

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique**  
**Université Mohammed Essadik Ben Yahia**



Faculté de science et de la technologie  
Département de l'Electrotechnique  
Mémoire de fin d'Etudes  
En vue de l'obtention su diplôme  
De master en commande électrique

**Etude, Modélisation et simulation des  
configurations de la cascade synchrone sans  
balais**

**Travail réalisé par :**  
**Boutria Fouzia**

**Encadré par :**  
**Medjahed Boubekour**

# **Remerciements**

**Tout d'abord, je tiens à remercier le bon Dieu le tout Puissant de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail, également je remercie infiniment mes parents, qui m'ont encouragé et aidé à arriver à ce stade de ma formation.**

**Je tiens à remercier tous ceux et celle qui ont contribué à finaliser ce modeste travail.**

**Mes remerciements vont à docteur Medjahed Boubakeur mon encadreur pour m'avoir guidé pour la réalisation de ce projet.**

**Je remercie vivement Mes amies Fouaz, Mouna, Nacira , Iman et Soumia**

**pour leur aide morale durant toute la période de préparation.**

**Je ne saurais oublier mes remerciements à tous**

**Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé et assisté durant mes études et j'exprimons toute ma gratitude à Dr Allag, Dr Maouch , et tous notre équipe universitaires qui nous ont**

**formé .**

# DÉDICACE

**Je dédie ce travail qui n'aura jamais pu voir le jour sans les soutiens  
Indéfectibles et sans limite de mes chers parents qui ne cessent de me  
donner**

**Avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à ce que je suis  
aujourd'hui.**

**Que dieux vous protège et que la réussite soit toujours à ma portée pour  
que je  
puisse vous combler de bonheur.**

Je dédie aussi ce travail à :

- \_ Mes grands-parents.
- \_ Mon frère, mes sœurs et leur famille.
- \_ Mes oncles, mes tantes et leur famille.
- \_ Tous mes cousins et cousines.
- \_ Tous mes amis, mes collègues et tous ceux qui m'estiment.

## Liste des figures

<b>Figure. I.1.</b> Principe d'uneMIDAC	1
<b>Figure. I.2.</b> Principe d'un MIDAC-SC.	2
<b>Figure. I.3.</b> Principe d'une MIDASB	3
<b>Figure. I.4.</b> Enroulement de barre monocouche a plusieurs circuits	3
<b>Figure. I.5.</b> Types de rotor d'un MRDASB	4
<b>Figure. I.6.</b> MIDAC dans la convention du moteur super- synchrone.	4
<b>Figure.II.2.</b> Transformation de Park	14
<b>FigureII.5.</b> Systèmes de référence de la machine MADAC	15
<b>Figure.II.6.</b> Schéma bloc de simulation d'une machine de la cascade avec un couplage inverse	23
<b>Figure II.5.1.</b> Systèmes des tension des deux machines	16
<b>Figure.III.1.a</b> Alimentation Sinusoïdale du 1 <sup>er</sup> stator.	25
<b>Figure.III.1.b</b> Alimentation Sinusoïdale du 1 <sup>er</sup> stator.	26
<b>Figure.III.1c.</b> Alimentation Sinusoïdale du 1 <sup>er</sup> stator.	27
<b>Figure.III.2.a</b> : Alimentation Sinusoïdale du 2 <sup>em</sup> stator.	28
<b>Figure.III.2.b</b> : Alimentation Sinusoïdale du 2 <sup>em</sup> stator.	29
<b>Figure.III.2.c</b> : Alimentation Sinusoïdale du 2 <sup>em</sup> stator.	30
<b>Figure III.3.</b> Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	32
<b>Figure.III.4.</b> Principe de la MLI sinus-traingle	33
<b>Figure.III.5.</b> Signaux de commande de l'onduleur.	34
<b>Figure III.6.</b> Tension de sortie de l'onduleur .	35
<b>Figure.111.7.a</b> Alimentation avec onduleur de tension.	36
<b>Figure.III.7.b</b> Alimentation avec onduleur de tension.	37
<b>Figure.III.7.c.</b> Alimentation avec onduleur de tension.	38
<b>Figure.111.8.a</b> Alimentation avec fréquences variables.	39
<b>Figure.111.8.b</b> Alimentation avec fréquences variables.	40
<b>Figure.III.8.c</b> Alimentation avec fréquences variables.	41
<b>Figure.III.9.a.</b> Alimentation avec fréquences variables(vitesse inverse).	42
<b>Figure.III.9.b.</b> Alimentation avec fréquences variables(vitesse inverse).	43
<b>Figure.III.9.c.</b> Alimentation avec fréquences variables(vitesse inverse).	44





## Principaux grandeurs et paramètres

$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au rotor.
$\theta_e$	Position électrique du rotor par rapport au rotor.
$\theta_S$	Position angulaire du stator par rapport au repère tournant (dq)
$\theta_r$	Position angulaire du rotor par rapport au repère tournant (dq)
$\omega$	Vitesse mécanique du rotor.
$\omega_e$	Pulsation électrique du rotor.
$\omega_S$	Pulsation électrique du stator par rapport au repère tournant (dq).
$\omega_r$	Pulsation électrique du rotor par rapport au repère tournant (dq).
$i_S$	Courants statoriques.
$i_r$	Courants rotoriques.
$V_S$	Tension statoriques.
$V_r$	Tension rotoriques.
$\phi_S$	Flux statoriques.
$\phi_r$	Flux rotoriques.
$C_r$	Couple résistant.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$R_S$	Résistance statorique.
$R_r$	Résistance rotorique.
$L_S$	Inductance statorique.
$L_r$	Inductance rotorique.
$M$	Inductance cyclique mutuelle.

$M_{sr}$  Inductance mutuelle stator-rotor.

$P$  Nombre de paire de pôle.

$J$  Moment d'inertie du rotor.

$g$  Glissement.

$dq$  Repère tournant.

# *Table des matières*

**Remercîments**

**Dédicace**

**Liste des figures**

**Principaux grandeurs et paramètres**

**Table des matières**

**Introduction générale**

## **Chapitre 1 :Généralités**

I.1. Introduction.....	1
I.2. Machines asynchrones à double alimentation sans balais.....	1
I.2.1.Machine à induction à double alimentation en cascade (MIDAC).....	1
I.2.2. La machine à induction à double alimentation en cascade à une seule carcasse(SC-MIDAC).....	2
I.2.3. La machine à induction à double alimentation sans balais(MIDASB).....	2
I.2.4.La machine à réluctance à double alimentation sans balais(MRDASB).....	4.
I.3. Fonctionnement de la machine à induction à double alimentation en cascade.....	5
I.4. Avantages et inconvénients de la MIDAC .....	8.
I.4.1. Avantages de la MIDAC .....	8
I.4.2.Inconvénients de la MIDAC .....	8
I.5.Applications pratiques.....	9
Conclusion.....	10.
<b>Chapitre 2 : Modélisation de la machine à induction à double alimentation en cascade</b>	
Introduction .....	11
II.2. Modélisation de la machine à induction à double alimentation en cascade.....	11
II.2.1Description de la cascade.....	11
II.2.2. Hypothèses simplificatrices.....	12
II.3. Modèle dans l'axe réel .....	12

II.4.Prise en compte de l'interconnexion des deux rotors.....	13
II.5. Modèle de PARK .....	14
II.6. Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park.....	15.
II.7.1Modèle idéalisé de la cascade.....	16
Conclusion .....	23

### **Chapitre 3 Résultats de simulation**

III.1.Introduction.....	25
III.2.Les paramètres des machines (identiques).....	25
III.3.Simulation du modèle .....	25
III.3.1 Alimentation sinusoïdale du 1 <sup>er</sup> stator.....	25
III.3.2Alimentation sinusoïdale du 2em stator.....	28
III.3.3 Alimentation par onduleur de tension.....	31
III.3.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	31
1.3.1.2.Commande de l'onduleur de tension.....	32
III.3.1.4. La technique de commande par MLI.....	32
III.3.3 Alimentation par onduleur de tension du 1 <sup>er</sup> stator.....	36
III.3.4Alimentation des 2 stators avec fréquences variables.....	39
Conclusion.....	44

Conclusion générale

Références Bibliographiques



### Introduction Générale

En raison de l'intérêt récent pour les systèmes d'énergie renouvelable et les applications embarquées et des progrès de l'électronique de puissance, le développement et le contrôle des générateurs à fréquence constante de vitesse variable (FCVV) sont devenus un sujet de recherche très important [1].

Par rapport aux systèmes électriques à vitesse constante, les systèmes à vitesse variable sont plus flexibles, efficaces et fiables. Parmi les types possibles de générateurs FCVV, on peut citer la machine à induction à double alimentation (MADA). Ce générateur est capable de réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactive à travers une alimentation en tension à fréquence constante à vitesse variable [2]. Le calibre des convertisseurs de puissance utilisés dans le circuit du rotor est déterminé par la plage de la vitesse de fonctionnement. Le générateur à induction à double alimentation (GIDA) est largement utilisé dans de nombreuses applications industrielles connectées au réseau et autonomes. Néanmoins, le principal inconvénient de cette structure classique est la présence de balais et de bagues collectrices qui augmentent considérablement le coût de maintenance, réduisent la fiabilité du système et rendent la machine inadaptée aux applications embarquées. Une autre solution pour le remplacement conventionnel du MADA est la machine à induction à double alimentation en cascade (MIDAC) [3]. Cette configuration conserve les avantages de la machine à induction à rotor bobiné unique dans une structure sans balai qui apporte robustesse, fiabilité et faible coût de maintenance, ce qui est fondamental dans les applications susmentionnées. Pourtant, le prix à payer est une structure plus complexe qui nécessite une méthodologie de conception de contrôle efficace.

-Notre mémoire est composé de trois chapitres répartis comme suit

-Chapitre 1:

Dans ce chapitre sur l'étude du développement, de la machine asynchrone à double alimentation sans balai.

-Chapitre 2 :

Le développement des équations et la modélisation de la MIDAC

-Chapitre 3 :

La simulation de MIDAC et l'interprétation des résultats

## I.1. Introduction

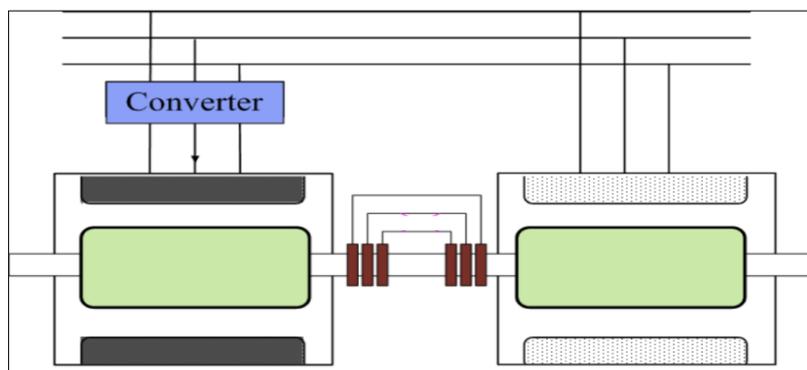
Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence la machine asynchrone à double alimentation sans balais, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportées par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application. En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine présentées dans ce chapitre.

## I.2. Machines asynchrones à double alimentation sans balais

Différentes structures de machines à induction doublement alimentées sans balais sont rapportées dans la littérature. Les types principaux sont classés dans ce qui suit.

### I.2.1. Machine à induction à double alimentation en cascade (MIDAC)

La MIDAC est le type fondamental d'une machine à induction à double alimentation sans balais [4]. L'idée de cette architecture remonte à plus d'un siècle [5]. La MIDAC est obtenue en combinant deux machines à induction à rotor bobiné individuelles, comme le montre la figure I.1. Les rotors sont couplés mécaniquement et électriquement, de sorte que les balais ne sont plus nécessaires pour la connexion directe des bagues collectrices. Les tensions rotoriques des deux machines étant égales, il est possible de commander une machine à induction avec le stator de l'autre machine.



*Figure. I.1. Principe d'une MIDAC*

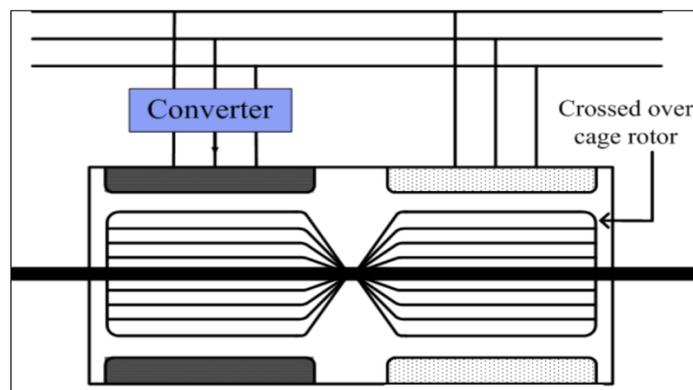
Les deux machines peuvent théoriquement avoir une combinaison de paires de pôles avec les rotors connectés électriquement en séquence de phase positive ou négative. Cependant, en ce qui concerne l'efficacité de la machine et les puissances nominales des convertisseurs, les performances les plus satisfaisantes pour les systèmes de production sont obtenues pour une configuration d'interconnexion inverse. Elle permet de combiner les couples de manière additive. La séquence de couplage direct doit être évitée. La principale difficulté lorsque l'on travaille avec la MIDAC est sa

complexité inhérente et l'existence de plusieurs repères d-q. Le problème majeur est de synthétiser une méthode de contrôle global efficace pour ces deux machines connectées.

Il convient de noter que, bien que la MIDAC soit la structure de base d'une machine à double alimentation sans balai, une telle connexion de machine n'est pas pratique pour une application industrielle réelle. Le poids et la taille du MIDAC sont trop importants. Une plus grande taille de machine est nécessaire pour produire le même couple qu'une machine à induction à rotor bobiné[6]. En outre, en raison de la grande quantité de bobinages, les pertes sont plus élevées que pour une seule MADA d'une puissance comparable [7]. Pour pallier ces insuffisances et obtenir une solution plus efficace et plus compacte, la structure en cascade est améliorée et de nouvelles topologies sont étudiées. Les structures les plus reconnues sont listées et décrites ici.

### I.2.2. La machine à induction à double alimentation cascade à une seule carcasse(SC-MIDAC)

Le MIDAC-SC va encore plus loin en combinant les deux machines à induction dans une même carcasse, comme illustré à la figure I. 2.

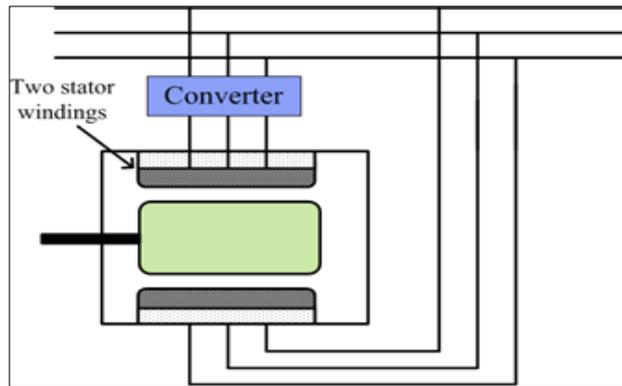


*Fig. I.2. Principe d'un MIDAC-SC.*

Le MIDAC-SC est mécaniquement plus robuste. Les deux enroulements du stator sont axialement alignés. Une structure de rotor de cage pour remplacer le rotor enroulé est faite de barres de rotor. Le rotor de la cage est "croisé" entre les deux sections de la machine afin de produire un couple additif par les deux machines individuelles. Le flux de puissance, le comportement en fréquence, le modèle et les stratégies de contrôle sont les mêmes que le MIDAC[7].

### I.2.3. La machine à induction à double alimentation sans balais(MIDASB)

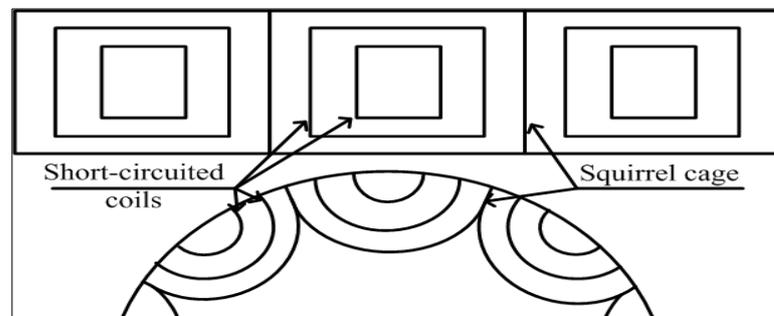
Une deuxième alternative pour la MIDAC est la MIDASB. C'est une solution de machine compacte. Le principe de la machine proposée est présenté sur la figure I.3. Elle fusionne les deux machines à induction en une machine ayant deux enroulements de stator dans les mêmes encoches.



*Fig. I.3.Principe d'une MIDASB*

Il a été proposé par Hunt en 1907 [11] avec initialement un rotor spécial. Ensuite, une structure de rotor à cage particulière, qui a une grande partie de la simplicité et de la robustesse d'un enroulement à cage d'écureuil, a été développée pour remplacer le rotor bobiné. Les enroulements de stator de la MIDASB partagent un circuit magnétique commun. Ainsi, pour éviter le couplage direct entre les deux enroulements du stator, des contraintes supplémentaires pour le nombre de paires de pôles sont introduites. Les deux stators doivent avoir un nombre différent de paires de pôles. De plus, ces nombres doivent différer de plus d'un pour éviter une traction magnétique déséquilibrée sur le rotor. Le rotor est spécialement conçu pour induire un effet de couplage entre les deux enroulements du stator à travers le rotor [8], ce qui est un prérequis pour le couple à produire à partir de la machine. Les performances de la machine et la densité de puissance s'améliorent à mesure que ce couplage croisé est amélioré.

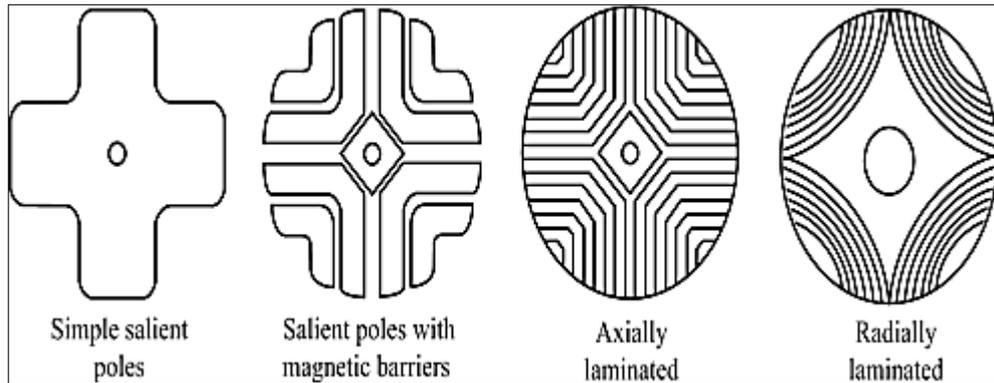
Le rotor est formé d'un "enroulement de barre monocouche à plusieurs circuits", comme le montre la figure I.4 (connue sous le nom de boucle imbriquée), qui est une structure de cage particulière. Il se compose de pôles de rotor identiques (ou nids de conducteurs). Le nombre de pôles du rotor doit être égal à la somme des deux paires de pôles du bobinage du stator [9].



*Fig. I.4.Enroulement de barre monocouche a plusieurs circuits*

### I.2.4. La machine à réluctance à double alimentation sans balais (MRDASB)

La MRDASB est introduite par Broadway [10] et développée plus tard par Longya Xu [11]. Le stator de la MRDASB est identique à la MIDASB, mais possède un rotor de type à réluctance à la place du rotor de la cage. La structure du rotor à réluctance peut être classée en type à pôle saillant, en type à stratification axiale et en type à stratification radiale. Différentes structures de rotor sont symbolisées dans la figure I.5.

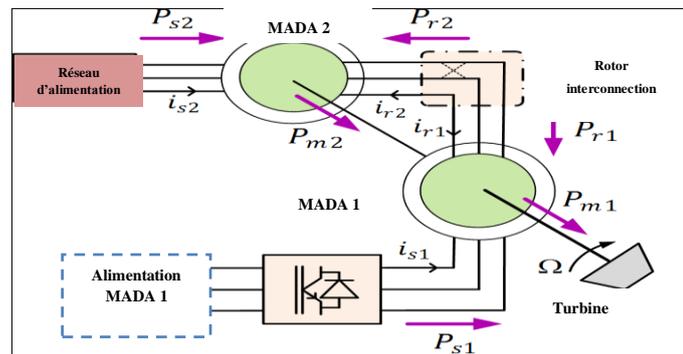


*Fig. I.5. Types de rotor d'un MRDASB[11].*

Les différentes structures montrent différents degrés de couplage mutuel magnétique entre les deux enroulements du stator, qui à leur tour déterminent la densité de puissance et la performance de la machine. Un bon rotor doit avoir un rapport de saillance élevé et être manufacturable. Parmi les structures de rotor possibles, un rotor segmenté offre un meilleur couplage entre les enroulements du stator qu'un simple rotor à pôles saillants. Le rotor laminé axialement assure le couplage mutuel le plus élevé et atteint ainsi une capacité de couple élevée, mais il est soumis à des pertes excessives par courants de Foucault [11]. Le rotor à pôles saillants à barrières magnétiques produit un flux inférieur et un couplage mutuel mais offre une structure très simple et robuste avec des pertes fer plus faibles. La structure de rotor à réluctance optimale n'a pas encore été établie. Cependant, des développements récents ont abouti à des rotors à réluctance de haute salinité basés sur une structure stratifiée radialement qui offre de faibles pertes de fer, une performance souhaitable avec des difficultés de fabrication abordables. Comparé au MIDASB, le MRDASB est plus efficace car il n'y a pas de courants rotoriques et donc pas de pertes de cuivre. En outre, il est considérablement plus facile de modéliser et de contrôler puisque le MIDASB a un enroulement supplémentaire sur le rotor. On montre que le modèle d-q du MRDASB et le circuit équivalent sont similaires à un MIDA. Cependant, le contenu du flux harmonique est plus élevé et jusqu'à présent, seuls quelques tests expérimentaux sont disponibles.

### I.3. Fonctionnement de la machine à induction à double alimentation en cascade

La MIDAC est composée de deux machines à induction à rotor bobiné connectées en cascade (figure I.6). Le stator de la machine de puissance (MIDAC2) est directement connecté au réseau, tandis que les enroulements de stator de la machine de contrôle (MIDAC1) sont fournis à partir d'un convertisseur de fréquence de puissance. Les deux rotors sont couplés mécaniquement et électriquement, ce qui élimine le besoin de Sbalais [12]. Dans ce qui suit, les indices 1 et 2 seront utilisés pour désigner respectivement les quantités MIDAC1 et MIDAC2.



*Fig. I.6. MIDAC dans la convention du moteur super- synchrone.*

L'intérêt d'une MIDAC est l'opération en mode synchrone. La machine est capable de fonctionner de manière stable comme un générateur de vitesse variable sans balais sur une large plage de vitesses avec une réponse dynamique contrôlable. L'opération synchrone se produit lorsque les courants de rotor induits par les deux machines de puissance et de contrôle évoluent avec la même fréquence.

De cette façon la machine de puissance peut être contrôlée par le stator de la machine de contrôle. Par conséquent, selon la variation de vitesse mécanique, la fréquence du stator de la machine de contrôle est ajustée afin de maintenir le mode synchrone et d'obtenir une sortie constante. En outre, en contrôlant la phase et l'amplitude de la tension, l'amplitude de la tension de sortie et la quantité de puissances actives et réactives fournies par le générateur peuvent être contrôlées dynamiquement de la même manière qu'une seule MIDA.

La structure de la MIDAC dépend des paramètres principaux suivants:

- les nombres de paires de pôles  $p_1$  et  $p_2$  des deux MIDA.

- le type d'interconnexion entre les enroulements des rotors des deux MIDA caractérisés par l'utilisation du coefficient de couplage rotorique  $\lambda_c$

$$\lambda_c = \begin{cases} 1 & \text{pour une séquence de couplage direct} \\ -1 & \text{pour une séquence de couplage inverse} \end{cases} \quad (\text{I. 1})$$

Ces paramètres ont un impact significatif sur le comportement du MIDAC en termes de flux d'énergie, de dimensionnement des convertisseurs et d'efficacité du système. Théoriquement, les deux machines d'induction à rotor bobiné peuvent avoir n'importe quelle combinaison de paires de pôles avec des rotors connectés en séquence de couplage inverse ou directe. Néanmoins, une analyse détaillée de toutes les configurations possibles de l'architecture MIDAC a été établie dans [3], [4] identifier les plus prometteurs. L'application de la même convention de moteur super synchrone pour les deux machines, comme illustré à la figure I.6 est réécrite comme suit:

$$P_{r1} = -g_1 P_{s1} \quad (\text{I. 2})$$

$$P_{m1} = P_{r1} + P_{s1} = (1 - g_1) P_{s1} \quad (\text{I. 3})$$

$$\omega_{s1} = \omega_{r1} + P_1 \Omega \quad (\text{I. 4})$$

$$g_1 = \frac{\omega_{s1} + P_1 \Omega}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{s1}} \quad (\text{I. 5})$$

$$P_{r2} = -g_2 P_{s2} \quad (\text{I. 6})$$

$$P_{m2} = P_{r2} + P_{s2} = (1 - g_2) P_{s2} \quad (\text{I. 7})$$

$$\omega_{s2} = \omega_{r2} + P_2 \Omega \quad (\text{I. 8})$$

$$g_2 = \frac{\omega_{s2} - P_2 \Omega}{\omega_{s2}} = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{s2}} \quad (\text{I. 9})$$

Où :

$P_s/P_r$  : Puissance active stator / rotor (W)

$P_m$  : Puissance mécanique (W)

$\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor

$\omega_s/\omega_r$  : fréquence du Stator / rotor (rad / s)

$P_1/P_2$  : Nombre de paires de pôles machine 1/ machine 2

$g$  : Rapport de glissement du MIDA

En considérant une interconnexion de rotor idéale, la puissance instantanée est conservée. Ainsi, l'interconnexion du rotor est décrite comme suit [3]:

$$P_{r1} = -P_{r2} \quad (\text{I. 10})$$

$$\omega_{r1} = \lambda_c \omega_{r2} \quad (\text{I. 11})$$

Les équations ci-dessus sont utilisées pour dériver le comportement de la puissance et de la fréquence du MIDAC à l'état stationnaire. De (I.4), (I.8) et (I.10) les deux fréquences du stator sont liées par (I.12)

$$\omega_{s1} = \lambda_c \omega_{s2} + (P_1 - \lambda_c P_2) \Omega \quad (I.12)$$

Où :

$\lambda_c$  : coefficient de couplage du MIDAC

$g_c$  : Rapport de glissement du MIDAC

Le taux de glissement de la MIDAC est défini comme :

$$g_c = \frac{g_2}{g_1} \quad (I.13)$$

$$= \lambda_c \frac{\lambda_c \omega_{s2} + (P_1 - \lambda_c P_2) \Omega}{\omega_{s2}} \quad (I.14)$$

La vitesse synchrone  $\omega_s$  de la MIDAC est définie comme étant la vitesse mécanique qui annule  $g_c$ .

En se référant à (I.2), (I.6) et (I.10) le flux de puissance dans le MIDAC est caractérisé par les relations suivantes:

$$P_{s1} = -g_c P_{s2} \quad (I.15)$$

$$P_{m1} = -(1 - g_1) g_c P_{s2} \quad (I.16)$$

$$P_{m2} = (1 - g_2) P_{s2} \quad (I.17)$$

$$P_m = P_{m1} + P_{m2} = (1 - g_c) P_{s2} \quad (I.18)$$

Le comportement global de la cascade prenant en compte toutes les configurations est synthétisé

Tableau I.1 où  $\Delta P = P_1 - P_2$  et  $\Sigma P = P_1 + P_2$ .

$\lambda_c$	Paires de pôles	$g_c$	Vitesse synchrone	$\frac{P_{s1}}{P_{s2}}$	$\frac{P_{m1}}{P_{s2}}$	$\frac{P_{m2}}{P_{s2}}$	$\frac{P_{m1} + P_{m2}}{P_{s2}}$
1	$P_1 = P_2 = p$	1	N'existe pas	-1	$-\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	0
	$P_1 \neq P_2$	$\frac{\omega_{s2} + \Delta P \Omega}{\omega_{s2}}$	$-\frac{\omega_{s2}}{\Delta P}$	$-g_c$	$-\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	$-\frac{\Delta P \Omega}{\omega_{s2}}$

-1	$P_1 = P_2 = p$	$\frac{\omega_{s2} - 2p\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{\omega_{s2}}{2p}$	$-g_c$	$\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{p\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{2p\Omega}{\omega_{s2}}$
	$P_1 \neq P_2$	$\frac{\omega_{s2} - \sum P\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{\omega_{s2}}{\sum P}$	$-g_c$	$\frac{p_1\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{p_2\Omega}{\omega_{s2}}$	$\frac{\sum P\Omega}{\omega_{s2}}$

Selon les performances du flux de puissance, on peut déduire que la configuration d'interconnexion directe doit être évitée. En effet pour  $p_1 = p_2$  il n'y a pas de conversion électromécanique globale donc le MIDAC fonctionne comme un transformateur statique, et pour  $p_1 \neq p_2$  les signes des deux puissances mécaniques sont différents donc les deux MIDA fonctionnent dans un mode combiné moteur / générateur.

Les seules performances satisfaisantes sont obtenues par une séquence de couplage inverse puisque la puissance mécanique totale est fournie par les deux MIDA, proportionnellement à leur nombre respectif de paires de pôles. Afin d'obtenir une bonne efficacité, la puissance mécanique  $P_{m2}$  doit être maximisée, alors que  $P_{m1}$  doit être minimisé. Une configuration avec  $P_2 \neq P_1$  est la solution la plus intéressante qui offre une efficacité de système élevée avec les pertes unitaires les plus faibles [13].

#### I.4. Avantages et inconvénients de la MIDAC :

Comme les autres machines, la MIDAC présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

##### I.4.1. Avantages de la MIDAC :

Comme avantages de la MIDAC, on peut citer :

- L'accessibilité du stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale;
- La possibilité de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application[14].
- L'accessibilité au stator offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance;

##### I.4.2. Inconvénients de la MIDAC :

- Nous utilisons un nombre de convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MIDAC[14].

### I.5.Applications pratiques

Les entraînements à vitesse ajustable (AJD) constituent un premier champ d'application[15]. Comme exemple d'application concrète[16]analyse, à travers un prototype d'essais à puissance basse, les avantages de l'utilisation de la MIDAC pour l'entraînement d'une pompe dans une station d'épuration d'eau.

L'utilisation de la MIDAC pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans ce mémoire, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.).

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MIDAC, est représentée par la figure (I.8). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau

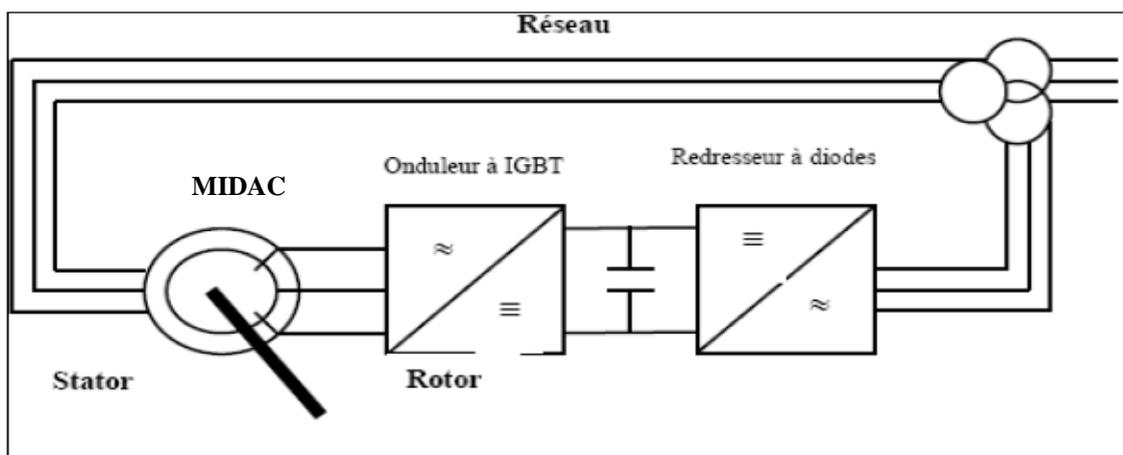


Fig. I.6. MIDAC dans la convention du moteur super- synchrone.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à la structure de la machine asynchrone double alimentation en cascade. La MIDAC présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications. On a décrit les différents types de machines asynchrones sans balais doublement alimentée, ainsi le fonctionnement la machine et que leurs éléments constructifs.

### II.1 Introduction

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, qui conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques. [18]

La machine à induction à double alimentation en cascade (MIDAC) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau, ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [19]

### II.2. Modélisation de la machine à induction à double alimentation en cascade

#### II.2.1 Description de la cascade

Sachant bien qu'une grande partie des éoliennes installées de nos jours et des systèmes d'entraînement de grandes puissances sont équipés de machines asynchrones à double alimentation avec de très bonnes performances ceux-ci restent tributaires de leur inconvénient principal qui est le système bague-balais pour éviter ce problème on propose de coupler deux machines asynchrones à rotor bobiné en cascade on désigne par cascade le couplage de deux machines électriquement et mécaniquement en reliant leurs deux arbres ainsi que leurs phases rotoriques. L'ensemble est appelé machine à induction à double alimentation en cascade (MIDAC). Cette association est connue de longue date pour la réalisation de générateurs électriques dans le domaine aéronautique et dans les petites centrales hydroélectriques si on alimente la première MIDA par son stator on obtient une structure qui ne nécessite pas de système balais-bagues.

Le comportement de cette structure dépend dans une large mesure des nombres de paires de pôles  $p_1$  et  $p_2$  ainsi que du type de couplage des phases rotoriques directe ou inverse. Les différentes possibilités des nombres de pôles ( $p_1=p_2$  ;  $p_1>p_2$  et  $p_1<p_2$ ) donnent lieu à des fonctionnements tout à fait différents.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

MIDAC : Machine à Induction à Double Alimentation en Cascade.

### II.2.2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation en cascade doublement alimentée présente des phénomènes très complexes qui interviennent dans son fonctionnement [20], comme la saturation magnétique, les courants de Foucault...etc.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices suivantes:

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables)
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer.
- l'interconnexion en inverse des rotors à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par deux systèmes de tensions triphasées symétriques.
- On néglige l'effet de peau.
- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

### II.3. Modèle dans l'axe réel

#### ▪ La première machine

Référentiel lié au bobinage du stator 1

$$[V]_{s1} = [R]_{s1} \cdot [i]_{s1} + \frac{d[\psi]_{s1}}{dt} \quad (\text{II.1a})$$

$$[\psi]_{s1} = [L]_{s1} \cdot [i]_{s1} + [M]_{sr1} \cdot [i]_{r1} \quad (\text{II.1b})$$

Référentiel lié au bobinage du rotor 1

$$[V]_{r1} = [R]_{r1} \cdot [i]_{r1} + \frac{d[\psi]_{r1}}{dt} \quad (\text{II.2a})$$

$$[\psi]_{r1} = [L]_{r1} \cdot [i]_{r1} + [M]_{rs1} \cdot [i]_{s1} \quad (\text{II.2b})$$

$[V]_{s1}; [V]_{r1}$  : Matrice vectorielle de la tension du stator (resp. du rotor) de la première machine.

$[R]_{s1}; [R]_{r1}$  : Matrice vectorielle Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> stator/rotor.

$[i]_{s1}; [i]_{r1}$  : Matrice vectorielle de courant stator/rotor de 1<sup>er</sup> phase.

$[\psi]_{s1}; [\psi]_{r1}$  : Matrice vectorielle du Flux stator/ rotor d'une 1<sup>er</sup> phase.

$[L]_{r1}; [L]_{s1}$  : Matrice vectorielle d'inductance propre rotor/stator d'une 1<sup>er</sup> phase.

$[M]_{rs1}$  : Matrice vectorielle d'inductance mutuelle entre phases rotor et stator 1<sup>er</sup> phase.

#### ▪ La deuxième machine

Référentiel lié au bobinage du rotor 2

$$[V]_{r2} = [R]_{r2} \cdot [i]_{r2} + \frac{d[\psi]_{r2}}{dt} \quad (\text{II.3a})$$

$$[\psi]_{r2} = [L]_{r2} \cdot [i]_{r2} + [M]_{sr2} \cdot [i]_{s2} \quad (\text{II.3b})$$

Référentiel lié au bobinage du stator 2

$$[V]_{s2} = [R]_{s2} \cdot [i]_{s2} + \frac{d[\psi]_{s2}}{dt} \quad (\text{II.4a})$$

$$[\psi]_{s2} = [L]_{s2} \cdot [i]_{s2} + [M]_{sr2} \cdot [i]_{s2} \quad (\text{II.4c})$$

$[V]_{s2}; [V]_{r2}$  Matrice vectorielle de la tension du stator (resp. du rotor) de la seconde machine.

$[R]_{s2}; [R]_{r2}$  Matrice vectorielle Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> stator/rotor.

$[i]_{s2}; [i]_{r2}$  Matrice vectorielle de courant stator/rotor de 2<sup>ème</sup> phase.

$[\psi]_{s2}; [\psi]_{r2}$  Matrice vectorielle du Flux stator / rotor d'une 2<sup>ème</sup> phase..

$[L]_{r2}; [L]_{s2}$  Matrice vectorielle d'inductance propre rotor/stator d'une 2<sup>ème</sup> phase.

$[M]_{rs2}$  Matrice vectorielle d'inductance mutuelle entre phases stator et rotor 2<sup>ème</sup> phase.

### II.4. Prise en compte de l'interconnexion des deux rotors

Comme mentionné dans le chapitre précédent, seule la configuration de couplage inverse présente un intérêt significatif pour les applications de système de génération. Ainsi, un modèle d'interconnexion de rotor est dérivé sur la base des relations entre les tensions et les courants triphasés du rotor-1 et du rotor-2

$$[V_{r2}] = C[V_{r1}] \quad (\text{II.5})$$

$$[I_{r2}] = D[I_{r1}] \quad (\text{II.6})$$

C et D étant les matrices d'interconnexion données par

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les relations (I.5) et (I.6) décrivent une séquence de couplage inverse entre les deux enroulements de rotor avec une convention de moteur super synchrone employée pour les deux machines. Le système représentant l'interconnexion du rotor a deux grandeurs d'entrée ( $[V_{r1}], [I_{r2}]$ ) et deux grandeurs de sortie ( $[V_{r2}], [I_{r1}]$ ).

On trouve quelque inconvénients dans ce système :

- Les repère ne sont pas les mêmes.
- La variation de la matrice inductance mutuelle a fonction de la position.
- Le nombre de l'équation est très important.

## II.5. La transformée de PARK

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q). La transformation de Park modifiée est utilisée. Cette modification permet de conserver la puissance lors du passage du système triphasé au biphasé ou inversement.

[21]

La composante homopolaire peut être considérée comme nulle, puisque l'axe homopolaire peut être choisi perpendiculaire au plan (od, oq). La figure II.2 présente, schématiquement, la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

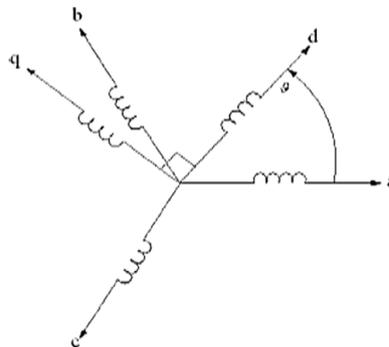


Figure.II.2. Transformation de Park

La transformation (d-q-0) peut être utilisée pour transformer le système en un cadre de référence qui tourne en synchronisme avec le rotor en alignant les axes d et q de sorte qu'ils suivent la position du rotor.

Il est important de noter que bien que l'explication physique de la transformation (d q-0) suppose que les bobines donnent un champ d'air sans harmonique, aucune hypothèse de ce type n'est requise pour utiliser la transformation (d-q-0). Les effets harmoniques conduiront simplement à des valeurs différentes des courants d-q-0.

Pour un enroulement de stator avec des paires de pôles  $p_1$  [21], la transformation de (d-q-0) est:

$$C_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(P_1\theta_s) & \cos(P_1(\theta_s - \frac{2\pi}{3P_1})) & \cos(P_1(\theta_s - \frac{4\pi}{3P_1})) \\ \sin(P_1\theta_s) & \sin(P_1(\theta_s - \frac{2\pi}{3P_1})) & \sin(P_1(\theta_s - \frac{4\pi}{3P_1})) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Pour le second enroulement de stator avec des paires de pôles  $p_2$ , la transformation est:

$$C_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(P_2\theta_s) & \cos(P_2(\theta_s - \frac{2\pi}{3P_2})) & \cos(P_2(\theta_s - \frac{4\pi}{3P_2})) \\ \sin(P_2\theta_s) & \sin(P_2(\theta_s - \frac{2\pi}{3P_2})) & \sin(P_2(\theta_s - \frac{4\pi}{3P_2})) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

**$\theta_s$  Représente l'angle mécanique**

## II.6. Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park

L'élaboration d'un schéma de contrôle basé sur plusieurs référentiels étant complexe, il convient de décrire le MIDAC dans un référentiel (dq) unifié avec une distribution de paires de pôles donnée, liée à l'une des deux DFIM [22], [23]. De cette façon, toutes les grandeurs sont induites à la même fréquence ce qui pourrait être plus pertinent pour la synthèse de contrôle vectoriel et le développement d'un contrôleur efficace malgré la complexité du système [21]. Ci-après, le référentiel commun relatif à la machine de puissance est adopté pour la représentation vectorielle du MIDAC. Les différents référentiels liés à chaque machine à induction sont illustrés à la figure II.5. Quatre repères fondamentaux peuvent être distingués:

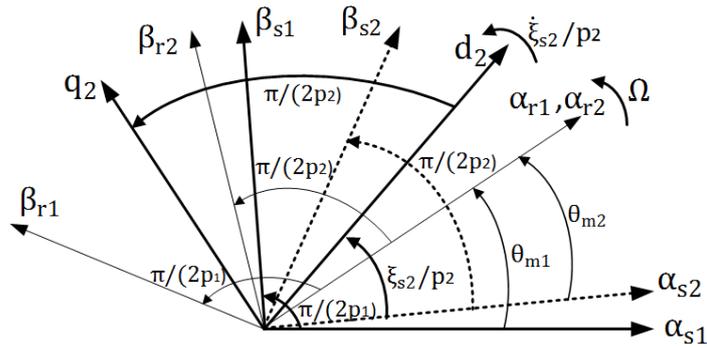


Figure II.5. Systèmes de référence de la machine MADAC

- $(\alpha\beta_{s2})$  : représente le repère stationnaire liée à la machine de puissance avec  $p_2$  paires de pôles
- $(\alpha\beta_{s1})$  : représente le repère stationnaire liée à la machine de commande avec  $p_1$  paires de pôles
- $(\alpha\beta_{r1}), (\alpha\beta_{r2})$  : représentent respectivement les repères tournants liées aux rotor des machines de commande et de puissance situés à des angles mécaniques  $\theta_{m1}$  et  $\theta_{m2}$  de leur repères stationnaires
- $(dq)_2$  : représente le repère unifié lié à la machine de puissance faisant un angle mécanique  $\frac{\xi_{s2}}{p_2}$  par rapport au repère  $(\alpha\beta_{s2})$

### II.7.1 Modèle idéalisé de la cascade

Mas à double alimentation sans balais avec 2 MARB

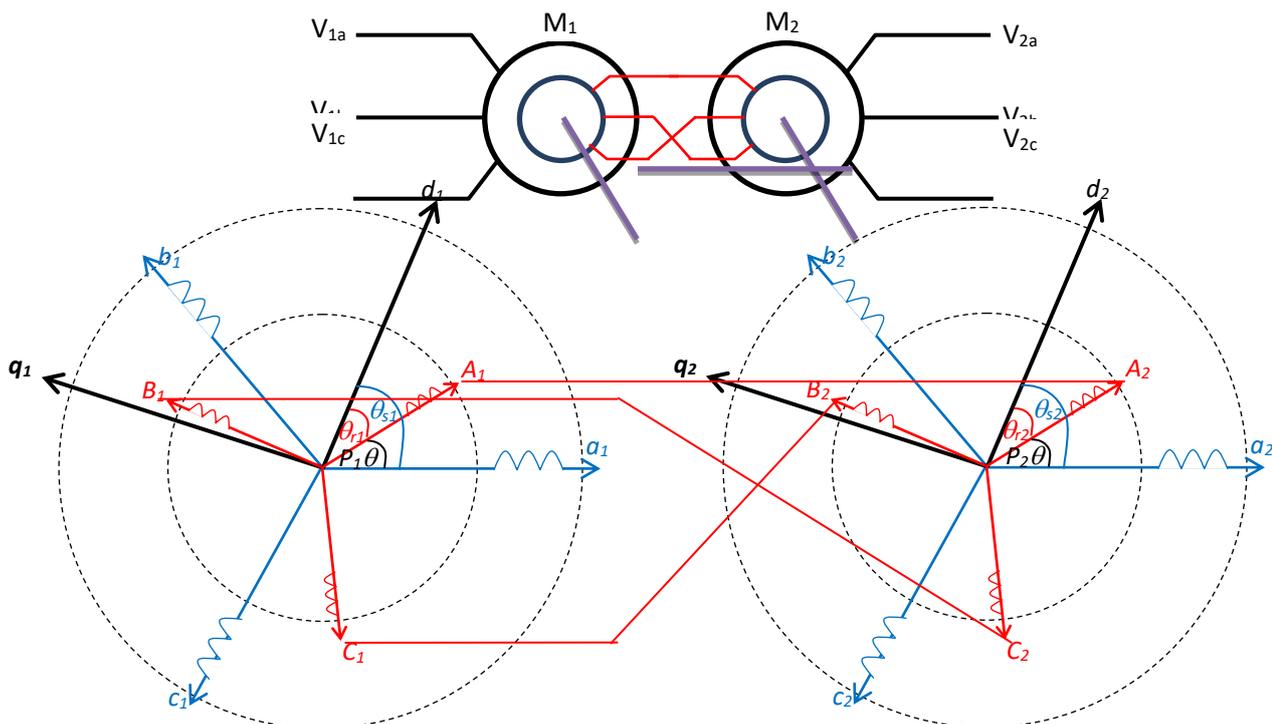


Figure II.5.1. Systèmes des tension des deux machines

Nous avons une représentation séparée des deux machines avec liaisons rotoriques électrique et mécanique (même courants rotorique, même vitesse mécanique). La connexion des deux rotors se fait en croisé, c'est la seule connexion intéressante pour le fonctionnement.

Pour la première machine :

$$[V_{s1,abc}] = [r_{s1}][i_{s1,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1,abc}] \quad (\text{II.10})$$

$$[V_{s1,dqo}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1,abc}] = [P(\theta_{s1})][r_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{s1,dqo}] + [P(\theta_{s1})]\frac{d}{dt}[P(\theta_{s1})]^{-1}[\varphi_{s1,dqo}] \quad (\text{II.11})$$

La matrice résistance étant un multiple de la matrice identité, on a alors

$$[V_{s1,dqo}] = [r_{s1}][i_{s1,dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1,dqo}] + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \left( [P(\theta_{s1})] \frac{d}{d\theta_{s1}} [P(\theta_{s1})]^{-1} \right) [\varphi_{s1,dqo}] \quad (\text{II.12})$$

Où

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{d\theta_{s1}} [P(\theta_{s1})]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{s1}) & -\cos(\theta_{s1}) & 0 \\ -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

On obtient finalement

$$[V_{s1,dqo}] = [r_{s1}][i_{s1,dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1,dqo}] + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{s1,dq}] \quad (\text{II.14})$$

Et explicitement

$$V_{sd1} = r_{s1}i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt} \varphi_{sq1} \quad (\text{II.15})$$

$$V_{sq1} = r_{s1}i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \varphi_{sd1} \quad (\text{II.16})$$

$$V_{s01} = r_{s1}i_{s01} + \frac{d\varphi_{s01}}{dt} \quad (\text{II.17})$$

Si on se limite aux équations des deux axes d et q, nous pouvons utiliser une représentation vectorielle.

$$\overline{V}_{s1} = V_{sd1} + jV_{sq1} = r_{s1}\overline{i}_{s1} + \frac{d\overline{\varphi}_{s1}}{dt} + j\frac{d\theta_{s1}}{dt}\overline{\varphi}_{s1} \quad (\text{II.18})$$

Et pour l'équation des flux, on retrouve :

$$[\varphi_{s1,abc}] = [L_{s1}][i_{s1,abc}] + [M_{sr1}][i_{r1,ABC}] \quad (\text{II.19})$$

$$[\varphi_{s1,dq0}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{s1,abc}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{s1,dq0}] + [P(\theta_{s1})][M_{sr1}][P(\theta_{r1})]^{-1}[i_{r1,dq0}] \quad (\text{II.20})$$

Tout calcul fait, on retrouve :

$$[P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s1o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[P(\theta_{s1})][M_{sr1}][P(\theta_{r1})]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Où

$L_{s1} = l_{s1} - l_{ss1}$  : Inductance cyclique statorique

$L_{s1o} = l_{s1} + 2l_{m1}$  : Inductance homopolaire

$L_{m1} = \frac{3}{2}l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_{s1}$$

On retrouve alors explicitement :

$$\varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_{m1}i_{rd1} \quad (\text{II.23a})$$

$$\varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_{m1}i_{rq1} \quad (\text{II.23b})$$

$$\varphi_{s01} = L_{s0}i_{s0} \quad (\text{II.23c})$$

On se limite à la seule équation d'axe d et on retrouve une seule expression vectorielle

$$\overline{\varphi_{s1}} = \varphi_{sd1} + j\varphi_{sq1} = L_{s1}\overline{i_{s1}} + L_{m1}\overline{i_{r1}} \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant l'expression des flux dans l'équation aux tensions, on retrouve :

$$V_{sd1} = r_{s1}i_{sd1} + L_{s1}\frac{di_{sd1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{rd1}}{dt} - L_{s1}\omega_{s1}i_{sq1} - L_{m1}\omega_{s1}i_{rq1} \quad (\text{II.25})$$

$$V_{sq1} = r_{s1}i_{sq1} + L_{s1}\frac{di_{sq1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{rq1}}{dt} + L_{s1}\omega_{s1}i_{sd1} + L_{m1}\omega_{s1}i_{rd1} \quad (\text{II.26})$$

$$V_{s01} = r_{s1}i_{s01} + \frac{d\varphi_{s01}}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Et sous forme complexe :

$$\overline{V}_{s1} = r_{s1}\overline{i}_{s1} + L_{s1}\frac{d\overline{i}_{s1}}{dt} + L_{m1}\frac{d\overline{i}_{r1}}{dt} + jL_{s1}\omega_{s1}\overline{i}_{s1} + jL_{m1}\omega_{s1}\overline{i}_{r1} \quad (\text{II.28})$$

Avec le même cheminement, on retrouve, pour le rotor

$$[V_{r1,ABC}] = [r_{r1}][i_{r1,ABC}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{r1,ABC}] \quad (\text{II.29})$$

$$[V_{r1,dq0}] = [P(\theta_{r1})][V_{r1,ABC}] = [P(\theta_{r1})][r_{r1}][P(\theta_{r1})]^{-1}[i_{r1,dq0}] + [P(\theta_{r1})]\frac{d}{dt}[P(\theta_{r1})]^{-1}[\varphi_{r1,dq0}] \quad (\text{II.30})$$

Et finalement, comme au stator, on obtient

$$[V_{r1,dq}] = [r_{r1}][i_{r1,dq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{r1,dq}] + \frac{d\theta_{r1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{r1,dq}] \quad (\text{II.31})$$

$$V_{r01} = r_{r1}i_{r01} + \frac{d\varphi_{r01}}{dt} \quad (\text{II.32})$$

Et sous forme complexe

$$\overline{V_{r1}} = V_{rd1} + jV_{rq1} = r_{r1}\overline{l_{r1}} + \frac{d\overline{\varphi_{r1}}}{dt} + j\frac{d\theta_{r1}}{dt}\overline{\varphi_{r1}} \quad (\text{II.33})$$

De même, pour l'équation des flux, on retrouve :

$$[\varphi_{r1,abc}] = [L_{r1}][i_{r,ABC}] + [M_{rs1}][i_{s1,abc}] \quad (\text{II.34})$$

$$[\varphi_{r1,dq0}] = [P(\theta_{r1})][\varphi_{r1,abc}] = [P(\theta_{r1})][L_{r1}][P(\theta_{r1})]^{-1}[i_{r1,dq0}] + [P(\theta_{r1})][M_{sr1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{s1,dq0}] \quad (\text{II.35})$$

Tout calcul fait, on retrouve :

$$[P(\theta_{r1})][L_{r1}][P(\theta_{r1})]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r1o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$[P(\theta_{r1})][M_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Où

$L_{r1} = l_{r1} - l_{rr1}$  : Inductance cyclique rotorique

$L_{r1o} = l_{r1} + 2l_{m1}$  : Inductance homopolaire rotorique

$L_{m1} = \frac{3}{2}l_{m1}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$$\frac{d\theta_{r1}}{dt} = (\omega_{s1} - P_1\Omega)$$

On retrouve alors explicitement :

$$\varphi_{rd1} = L_{r1}i_{rd1} + L_{m1}i_{sd1} \quad (\text{II.38a})$$

$$\varphi_{sq1} = L_{r1}i_{rq1} + L_{m1}i_{sq1} \quad (\text{II.38b})$$

$$\varphi_{r01} = L_{r0}i_{r0} \quad (\text{II.38c})$$

Et sous forme complexe

$$\overline{\varphi_{r1}} = \varphi_{rd1} + j\varphi_{rq1} = L_{r1}\overline{i_{r1}} + L_{m1}\overline{i_{s1}} \quad (\text{II.39})$$

$$V_{rd1} = r_{r1}i_{rd1} + L_{r1}\frac{di_{rd1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{sd1}}{dt} - L_{r1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{rq1} - L_{m1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{sq1} \quad (\text{II.40})$$

$$V_{rq1} = r_{r1}i_{rq1} + L_{r1}\frac{di_{rq1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{sq1}}{dt} + L_{r1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{rd1} + L_{m1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{sd1} \quad (\text{II.41})$$

Et sous forme complexe :

$$\overline{V_{r1}} = r_{r1}\overline{i_{r1}} + L_{r1}\frac{d\overline{i_{r1}}}{dt} + L_{m1}\frac{d\overline{i_{s1}}}{dt} + jL_{r1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)\overline{i_{r1}} + jL_{m1}(\omega_{s1} - P_1\Omega)\overline{i_{s1}} \quad (\text{II.42})$$

Le couple électromagnétique est calculé par

$$C_{em1} = p_1L_{m1}(i_{sq1}i_{rd1} - i_{sd1}i_{rq1}) \quad (\text{II.43})$$

Pour la deuxième machine les développements sont identiques. On trouve alors :

$$V_{sd2} = r_{s2}i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \frac{d\theta_{s2}}{dt}\varphi_{sq2} \quad (\text{II.44a})$$

$$V_{sq2} = r_{s2}i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \frac{d\theta_{s2}}{dt}\varphi_{sd2} \quad (\text{II.44b})$$

$$V_{s02} = r_{s2}i_{s02} + \frac{d\varphi_{s02}}{dt} \quad (\text{II.44c})$$

Si on se limite aux équations des deux axes d et q, nous pouvons utiliser une représentation vectorielle.

$$\overline{V_{s2}} = V_{sd2} + jV_{sq2} = r_{s2}\overline{i_{s2}} + \frac{d\overline{\varphi_{s2}}}{dt} + j\frac{d\theta_{s2}}{dt}\overline{\varphi_{s2}} \quad (\text{II.45})$$

Et pour l'équation des flux, on retrouve :

$$\varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_{m2}i_{rd2} \quad (\text{II.46a})$$

$$\varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_{m2}i_{rq2} \quad (\text{II.46b})$$

$$\varphi_{s02} = L_{s0}i_{s0} \quad (\text{II.46c})$$

Où

$L_{s2} = l_{s1} - l_{ss2}$  : Inductance cyclique statorique

$L_{s2o} = l_{s2} + 2l_{m2}$  : Inductance homopolaire

$L_{m2} = \frac{3}{2}l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$$\frac{d\theta_{s2}}{dt} = (\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega) \quad (\text{II.47})$$

On se limite à la seule équation d'axe d et on retrouve une seule expression vectorielle

$$\overline{\varphi_{s2}} = \varphi_{sd2} + j\varphi_{sq2} = L_{s2}\overline{i_{s2}} + L_{m2}\overline{i_{r2}} \quad (\text{II.48})$$

En remplaçant l'expression des flux dans l'équation aux tensions, on retrouve :

$$V_{sd2} = r_{s2}i_{sd2} + L_{s2}\frac{di_{sd2}}{dt} + L_{m2}\frac{di_{rd2}}{dt} - L_{s2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)i_{sq2} - L_{m2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)i_{rq2} \quad (\text{II.49})$$

$$V_{sq2} = r_{s2}i_{sq2} + L_{s2}\frac{di_{sq2}}{dt} + L_{m2}\frac{di_{rq2}}{dt} + L_{s2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)i_{sd2} + L_{m2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)i_{rd2}$$

$$V_{s02} = r_{s2}i_{s02} + \frac{d\varphi_{s02}}{dt} \quad (\text{II.50})$$

Et sous forme complexe :

$$\overline{V_{s2}} = r_{s2}\overline{i_{s2}} + L_{s2}\frac{d\overline{i_{s2}}}{dt} + L_{m2}\frac{d\overline{i_{r2}}}{dt} + jL_{s2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)\overline{i_{s2}} + jL_{m2}(\omega_{s1} - (P_1 + P_2)\Omega)\overline{i_{r2}} \quad (\text{II.51})$$

Avec le même cheminement, on retrouve, pour le rotor sous forme complexe

$$\overline{V_{r2}} = V_{rd2} + jV_{rq2} = r_{r2}\overline{i_{r2}} + \frac{d\overline{\varphi_{r2}}}{dt} + j\frac{d\theta_{r2}}{dt}\overline{\varphi_{r2}} \quad (\text{II.52})$$

De même, pour l'équation des flux, on retrouve :

$$\varphi_{rd2} = L_{r2}i_{rd2} + L_{m2}i_{sd2} \quad (\text{II.53a})$$

$$\varphi_{sq2} = L_{r2}i_{rq2} + L_{m2}i_{sq2} \quad (\text{II.53b})$$

$$\varphi_{r02} = L_{r0}i_{r0} \quad (\text{II.53c})$$

Où

$L_{r2} = l_{r2} - l_{rr2}$  : Inductance cyclique rotorique

$L_{r2} = l_{r2} + 2l_{m2}$  : Inductance homopolaire rotorique

$L_{m2} = \frac{3}{2}l_{m2}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$$\frac{d\theta_{r2}}{dt} = (\omega_{s1} - P_1\Omega) \quad (\text{II.54})$$

On retrouve alors explicitement :

Et sous forme complexe

$$\overline{\varphi_{r2}} = \varphi_{rd2} + j\varphi_{rq2} = L_{r2}\overline{i_{r2}} + L_{m2}\overline{i_{s2}} \quad (\text{II.55})$$

$$V_{rd2} = r_{r2}i_{rd2} + L_{r2}\frac{di_{rd2}}{dt} + L_{m2}\frac{di_{sd2}}{dt} - L_{r2}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{rq2} - L_{m2}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{sq2} \quad (\text{II.56})$$

$$V_{rq2} = r_{r2}i_{rq2} + L_{r2}\frac{di_{rq2}}{dt} + L_{m2}\frac{di_{sq2}}{dt} + L_{r2}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{rd2} + L_{m2}(\omega_{s1} - P_1\Omega)i_{sd2} \quad (\text{II.57})$$

Et sous forme complexe :

$$\overline{V_{r2}} = r_{r2}\overline{i_{r2}} + L_{r2}\frac{d\overline{i_{r2}}}{dt} + L_{m2}\frac{d\overline{i_{s2}}}{dt} + jL_{r2}(\omega_{s1} - P_2\Omega)\overline{i_{r2}} + jL_{m2}(\omega_{s1} - P_2\Omega)\overline{i_{s2}} \quad (\text{II.58})$$

Le couple électromagnétique est calculé par

$$C_{em2} = p_2L_{m2}(i_{sq2}i_{rd2} - i_{sd2}i_{rq2}) \quad (\text{II.60})$$

Les deux rotors étant couplés électriquement nous avons alors :

$$\overline{V_{r1}} = \overline{V_{r2}} = \overline{V_r} \quad (\text{II.61})$$

$$\overline{i_{r1}} = -\overline{i_{r2}} = \overline{i_r} \quad (\text{II.62})$$

On peut alors décrire les deux rotors à travers une seule équation :

où

$$\overline{\varphi_r} = \overline{\varphi_{r1}} - \overline{\varphi_{r2}} = L_r\overline{i_r} + L_{m1}\overline{i_{s1}} - L_{m2}\overline{i_{s2}} \quad (\text{II.63})$$

$$\overline{V_{r1}} - \overline{V_{r2}} = r_r\overline{i_r} + \frac{d\overline{\varphi_r}}{dt} + j(\omega_{s1} - P_1\Omega)\overline{\varphi_r} = 0 \quad (\text{II.64})$$

$$L_r = L_{r1} + L_{r2} \quad (\text{II.65})$$

$$r_r = r_{r1} + r_{r2} \quad (\text{II.67})$$

Le couple électromagnétique total est la somme des deux couples développés par les deux machines séparément

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} = p_1L_{m1}(i_{sq1}i_{rd1} - i_{sd1}i_{rq1}) + p_2L_{m2}(i_{sq2}i_{rd2} - i_{sd2}i_{rq2}) \quad (\text{II.68})$$

Afin que l'état de la machine soit entièrement déterminé, il faut ajouter l'équation mécanique du système tournant suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} + C_{em2} - C_r \quad (\text{II.69})$$

avec :

$\Omega$  : La vitesse de rotation de la machine

$J$  : Le moment cinétique total des parties tournantes

$C_{em1}$  : Le couple mécanique développé par la machine 1.

$C_{em2}$  : Le couple mécanique développé par la machine 2.

$C_r$  : Le couple résistant exercé par la charge mécanique.

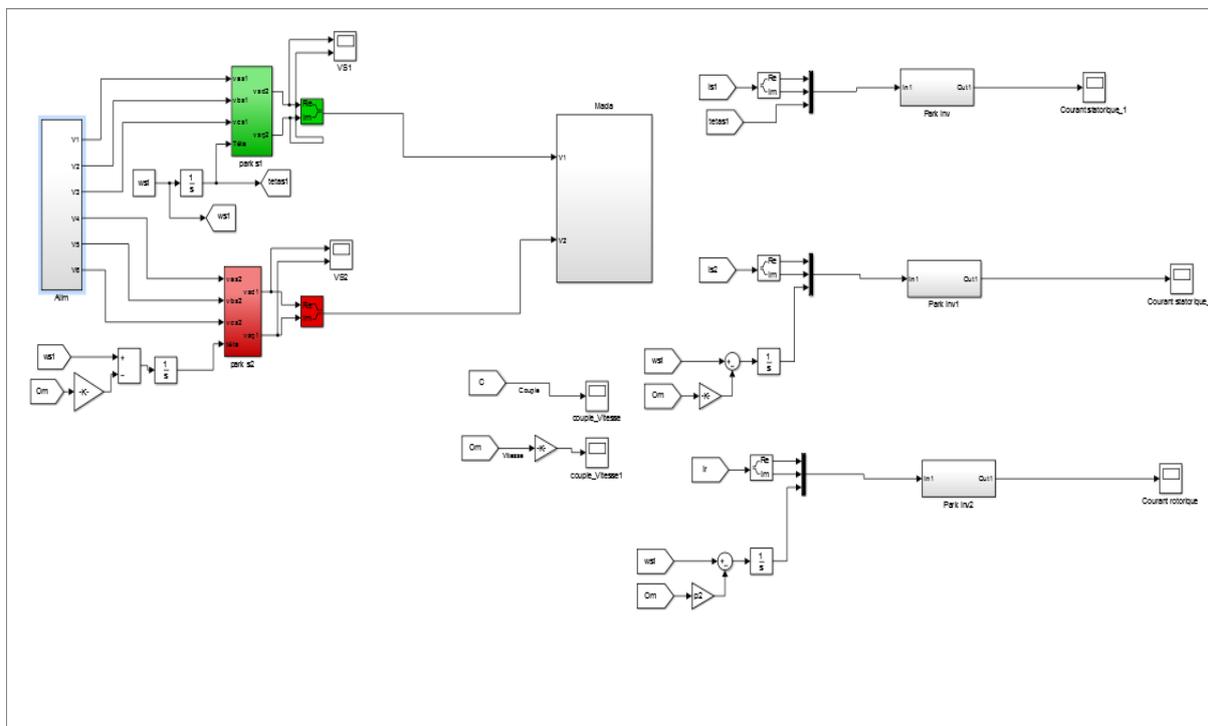


Figure.II.6. Schéma bloc de simulation d'une machine de la cascade avec un couplage inverse

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Afin de simplifier le modèle de la machine MIDAC, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit à quelques équations à travers un modèle biphasé que nous allons valider par simulation numérique.

### III.1.Introduction

Dans les deux chapitres précédents nous avons successivement exposés les éléments qui interviennent dans notre problématique ainsi que l'ensemble des formalismes théoriques pour l'élaboration d'un code de simulation.

La simulation a été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab» ; dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine MIDAC.

### III.2.Les paramètres des machines (identiques)[1]

Paramètres	Machine 1	Machine 2
Rs (Ohm)	12.4*1e-3	12.4*1e-3
Rr (Ohm)	12.4*1e-3	12.4*1e-3
Ls(H)	4.1*1e-3	4.1*1e-3
Lr(H)	8.496*1e-3	8.496*1e-3
Msr	5.77*1e-3	5.77.1e-3
m	0.404	0.68
F (kg/m <sup>2</sup> )	25	25

### III.3.Simulation du modèle

#### III.3.1 Alimentation sinusoïdale du 1<sup>er</sup> stator

Dans ce test on va alimenter uniquement le 1<sup>er</sup> stator avec une tension triphasée sinusoïdale et le deuxième stator est en court circuit, on applique un couple résistant de 1000 N.m au bout d'un temps de 3 secondes. on obtient les résultats suivants :

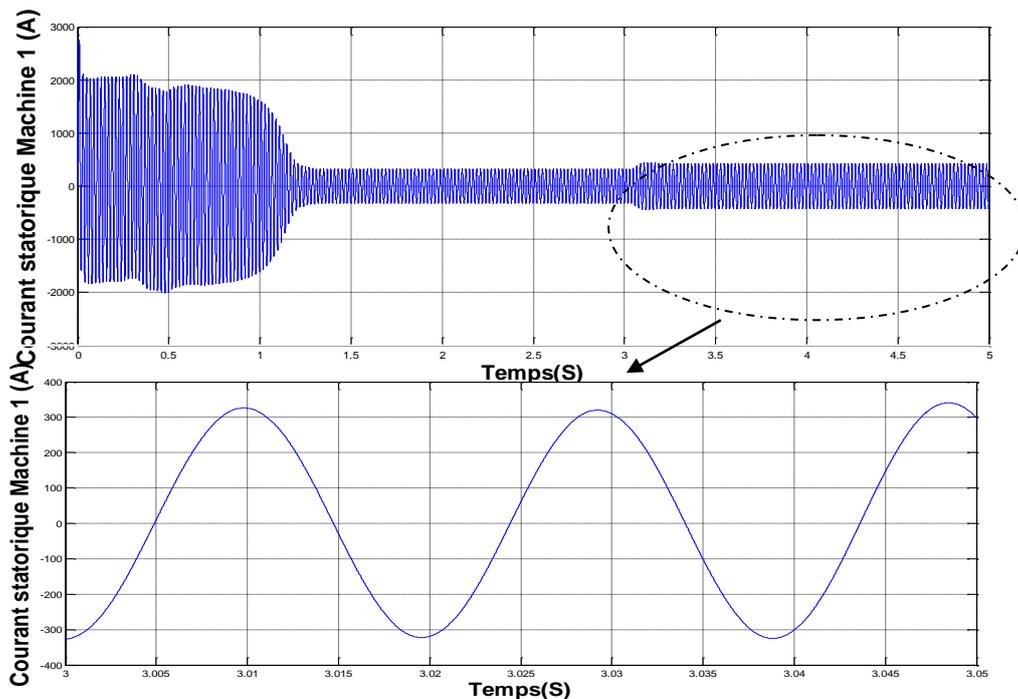


Figure.III.1.aAlimentation Sinusoïdale du 1<sup>er</sup> stator

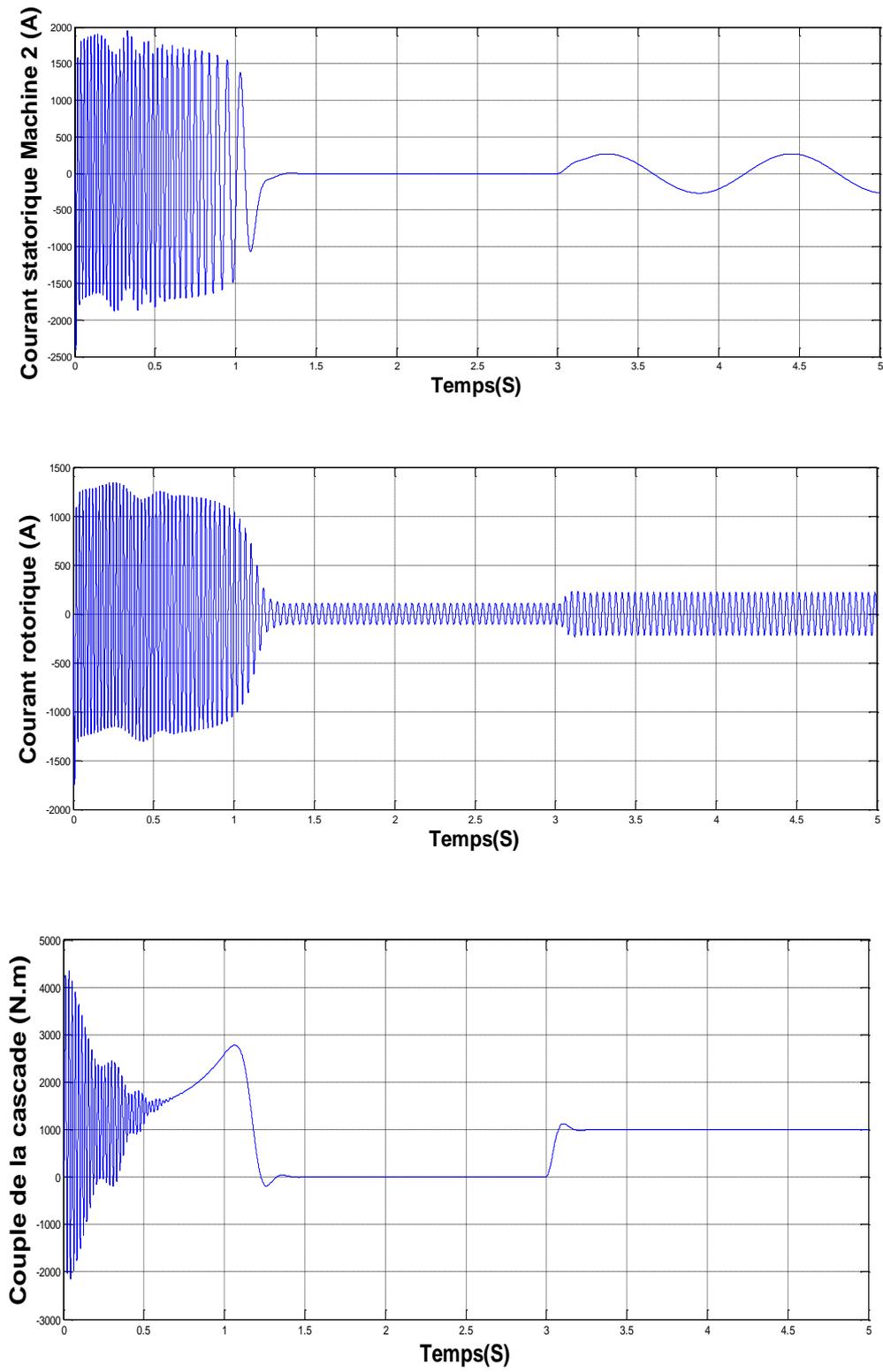


Figure.111.1.b.Alimentation Sinusoïdale du 1<sup>er</sup> stator.

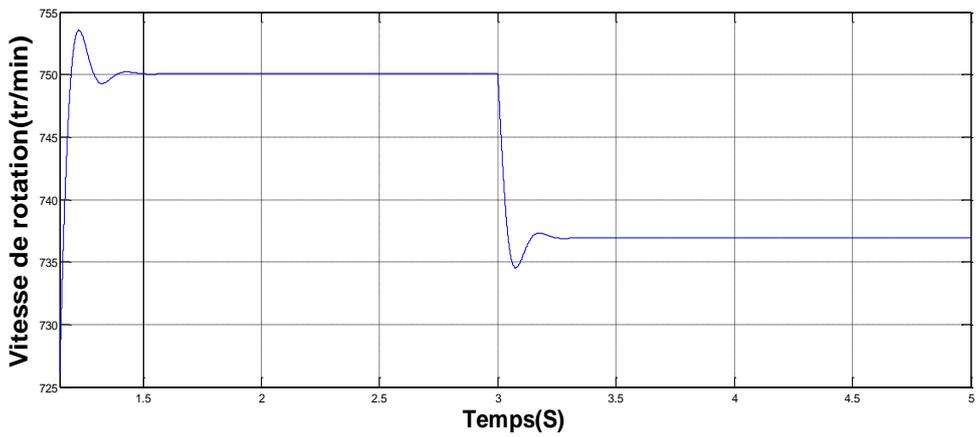
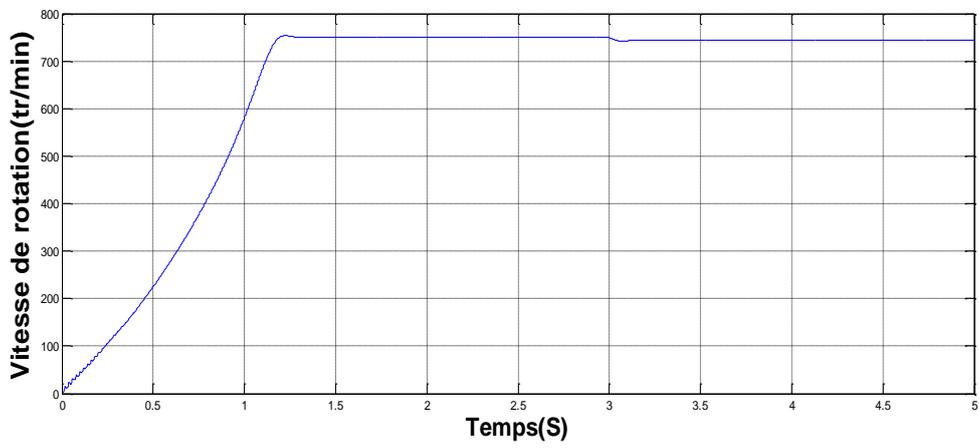
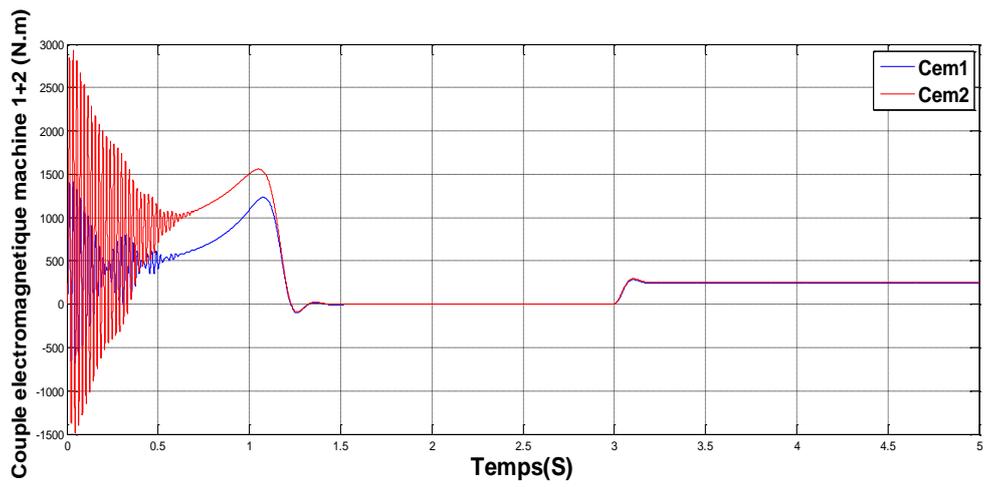


Figure.111.1c.Alimentation Sinusoïdale du 1<sup>er</sup> stator.

On remarques des résultats de simulation que :

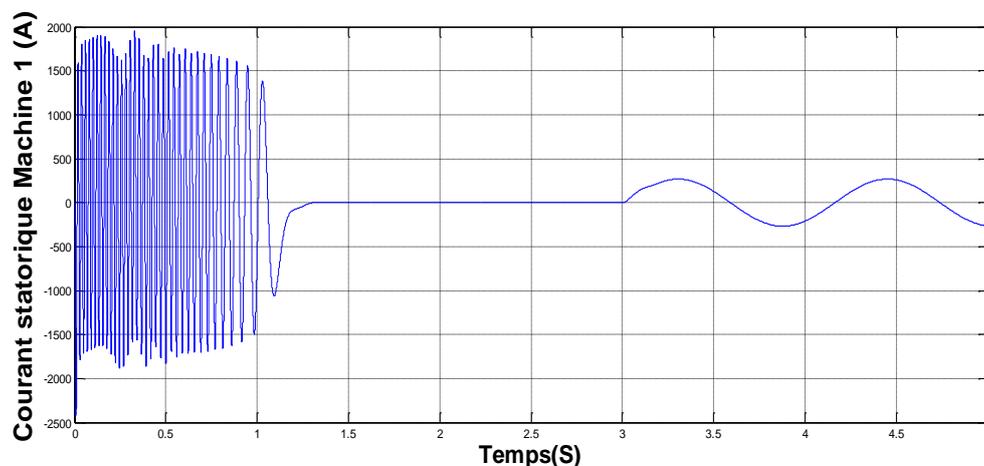
Les résultats de simulation donnés l'évolution des grandeurs fondamentales des 2 machines asynchrone : les courants statorique du machine 1 et 2, les courants rotoriques et composé , la vitesse et le couple électromagnétique.

Le démarrage de la machine est à vide suivit par une charge à l'instant  $t = 3s$  on applique un couple résistant  $C_r = 1000N.m$  , au durant de la régime transitoire, On remarque le classique appel de courant important au démarrage

après sa disparition, le régime permanent est atteint au bout de  $t=1.5s$  avec un courant sinusoïdal à vide d'amplitude constante, jusqu'à l'introduction du couple résistant le courant augmente à une valeur adéquate, L'oscillation de couple est l'élément marquant de la courbe du couple puisque le couple augmente pendant le régime transitoire et après disparition de ce dernier, le couple tend vers zéro ( à vide) et vers la valeur du couple résistant en charge .et Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent, la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme  $(f_1+f_2)*60/p_1+p_2=750$  tr/mn, En charge (figure )la vitesse a diminuée puisque elle est inversement proportionnelle au couple. Les caractéristiques mécaniques montrent clairement l'évolution vers le point de fonctionnement.

### III.3.2Alimentation sinusoïdale du 2em stator

Dans ce test on va alimenter uniquement le 2<sup>er</sup> stator avec une tension triphasées sinusoïdale, les deux machines on applique un couple résistant de 1000 N.m au bout d'un temps de 3 secondes. on obtient les résultats suivants



*Figure.III.2.a : Alimentation Sinusoïdale du 2<sup>em</sup> stator.*

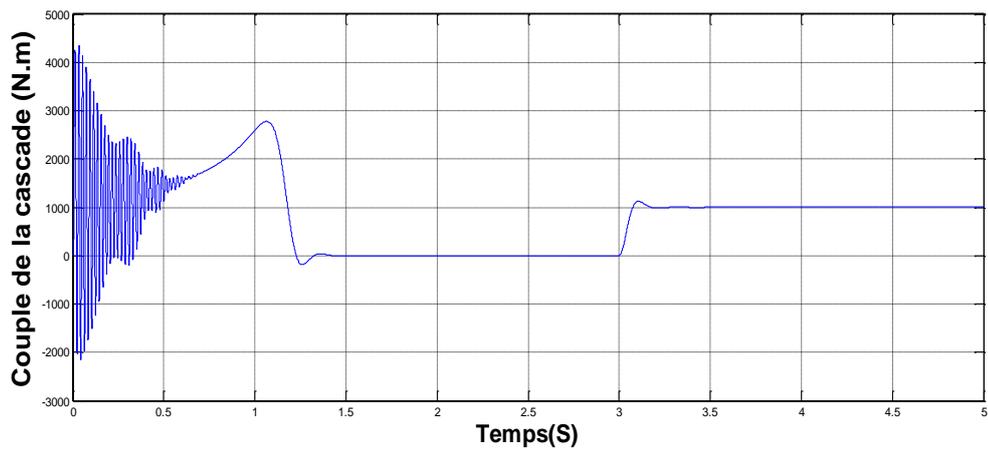
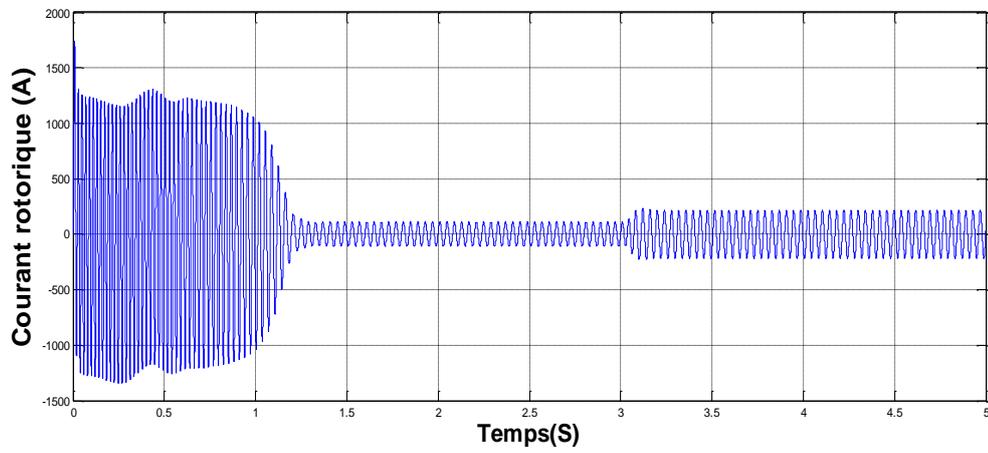
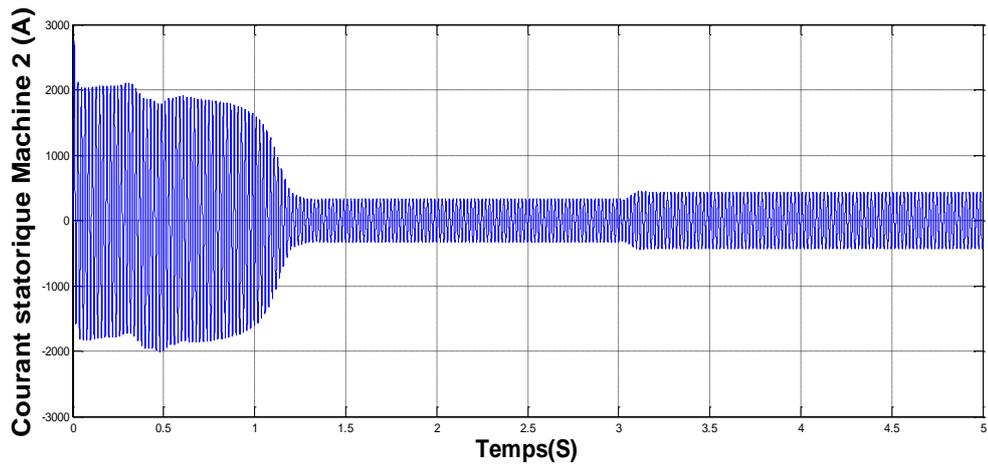


Figure.III.2.b : Alimentation Sinusoïdale du 2<sup>em</sup> stator.

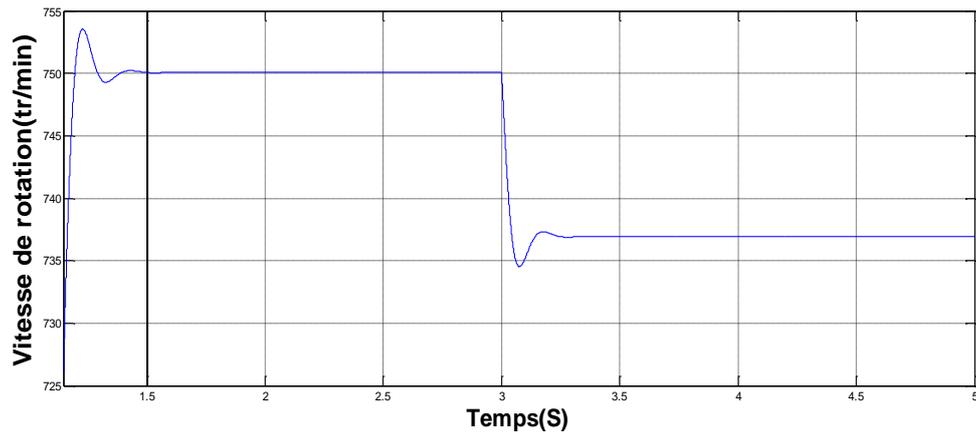
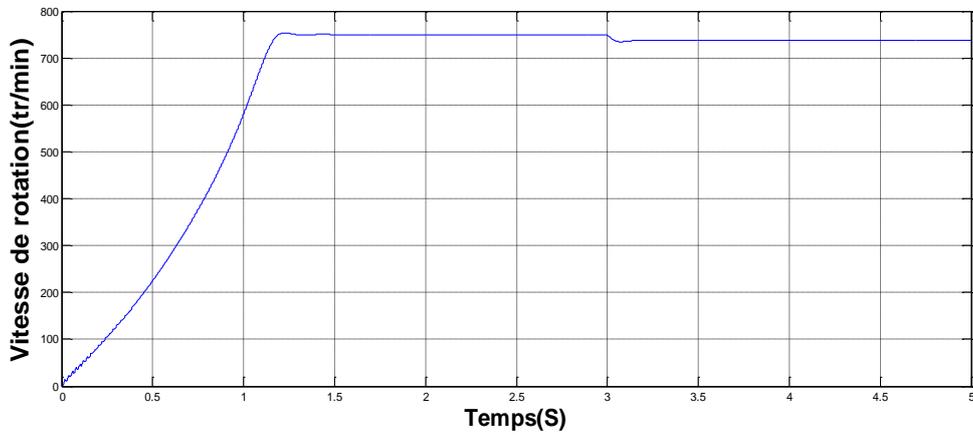
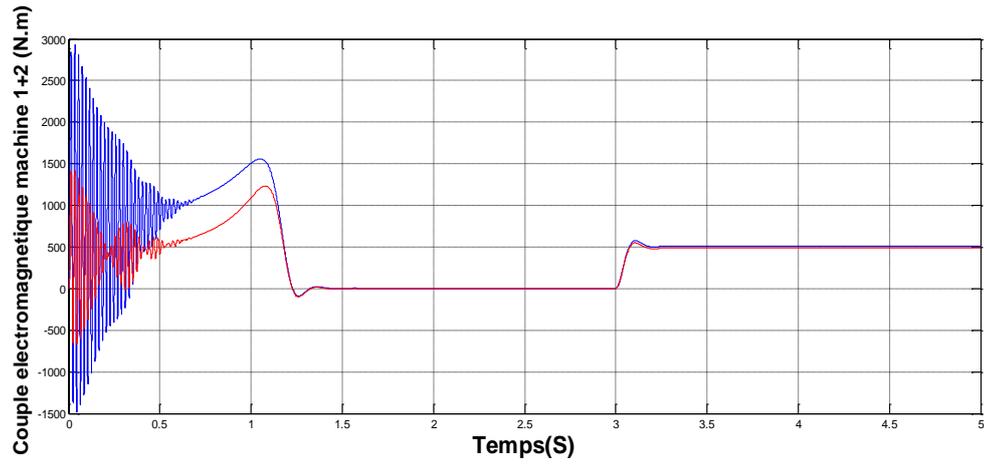


Figure.III.2.c.Alimentation Sinusoïdale du 2<sup>em</sup> stator.

Après l'obtention des résultats on remarque que :

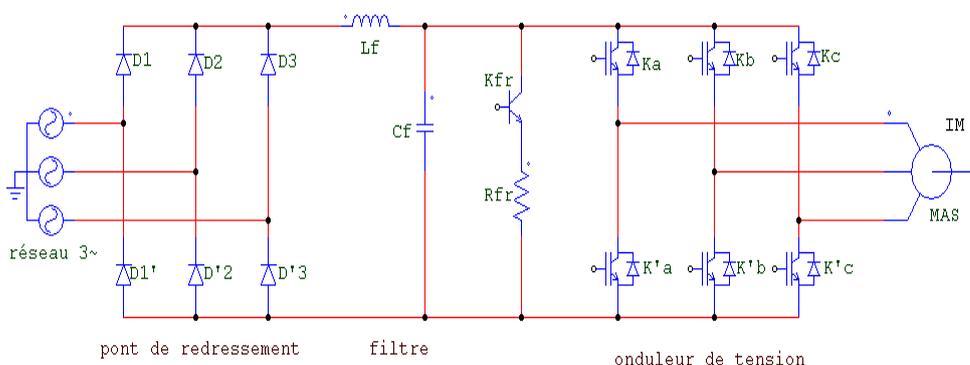
On remarque que lorsque on alimente le deuxième stator la forme du couple et de la vitesse de rotation des deux rotors et la même que dans le cas d'alimentation du premier stator Just que dans ce cas la valeur de premier stator red vers 0 jusqu'au moment qu'on applique le couple résistant.

### III.3.3 Alimentation par onduleur de tension

#### 111.3.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U_{dc}(t)$  est appliquée à l'onduleur. Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées aux application des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un

Interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation .



FigureIII.3. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

### 1.3.1.2. Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés.

#### 111.3.1.4. La technique de commande par MLI

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables.

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence  $f_m$  appelé modulante, et un signal triangulaire de haut fréquence  $f_p$  appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation. Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulante.  $m = f_p / f_m$ .
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de la porteuse  $V_p$ .  $r = V_m / V_p$

La valeur maximale du fondamentale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement:  $V_{1\ max} = r U_{dc} / 2$ . Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le réglage de la tension de sortie.
- Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par

le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des

commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.

- Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

Les signaux de commande de l'onduleur sont représentés dans la figure suivante :

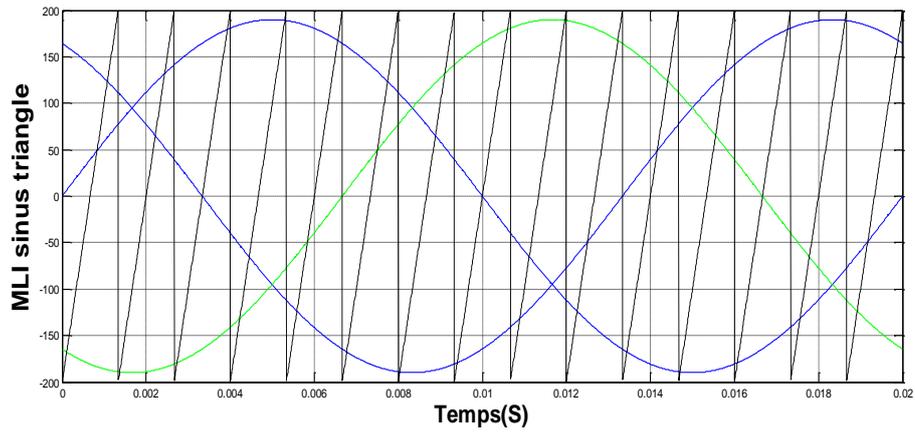


Figure.III.4. Principe de la MLI sinus-traingle

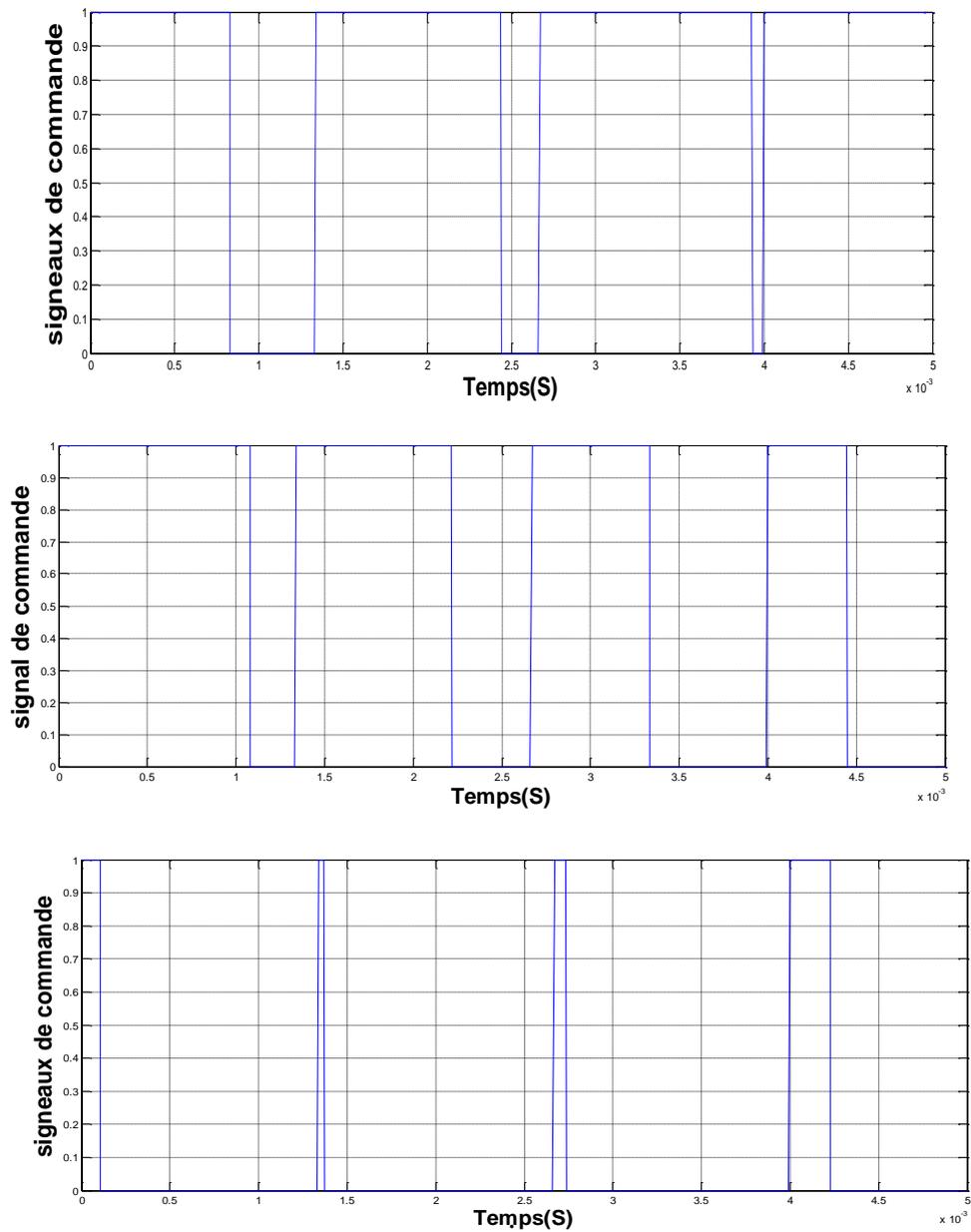


Figure.III.5. Signaux de commande de l'onduleur.

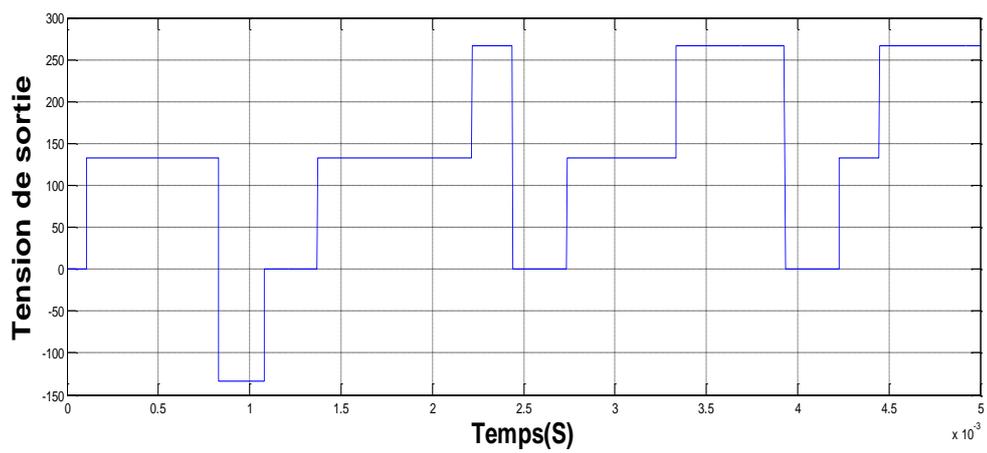
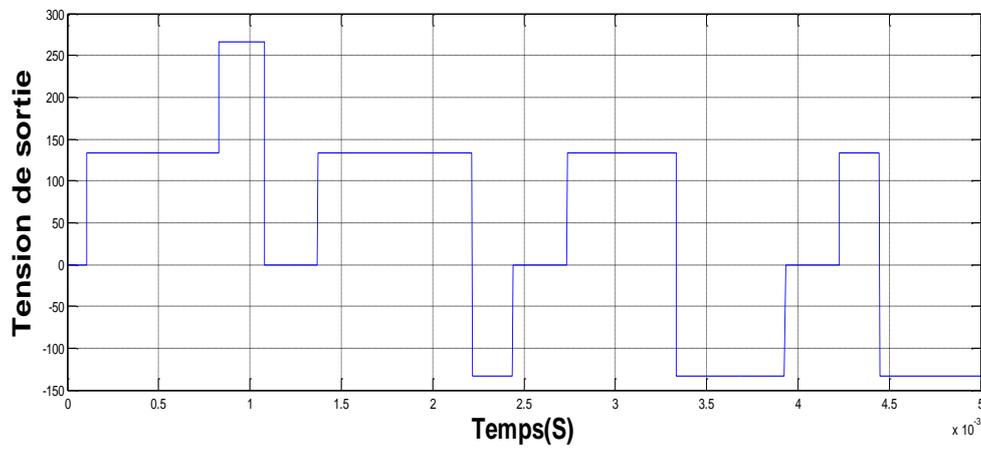
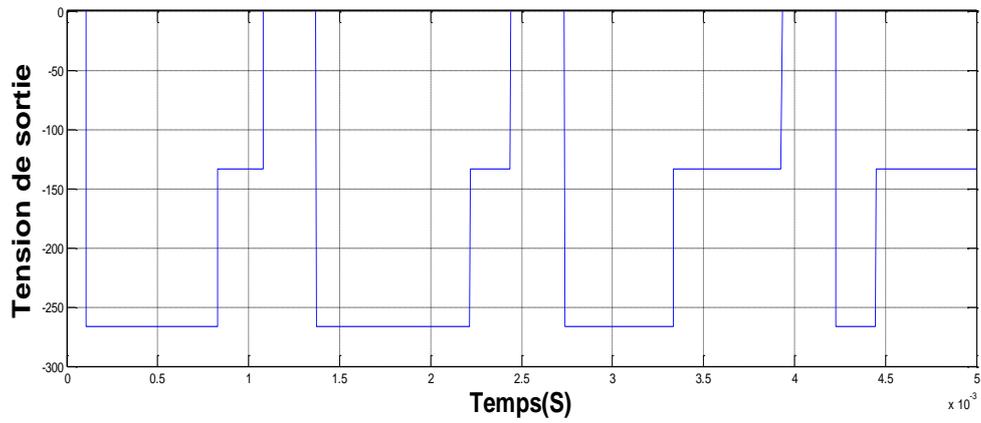


Figure III.6. Tension de sortie de l'onduleur .

### III.3.3 Alimentation par onduleur de tension du 1<sup>er</sup> stator

Dans ce cas on va alimenter le stator de la 1ere machine avec un onduleur de tension qu'on va le commander avec la technique de la modalisation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangularaire avec un, on applique un couple résistnat au bout du t=3s et on obtinet les résultats suivants :

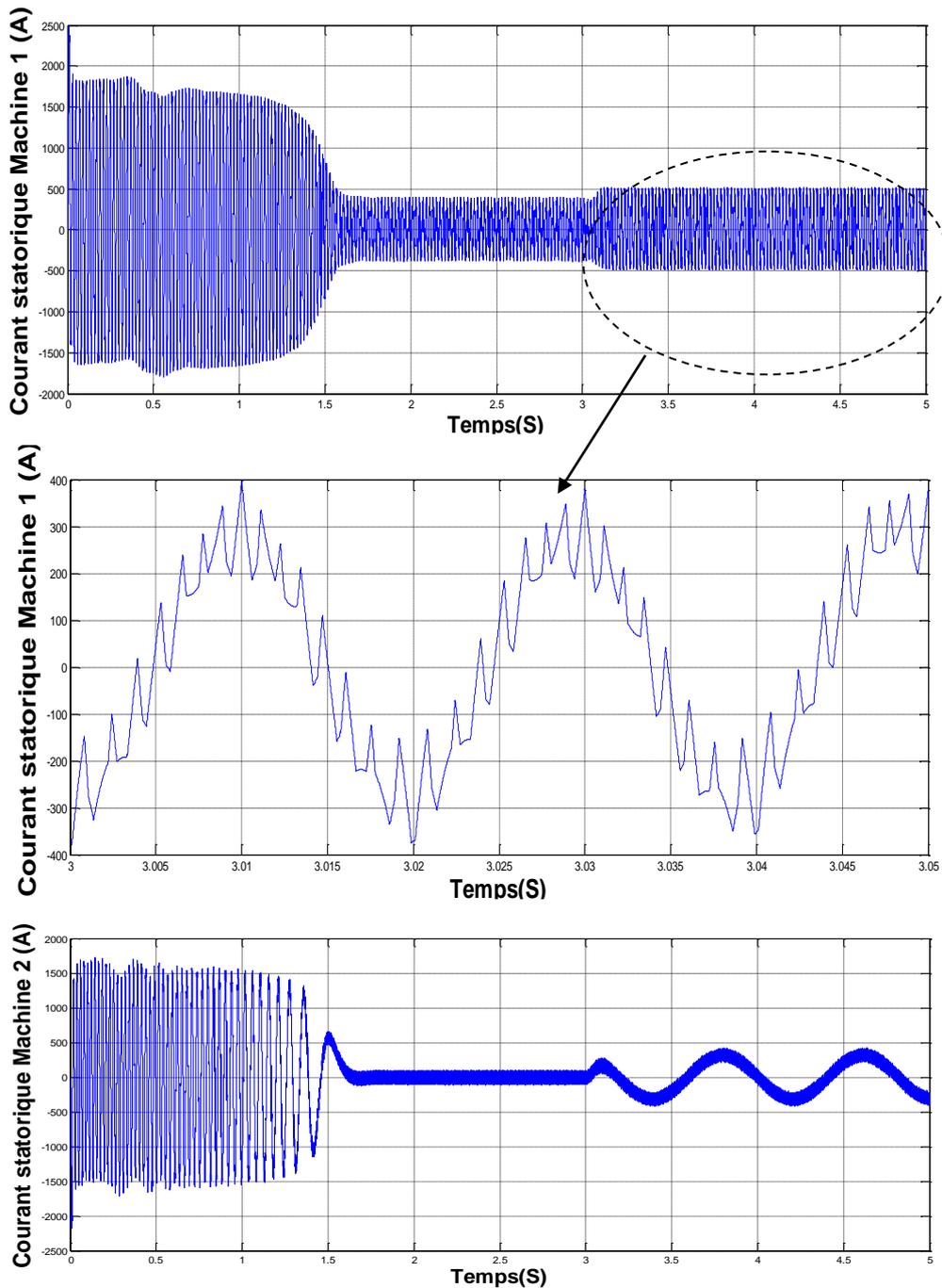


Figure.111.7.aAlimentation avec onduleur de tension.

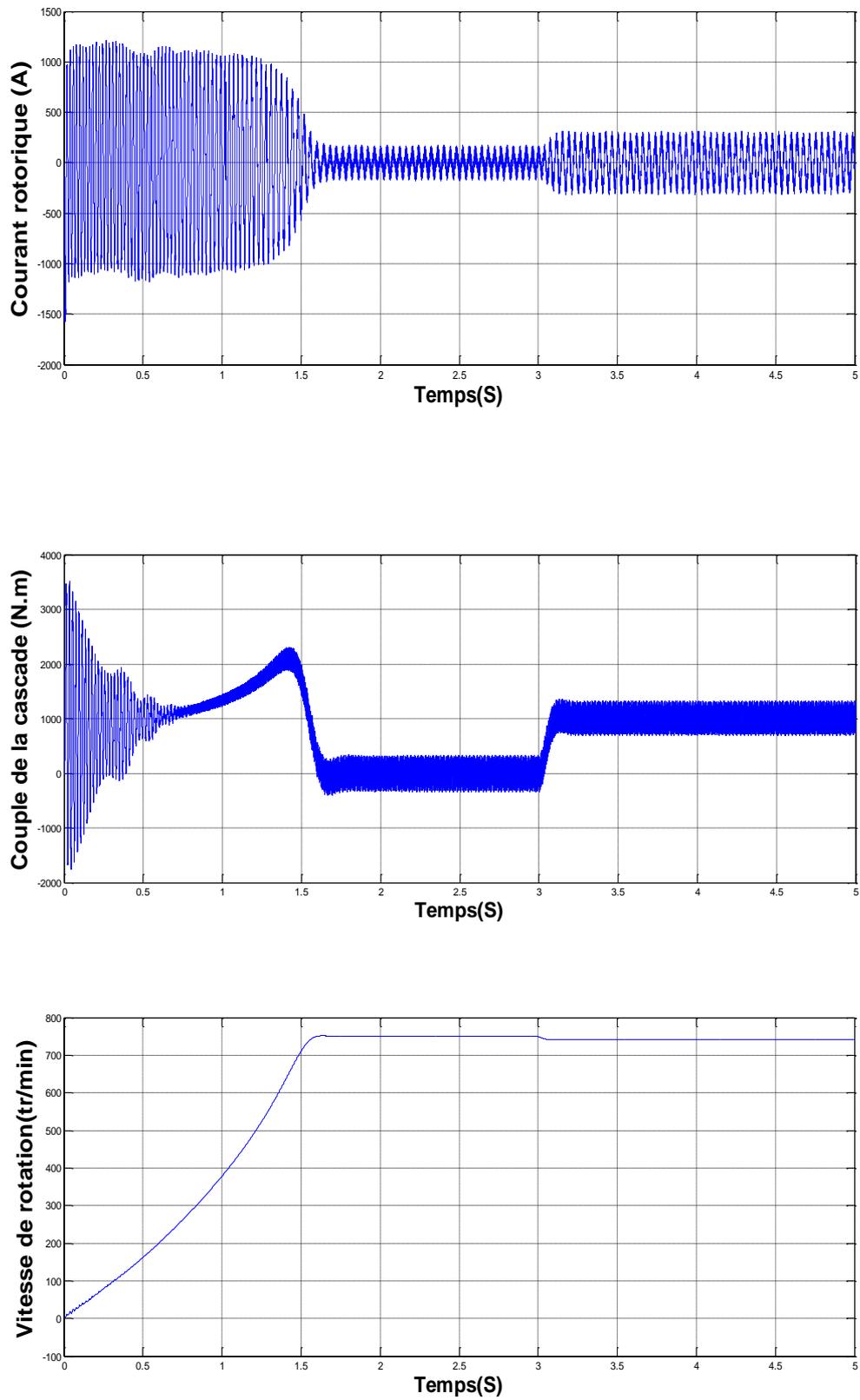
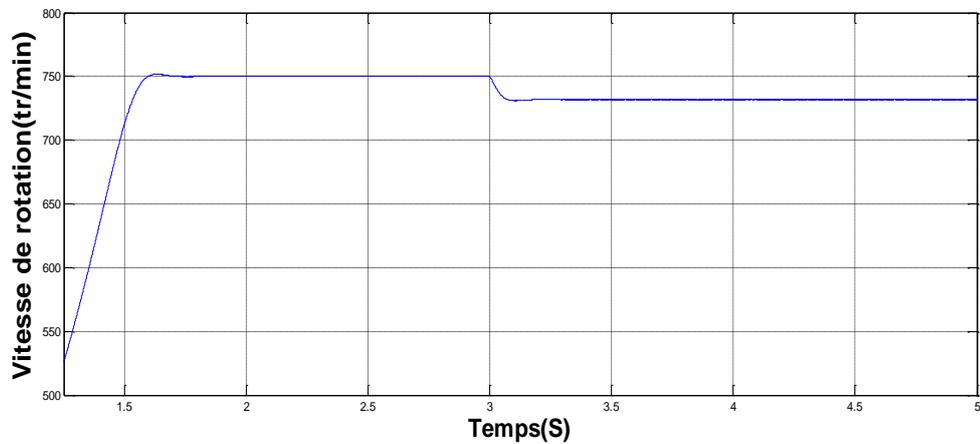
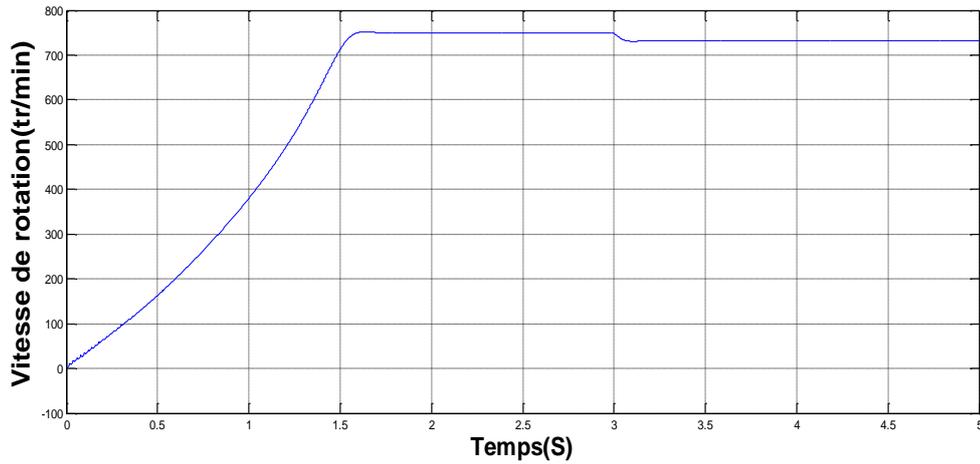


Figure.III.7.bAlimentation avec onduleur de tension.



*Figure.III.7.c. Alimentation avec onduleur de tension.*

Après faire la simulation on remarque que :

La réponse de la vitesse ainsi que celle du couple pour les 2 machines alimentées directement par un réseau triphasé équilibrée est très rapide par rapport à celle alimentée par un onduleur, à cause d'une diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine

L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MADAC-onduleur.

Les oscillations au niveau du couple sont dues essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations en

augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs; ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques

### 111.3.4Alimentation des 2 stators avec fréquences variables

Dans ce cas on va alimenter les deux machines par des onduleurs de tensions commander par MLI sinus-triangulaire , le 1<sup>er</sup> stator est alimenter en fréquence fixe  $F1=50\text{Hz}$ , et le 2eme avec des fréquences variables, $F2=-5$  au  $t=1\text{s}$ ,  $F2=0$  au  $t=2\text{s}$ ,  $F2=5$  au  $t=3\text{s}$  on fait la première essai en vitesse directe et le deuxième en vitesse inverse.

Après la simulation on obtient les figures suivants :

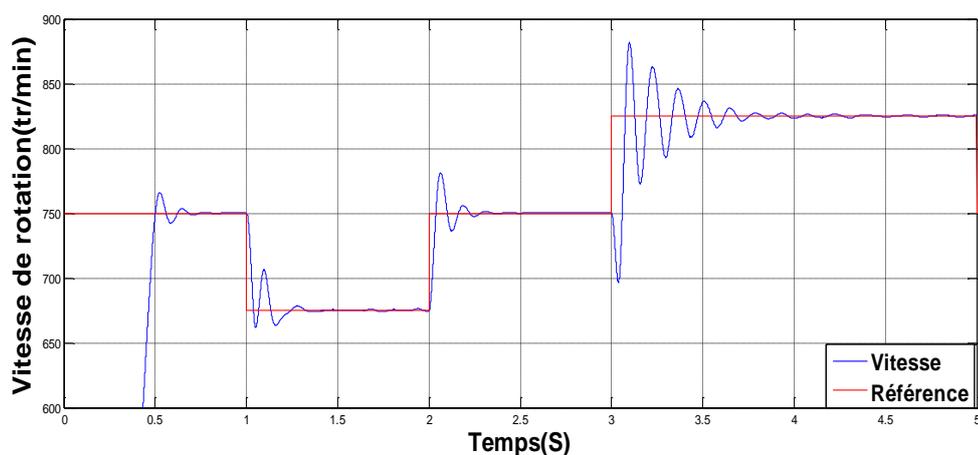
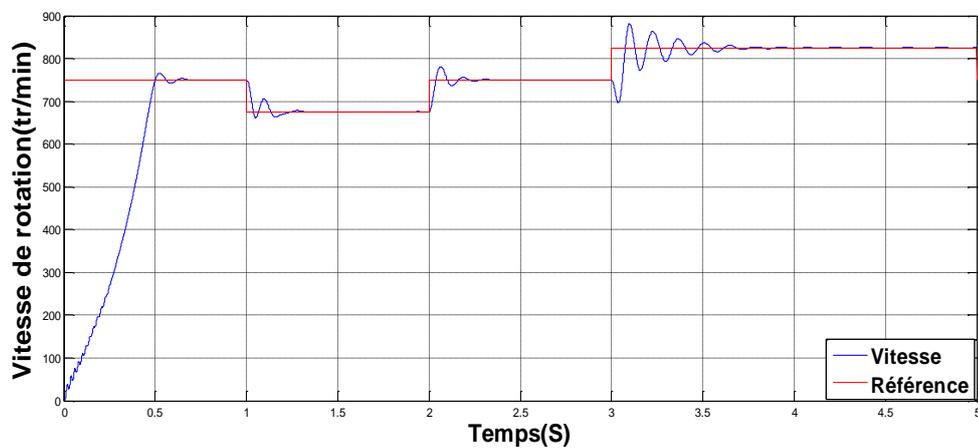


Figure.111.8.aAlimentation avec fréquences variables.

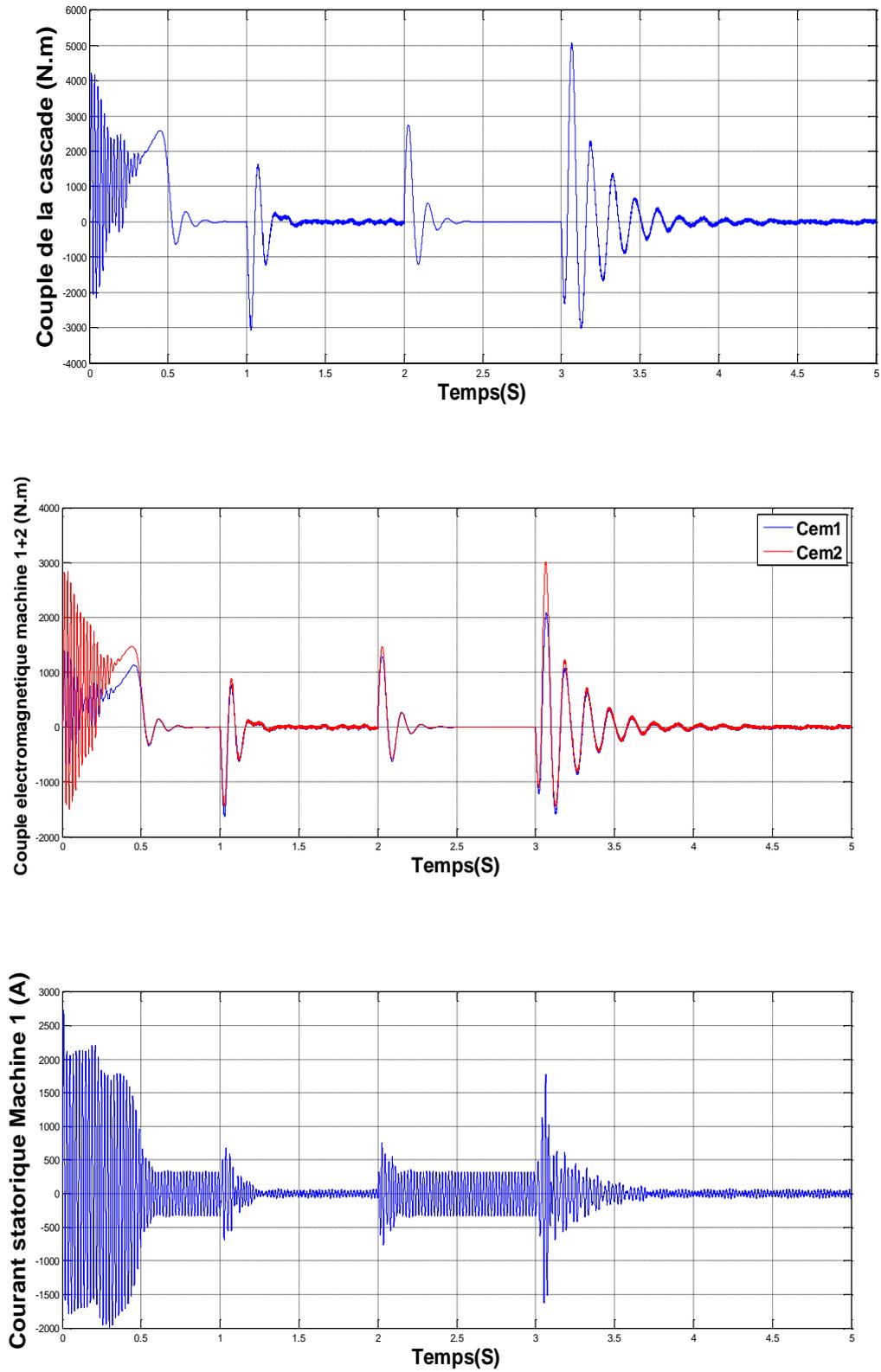
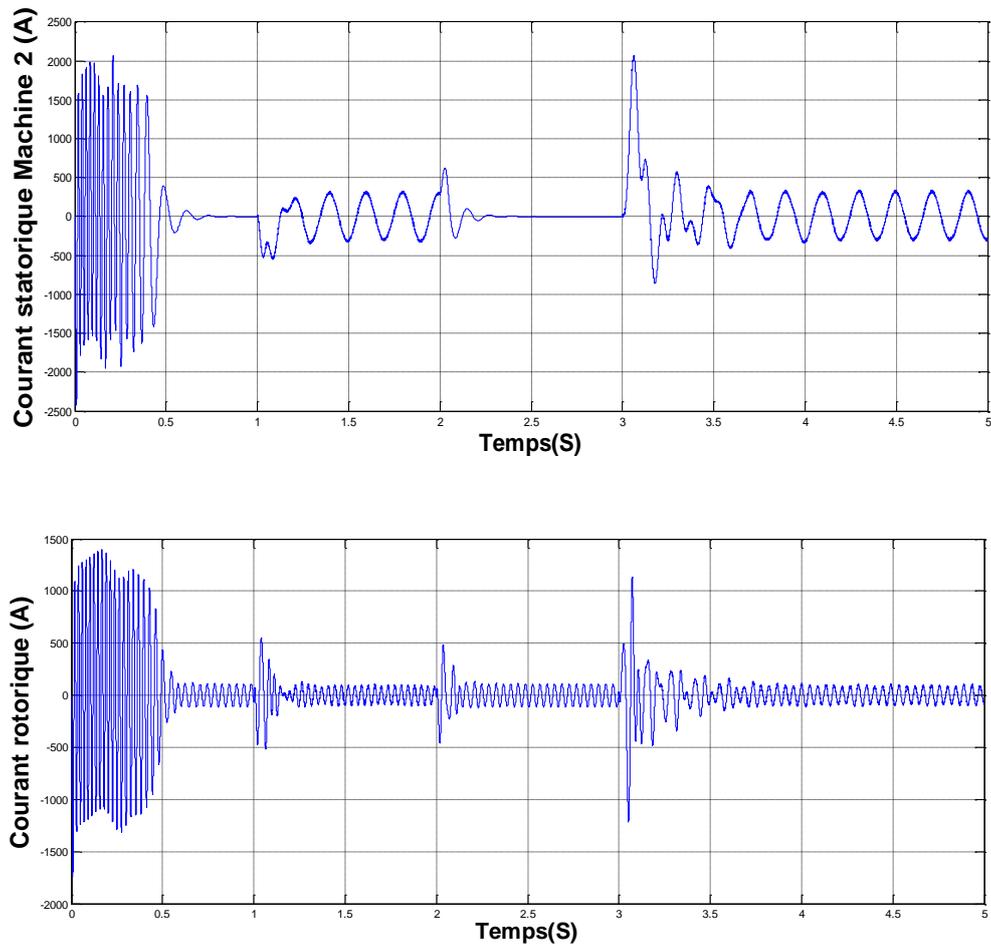


Figure.111.8.bAlimentation avec fréquences variables.



*Figure.III.8.cAlimentation avec fréquences variables.*

-Maintenant le dixième essai en vitesse inverse ,on utilise les même fréquences que l’essai en vitesse positive:

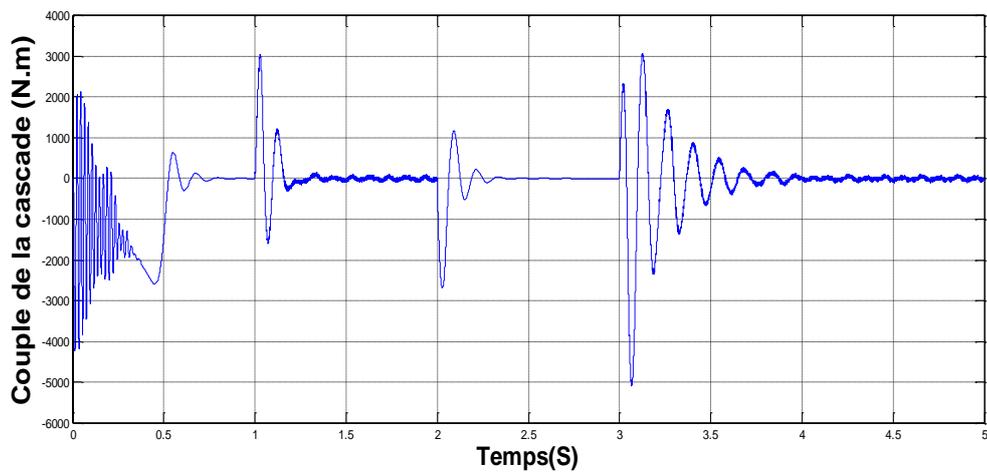
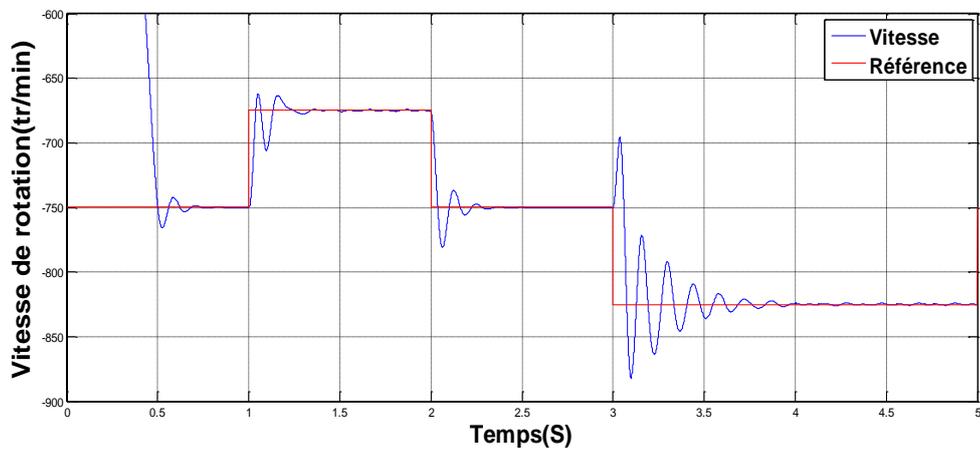
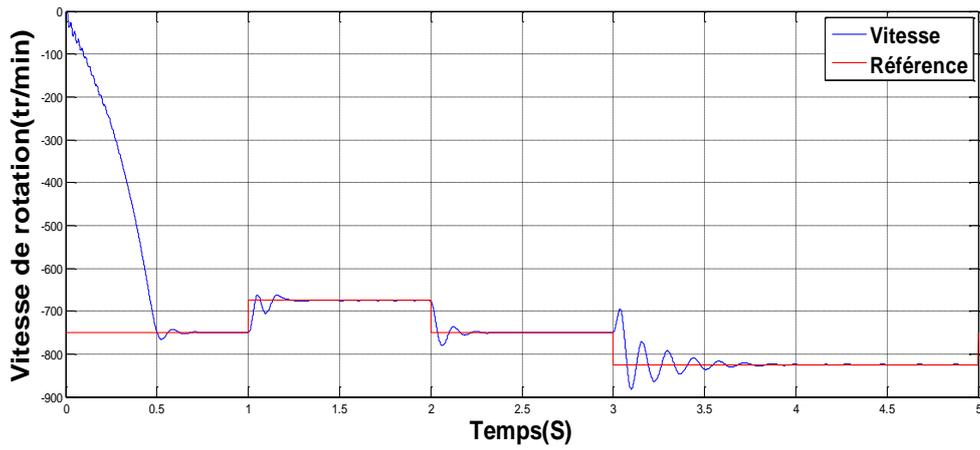


Figure.III.9.a.Alimentation avec fréquences variables(vitesse inverse).

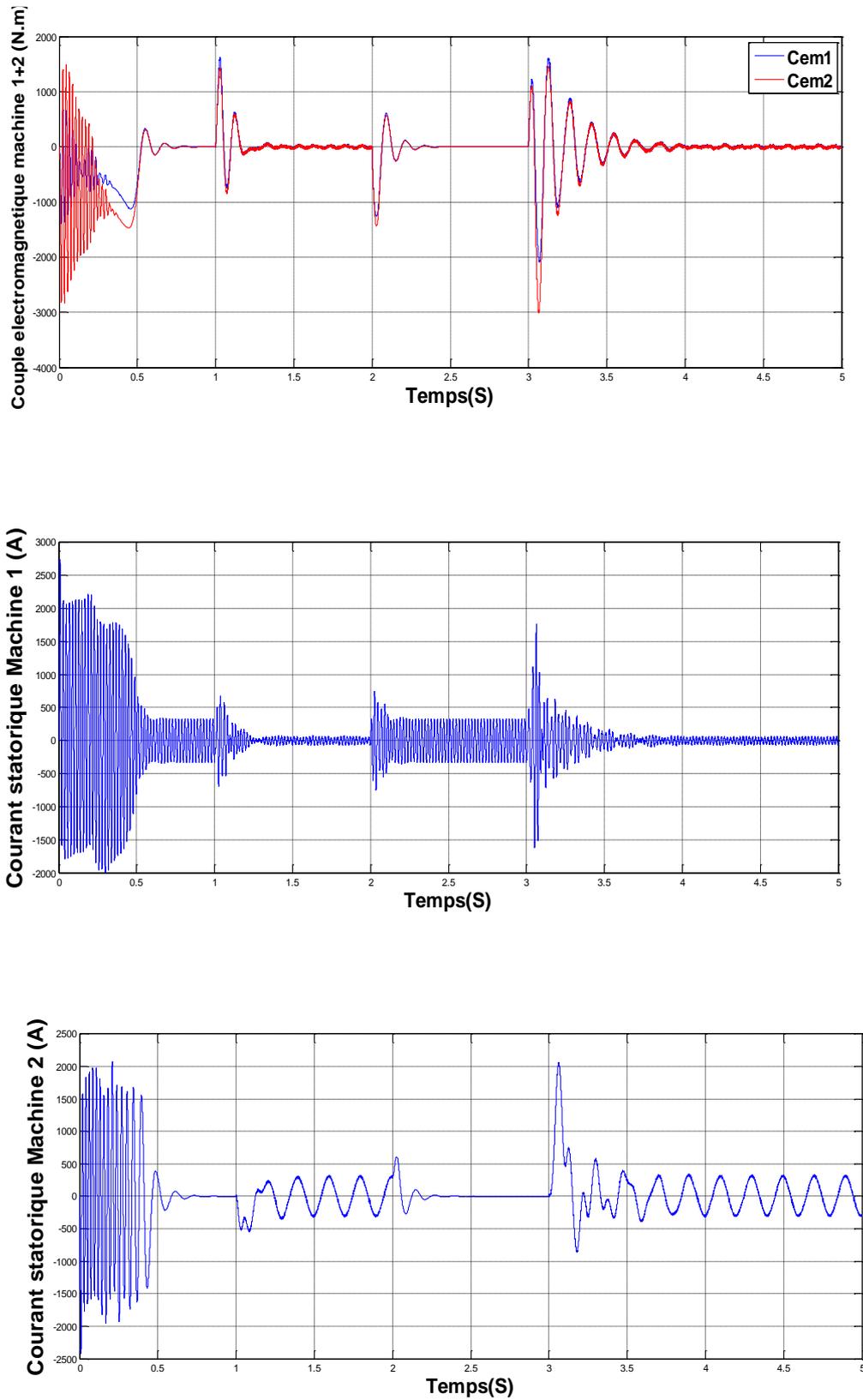
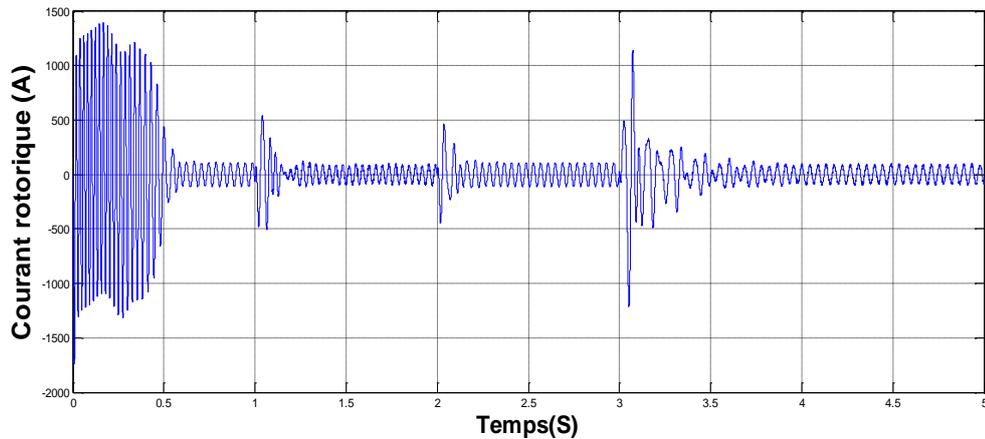


Figure.III.9.b.Alimentation avec fréquences variables(vitesse inverse).



*Figure.III.9.c. Alimentation avec fréquences variables (vitesse inverse).*

Après l'obtention des figures on remarque que :

Dans les figures des courants, lorsqu'on change la valeur de la fréquence on remarque un appel aux valeurs des courants du que le couple électromagnétique se change aussi, il varie pour faire accélérer ou décélérer la machine correspond au variation fréquentiel

Dans La figure de la vitesse de rotation on note les changements correspondants au commande par la variation paramétrique que se soit accélération ou décélération, aussi on passe du rotation direct au rotation inverse pour simulé la bonne suit de commande appliqué

## Conclusion

Après validation des modèles théoriques présentés et la réalisation de quelques simulations, nous pouvons affirmer que la modélisation est un outil qui peut aider dans l'analyse des modèles transitoires de machine à double alimentation en cascade.

. La modélisation utilisée dans ce travail ne présente pas de difficultés particulières au cours de l'implémentation et les temps de calcul sont acceptables.

nous avons décrit la modélisation des 2 machines et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations des 2 machines. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé par la modulation de largeur d'impulsion .

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur.

La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la MADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quelque soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée.

Dans ce notre travail, nous avons présenté le modèle de deux machines asynchrones doublement Alimentées en cascade dans le repère de Park. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit les respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle numérique pour faire la simulation. Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statoriques et rotoriques.

On a alimenté ces machine par un onduleur de tension commandé par la MLI sinus-triangulaire, et on a fait des simulations via matlab simulink pour avoir une bonne idée sur la fonctionnement de ces machines et on a testé la possibilité de commandé la première machine par la deuxième .

## *Références bibliographiques*

- [1] C.D. Cook and B.H. Smith. Stability and stabilisation of doubly-fed single-frame cascade induction machines. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 126(11):1168 – 1174, november 1979.
- [2] Y. B. Boch, R. Spée, B. Clever, "A comparison of stack preparation methods for bar insulation in diecast rotors ", *IEEE IAS conference*, Vol. 1, 1997, pp. 182-187.
- [3] N. Patin, E. Monmasson, and J.-P. Louis. Modeling and control of a cascaded doubly-fed induction generator based on dynamic equivalent circuits. *Mathematics and Computers in Simulation*, 81(2):225 – 238, 2010.
- [4] T.H. Ortmeier and W.U. Borger. Control of Cascaded Doubly Fed Machines for Generator Applications. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-103(9):2564–2571, Sept 1984.
- [5] C.P. Steinmetz. Operating alternating motors, August 3 1897. US Patent 587,340.
- [6] R.A. McMahon, P.C. Roberts, X. Wang, and P.J. Tavner. Performance of BDFM as generator and motor. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 153(2):289–299, March 2006.
- [7] B. Hopfensperger and G.J. Atkinson. Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison. In *EPE Conf. Proceedings*, Graz, Austria, 2001.
- [8] S. Williamson, A.C. Ferreira, and A.K. Wallace. Generalised theory of the brushless doubly-fed machine. I. Analysis. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 144(2):111–122, Mar 1997.
- [9] A. K. Wallace, R. Spee, and G. C. Alexander. The brushless doubly-fed machine: its advantages, applications and design methods. In *Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on* (Conf. Publ. No. 376), pages 511–517, Sep 1993.
- [10] A.R.W Broadway. Cageless induction machine. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 118(11):1593–1600, November 1971.
- [11] L. Xu, Y. Tang, and L. Ye. Comparison study of rotor structures of doubly excited brushless reluctance machine by finite element analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(1):165–172, Mar 1994.
- [12] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, and R.A Lakin. Combined magnetising flux oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 148(4):354–362, Jul 2001.

- [13] I. Sarasola, J. Poza, E. Oyarbide, and M.A. Rodriguez. Stability Analysis of a Brushless Doubly-Fed Machine under Closed Loop Scalar Current Control. In IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, pages 1527–1532, Nov 2006.
- [14] R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Edition marketing Paris 2011.
- [15] A.K Wallace, R. Spée, H.K. Lauw, "The potential of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives", Pulp and Paper Industry Technical Conference, 1990, pp. 45-50.
- [16] A.K Wallace, R. Spée, H.K. Lauw, "Development of a brushless doubly-fed machine for a limited-speed pump drive
- [17] S. Bhowmik, R. Spée, "Wind speed estimation based variable speed wind power generation", IEEE IECON conference, Vol. 2, 1998, pp. 596-601.
- [18] Armand BOYETTE « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne » Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I.
- [19] Francisco Javier POZA LOBO « Modélisation, Conception Et Commande D'une Machine Asynchrone Sans Balais Doublement Alimentée Pour La Génération A Vitesse Variable » pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'INPG ET DE MONDRAGON UNIVERSITATEASoutenu Le 30 octobre 2003.
- [20] Maafa A., Aouzellag D., Ghedamsi K., Abdessemed R. Modélisation et contrôle en puissance d'une cascade à deux machines asynchrones doublement alimentées. 6th International Conference on Electrical Engineering, CEE'2010, Banta University.
- [21] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, "Doubly-fed a.c. machines classifications and comparison", EPE conference 2001-Gratz, DS 3.4-2.
- [22] N. Patin, E. Monmasson, and J.P. Louis. Analysis and control of a cascaded doubly-fed induction generator. In Industrial Electronics Society, IECON 2005.
- [23] Charles V. Jones. The Unified Theory of Electrical Machines. Butterworths, London, 1967.
- [24] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, and Scott D. Sudhoff. Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE Press Wiley, New York, second edition, 2002.

[25] BOUZEKRI HACENE 'Wind Study On Dual Stator Asynchronous Machine type BDFM 'M.C.A Université De Skikda,2014.