



Réf : ...

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :**

MASTER

Filière : Electromécanique

Option : Commande électrique

Thème

Commande de l'association convertisseur
matriciel et machine de six phases

Présenté par : - Amrouche Abderraouf

- Abbas Fatma

Devant le jury :

Président : Zebiri Fouad

Université de Bordj Bou Arreridj

Examineur 1 : Chouder Adel

Université de Bordj Bou Arreridj

Examineur 1 : Ben Touhami Lârafi

Université de Bordj Bou Arreridj

Rapporteur : Merabet Elkheir

Université de Bordj Bou Arreridj

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

Nous remercions notre dieu tout puissant le très Miséricordieux, de nous avoir donné la force de faire ce Modeste travail.

Merci à nos aimables familles de nous avoir soutenue tous ce temps.

Merci pour nos professeurs, surtout pour notre cher professeur Elkheir Meraabeet pour son encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

*à mes parents,
à ma petite soeur,
à toute ma famille,
à mes amis,
je dédie ce mémoire.*

Amrouche Abderraouf

*à mes parents,
à mes soeurs et mon petit frères,
à toute ma famille,
à mes amis,
je dédie ce mémoire.*

Abbsa Fatma

Table des matières

Table des matières	i
Table des Figures	iii
Symboles & Abréviations	iv
Introduction Générale	1
1 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile	4
1.1 Introduction	4
1.2 Description de la machine asynchrone double étoile	4
1.3 Hypothèses simplificatrices	5
1.4 Modèle du moteur MASDE aux axes réels	6
1.4.1 Equations des tensions	6
1.4.2 Equations des flux	7
1.4.3 Equation mécanique	8
1.5 Modèle biphasé de la MASDE	9
1.5.1 Transformation de PARK	9
1.5.2 Choix du référentiel	9
1.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes d,q	11
1.5.4 Puissance instantanée	13
1.5.5 Mise sous forme d'équation d'état	15
1.6 Simulation et interprétation des résultats	19
1.6.1 Premier cas : fonctionnement à vide	21
1.6.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge	22
1.6.3 Interprétations des résultats	23
1.7 Conclusion	24
2 Convertisseurs Matriciels	25
2.1 Introduction	25
2.2 Convertisseur matriciel	25
2.3 Gestion des commutations	26
2.3.1 Interrupteurs bidirectionnels	27
2.3.2 Stratégie de commutation	27

2.3.3	Circuit de protection	28
2.4	Vecteurs de commutation admissibles	29
2.5	Modélisation du convertisseur matriciel	31
2.5.1	Calcul des rapports cycliques des interrupteurs	33
2.5.2	Commande des convertisseurs matriciels	35
2.5.3	Méthode de Venturini	36
2.6	Simulation et interprétation des résultats	38
2.6.1	Résultats de simulation	39
2.6.2	Interprétations des résultats	39
2.7	Conclusion	39
3	Commande Vectorielle	42
3.1	Introduction	42
3.2	Principe de la commande vectorielle	42
3.2.1	Choix d'orientation du flux	43
3.3	Méthodes de la commande vectorielle	44
3.3.1	Méthode directe	44
3.3.2	Méthode indirecte	44
3.4	Régulation de la Vitesse par la méthode indirecte	45
3.4.1	Synthèse des régulateurs PI	46
3.4.2	Régulateur de vitesse	47
3.4.3	Bloc de défluxage	49
3.4.4	Simulation et interprétation des résultats	49
3.5	Conclusion	53
	Conclusion Générale	54
A	Paramètres de Moteur Asynchrone Double Etoile	56
	Bibliographie	57

Table des figures

1.1	Représentation des enroulements de la MASDE.	6
1.2	Représentation des enroulements de la machine.	10
1.3	Représentation schématique de modèle de PARK de la MASDE.	12
1.4	schéma bloc de la MASDE	20
1.5	Performances de la MASDE à vide.	21
1.6	Performances de la MASDE en charge.	22
2.1	Convertisseur matriciel triphasé-triphasé.	26
2.2	Interrupteurs bidirectionnels	27
2.3	exemple de commutation entre k_{11} et k_{12}	29
2.4	Circuit de protection (Clamping) d'un convertisseur matriciel	30
2.5	Exemple de définition du vecteur de l'état de commutation de la matrice .	30
2.6	Durées de conduction des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage.	32
2.7	Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel	33
2.8	Schéma bloc de la MASDE associer au convertisseur matriciel.	39
2.9	Performances de la MASDE en charge associer au convertisseur matriciel. .	40
3.1	Principe de pilotage vectoriel de la MCC et la MASDE.	43
3.2	Schéma de régulation des courants.	47
3.3	Schéma réduit de régulation de vitesse.	47
3.4	Bloc de découplage en tension (FOC).	48
3.5	Commande vectorielle indirecte de la MASDE.	49
3.6	Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.	50
3.7	Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).	51

Symboles & Abréviations

MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
i	Le courant.
v	La tension.
p	nombre de paire de pôle
$s1, s2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$as1, bs1, cs1$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
$as2, bs2, cs2$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
ar, br, cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	La résistances statoriques et rotorique.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
C_{em}	Le couple électromagnétique.
C_r	Le couple résistant.
K_f	Le coefficient de frottement.
J	Le moment d'inertie.
α	angle de déphasage entre deux statures
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de PARK.
θ_m, Ω_m	La position et la vitesse mécanique du rotor.
ω_r	La pulsation électrique rotorique.
ω_s	La pulsation électrique statorique.
ω_{coord}	La vitesse angulaire des axes (d, q) .
ω_{gl}	La pulsation électrique de glissement.
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral.
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI.
FOC	Field Oriented Control.
pe	puissance instantanée
ϕ_r	Le flux rotorique.
$\hat{\phi}_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
x^*	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).

S	L'opérateur de Laplace.
N, N^*, N_{rm}	La vitesse de rotation, de référence et du modèle de référence en <i>tr/min</i> .
MCC	Machine à Courant Continu.
U_f, U_a	Les tensions d'alimentation du moteur MCC.
L_m	L'inductance de magnétisation.
T, T', T_1, T'_1	transistors
D, D', D_1, D'_1	diodes
V_{in}	tension d'entrée
i	Les indices correspondants (A,B,C)
j	Les indices correspondants (a,b,c)
h	fonction d'existence
S_{ij}	les interrupteurs du convertisseur matriciel
T_{ech}	période d'échantillonnage
v_{ec}	tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur
V_{ecm}	les valeurs maximales de la tensions de l'entrée du convertisseur
i_{sc}	courant triphasées équilibrées à la sortie du convertisseur
I_{scm}	les valeurs maximales du courant de sortie du convertisseur
ω_{ec}, ω_{sc}	pulsations de l'entré et de la sortie
ϕ_{sc}	dephasage entre le courant et la tension
q	rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel

Introduction Générale

DANS le domaine des entraînements électriques, les machines asynchrones triphasées permettent la transformation électrique-mécanique et vis-versa. Elles sont depuis longtemps largement disponibles en standard dans l'industrie, occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Néanmoins, ces machines offrent une simplicité de construction grâce à l'absence du collecteur mécanique, des bonnes performances telles que la fiabilité, robustesse, un entretien facile et son prix raisonnable [?].

Le majeur inconvénient de la machine asynchrone triphasée est qu'elle reste limitée en puissance, dans la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance. Un moyen de solution consiste d'utiliser des machines à nombre de phases élevé pour segmenter la puissance [Mou99] [Nag82] [Dro94](utiliser les machines multi-phasées). En effet, conserver trois phases dans le domaine des fortes puissances implique des contraintes électriques fortes tant sur le convertisseur statique que sur la machine.

Les machines multiphasées (le nombre de phases est supérieur à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs. Ces machines sont appelées à gagner une place non négligeable dans le domaine des variateurs de vitesse de fortes puissances, et ainsi particulièrement pour des applications où de faibles ondulations de couple sont exigées [Mic97].

La machine asynchrone à double étoile(MASDE) appartient à la catégorie des machines multiphasées. Elle a été proposée pour différents secteurs industriels nécessitant une puissance élevée, tels que les véhicules hybrides électriques, la traction de locomotives, la pro-

pulsion de navires électriques et d'autres applications qui exigent des conditions de sécurité telles que l'aéronautique et les systèmes éoliens. La MASDE garantit non seulement une diminution des harmoniques dans les courants du rotor et des pulsations de couple, mais présente de nombreux autres avantages par rapport à son homologue triphasée, tels que : la fiabilité élevée, la segmentation de puissance et le grand rendement. La MASDE a une grande tolérance aux défauts, elle peut continuer à fonctionner même avec une phase ouverte et cela grâce au nombre important de phases statoriques qu'elle possède .

Les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude et à la commande des machines multiphasées, en particulier, le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui fait l'objet nécessaire, afin d'étudier le comportement du MASDE qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Bien que la conversion de fréquence pour des entraînements à vitesse variable par des machines multiphasées soit une technique bien établie et mûrie, la topologie matricielle des convertisseurs est toujours peu connue. Jusqu'à la fin des années 90, l'intérêt pour ce type de convertisseur était d'une nature plutôt académique. Les raisons de ce fait, sont certainement d'une part la complexité élevée de la commande et d'autre part l'amplitude de la tension de sortie réduite par rapport aux solutions conventionnelles

En revanche, le convertisseur matriciel possède plusieurs grands avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels. Etant donné qu'il s'agit d'un convertisseur de fréquence direct, le circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels n'est pas nécessaire. Les éléments passifs de stockage d'énergie qui forment le circuit intermédiaire (généralement des condensateurs) sont éliminés. Il est ainsi possible de réduire considérablement l'effort constructif et le volume du convertisseur, et par conséquent augmenter la durée de vie de ce dernier qui n'est pratiquement plus limitée. De plus, grâce à sa structure symétrique, le convertisseur matriciel permet directement une récupération d'énergie vers le réseau d'alimentation.

La topologie matricielle d'un convertisseur de fréquence à commutateurs de puissance bidirectionnels a été mentionnée déjà en 1976 par L. Gyugyi et B.R. Pelly [TL98] . Ensuite, en 1980. M. G. Venturini a présenté une étude théorique détaillée sur ce sujet [MGB80][MGA80]. En 1988, puis en 1989, le même auteur a présenté des résultats d'une

première réalisation d'un convertisseur matriciel ainsi que la solution pour améliorer le rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée de (0.5)à(0.866) [MGA88][MGA89] .

Depuis 1992, avec l'évolution des composants de l'électronique de puissance ainsi que les microprocesseurs, une technique de contrôle du convertisseur matriciel utilisant les phaseurs spatiaux est apparue [CLC98][PNF96][CKP02] et [PB05]. Par la suite, les études se sont accentuées sur ce domaine pour développer d'autres méthodes de commande du convertisseur matriciel triphasé en vue de son utilisation avec les techniques de commande des machines multiphasées.

Notre travail se situe à ce niveau. Il consiste à faire une application de ces convertisseurs matriciels à la commande de la machine asynchrone à six phases.

A cet effet, dans le premier chapitre on va présenter la machine asynchrone double étoile et parler de son mode de fonctionnement après on fera sa modélisation pour définir les différent équation, afin de pouvoir simuler ce model dans Simulink

Au deuxième chapitre, une description détaillée du convertisseur matriciel sera présentée. La technique de commande du convertisseur matriciel sera développée. Des résultats sur une simulation de la MASDE associer au convertisseur matriciel seront discutés.

Le troisième chapitre présentera la commande vectorielle par orientation du flux rotoriques de la MASDE . Nous aborderons les principes de la méthode d'orientation du flux associée à l'algorithme de Venturini par la méthodes indirect, des résultats obtenus par cette méthode seront étudiée et présentée.

A la fin, nous présenterons une conclusion générale résumant et évoluant les résultats principaux de notre travail ainsi qu'un certains nombre de perspectives.

Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile

1.1 Introduction

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

La MASDE 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, 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[Bf14][MB14].

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous nous intéresserons au mode de fonctionnement "Moteur", et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée.

1.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone triphasée à double étoile est une machine qui comporte deux statos fixes déphasés entre eux d'un angle α et un rotor mobile, (FIG. 1.1). Parmi les angles les plus utilisés on trouve le plus souvent $\alpha = 30^\circ$.

Chaque stator de la machine asynchrone a double étoile est composé de trois enroulements identiques à p pair de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale $2\Pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enrôlements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courants entraînant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et a la pulsation des courants statoriques telle que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (1.1)$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enrôlements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator

La structure électrique du rotor est de type cage d'écureuil (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétique). Ce choix permet d'obtenir des machines robustes. Facile d'emploi et nécessitant un entretien limité

La machine à double stator est représentée par deux enroulements statoriques : $As1, Bs1, Cs1$ et $As2, Bs2, Cs2$ qui sont déphasés de α entre eux, et trois phases rotoriques : Ar, Br, Cr .

La machine asynchrone a double étoile, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices. En plus des hypothèses de la machine généralisée, on admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques, (les six phases ont donc les mêmes caractéristique électriques) [Abd11].

1.3 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [Ham07]. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable

- Force magnétomotrice a répartition spatiale sinusoïdale
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Machine de construction symétrique
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [Abd11] [Vid04]
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable

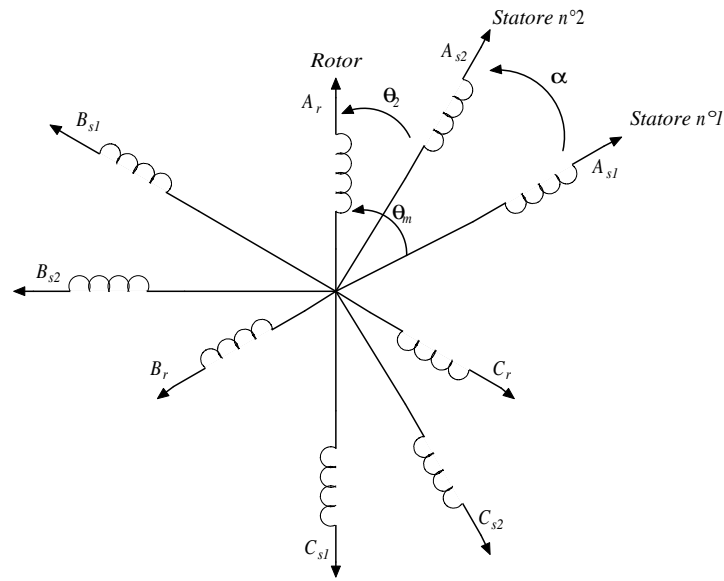


FIGURE 1.1 – Représentation des enroulements de la MASDE.

1.4 Modèle du moteur Masde aux axes réels

1.4.1 Equations des tensions

Les équations de tensions de la MASDE représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} U_{as1} = R_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} U_{as2} = R_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ U_{bs2} = R_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ U_{cs2} = R_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

Sous forme matricielle, les systèmes précédents se présentent comme suit :

$$\begin{aligned} [U_{abc,s1}] &= [R_{s1}][I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc,s1}] \\ [U_{abc,s2}] &= [R_{s2}][I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc,s2}] \\ [U_{abc,r}] &= [R_r][I_{abc,r}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (1.5)$$

avec :

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$:la résistance d'une phase du 1^{er} stator.

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$:la résistance d'une phase du 2^{er} stator.

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$:la résistance d'une phase de rotor.

1.4.2 Equations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonctions des courants des inductances propres et mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$[L_{s1s1}]$ La matrice inductance de l'étoile 1

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$[L_{s2s2}]$ La matrice inductance de l'étoile 2

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$[L_{rr}]$ La matrice inductance du rotor

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$[M_{s1,s2}]$ La matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$[M_{s1,r}]$ La matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$[M_{s2,r}]$ La matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

avec :

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$ l'inductance propre du 1^{er} stator

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$ l'inductance propre du 2^{emes} stator

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$ l'inductance propre du rotor

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

1.4.3 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes :

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - K_f\Omega_m) \quad (1.13)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m \quad (1.14)$$

avec :

J : le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : le coefficient de frottement.

1.5 Modèle biphasé de la Masde

1.5.1 Transformation de Park

La transformation de PARK consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a , b , c en un système équivalent a deux enroulements biphasés d'axes U , V créant la même force magnétomotrice [Abd11].

La matrice de PARK pour l'étoile 1 :

$$[A_{ps1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

La matrice de PARK pour l'étoile 2 :

$$[A_{ps2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

La matrice de PARK pour le rotor :

$$[A_{pr}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

La matrice inverse de PARK pour l'étoile 1 :

$$[A_p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.5.2 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [EM08].

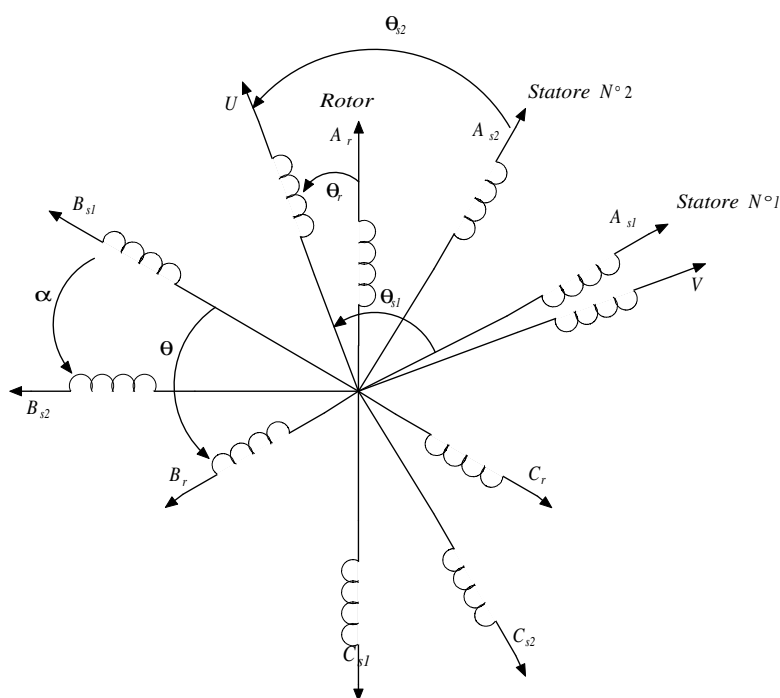


FIGURE 1.2 – Représentation des enroulements de la machine.

Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coord}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (X, Y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{\text{coord}} = \omega_r$).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coord} = \omega_s$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

1.5.3 Modèle biphasé de la Masde lié au système d'axes d,q

On choisit le référentiel lié au champ tournant. En appliquant la transformation de PARK aux équation précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

Equations de tensions

$$\begin{aligned} [A_{ps1}][U_{s1P}] &= [R_s][A_{ps1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [A_{ps2}][U_{s2P}] &= [R_s][A_{ps2}][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps2}][\phi_{s2p}]) \\ 0 &= [R_r][I_{abc,r}] + \frac{d}{dt}([A_{pr}][\phi_r]) \end{aligned} \quad (1.19)$$

En multipliant la première expression de (1.19) par $[A_{ps1}]^{-1}$, on obtient :

$$\begin{aligned} [U_{s1P}] &= [R_s][I_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [U_{s1P}] &= [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [U_{s1P}] &= [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \end{aligned} \quad (1.20)$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

En procédant de la même manière pour les deux expressions restantes, on peut écrire :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} U_{ds1} \\ U_{qs1} \\ U_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} U_{ds2} \\ U_{qs2} \\ U_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Pour le rotor en court-circuit ($U_{ar} = 0, U_{br} = 0, U_{cr} = 0$)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

avec : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$

Ou encore en développant la matrice, avec la composante homopolaire nulle, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} u_{ds1} &= R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ u_{ds2} &= R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} \\ u_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} \\ u_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{aligned} \quad (1.24)$$

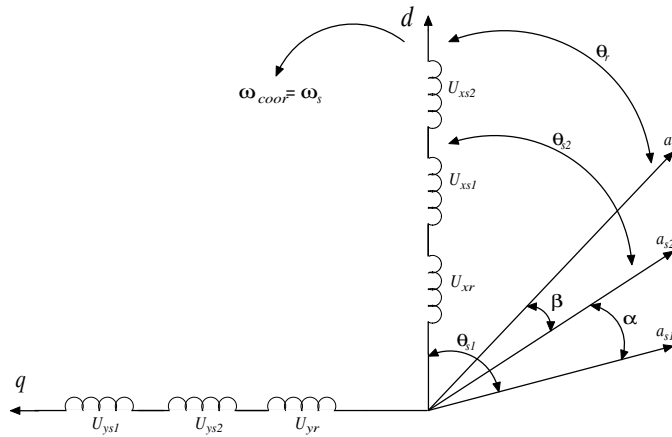


FIGURE 1.3 – Représentation schématique de modèle de PARK de la MASDE.

Equations des flux

Après la transformation des équations de flux et des courants, on peut écrire :

$$\begin{aligned} [A_{ps1}][\phi_{s1p}] &= [L_{s1s1}][A_{ps1}][I_{s1p}] + [L_{s1s2}][A_{ps2}][I_{s2p}] + [L_{s1r}][A_{pr}][I_{rp}] \\ [A_{ps2}][\phi_{s2p}] &= [L_{s2s1}][A_{ps1}][I_{s1p}] + [L_{s2s2}][A_{ps2}][I_{s2p}] + [L_{s2r}][A_{pr}][I_{rp}] \\ [A_{pr}][\phi_r] &= [L_{rs1}][A_{ps1}][I_{s1p}] + [L_{rs2}][A_{ps2}][I_{s2p}] + [L_{rr}][A_{pr}][I_{rp}] \end{aligned} \quad (1.25)$$

En multipliant respectivement par : $[A_{ps1}]^{-1}, [A_{ps2}]^{-1}$ et $[A_{pr}]^{-1}$ on trouve :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{1.26}$$

on pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m$

L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Les système d'équations 1.26 devient :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

l'expression 1.27 se présente sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \tag{1.28}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs1} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{1.29}$$

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: les inductances propres cycliques des etoiles 1 et 2

$(L_r + L_m)$: l'inductance propre cyclique du rotor

1.5.4 Puissance instantanée

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée ' pe ' dans les deux systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$p_e = [u_s]t[i_s]t = u_{as1}i_{as1} + u_{bs1}i_{bs1} + u_{cs1}i_{cs1} + u_{as2}i_{as2} + u_{bs2}i_{bs2} + u_{cs2}i_{cs2} \quad (1.30)$$

Et comme la transformation de PARK utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$p_e = u_{ds1}i_{ds1} + u_{ds2}i_{ds2} + u_{qs1}i_{qs1} + u_{qs2}i_{qs2} \quad (1.31)$$

$$p_e = [(R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1})(i_{ds1})] + [(R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2})(i_{ds2})] + \quad (1.32)$$

$$[(R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1})(i_{qs1})] + [(R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} - \omega_s\phi_{ds2})(i_{qs2})]$$

$$p_e = \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} + \underbrace{\omega_{coor}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \quad (1.33)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules ;
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em}$$

avec, Ω_s : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (1.33) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (1.34)$$

D'après l'équation (1.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs1}i_{ds1} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (1.35)$$

avec : p est le nombre de paires de pôles de la machine.

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (1.36)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.27). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (1.37)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

Les courants rotoriques sont :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r}[\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (1.38)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r}[\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})]$$

En introduisant i_{xr} et i_{yr} dans l'expression (1.48), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (1.39)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de PARK doit être multiplié par $3/2$ pour obtenir la grandeur correspondante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (1.40)$$

1.5.5 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétiques direct ϕ_{md} et en quadrature ϕ_{mq} d'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (1.41)$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\phi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (1.42)$$

$$\phi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.42) dans le système d'équations (1.27), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \phi_{md} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \phi_{mq} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \phi_{md} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \phi_{mq} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \phi_{md} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \phi_{mq}
 \end{aligned} \tag{1.43}$$

A partir de l'équation (1.43) on tire :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md})/L_{s1} \\
 i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq})/L_{s1} \\
 i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md})/L_{s2} \\
 i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq})/L_{s2} \\
 i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md})/L_r \\
 i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq})/L_r
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

En remplaçant les courant par leur expression dans le système d'équations (1.24) ,on obtient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl}\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl}\phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1.45}$$

Avec : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$.

A partir de l'équation (1.27), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 \phi_{md} &= L_a(\phi_{ds1}/L_{s1} + \phi_{ds2}/L_{s2} + \phi_{dr}/L_r) \\
 \phi_{mq} &= L_a(\phi_{qs1}/L_{s1} + \phi_{qs2}/L_{s2} + \phi_{qr}/L_r)
 \end{aligned} \tag{1.46}$$

où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (1.47)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (1.27) dans (1.35), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (1.48)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.27). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (1.49)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{aligned} \quad (1.50)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (1.48), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (1.51)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{mx} , ϕ_{my}) dans (1.45) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= u_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= u_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= u_{qs1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= u_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} &= \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_{gl} \phi_{qr} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} &= \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{qr} + \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{qs1} - \omega_{gl} \phi_{dr} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{aligned} \quad (1.52)$$

En mettant le système d'équations (1.52) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.53)$$

avec :

$X = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$: vecteur d'état ;

$U = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T$: vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} & 0 \\ \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \\ \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec :

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: constante de temps statorique de la première étoile ;

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique.

La matrice A peu être décomposée comme suit :

$$[A] = [A11] + [A12]\omega_s + [A13]\omega_{gl}$$

Telle que :

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix}$$

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\psi] = [H][I]$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_{sr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_{sr} + L_m \end{bmatrix}$$

1.6 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDESous l'environnement Matlab/Simulink

La MASDEest alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} U_{as1} = U_m + \sin(\omega_s t) \\ U_{bs1} = U_m + \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{cs1} = U_m + \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.54)$$

Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} U_{as2} = U_m + \sin(\omega_s t - \alpha) \\ U_{bs2} = U_m + \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ U_{cs2} = U_m + \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (1.55)$$

Avec : $U_m = \sqrt{2}U_{eff}$

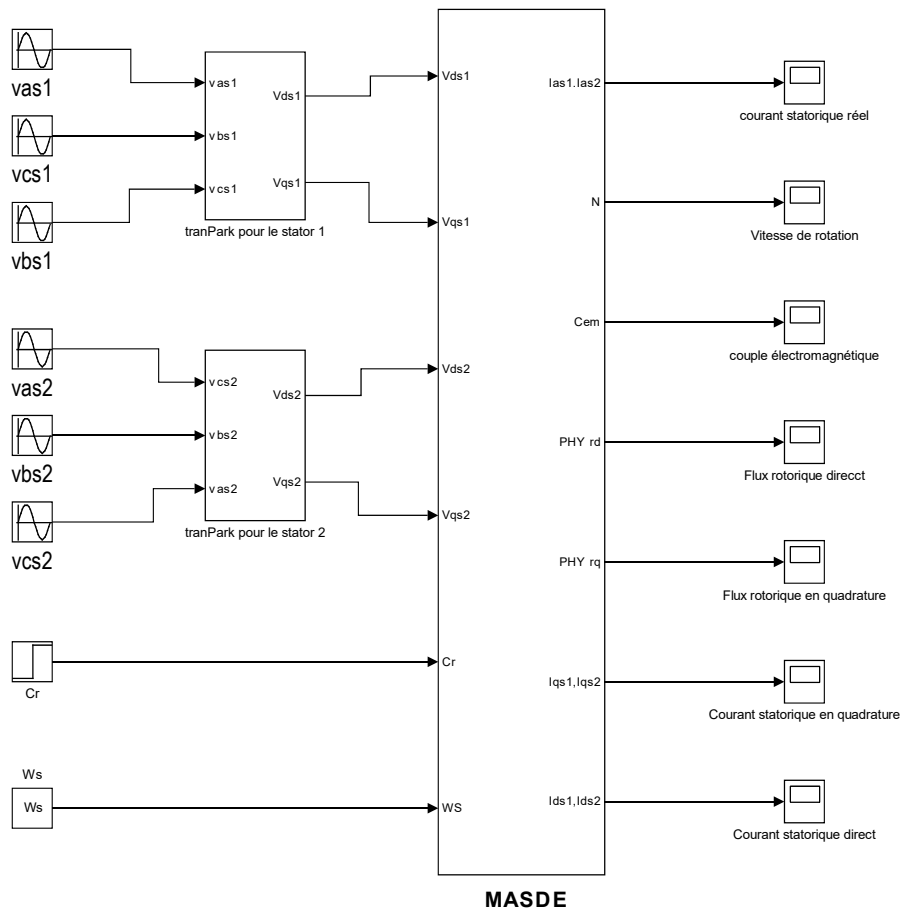


FIGURE 1.4 – schéma bloc de la MASDE

1.6.1 Premier cas : fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

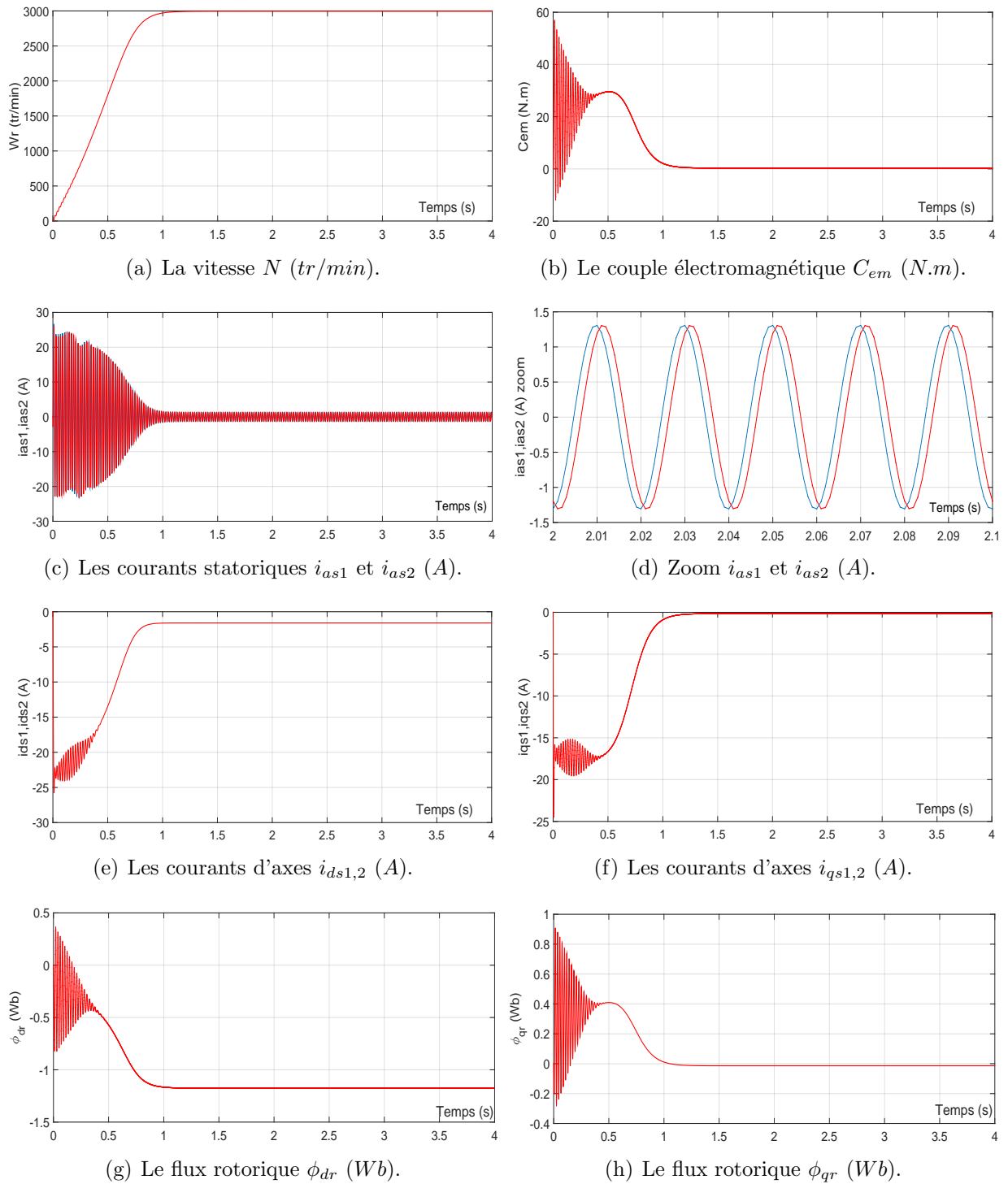
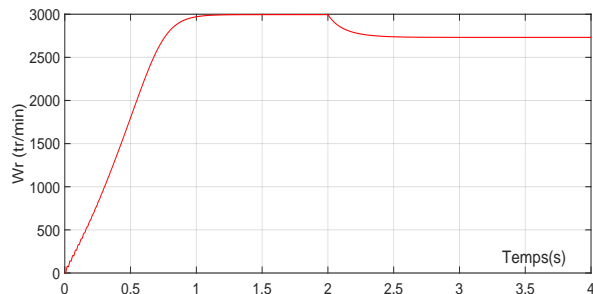


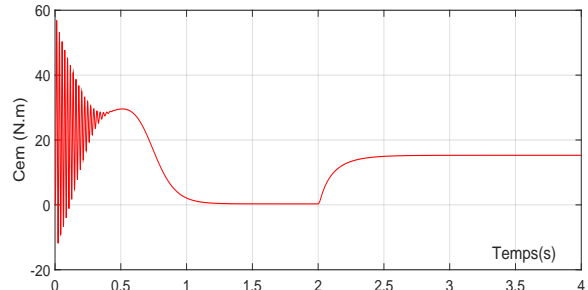
FIGURE 1.5 – Performances de la MASDE à vide.

1.6.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge

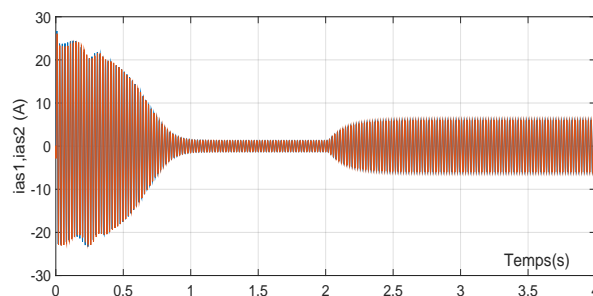
Les figures suivantes représentent les performances de la MASDE lors de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 2 \text{ s}$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.



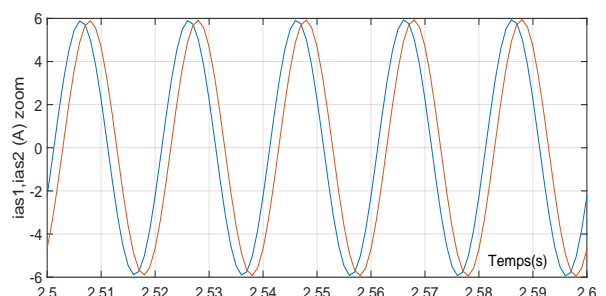
(a) La vitesse N (tr/min).



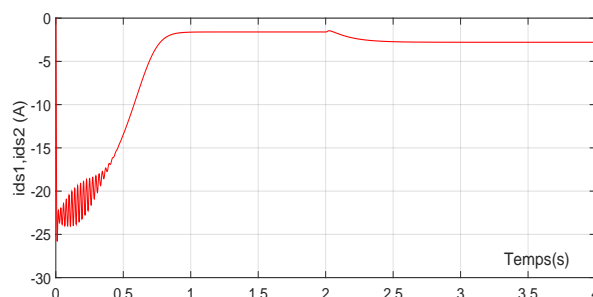
(b) Le couple électromagnétique C_{em} ($N.m$).



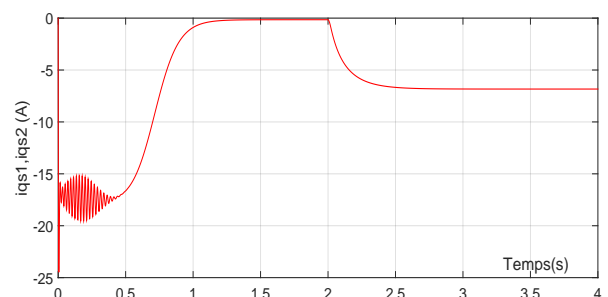
(c) Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A).



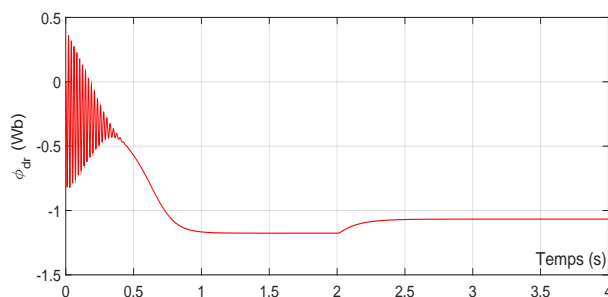
(d) Zoom i_{as1} et i_{as2} (A).



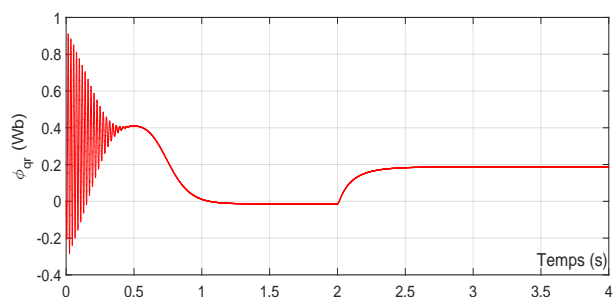
(e) Les courants d'axes $i_{ds1,2}$ (A).



(f) Les courants d'axes $i_{qs1,2}$ (A).



(g) Le flux rotorique ϕ_{dr} (Wb).



(h) Le flux rotorique ϕ_{gr} (Wb).

FIGURE 1.6 – Performances de la MASDE en charge.

1.6.3 Interprétations des résultats

Les figures (1.6.1) montrent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés de tension ($220v - 50Hz$) suivi de l'application d'une charge de $14Nm$ à l'instant $t = 2s$.

Lors du démarrage à vide, le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de $57Nm$. Cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible (presque nulle) pour compenser les pertes par frottements et par ventilations.

La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de $1s$ qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse du synchronisme.

Au démarrage, les courants statoriques des étoile 1 et 2 i_{sa1} et i_{sa2} passent par un régime transitoire dont les valeurs chocs sont 4 à 5 fois le courant nominal de la machine. Leurs valeurs sont de l'ordre de $25A$ pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine. Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur de $1.3A$. A noter que les deux étoiles ont les mêmes paramètres.

Les flux rotoriques direct et en quadrature passent aussi par un régime transitoire oscillatoire et puis se stabilisent. Le flux ϕ_{dr} oscille dans la zone négative et se stabilise à la valeur $-1.05Wb$, par contre le flux ϕ_{qr} oscille dans la zone positive et tend vers une valeur nulle.

Pour les deux courants statoriques d'axe "d", ils ont la même forme, sont de signe négatif et se stabilisent à la valeur $-1.6A$. Sur l'axe "q", on constate qu'ils ont la même forme et que les valeurs de ces courants en régime établi sont presque nulles.

L'application d'une charge à la machine à l'instant $t = 2s$ provoque une perturbation qui sera compensée par l'accroissement de couple électromagnétique, il atteint une valeur établie de $14.1Nm$. Le courant du stator augmente et tend vers une valeur de $5A$. Pour la vitesse, on constate qu'elle chute jusqu'à $2741tr/min$. A l'instant $t = 2s$, le courant i_{ds1} prend la valeur de $-2.8A$, alors que i_{qs1} la valeur de $-6.8A$. Les deux composantes du flux rotorique sont directement affectées, le flux direct passe de $-1.2Wb$ à $-1Wb$, quant au flux

en quadrature, il passe de 0 à $0.2Wb$, ce qui traduit le fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de PARK.

Pour étudier le comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile, nous avons implémenté son modèle électromécanique sous l'environnement MATLAB / SIMULINK

D'après les résultats de la simulation, on constate que la vitesse de rotation dépend de la charge mécanique appliquée.

Dans le chapitre suivant nous aborderons le convertisseur matriciel et son association à la MASDE.

Convertisseurs Matriciels

2.1 Introduction

Les machines à courant alternatif (asynchrones et synchrones) sont commandées traditionnellement par un onduleur à commande MLI. Une alternative est le convertisseur matriciel. Ce convertisseur nous procure un bénéfice comparé à l'onduleur MLI, un courant d'entrée de forme sinusoïdale, un facteur de puissance élevé à l'entrée, un transit bidirectionnel de la puissance, des commutations de faible fréquence dans chaque semi-conducteur ainsi que la possibilité de le compacter car la cellule intermédiaire est absente [JKK][DC98]

Dans ce chapitre, on présentera le convertisseur matriciel ainsi que la commande de ce dernier et on terminera avec une simulation de ce convertisseur associé à la MASDE.

2.2 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur constitué d'une matrice d'interrupteurs bidirectionnels permettant de connecter directement (sans élément de stockage intermédiaire) une source alternative m-phase à une charge alternative n-phase. L'utilisation de la MLI associée à des filtres permet d'obtenir en entrée et en sortie des grandeurs sinusoïdales.

Le convertisseur matriciel triphasé-triphasé représenté à la figure 2.1 a un intérêt industriel certain ; il connecte un réseau triphasé à une charge triphasée, typiquement un moteur, sans étage intermédiaire à courant continu. C'est une structure totalement réversible

qui permet d'obtenir en sortie des grandeurs sinusoïdales réglables en amplitude et en fréquence, en entrée des courants sinusoïdaux équilibrés avec un facteur de puissance unitaire.

Introduite au début des années 1980 cette structure est restée longtemps l'apanage des chercheurs. Les problèmes inhérents au convertisseur matriciel (gestion des commutations dans une cellule bidirectionnelle en tension et en courant, élaboration de stratégies de modulation) ont trouvé progressivement des solutions. Le dernier verrou est tombé par la mise sur le marché, ces dernières années, de composants de type RB IGBT (Reverse Blocking Insulated Gate Bipolaire Transistor) qui conduisent à une réduction importante des pertes dans les semi-conducteurs. Le convertisseur matriciel devient donc en ce début de XXI^e siècle une alternative viable à la cascade redresseur MLI - onduleur MLI. Sa compacité permet même d'envisager son intégration dans le moteur pour les applications en variation de vitesse [GFP15]

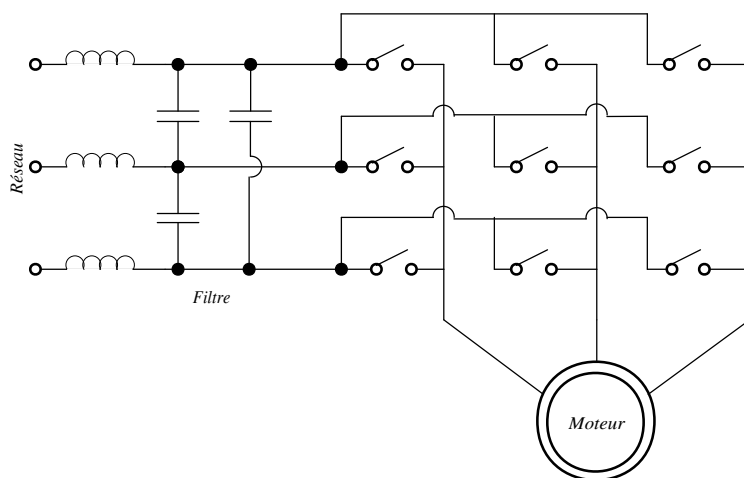


FIGURE 2.1 – Convertisseur matriciel triphasé-triphasé.

2.3 Gestion des commutations

Le convertisseur matriciel nécessite des interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension. Pour obtenir de tels interrupteurs, il faut associer des composants élémentaires (diodes, transistors IGBT...). Par ailleurs, deux interrupteurs ne peuvent être commutés strictement en même temps. Si on introduit des trous dans la commande on évite de

court-circuiter les sources de tension mais on ouvre des sources de courant de sortie. Si on fait chevaucher les commandes, on évite l'ouverture des sources de courant mais on court-circuite les sources de tension.

Une stratégie de commutation propre aux cellules de commutation bidirectionnelles en tension et en courant doit donc être mise en place.[GFP15]

2.3.1 Interrupteurs bidirectionnels

La figure 2.2 montre les diverses possibilités d'association de composants élémentaires pour former un interrupteur bidirectionnel

Bien que ne nécessitant qu'une interface de commande, la solution 1 n'est jamais utilisée car elle conduit à des pertes en conduction trop importantes (2 diodes et un transistor IGBT en série). La solution 2 est encore celle la plus utilisée, elle induit moins de pertes par conduction, elle nécessite deux interfaces de commande mais, comme on va le voir, cela permet une gestion convenable des commutations entre interrupteurs. La solution 3 forme chaque interrupteur de 2 RB IGBT (Reverse Blocking IGBT) en parallèle inverse. Un RB IGBT équivaut à un IGBT et à une diode en série avec une chute de tension à l'état passant moindre.[GFP15]

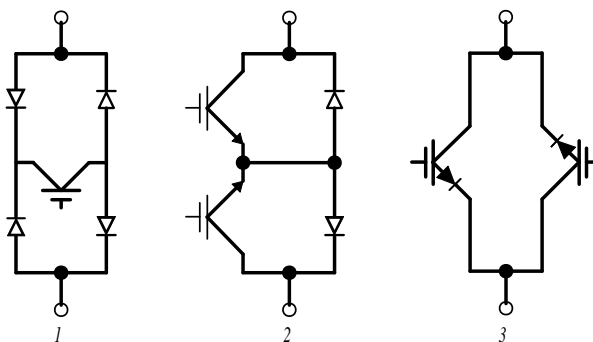


FIGURE 2.2 – Interrupteurs bidirectionnels

2.3.2 Stratégie de commutation

La stratégie de commutation communément adoptée est basée sur la détection du signe du courant à commuter, c'est-à-dire du courant dans les phases de sortie. On considère par exemple FIG(2.3) la commutation entre k_{11} et k_{12} qui transfère le courant i' de la phase

d'entrée 1 à la phase d'entrée 2. La solution 2 de la figure (2.2) étant choisie, k_{11} est formé des transistor T_1 et T'_1 , des diodes D_1 et D'_1 . k_{12} est formé de T_2 et T'_2 , D_2 et D'_2

La tension entre les deux entrées est notée v . Initialement T_1 et T'_1 sont commandés à la fermeture : le courant i' passe par T_1 et D'_1 s'il est positif, par T'_1 et D_1 s'il est négatif. La commutation va s'opérer en 4 phases.

Si le courant i' est positif, on commande successivement :

- l'ouverture de T'_1
- la fermeture de T'_2
- l'ouverture de T_1
- la fermeture de T'_2

Si v est positif, c'est l'ouverture de T_1 qui provoque la commutation, le courant i' ne pouvant plus passer par la paire $T_1 - D'_1$ passe par $T_2 - D'_2$ puisque T_2 est déjà commandé à la fermeture.

Si v est négatif, c'est la fermeture de T_2 qui provoque la commutation en appliquant une tension négative aux bornes de l'ensemble $T_1 - D'_1$. Si le courant i' est négatif, on commande successivement :

- l'ouverture de T_1
- la fermeture de T'_2
- l'ouverture de T'_1
- la fermeture de T_2

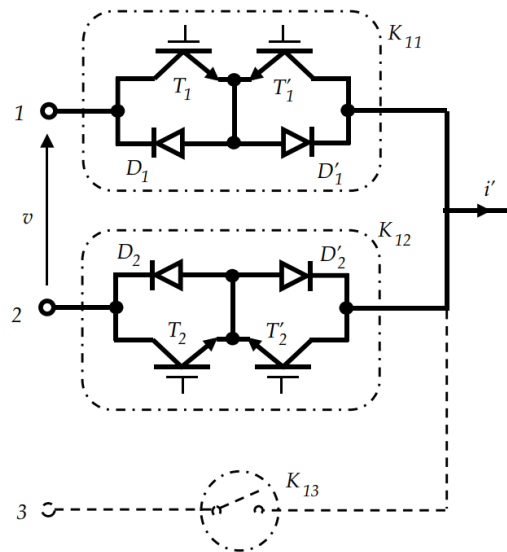
Si v est positif, c'est la fermeture de T_2 qui provoque la commutation en appliquant une tension négative aux bornes de l'ensemble $T_1 - D'_1$

Si v est négatif, c'est l'ouverture de T'_1 qui provoque la commutation, le courant i' ne pouvant passer par la paire $T'_1 - D_1$ passe par $T'_2 - D_2$ puisque T'_2 est déjà commandé à la fermeture.

On remarque qu'il n'y a jamais commande simultanée du transistor à mettre en conduction et du transistor à bloquer.

2.3.3 Circuit de protection

Les stratégies de commutation appliquées au convertisseur matriciel nécessitent la mesure des courants de sortie. Cette mesure se fait soit par capteurs à effet Hall soit par

FIGURE 2.3 – exemple de commutation entre k_{11} et k_{12}

shunts. La précision finie des organes de mesure conduit, pour de faibles courants, à une erreur possible sur leur signe et donc à des surtensions dues à des ouvertures de ces courants à contretemps. Par conséquent, on peut utiliser un circuit d'écrêtage (clamping, en anglo-saxon) schématisé par la figure (2.4) pour protéger le convertisseur contre ces surtensions. Dans ce cas, le pont redresseur à diode lié au réseau charge le condensateur à la valeur crête des tensions composées. Dès-que cette valeur devienne supérieure à la valeur crête des tensions composées à la sortie du convertisseur le pont redresseur relié à la sortie ne conduit pas. Si les tensions de sortie excèdent cette valeur, le pont correspondant relie les bornes de sortie au condensateur et limite la tension à la valeur de la tension aux bornes du condensateur [GFP15]

2.4 Vecteurs de commutation admissibles

A priori, on a $2^9 = 512$ différentes combinaisons pour des commutateurs de la matrice, il est évident qu'on ne peut pas toutes les appliquer parce qu'il existe les deux contraintes pratiques fondamentales suivantes :

- Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie, sinon deux tensions d'alimentation seraient court-circuitées. Les courants circulants détruiraient les commutateurs

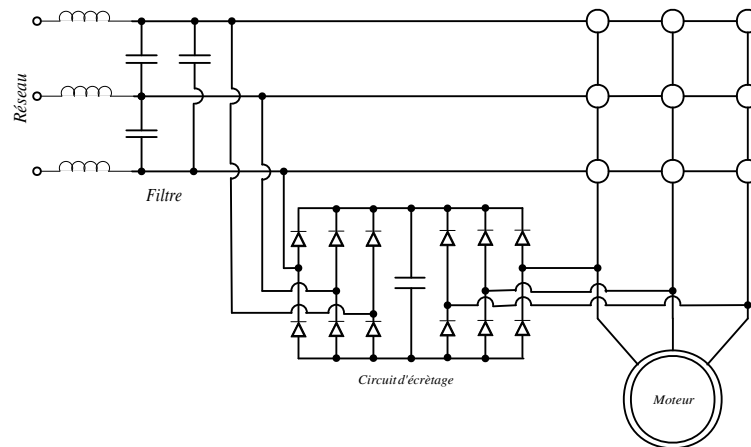


FIGURE 2.4 – Circuit de protection (Clamping) d’un convertisseur matriciel

- Il n’est pas admissible non plus d’ouvrir tous les commutateurs d’un groupe d’une phase de sortie parce que dans ce cas le courant serait interrompu dans cette phase. A cause de la charge inductive, la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant

En respectant les deux règles énoncées ci-dessus, le nombre de combinaisons possibles se réduit à $3^3 = 27$. Dans ce cas, un vecteur d’ordre 3 est suffisant pour décrire l’état de commutation de la matrice complète, la figure (2.6) montre un exemple de vecteur de commutation Plusieurs auteurs ont travaillé sur les convertisseurs matriciels, les différentes

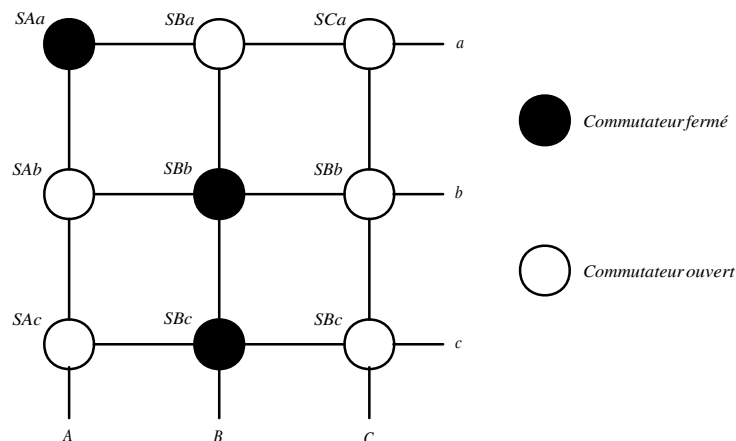


FIGURE 2.5 – Exemple de définition du vecteur de l’état de commutation de la matrice

recherches faites sur ces convertisseurs [LPJ99] [CNS98] et [MGA89] concernent principalement les techniques de modulation et leur implémentation physique qui ont permis le développement de différentes topologies de convertisseurs matriciels à savoir les, convertis-

seurs matriciels creux (SMC) [MGA81] en plus d'autres topologies récentes telles les VSMC et USMC (very/Ultra Sparse Matrix Converter) [MGA88]

2.5 Modélisation du convertisseur matriciel

Avant d'entamer la modélisation du convertisseur matriciel , on pose les deux hypothèses de travail suivantes :

1. La source de tension triphasée est équilibrée :

$$V_{in} = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \\ |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2. La charge est considérée comme source de courant (charge inductive) afin de respecter la règle d'alternance des sources. En pratique, la plupart des charges d'application en électrotechnique sont de nature inductive, ou peuvent le devenir par l'ajout d'une inductance. .

La règle d'alternance des sources impose également au fonctionnement des convertisseurs de puissance les deux conditions de commutation décrites ci-dessous :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée.
- La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte.

On définit la fonction d'existence h_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie ' i ' à la phase d'entrée ' j ' comme suit :

$$\begin{cases} h_{ij} = 1 \text{ si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ h_{ij} = 0 \text{ si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les deux conditions de commutation peuvent alors être interprétées mathématiquement en utilisant la fonction d'existence par les équations suivantes :

$$\begin{cases} h_{Aa} + h_{Ba} + h_{Ca} = 1 \\ h_{Ab} + h_{Bb} + h_{Cb} = 1 \\ h_{Ac} + h_{Bc} + h_{Cc} = 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure 2.6 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé. Sur chaque période d'échantillonnage T_{ech} , trois interrupteurs, associés à une

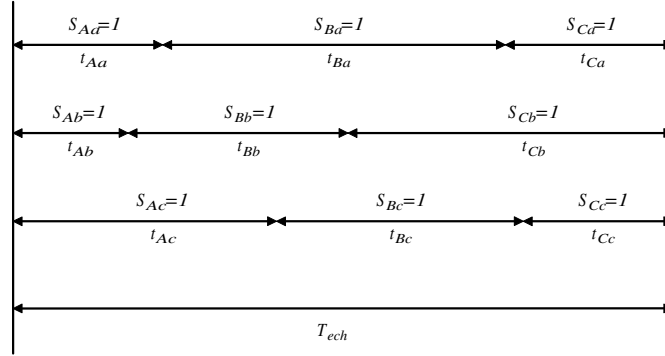


FIGURE 2.6 – Durées de conduction des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage.

phase de sortie, commutent en séquence. En appliquant les lois de Kirchoff, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (2.4) et des courants d'entrée (2.5) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{Aa} & h_{Ba} & h_{Ca} \\ h_{Ab} & h_{Bb} & h_{Cb} \\ h_{Ac} & h_{Bc} & h_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{Aa} & h_{Ab} & h_{Ac} \\ h_{Ba} & h_{Bb} & h_{Bc} \\ h_{Ca} & h_{Cb} & h_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La Figure 2.7 présente un exemple de connexion entre les phases d'entrées et de sorties à un instant donné. Ici, les interrupteurs S_{Aa} , S_{Bb} et S_{Cb} sont fermés. En appliquant la loi des mailles, on observe que la phase de source "A" est connecté à la phase de charge "a" ce qui revient à écrire : $V_a = V_A$. De la même manière, on établit les relations entre les phases de sorties "b" et "c" et les phases d'entrée. On obtient alors les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = V_A \\ V_b = V_B \\ V_c = V_C \end{cases} \quad (2.6)$$

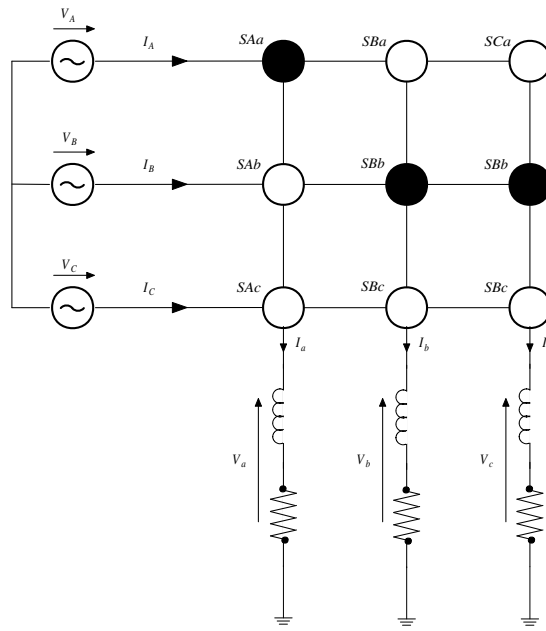


FIGURE 2.7 – Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel

En appliquant la loi des neuds, on en déduit les relations entre courants de source et les courants de charge, pour l'exemple cité, on arrive aux équations suivantes

$$\begin{cases} I_A = I_a \\ I_B = I_b + I_c \\ I_C = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

En faisant appel aux relations précédentes, on arrive à la formulation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b + I_b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.5.1 Calcul des rapports cycliques des interrupteurs

On admet, pour un fonctionnement adéquat d'un convertisseur, une fréquence d'échantillonnage très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie.

$$(T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}}) \ll T \quad (2.10)$$

Il devient possible, sur une période d'échantillonnage suffisamment courte, de considérer les tensions d'entrée comme constantes, la valeur moyenne de la tension de sortie construite sur une période d'échantillonnage est donné par l'équation (2.11).

À chaque pas de commutation, des portions des trois signaux d'entrée sont prélevés et connectés à la charge, si bien qu'en moyenne l'onde construite correspond à l'onde de tension de référence.

$$V_{o.T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}}(t_A.V_A + t_B.V_B + t_C.V_C) \quad (2.11)$$

où :

- t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31})
- t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32})
- t_C : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33})

Les rapports cycliques de chaque interrupteur S_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1$$

L'équation (2.10) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente, de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

- les tensions de sortie moyennées sur une période d'échantillonnage sont définies par le système (2.12)

$$\begin{bmatrix} V_{a.T_{ech}} \\ V_{b.T_{ech}} \\ V_{c.T_{ech}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

- Les courants d'entrée sont, quand à eux, définis par le système (2.13) :

$$\begin{bmatrix} I_{A.T_{ech}} \\ I_{B.T_{ech}} \\ I_{C.T_{ech}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M , c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs.

Les éléments de la matrice M , présents dans les équations (2.12) et (2.13) servent à moduler les vecteurs tension d'entrée afin d'obtenir les vecteurs tension de sortie ayant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire

2.5.2 Commande des convertisseurs matriciels

La première méthode conçue spécialement pour la commande des convertisseurs matriciels est la méthode de Venturini qui est basée sur un algorithme simple.

Il existe aussi d'autres méthodes, qui se basent généralement sur la modulation connue relative à la commande des convertisseurs de fréquences conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles :

- La commande directe par des régulateurs à action à deux positions (commande en courant) ;
- La modulation par phaseurs spatiaux (SVM Space Vector Modulation) [ZS07] [TH08]

La première méthode (la commande directe par des régulateurs à action à deux positions) est très répandue parce qu'elle est simple à implémenter et elle permet un réglage rapide du courant de la charge. Son avantage de simplicité de la commande ne sera pourtant plus valable dans le cas du convertisseur matriciel.

La deuxième méthode (la modulation par phaseurs spatiaux) est une commande en tension, c'est-à-dire que la tension moyenne donnée par une consigne est imposée à la charge.

Le principe est basé sur l'imposition successive des phaseurs de tensions de phase à l'aide d'un ensemble de vecteurs de commutations qui est déterminé d'avance. La sélection des vecteurs est réalisée par commande en fonction des consignes de la tension de sortie et du courant d'entrée

Comme la sélection des vecteurs de commutation ainsi que leur imposition, avec le bon rapport temporel, est une tâche relativement complexe, cette méthode est surtout convenable pour le traitement par un microprocesseur [ZS07]

2.5.3 Méthode de Venturini

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence généralisée pour les convertisseurs matriciels. Cette méthode a été modifiée par la suite dont l'objectif d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle de l'entrée de 0.5 à 0.866. De même elle permet produire des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge [MGA89].

Le principe de cette méthode consiste à synthétiser la tension triphasée désirée de sortie à partir de celle d'entrée pour chaque période de commutation bien définie. Dans ce cas, la tension de sortie est formée dans chaque période de commutation par des segments des trois tensions d'entrée, alors que le courant d'entrée est formé par des segments des trois courants de sortie

Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur sont exprimées par la formule suivante :

$$v_{ec} = V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

$$i_{sc} = I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Avec : V_{ecm} , I_{scm} , ω_{ec} et ω_{sc} sont les valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du convertisseur et du courant à la sortie de celui-ci respectivement, ainsi que ϕ_{sc} est le déphasage entre le courant et la tension à la sortie du convertisseur.

En tenant compte du rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel :

$$q = \frac{V_{sc}}{V_{ec}} = \frac{i_{ec}}{i_{sc}}$$

On obtient :

$$v_{sc} = q \cdot V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Et :

$$i_{sc} = q \cdot \cos(\phi_{sc}) I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \phi_{sc} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Si on remplace v_{ec} , v_{sc} , i_{ec} et i_{sc} dans les expressions (2.12) et (2.13), la matrice de modulation admet les deux solutions suivantes

— Pour $\phi_{ec} = \phi_{sc}$, on obtient :

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Avec : $\omega_{se} = \omega_s - \omega_e$

— Pour $\phi_{ec} = -\phi_{sc}$, on obtient :

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) \\ 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cdot \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Avec : $\omega_{se} = -(\omega_s + \omega_e)$

La solution (2.18) est obtenue pour un déphasage d'entrée égale à celui de sortie $\phi_{ec} = \phi_{sc}$, de même que la solution (2.19) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie $\phi_{ec} = -\phi_{sc}$.

La méthode de modulation de basée sur les expressions (2.18) et (2.19) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel de 0.5 (ou 50%) Cependant, cette méthode peut être optimisée afin $\sqrt{3}/2$ (ou 87%) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de

la tension d'entrée et de celle de sortie dans l'expression (2.18)

$$v_{sc} = q \cdot V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ect}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{ect}) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ect}) \\ \cos(\omega_{ect} + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{ect}) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ect}) \\ \cos(\omega_{ect} - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{ect}) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ect}) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

L'encombrement de la méthode primitive de Venturini basée sur le calcul des durées de conduction des interrupteurs directement à l'aide des équations (2.18) et (2.19) constitue une contrainte gênante à l'implémentation de celle-ci dans la pratique. Par conséquent, Il est recommandé d'exprimer directement les tensions d'entrée et celles de sortie dans les équations (2.12) et (2.13) de telle sorte que le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur soit unitaire

Si on tient compte de ces recommandations, on obtient :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2 \cdot v_i \cdot v_j}{V_{ecm}^2} \right] \quad (2.21)$$

Pour : $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$

La méthode définie par l'équation (2.21) a un rapport significatif de transformation limité à 50%. Si on tient compte de la méthode optimisée de Venturini basée sur (4.34), l'équation (2.21) devient :

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2 \cdot v_i \cdot v_j}{V_{ecm}^2} + \frac{4 \cdot q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{ect} + \beta_i) \cdot \sin(3\omega_{ect}) \right] \quad (2.22)$$

Avec : $\beta_i = \left\{ 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3} \right\}$, $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$

L'implémentation pratique en temps réel de la méthode de Venturini optimisée est fondée sur l'équation (2.22), et ceci nécessite l'utilisation des processeurs fonctionnant à des fréquences de l'ordre de dizaines de kilohertz. Dans ce cas, le contrôle du facteur de puissance peut être réalisé grâce à l'insertion d'un capteur de déphasage dans une phase à l'entrée du convertisseur matriciel.

2.6 Simulation et interprétation des résultats

La figures (2.8) représente le schéma bloc l'association de la MASDE à deux convertisseurs matriciel, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

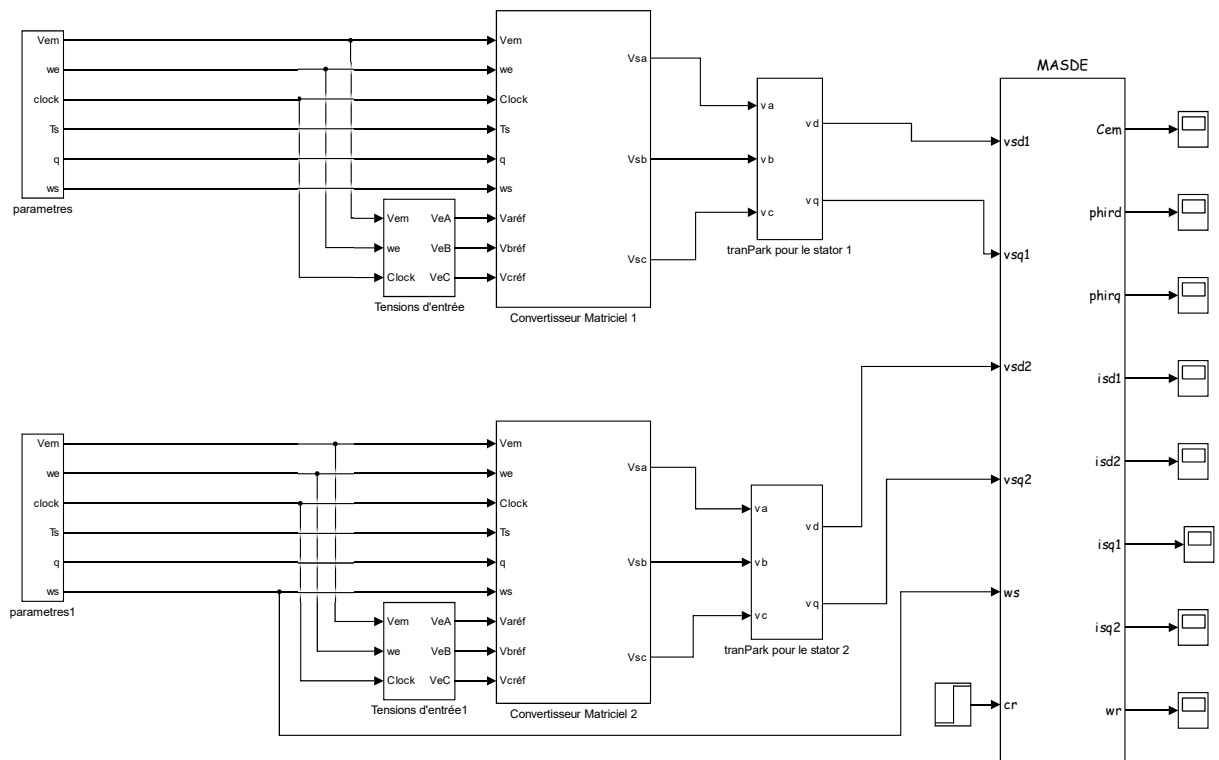


FIGURE 2.8 – Schéma bloc de la MASDE associé au convertisseur matriciel.

2.6.1 Résultats de simulation

La simulation de la méthode de venturini du convertisseur matriciel associé à la MASDE à été effectuée sous MATLAB/SIMILINK, pour un rapport de tension $q = 0.866$, fréquence de commutation $F_{esh} = 4000H_z$, Le fonctionnement de la MASDE est en charge avec $C_r = 14N.m$

2.6.2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation sont presque identiques aux résultats de la figures (1.6.2), en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique, des courants des axes i_{ds1} et i_{qs1} et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Ces harmoniques sont dus à la présence des convertisseurs matriciels.

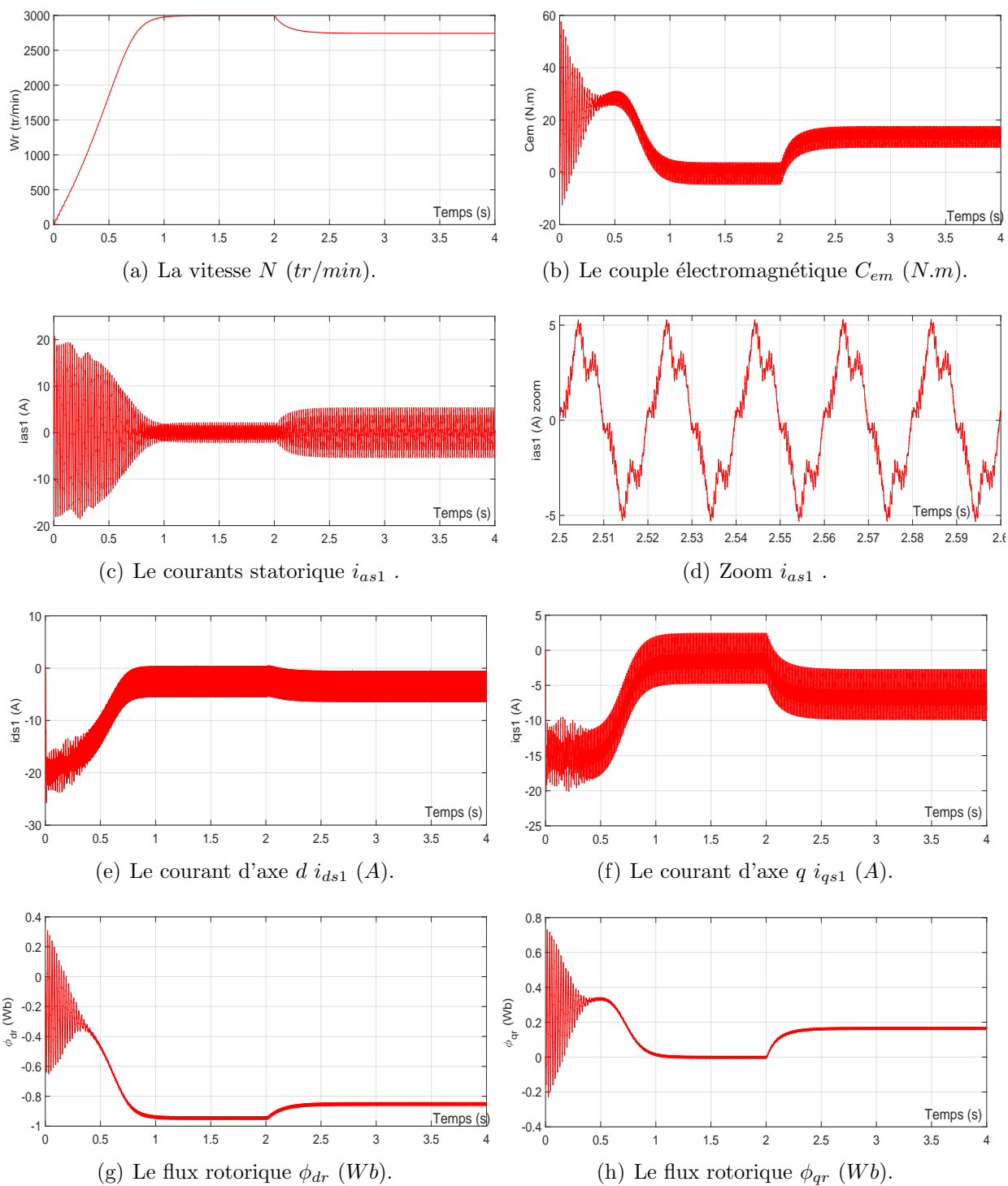


FIGURE 2.9 – Performances de la MASDE en charge associée au convertisseur matriciel.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les convertisseurs matriciels, les différentes configurations admissibles. Et abordé le problème de commutation des interrupteurs bidirectionnels, par la suite nous avons effectué une étude de modélisation et on a vu la stratégie de modulation de Venturini après on a fait la simulation de cette méthode associée à la MASDE.

Les résultats de simulation montrent la présence d'harmoniques à cause des convertisseurs matriciels. Afin de régler la vitesse indépendamment de la charge mécanique, il faut agir sur la forme de la tension d'alimentation, c'est pour ça que nous aborderons la commande vectorielle de la MASDE dans le chapitre suivant.

Commande Vectorielle

3.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [Tho98]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [Bag99].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation numérique.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [Tam05]. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple électromécanique.

$$C_{em} = K\phi_f I_a = K' I_f I_a \quad (3.1)$$

avec :

ϕ_f : flux imposé par le courant d'excitation I_f ; I_a : courant d'induit; K, K' : constantes.

A flux constant, le couple peut être réglé par I_a . La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel [Cre97].

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée. La figure 3.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

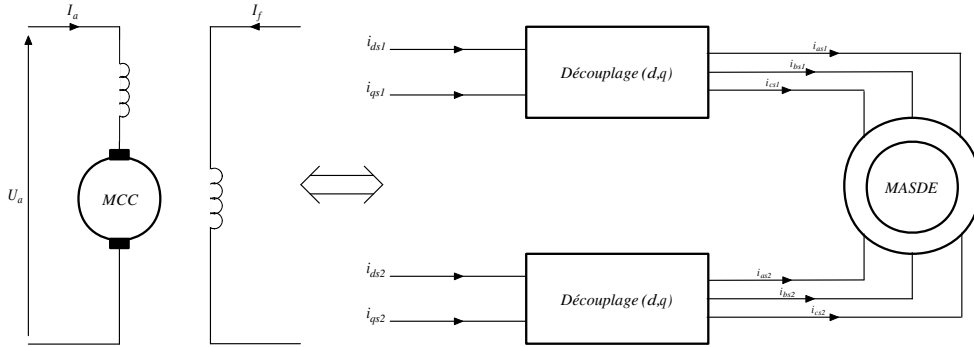


FIGURE 3.1 – Principe de pilotage vectoriel de la MCC et la MASDE.

3.2.1 Choix d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{dr} = \phi_r$ $\phi_{qr} = 0$.

Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{ds} = \phi_s$ $\phi_{qs} = 0$.

Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dm} = \phi_m$ $\phi_{qm} = 0$.

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique, car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.[EM08]

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.

Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (3.2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire $\phi_{dr} = \phi_r$; $\phi_{qr} = 0$.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (3.2)$$

L'équation (3.2). devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = k\phi_r i_{qs} \quad (3.3)$$

avec : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$.

De l'équation (3.3), on constate que l'expression du couple de la MASDE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément.

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE. Car, le contrôle par flux orienté de ces dernières est une commande par orientation de ces deux grandeurs [Cha04].

3.3 Méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

3.3.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [Bog01]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

3.3.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette

méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Pie92].

Dans ce chapitre ,on s'intéresse à la commande vectorielle indirecte.

3.4 Régulation de la Vitesse par la méthode indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (1.50) devient [Ber04] [Mer07s] :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m+L_r}[\phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m+L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

En remplaçant (3.4) dans (1.27) on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m+L_r}; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r.$$

et on a :

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.6)$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (3.7)$$

En remplaçant (3.5), (3.6) et la deuxième équation de (3.4) dans le système d'équations (1.24) on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (3.8)$$

on a :

$$\begin{aligned} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* &= \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* &= \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{aligned} \quad (3.9)$$

où, x_j^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (3.8), on prend les premières parties linéaires (3.10) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned} v_{ds1l} &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{ds1} \\ v_{qs1l} &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{qs1} \\ v_{ds2l} &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{ds2} \\ v_{qs2l} &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{qs2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Le système (3.10) montre que les tensions statoriques (v_{ds1l} , v_{qs1l} , v_{ds2l} , v_{qs2l}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs2}^*) à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* &= v_{qs1l} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* &= v_{ds2l} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* &= v_{qs2l} + v_{qs2c} \end{aligned} \quad (3.11)$$

avec :

$$\begin{aligned} v_{ds1c} &= \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} &= \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2c} &= \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} &= \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

3.4.1 Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (FIG. 3.2) montre le schéma fonctionnel de régulation

des courants, valable selon les deux axes d et q .

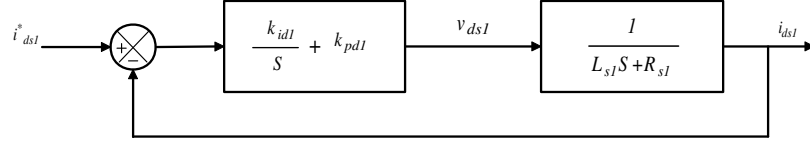


FIGURE 3.2 – Schéma de régulation des courants.

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (FIG. 3.2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + k_{pd1}) S + k_{id1}} \quad (3.13)$$

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1} S + 2\rho_{d1}^2 \quad (3.14)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{pd1} &= 2\rho_{d1} L_{s1} - R_{s1} \\ k_{id1} &= 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} .

3.4.2 Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (FIG. 3.3).

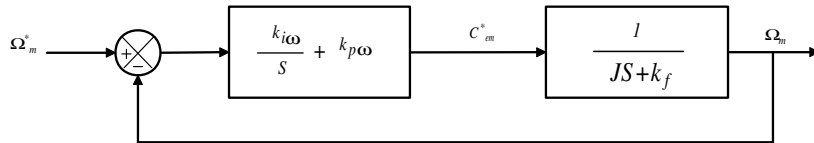


FIGURE 3.3 – Schéma réduit de régulation de vitesse.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculé par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

$$\begin{aligned} k_{p\omega} &= 2\rho_{\omega} J - K_f \\ k_{i\omega} &= 2\rho_{\omega}^2 J \end{aligned} \quad (3.16)$$

A partir des équations (3.6), (3.8), (3.9), (3.10) et (3.12), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$, (FIG. 3.4).

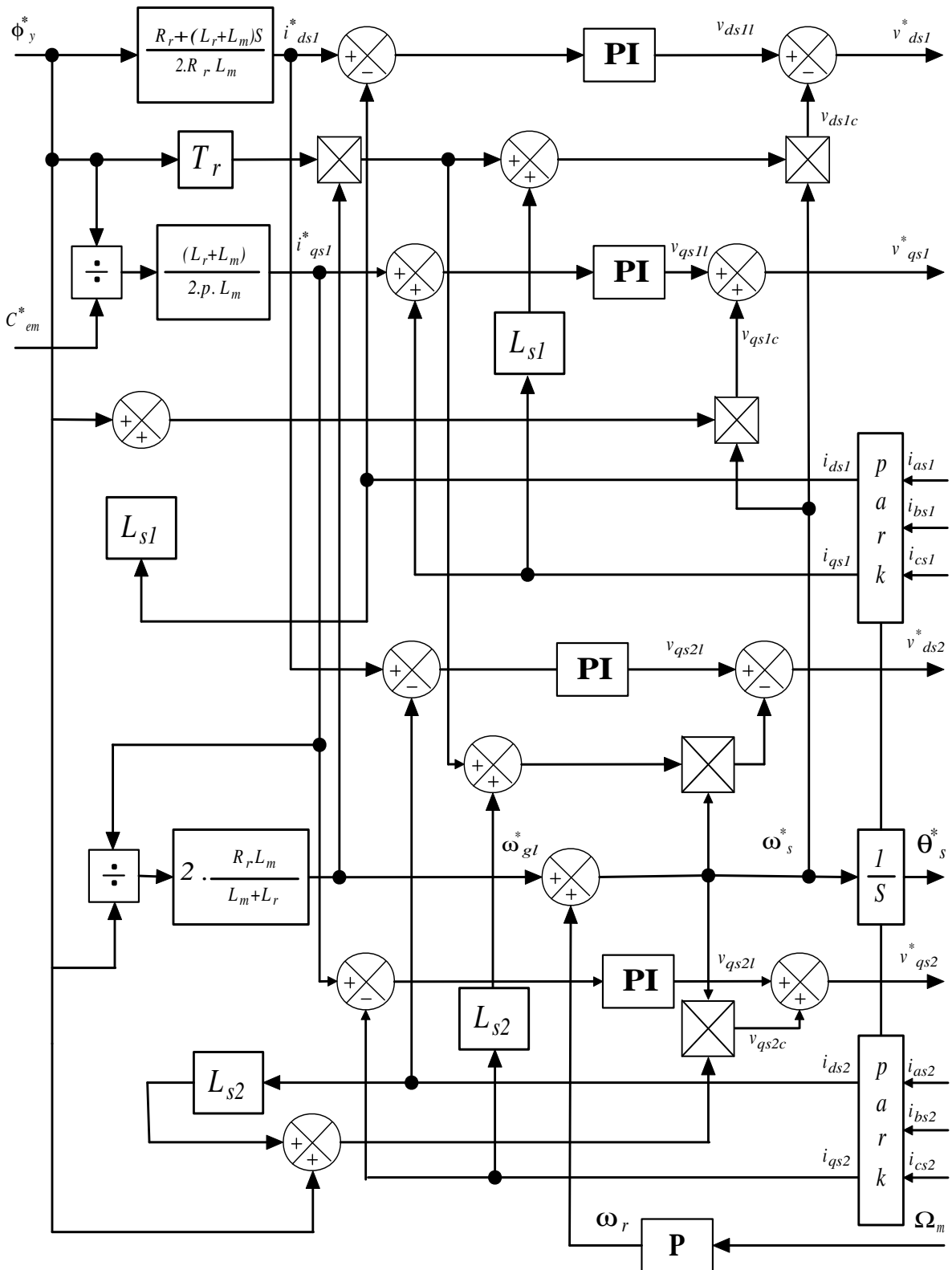


FIGURE 3.4 – Bloc de découplage en tension (FOC).

3.4.3 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_m^n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{|\Omega_m|} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| > \Omega_m^n \end{cases} \quad (3.17)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } |C_{em}^* cal| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} sign(C_{em}^* cal) & \text{si } |C_{em}^* cal| > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (3.18)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la (FIG. 3.5) :

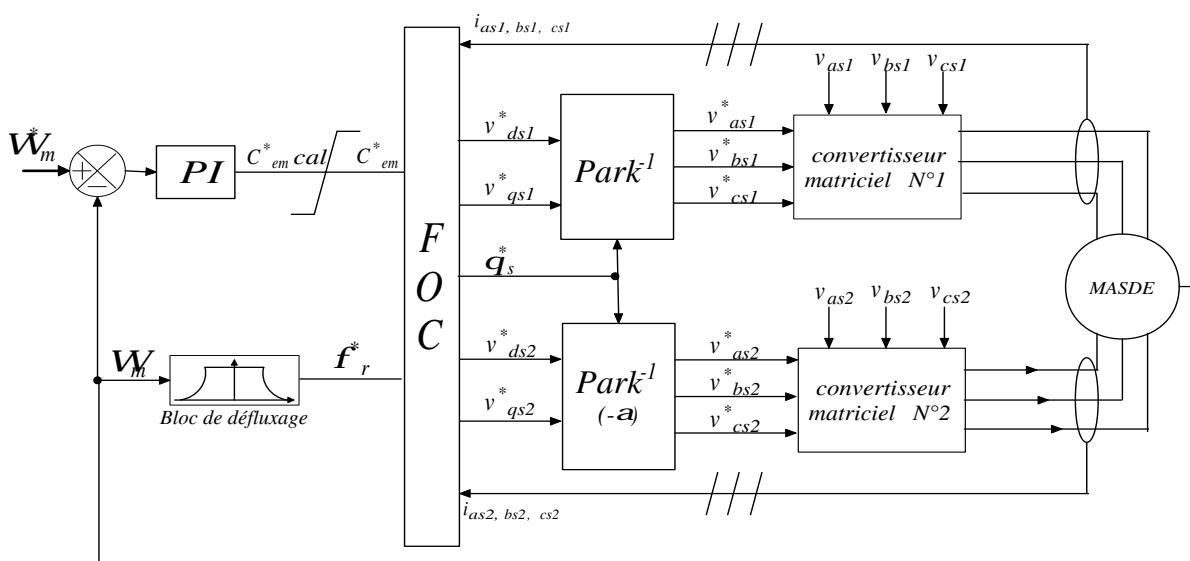


FIGURE 3.5 – Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

3.4.4 Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la commande indirecte de la MASDE ont été visualisées pour les deux tests suivants :

3.4 ► Régulation de la Vitesse par la méthode indirecte

- Réponse à un échelon de vitesse de $N = 2500 \text{ tr/min}$ avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de $t = 2 \text{ s}$ (FIG. 3.6);
- Réponse à une inversion de vitesse (de 2500 à -2500 tr/min) à partir de l'instant $t = 1.5 \text{ s}$ (FIG. 3.7).

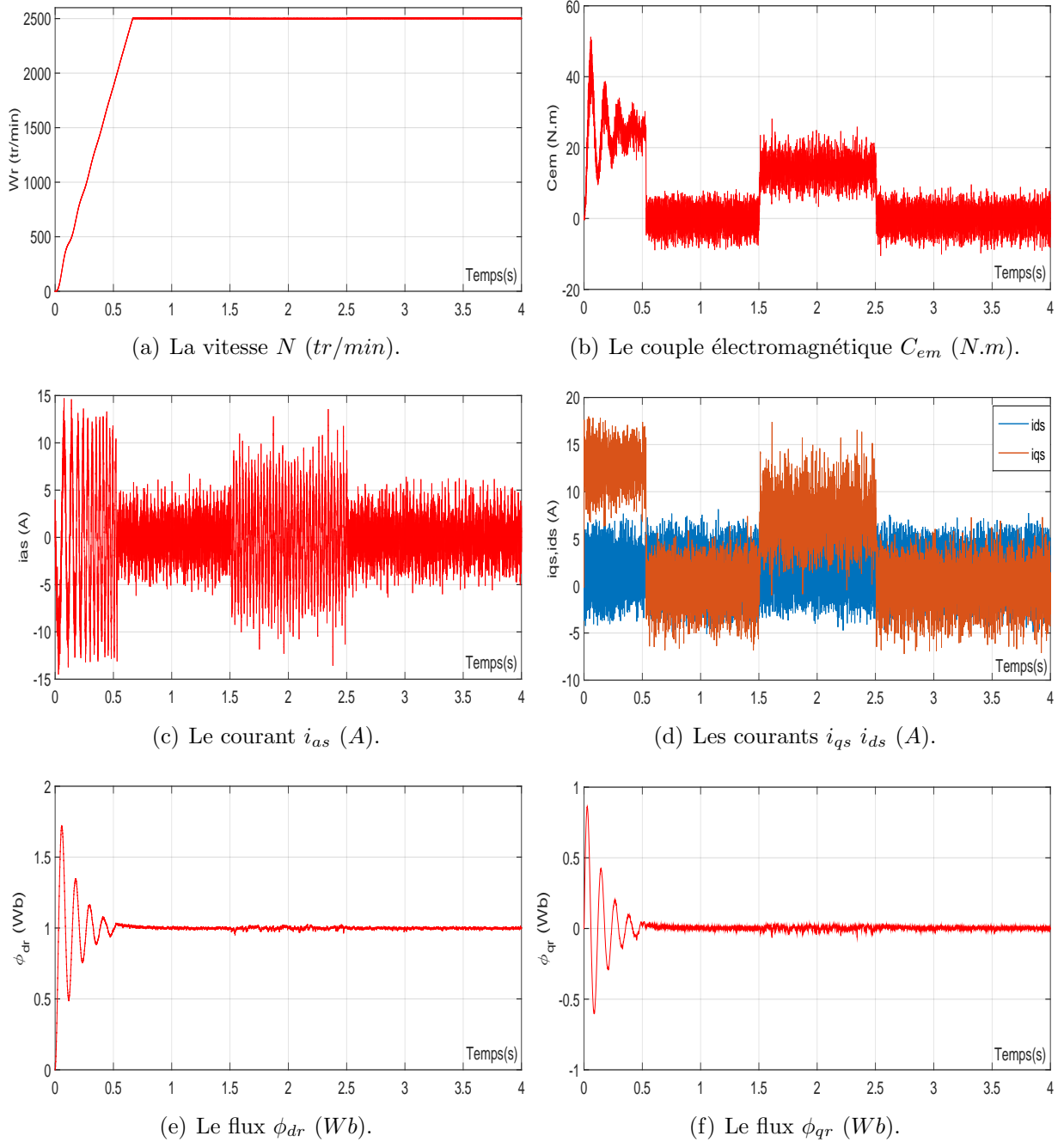


FIGURE 3.6 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.

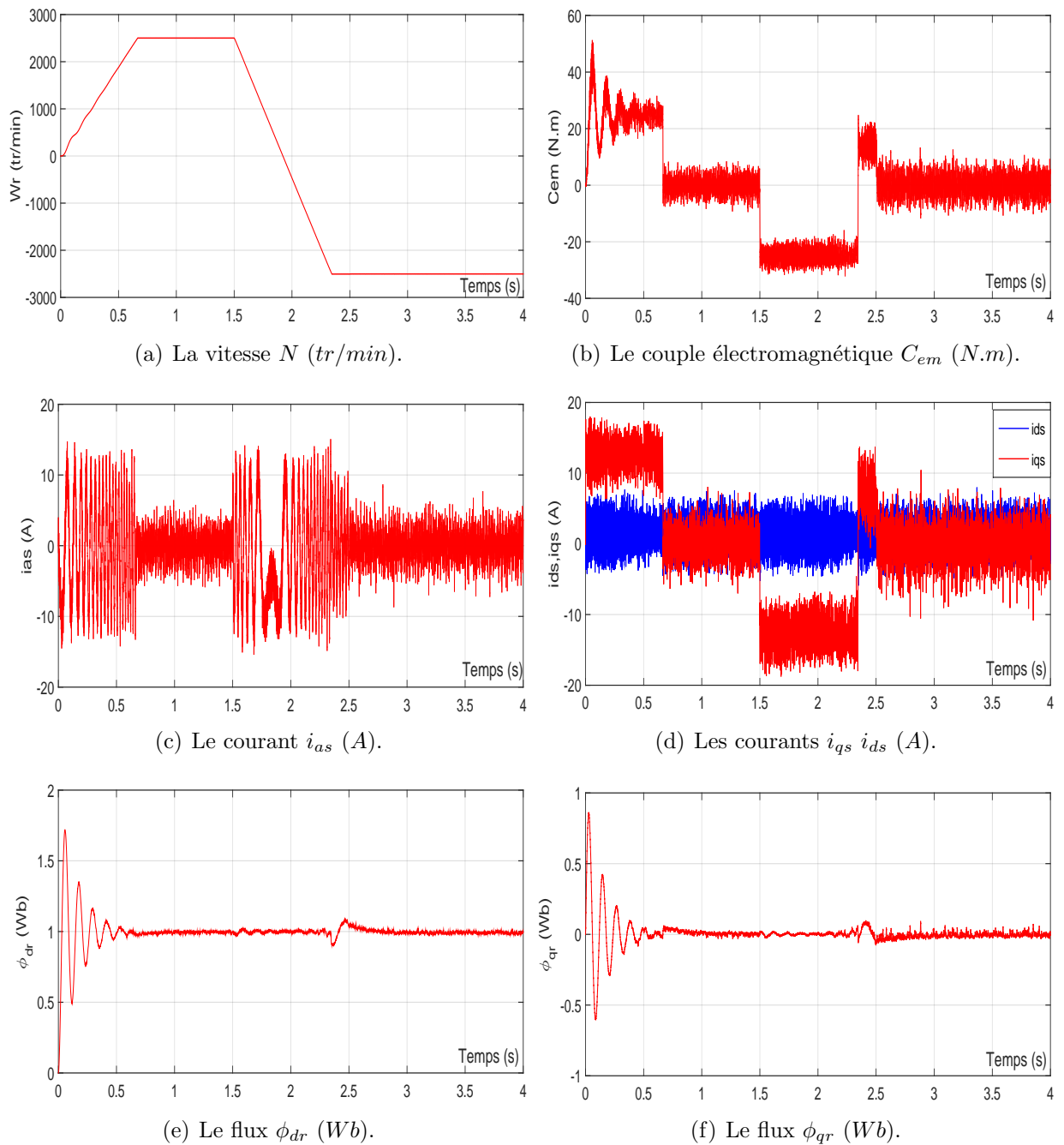


FIGURE 3.7 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).

La figure (3.6) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5, 2.5]s$, en imposant la vitesse de référence $N^* = 2500tr/min$. Celle-ci montre que :

Au d'emarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ($N(tr/mn)$) rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.67s$, avec un d'épassement de 0.30%. Le couple électromagnétique ($Cem(N.m)$) atteint la valeur maximale de $51N.m$ à $t = 0.058s$, puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) observent un courant d'appel d'environ 2 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusodale. Le courant en quadrature ($iqs(A)$) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

L'application de la charge $C_r = 14N.m$ (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [1, 1.75]s$, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques, qui se stabilisent respectivement à Cem $14N.m$, $i_{sa} = 6A$, $i_{qs} = 7A$. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes.

La figure (3.7) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 2500 à $-2500tr/min$ à partir de l'instant $t = 1.5s$.

Les résultats obtenus montrent clairement que :

la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de $0.84s$. Cela engendre une augmentation au niveau du courant i_{as} d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de $1s$, pour redonner lieu à des formes sinusoidales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint $-25N.m$ pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant $i_{qs}(A)$ évolue d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle a été appliquée à la MASDE par la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique qui nécessite seulement la connaissance de la position de flux, l'objectif étant la régulation de la vitesse.

L'étude de cette commande a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASDE. Ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances.

Cette technique a rendu la commande de la MASDE semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Conclusion Générale

Dans le cadre du travail présenté dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'application des convertisseurs matriciels à la commande des machines asynchrone à six phases (MASDE). A cet effet, nous avons utilisé l'environnement SIMULINK du logiciel MATLAB pour la réalisation de ce travail.

Nous avons associé un convertisseur matriciel à machine asynchrone double étoile en utilisant la technique de commande pour celui-ci à savoir, l'algorithme de Venturini avec la commande vectorielle de ce dernier.

En premier temps, nous avons commencé par aborder la modélisation de la machine asynchrone double étoile sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir une forme de représentation conforme avec la modélisation de la commande vectorielle. La modélisation de la MASDE, a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park. Les résultats des simulations de la MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales ont servi à l'observation des différentes performances lors de son démarrage et ont montré l'existence d'une relation entre la vitesse et la charge

En second temps, nous avons étudié les convertisseurs matriciels ainsi que leur modélisation pour l'alimentation des machines à six phases (MASDE), ceci en appliquant toujours la technique de contrôle du convertisseur. Les résultats obtenus avec le modèle de la machine ont montré, en plus que le modèle de la MASDE présente un système multi variable non linéaire fortement couplé, que l'alimentation des machines à six phases par un convertisseur matriciel n'est pas seulement possible mais même une excellente alternative, avec seul inconvénient l'apparitions des harmoniques

Dans le troisième chapitre, la commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels commandé par la technique de modulation de a été étudiée, l'algorithme de Venturini a été utilisé avec la commande vectorielle indirecte. Les résultats obtenus nous ont permis de montrer la possibilité de l'utilisation des convertisseurs matriciels pour l'entraînement des machines à six phases par la technique du flux orienté. Nous avons pu constater aussi qu'on pouvait utiliser cette technique de modulation ; ce qui veut dire que le critère de choix de la technique de modulation revient à la simplicité de la réalisation, le coût de celle-ci ainsi que des performances attendues.

En perspectives de ce travail, on pourra envisager plusieurs études plus accentuées sur ce domaine, à savoir :

- Application d'autre technique de commande telle que DTC (Direct torque control) ;
- Utiliser d'autre technique de commande du convertisseur comme la modulation par phraseurs spatiaux (SVM Space Vector Modulation)
- Alimentation de la MASDE par des onduleurs multi niveaux ;
- Etude et commande de la MASDE en régime dégradé (perte d'une phase).

Paramètres de Moteur Asynchrone Double Etoile

Les paramètres de la MASDE utilisée sont [Ber04] :

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5,6 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Bibliographie

- [Abd11] R. Abdessamed & M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 2011.
- [Bag99] L. Baghli, Contribution 'a la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des r'eseaux de neurones et des algorithmes énétiqes, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [Ber04] Beriber Dalila, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, *Thèse de magister, ENP.*, Alger, 2004.
- [BF14] B. FATIMA " Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" " Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Constantine 1. 2014.
- [Bog01] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "Induction motors field oriented control based on averaged parameters," *In IEEE, 0-7803-1993-1/94.*, pp. 81-87, 1994.
- [Cha04] A. Chaiba, Commande par la logique floue de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Novembre 2004.
- [CKP02] C. KLUMPNER, P. NIELSEN, I. BOLDEA and F. BLAABJERG, " A New Matrix Converter-Motor(MCM) for Industry Applications ", in Proc. Of IAS'00, Vol. 3, pp. 1394-1402, 2002.
- [CLC98] C.L. NEFT, and C.D. SCHAUDER, "Theory and design of a 30-hp Matrix Converter", in IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 28, N°3, pp. 546-551, May/June 1998.
- [CNS98] C.L. NEFT, and C.D. SCHAUDER, " Theory and design of a 30-hp Matrix Converter ", in IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 28, N°3, pp. 546-551, May/June 1998.
- [Cre97] G. Crellet, G. Clerc, Actionneurs ´electriques, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [DC98] D.CASADEI, G. SERRA and A. TANI, " A General Approach for the Analysis of the Input Power Quality in Matrix Converter ", in IEEE Trans. On Power Electron..., Vol. 13, N°5, pp. 882-891, Sept1998.
- [Dro94] P. Drozdowski, " Equivalent circuit and performance characteristics of 9-phase cage induction motor", ICEM, Paris, France, Vol.1, pp.118-123, Sept 1994.
- [EM08] E. Merabet, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de magistère, Université de Batna 2008.

- [GFP15] Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue' *Electronique de puissance*, Dunod, Paris, 2004, 2011, 2015
- [Ham07] H. Hammache, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande, Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [JKK] J.K. KANG, H. HARA, A. HAVA, E. YAMAMOTO, E. WATANABL and T. KUNE, " The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions ", in IEEE Trans. On Power Electron., Vol. 17, N°5, pp. 721-730, Sept2002.
- [LPJ99] L. EMPRINGHAM, P. W. WHEELER and J. C. CLARE, " Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications", EPE'99, European Conference on Power Electronics and applications. Lausanne, Suisse, 7-9 Septembre 1999.
- [MB14] M. Bouziane " Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel " Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2014.
- [Mer07s] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur and F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," *CIP'07 4^{eme} Conférence Internationale sur la Productique.*, 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [Mer11] E. Merabet, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed,, *Self tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine* Journal of Electrical Engineering and Technology., Vol. 6, No. 1, pp. 133 – 138, 2011.
- [MGA80] M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA, " The Generalized Transformer : A New Bi-directional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor ", Proc. Of PESC Conf. Rec., pp. 242-252, 1980.
- [MGA81] M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA, " Solid-State Power Conversion : A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis ", IEEE Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, N°4, pp. 319-330, April 1981.
- [MGA88] M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA, " Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of Nine-Switch Direct AC-AC Converters ", in Proc. Of PESC'88, Rec., pp. 1284- 1291,1988.
- [MGA89] M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA, " Analysis and Design of Optimum Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters ", IEEE Trans . On Power Electronics, Vol. 4, N°1, pp. 101-112, January1989.
- [MGB80] M.G. B. VENTURINI, " A New Sine Wave In Sine Wave Out Conversion Technique which Eliminates Reactive Elements ", in Proc. Powercom'80 Conf., Vol.7, pp. E3-1-E3- 15,1980.
- [Mic97] R. Michaux et P. Letellier, "Les machines discoïdes à champ axial dans les systèmes de propulsion électrique", REE, Vol. 3, pp. 37-42, 1997.
- [Mou99] Y. Mouba, "Alimentation par onduleurs de tension des machines multi phases", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France 1999.
- [Nag82] N. H. Nagrial, " Polyphase induction motor design using complex method of constrained minimization", ICEM, Budapest, Hongrie, Vol.3, pp. 838-840,
- [PB05] PATRICK BRUNET, " Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones ", Thèse de doctorat, LTEG Henri Brisson.2005.

- [Pie92] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," *SEE Journée d'études Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [PNF96] P.NIELSEN, F. BLAABJERG and J.K. PEDERSEN, "Space vector Modulated Matrix Converter with Minimized Number of Switching's and Feed forward Compensation of Input Voltage Unbalance ", *Proc. Of Pow. Electron., Drives and Energy Systems For Industrial Growth PEDES'96. Vol.2*, pp. 833-839, 1996.
- [Tam05] S. Tamazoult, Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2005.
- [TH08] TAYEB BEY Kamel ; HAOUUD Mohamed "Commande vectorielle d'un convertisseur Matriciel " mémoire de fin d'études en vus de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état ; Université De M'sila 2008
- [Tho98] J. L. Thomas, Future practical developments in vector control principles, ? IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1 ?4/8, 23 February 1998.
- [Tho98] L. Baghli, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [TL98] " Commende, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînements par Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat de l'EPFL, LEI, Lausanne, 1998
- [Vid04] P. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [ZS07] ZORIG Aissam ; SEGHIRI Abdelghani " commande de la machine asynchrone en utilisant le convertisseur matriciel " mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état ; Université De M'sila 2007.

Résumé

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux convertisseurs matriciel.

On a commencé par une étude théorique sur les machine asynchrone double étoile, puis on a étudié les convertisseurs matriciels et leur association avec cette machine

On termine notre travail par l'étude de la technique de commande vectorielle indirecte à base de régulateurs de type PI.

Enfin, les résultats de simulation sont présentés.

Mots clés : Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), convertisseurs matriciel, Commande vectorielle.

تقدم هذه الرسالة دراسة للنمذجة والتحكم في السرعة لآلة غير متزامنة ذات نجمتين المغذية بمحولين مصفوفين.

بدأنا بدراسة نظرية على الآلات غير المتزامنة ذات النجمتين، ثم درسنا تغذية هذه الآلة بمحولين مصفوفين.

عرضنا أيضا في عملنا دراسة تقنية التحكم الشعاعي غير المباشر لسرعة المحرك باستعمال منظمات من النوع مضخم وتكاملي.

أخيراً، تم عرض نتائج المحاكاة وتم التعليق عليها. قدمنا بعض الاقتراحات لإثراء وتحسين التحكم في هذا المحرك