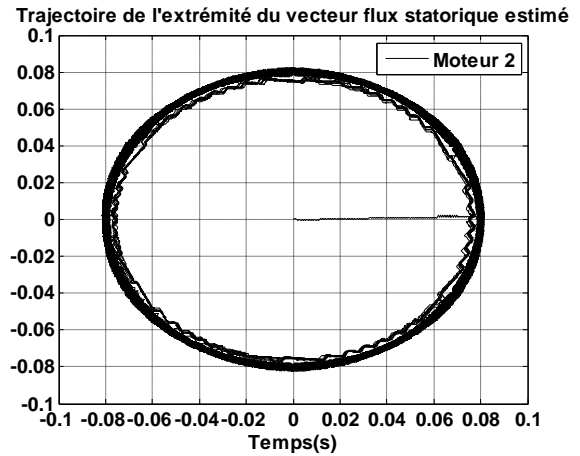
E :Flux statorique MS1



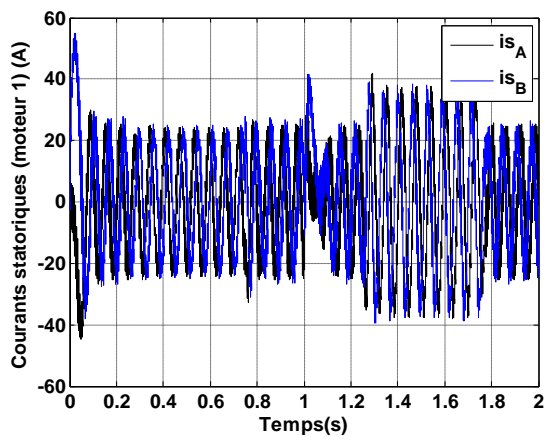
F :Flux statorique MS2



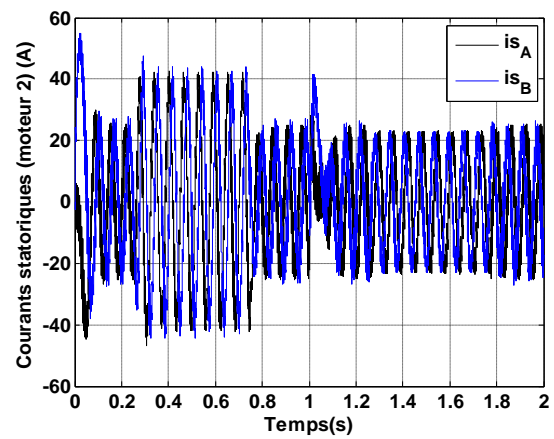
G :Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux MS1



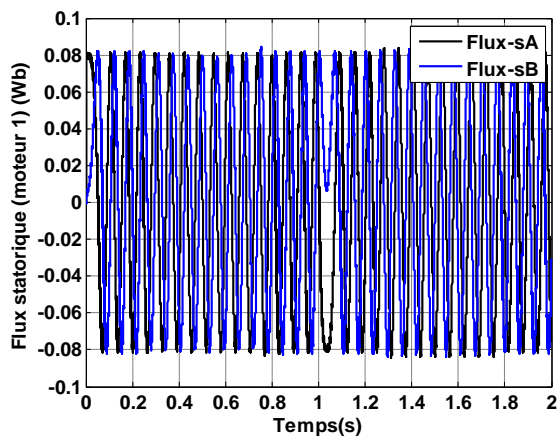
H :Trajectoir de l'extrémité du vecteur flux MS2



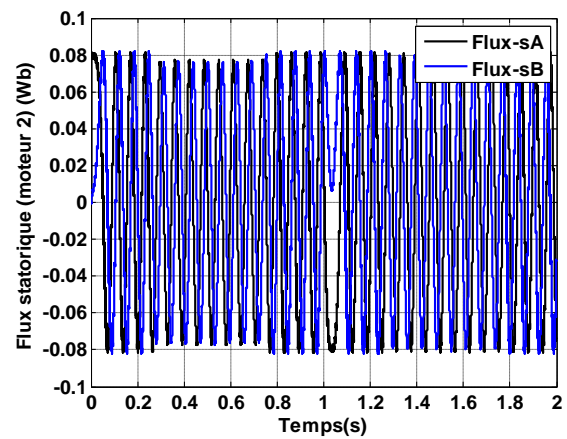
I : Courants statoriques MS1



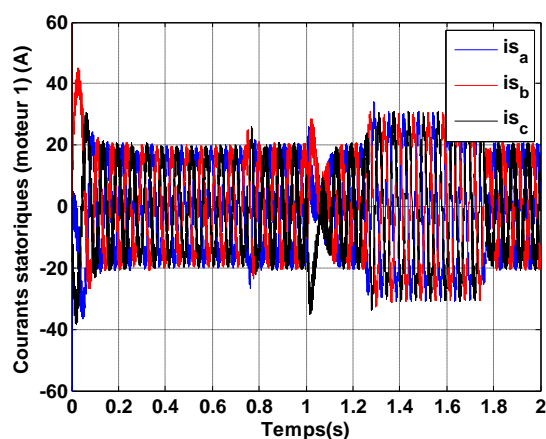
J : Courants statoriques MS2



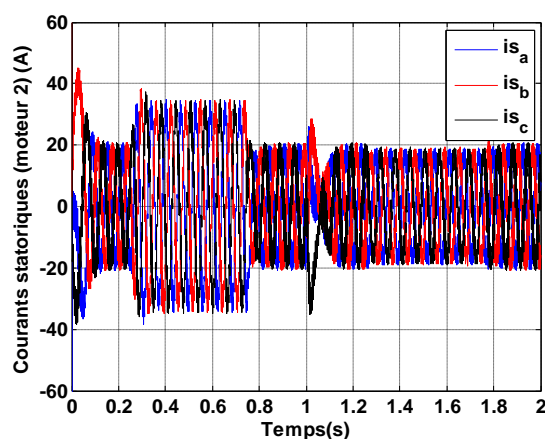
K :Flux statorique MS1



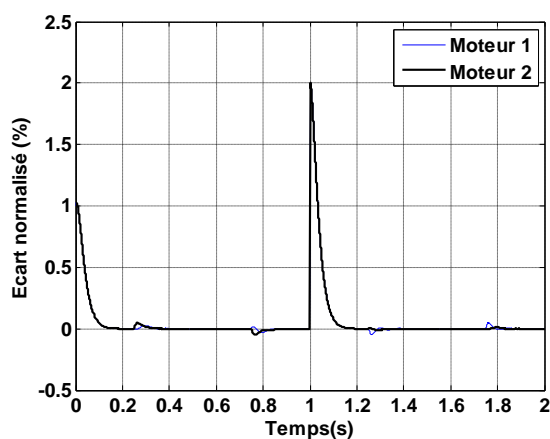
L : Flux statoriqueMS2



M : Courants statoriques MS1



N : Courants statoriques MS2



**Figure 5.3 :** A,B,C,D,E ,F,I,J,K,L,M,N,Réactions électriques et magnétiques du système suite au test N°3

D'après les résultats enregistrés suite à la mise en sous différents tests de notre méthode améliorée a néanmoins fait preuve de robustesse pour atteindre l'objectif de toute commande destinée à gérer une traction. Pour les vitesses des deux machines que ce soit maître ou esclave, il existe une poursuite exemplaire de la vitesse de référence imposée par le contrôle quelque soit le test effectué on remarque que l'écart entre les deux vitesses, même en cas de perturbations, enregistre des taux très satisfaisants, ce qui indique la perfection dans l'alternance des moteurs en maître et esclave selon la réaction de la commande face aux perturbations.

A propos des couples électromagnétiques des deux moteurs (maître et esclave) on remarque une réaction très souhaitable de la part du moteur sous perturbation dans les différents tests ce qui reconfirme la bonne gestion du phénomène transitoire avec la rapidité de l'alternance en maître et esclave selon les conditions posées dans l'algorithme de commande.

En ce qui concerne les courants dans les circuits des deux machines, ils présentent une bonne forme et confirment les images des réactions des moteurs toutes en ayant des formes sinusoïdales parfaites.

Les figures représentant les trajectoires des vecteurs de flux indiquent une bonne stabilité magnétique des deux machines ce qui rassure le bon comportement qu'impose la commande aux deux machines face à toutes perturbations.

#### **5.4 Conclusion**

Lors de ce chapitre, il a été montré qu'il est possible de réguler la vitesse de déplacement d'une charge mécanique entraînée par deux MSAP, alors que ces machines sont branchées en parallèle sur le même onduleur. Avec un tel système, une distribution de l'énergie est effectuée entre les deux machines.

Le couplage mécanique rigide entre les rotors des deux machines impose que les deux machines tournent à la même vitesse. Cependant, il est possible que les couples fournis par chacune des deux machines ne soient pas identiques. Dans le cas où le couplage électrique est effectué en amont de l'onduleur (bus DC ou réseau triphasé en commun), chacune des machines est alimentée par son propre onduleur et il est possible de réguler chacun de ces couples afin de permettre une égalité de puissance mécanique entre les deux machines.

Lorsque les deux machines sont mises en parallèle sur le même onduleur, les valeurs des courants qui circulent dans chacune des machines sont liées, ce qui implique que les valeurs des couples créés par chacune des machines soient elles aussi liées. Selon les variations externes des machines, entre autres les couples créés par chacune des machines sont donc différents. Cette différence de couple implique aussi une différence de courant dans les deux machines. En choisissant une commande de régulation, et en choisissant la bonne machine qui doit être choisie comme étant le maître on arrive à la réussite d'atteindre un fonctionnement stable et une commande adéquate à faire preuve de robustesse et face aux différents cas des charges impliquées dans notre chaîne de traction.

## Conclusion générale

Le présent travail dans ce mémoire porte sur une structure de commande de type maître/esclave de deux MSAP mises en parallèle sur le même onduleur avec choix de la machine maître.

Les objectifs de l'étude étaient multiples :

- étudier la robustesse du système face aux variations perturbatrices.
- développer une structure de commande dans le cas où les machines doivent entraîner une charge mécanique qui leur est commune.

Pour y parvenir, trois types d'étude ont alors été menées :

- des études théoriques qui, en se basant sur les équations physiques du système en régime permanent, ont déterminé quelles sont les évolutions théoriques des variables pour un point de fonctionnement donné et comment ce dernier évolue suite à une variation de la charge.
- de nombreuses études en simulation du système, principalement réalisées avec le logiciel matlab simulink.

Avant de présenter quelques perspectives ouvertes par cette étude, nous allons en tirer les principales conclusions. En juger par le faible nombre de travaux trouvés dans la littérature sur ce thème, l'étude des structures mutualisées pour les systèmes multi-machines synchrones est un sujet très innovant dont le développement peut être intéressant pour les systèmes embarqués, en particulier en ce qui concerne la traction électrique.

Afin de développer une structure compatible avec les normes , l'étude réalisée dans nos chapitres s'est donc appuyée sur les structures de système multi-machine développées pour les machines synchrones à aimants permanents , qui sont utilisées de nos jours dans l'industrie, entre autres pour certains systèmes de traction électrique.

Parmi toutes les structures potentiellement applicables aux machines synchrones, suite aux études développées , la structure parallèle semble être la mieux adaptée pour la traction électrique puisqu'elle ne nécessite ni d'augmenter la tension du bus DC (même si le courant est plus important), ni de réaliser la régulation du point milieu de ce dernier et qu'elle est assez simple à mettre en œuvre. Avec une telle structure, chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines et le courant qui le traverse est d'autant plus élevé que le nombre de machines mises en parallèle est important. Les composants d'électronique de puissance devront donc être dimensionnés en conséquence.

Une telle structure nécessite que les deux MSAP aient des paramètres identiques et, pour que le synchronisme de ces dernières soit respecté, qu'elles tournent à la même vitesse de rotation, quelle que soit la charge mécanique qui leur est appliquée.

Il a alors été montré qu'en choisissant d'utiliser une structure de commande de type maître/esclave, l'une des deux machines, appelée machine maître, est autopilotée tandis que l'autre, appelée machine esclave, est alimentée en tension et fonctionne alors en boucle ouverte. La stabilité du système dépend ainsi de la stabilité de cette machine esclave et le choix de la machine à piloter doit se faire en conséquence. Il a alors été démontré qu'en choisissant de piloter la machine qui a la position rotorique la

plus faible, ce qui correspond à la machine sur laquelle la charge mécanique la plus élevée est appliquée, la stabilité du système est assurée. Chacune des deux machines est alors susceptible de devenir la machine maître à tout instant et une comparaison des valeurs de positions rotoriques des deux machines est réalisée en permanence sur le système. Ces valeurs de position étant par ailleurs utilisées pour la commande, aucun capteur supplémentaire n'est nécessaire pour une telle commande.

Afin de valider ce principe de commande de type maître/esclave avec choix de la machine maître, la structure de commande est implantée sur un dispositif de simulink matlab.

Ce dispositif est composé de deux MSAP connectées en parallèle sur le même onduleur, chacune des machines entraînant une charge.

Une première étude, été réalisée dans le chapitre 3. la stabilité du système est toujours respectée si la machine choisie comme étant la machine maître est celle qui a la plus faible position rotorique. Par contre, en ce qui concerne la valeur des courants, les études théoriques ont souligné le fait qu'il existe des points de fonctionnement pour lesquels la valeur du courant dans la machine esclave est supérieure à celle du courant dans la machine maître. Afin d'éviter de se retrouver dans de telles conditions, des zones de fonctionnement dans le plan couple/vitesse, délimitées par des équations caractéristiques, ont été déterminées.

Enfin, dans le chapitre 4, le principe de fonctionnement d'une structure multi-machines synchrones alors que les rotors des machines sont liés entre eux par une charge mécanique a été étudié. Dans ces conditions, le problème de la stabilité ne se pose plus : l'autopilotage d'une des deux machines assure nécessairement la stabilité de l'autre machine.

En effet, le couplage mécanique associé à un couplage électrique en aval de l'onduleur implique que les valeurs des couples produits par chacune des machines soient liées l'une à l'autre, et que cette répartition d'énergie dépende du point de fonctionnement du système. L'étude effectuée a alors eu pour but de déterminer quelles sont les conditions de fonctionnement qui assurent que les deux machines produisent bien un couple positif, afin de s'assurer qu'aucune des machines n'agit comme une charge supplémentaire pour l'autre.

Une structure de commande adaptée a alors été mise en place afin de pouvoir choisir la machine maître comme étant selon des conditions précises dans le chapitre V.

Toutes ces études ont été réalisées avec une différence de position nulle au démarrage.

Ce travail de mémoire nous a également permis de mettre en évidence quelques limites de fonctionnement de la structure parallèle et en particulier à la commande de type maître/esclave qui lui est associée.





## BIBLIOGRAPHIE

[All-95] S. Allano, *Petits moteurs électriques*, Techniques de l'ingénieur, Génie électrique 3720, 1995.

[Bra-06] Benjamin bradu Ingénieur CERN « Commande d'une MAS par méthode DTC », 4 janvier 2006.

[Bel06] J. Belhadj, I.S. Belkhodja, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, *Direct torque control with an optimized observer for multi-machine systems*, The European Physical Journal Applied Physics, vol. 33, no. 1, pp 22-33, 2006.

[Ber02b] N. Bernard, *Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage*, Revue 3EI, n°30, pp 24-39, septembre 2002.

[Bos-99] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 1999.

[Bid08] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, M. Fadel, *Mono inverter dual parallel PMSM structure and control strategy*, 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON), pp. 3073-3078, November 2008.

[Bid09] D. Bidart, M. Pietrzak-David, M. Fadel, P. Maussion, *Stratégie de contrôle d'un système bi-machine synchrone mono-convertisseur : connections en parallèle sur un onduleur mutualisé*, Colloque Electrotechnique du futur, UTC Compiègne, 2009.

[Bid10] D. Bidart, M. Pietrzak-David, M. Fadel, P. Maussion, *Commande coopérative des systèmes mono-convertisseur multi-machines synchrones pour une application aéronautique*, REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, Tribune des Jeunes Chercheurs, vol.6, pp87-90, 2010.

[Bou95] A. Bouscayrol, *Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi-machines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[Bou02a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. François, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, *Control structure for multi-machine and multi-converter systems with downstream coupling*, Proc. Electrimacs, 2002.

[Bou02b] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J. Verhilles, *Application de la Représentation Energétique Macroscopique à un système de traction multi-machines*, Revue Internationale de Génie électrique 5, no3-4, pp431-453, 2002.

[Bou03] A. Bouscayrol, *Formalisme de représentation et de commande appliqués aux systèmes électromécaniques multi-machines multi-convertisseurs*, Rapport de synthèse en vue d'obtenir l'habilitation à diriger des recherches présenté à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003.

[Bou06] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.E. Vidal, X. Kestelyn, *Weighted control of traction drives with parallel connected AC machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no. 6, pp.1799-1806, Décembre 2006.

[Cha03] S. Charlemagne, *Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, Application des concepts multi-machines*, Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.

[Duj09] D. Dujic, M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi, A *General PWM Method for  $(2n+1)$ -Leg Inverter Supplying  $n$  Three-Phase Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, No. 10, pp 4107-4118, octobre 2009.

[Dav-00] P. Escane, M. David, and B. de Fomel, "Optimization of a railway traction system drive control vs slip perturbation," vol. 3. Industry Applications Conference, October 2000, pp. 1909-1916.

[Div-99] Claude Divoux, "La Machine Synchrone à Aimants Permanent", 1999.

[Foc07] E. Foch, G. Bisson, P. Maussion, M. Pietrzak-David, M. Fadel, *Power system comprising several synchronous machines synchronously selfcontrolled by a converter and control method for such a system*, US Patent US 2007/0273310 A1, Nov. 2007.

[Esc-99] P. Escane, C. Lochot, M. David, and B. de Fornel, "Electromechanical interactions in a high speed railway traction system comparison between two drive control structures." EPE conference, 1999.

[Hau04] J.P. Hautier, P.J. Barre, *The Causal Ordering Graph, a tool for system modeling and control law synthesis*, Studies in Informatics and Control Journal, vol.13, no.4, pp265-283, Decembre 2004.

[Har-10] Dr Hartani kadda ; commande des machines électriques cours magister2010-2001.

[Kad-20] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.

[Lev06] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A. Toliyat, *Steady-state modeling of series-connected five-phase and six-phase two-motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.44, No 5, pp 1559-1568, septembre/octobre 2008.

[Mat-98] Y. Matsumoto, C. Osawa, T. Mizukami, and S. Ozaki, "A stator fluxbased vector control method for parallel-connected multiple induction motors fed by a single inverter," in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, February 1998, pp. 575-580.

[Mat-01] Y. Matsumoto, S. Ozaki, and A. Kawamura, "A novel vector control of single-inverter multiple-induction-motors drives for shinkansen traction system," in *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 2001, pp. 608--614.

[Mat-04] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, J. Oikawa, *Characteristics of speed sensorless vector controlled dual induction motor drive connected in parallel fed by a single inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.40, No.1, pp 153-161, Janvier/fevrier 2004.

[MER-07] Adel Merabet, "Commande Non Linéaire à Modèle Prédicatif pour une Machine Synchrone", Québec, Mai 2007.

[MOB-01] Babak Nahid Mobarakeh, "Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machine Synchrone à Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en Ligne" des

Paramètres", Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.

[PIE-02] J. PIERQUIN ; Contribution à la commande des systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs , Juillet 2002.

[PEN-02a] R PENA EGUILUZ, commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrone destiné a la traction ferroviaire.

[Sia92] S. Siala, *Motorisation asynchrone d'un robot mobile - Observation et régulation du flux ; contrôle de l'alimentation pour le suivi de trajectoire*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.

[Shi07] M. Shibata, N. Hoshi, *Novel inverter topologies for two-wheel drive electric vehicles with two permanent magnet synchronous motors*, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2007.

[TECH.I-09] Série technique le l'ingénieur « D » 2009.

[Wu88] B. Wu, S.B. Dewan, P.C. Sen *A modified current source inverter (MCSI) for a multiple induction motor drive system*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, Issue 1, pp. 10-16, 1988.

[Wan--05] J. Wang, Y. Wang, Z. Wang, J. Yang, Y. Pei, and Q. Dong, "Comparative study of vector control schemes for parallel-connected induction motors," vol. 36. Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 1264-1270.

[Jef-06] B. Jeftenic, M. Bebic, and S. statkic, "Controlled multi-motor drives," Fac.of Electr.Eng,Belgrade Univ.IEEE,2006

# Annexe 1

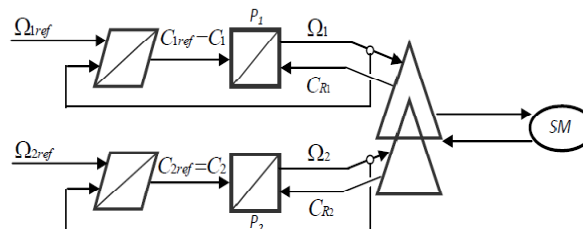
## .Paramètres du moteur synchrone à aimant

### permanent

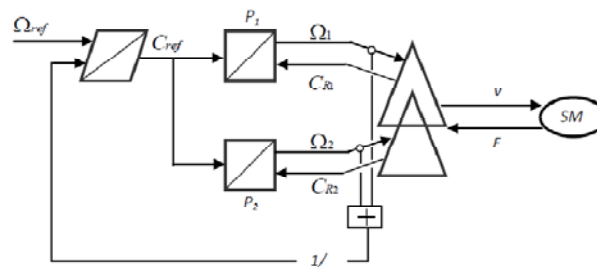
Résistance statorique	$R_s = 0.03 \, \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.2 \, \text{e-3 H}$
Couple d'inertie	$J = 0.1 \, \text{kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 2.38 \, \text{e-5 kg.m}^2/\text{s}$
Flux statorique	$\varphi = 0.08$
Nombre de paire de pole	$p = 4$
Puissance du moteur	$P = 20 \, \text{KW}$

## Annexe2

- Structure machine indépendante



- Structure commande moyenne



- Structure maitre-esclave

