

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche



Scientifique

Université de Ghardaïa

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département des Sciences et de la Technologie

N° d'ordre :

N° de série :

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine : Science et Technologie

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique

THEME :

*Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine
Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur
piloté par DPC (Direct Power Control)*

Présenté par :

Omar BAZINE

Jury:

M^r : HERIZI Abdelghafour	Maitre Assistant A	Univ.Ghardaia	Président
M^r : SADOUNI Redouane	Maitre Assistant A	Univ.Ghardaia	Encadreur
M^r : DJELLOULI Tahar	Maitre Assistant A	Univ.Ghardaia	Examineur
M^r : BENCHAAABANE Achour	Maitre Assistant A	Univ.Ghardaia	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2015/2016

REMERCIEMENTS:

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur monsieur **SADOUNI Redouane** pour ces conseils précieux, ses directives enrichissantes, sa patience et sa disponibilité, ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Je tiens à remercier monsieur **HERIZI Abdelghafour**, maitre assistant à l'université de Ghardaia pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Toutes mes reconnaissances vont également aux membres de jury :

Monsieur **DJELLOULI Tahar**, maitre assistant à l'université de Ghardaia

Et

Monsieur **BENCHAABANE Achour**, maitre assistant à l'université de

Ghardaia

Pour avoir acceptés d'évaluer ce travail.

Je remercie également tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

DÉDICACE :

À mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et d'encouragement

À mes frères

À mes sœurs

Et à toute la famille BAZINE

À mon cher encadreur Mr. SADOUNI Redouane.

À tous mes amis.

RÉSUMÉ :

Résumé_Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile.

Nous présentons dans ce mémoire une étude de modélisation de la MASDE commandée par la technique dite : DTC (commande directe du couple). Cette stratégie de commande proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande par orientation du flux (FOC). Au but d'améliorer les performances et l'efficacité de l'énergie électrique de la source et de contrôler le facteur de puissance nous appliquons une nouvelle stratégie de commande d'un convertisseur statique AC/DC dite : DPC (commande directe de puissance). Elle est similaire à la commande directe du couple (DTC) appliquée aux moteurs à induction, au lieu du couple et le flux statorique; les puissances active et réactive instantanées sont contrôlées ce qui assure au redresseur à MLI une absorption des courants sinusoïdaux avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les résultats de simulation montrent la validité, l'efficacité et la robustesse de ces deux stratégies de commande.

Mots clés _ Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE), Commande Directe du Couple (DTC), Redresseur à MLI, Commande Directe de puissance (DPC), Estimation de la tension, Table de Commutation.

ملخص_ تستعمل الآلات المتعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة و بقدرتها على تجزئة الاستطاعة . نقترح في هذه الرسالة دراسة المثال الأكثر شيوعا للآلات المتعددة الأطوار. إنها الآلة غير المتزامنة ثنائية النجمة. (أ.غ.م.ث.ن).

في هذه المذكرة نقوم بنمذجة (أ.غ.م.ث.ن) و المتحكم فيها بالتقنية المسماة التحكم المباشر في العزم. هذه التقنية مقترحة من طرف طاكاهاشي في عام 1985 لتنافس تقنية التحكم بواسطة توجيه التدفق. و من أجل تحسين أداء و كفاءة الطاقة الكهربائية للمنبع و رفع معامل الطاقة إلى الواحد نقوم بتطبيق تقنية جديدة للسيطرة على المحول الكهربائي متناوب/مستمر. وهي مشابهة لتقنية التحكم المباشر في العزم للآلات، بحيث بدلا من العزم والتدفق يتم التحكم في الاستطاعة الفاعلة و المتفاعلة التي يضمنها لنا المحول الكهربائي متناوب/مستمر مع تحكم منفصل في الاستطاعة الفاعلة و المتفاعلة. تبين نتائج المحاكاة المتحصل عليها صحة و قوة و فاعلية تقنيتي التحكم المستخدمتين.

الكلمات المفتاحية_ الآلة غير المتزامنة ثنائية النجمة (أ.غ.م.ث.ن), التحكم المباشر في العزم, المحول الكهربائي متناوب مستمر, التحكم المباشر في الاستطاعة, معامل الطاقة, جدول أشعة التحكم.

SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS :

α	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator.
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
A_r, B_r, C_r	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
C_{em}	Le couple électromagnétique.
C_r	Le couple résistant.
d_1, q_1, d_2, q_2	Axes correspondants au référentielle de PARK.
DPC	Commande directe de puissance.
E	La tension continue
Φ_s	Flux statorique.
Φ_r	Flux rotorique.
i	Le courant.
I_{rd}	Courant redressé.
I_{ch}	Courant de charge.
J	Le moment d'inertie de la machine.
K_f	Le coefficient de frottement.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductances propres des étoiles statorique et du rotorique.
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statorique.
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statorique et rotoriques.
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
MLI	Modulation de la Largeur d'impulsion
Nph	Nombres de phases
P	Nombre de paires de pôle.
P_{em}	La puissance électromagnétique
P	Puissance active.
P_{ref}	Puissance active de référence.
Q	Puissance réactive.
q_{ref}	Puissance réactive de référence.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Les résistances statorique et rotorique.
s1, s2, r	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
S_a, S_b, S_c	États de commutation du convertisseur.
S_p, S_q	L'erreur numérique des puissances
T_e	période d'échantillonnage.
T_s	constante de temps statorique.
T_r	constante de temps rotorique.
θ_m	L'angle mécanique.
θ_e	L'angle électrique.

θ_r	L'angle constitue par les axes Ar, d.
θ_s	L'angle constitue par les axes As, d.
U_c	Tension à l'entrée du redresseur
U_L	Tension au borne de l'inductance.
V	Tension.
V_a, V_b, V_c	Les tensions de lignes.
V_{dc}	Tension continue
$V_{dc-réf}$	Tension continue de référence
ω_{mag}	L'énergie magnétique.
ω_r	La pulsation électrique rotorique.
ω_s	La pulsation électrique statorique.
ω_{sr}	La pulsation électrique de glissement.
Ω_m	la vitesse mécanique du rotor.

Table des figures :

Figure (1.1):	<i>Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases.</i>	5
Figure (1.2):	<i>Représentation des enroulements de la MASDE</i>	7
Figure (1.3):	<i>Passage du système triphasé au système biphasé</i>	12
Figure (1.4):	<i>Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).</i>	14
Figure (1.5):	<i>Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.</i>	15
Figure (1.6):	<i>Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).</i>	22
Figure (1.7):	<i>Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à $t = 3s$.</i>	23
Figure (1.8):	<i>Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant négatif ($C_r = -14 \text{ N.m}$) à $t = 3s$</i>	24
Figure (2.1):	<i>Structure générale de la DTC.</i>	29
Figure (2.2):	<i>Schéma de convertisseur statique triphasé</i>	30
Figure (2.3):	<i>Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée.</i>	31
Figure (2.4):	<i>Évolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$</i>	33
Figure (2.5):	<i>a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux. b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.</i>	36
Figure (2.6):	<i>Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple</i>	36
Figure (2.7):	<i>Partition du plan complexe en six secteurs</i>	38
Figure (2.8):	<i>Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE</i>	40

Figure (2. 9):	<i>DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse</i>	41
Figure(2.10):	<i>structure de régulateur du vitesse</i>	42
Figure(2.11):	<i>DTC de la MASDE avec un régulateur PI de la vitesse et avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=2s$.</i>	43
Figure(2.12):	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis l'inversion du sens de rotation de 120 à -120 rad/s à l'instant $t=2s$.</i>	44
Figure(2.13):	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de 100% à partir de $t=1.5 \text{ s}$,</i>	44
Figure(2.14):	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 8$ et 4 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1.8, 2.2]$ et $[2.2, 2.6]s$</i>	45
Figure (3. 1):	<i>Relation entre le contrôle des redresseurs MLI et les onduleurs MLI alimentant un moteur asynchrone</i>	47
Figure (3. 2):	<i>Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI</i>	47
Figure (3. 3):	<i>Convertisseur AC/DC /AC</i>	48
Figure (3. 4):	<i>Représentation simplifiée d'un redresseur à MLI triphasé à flux de puissance bidirectionnel. a) Circuit principal. b) schéma équivalent d'une seule phase.</i>	49
Figure (3. 5):	<i>a) Diagramme vectoriel du redresseur MLI général b) Facteur de puissance unitaire (courant direct) c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).</i>	50
Figure (3. 6):	<i>Configuration générale de la commande DPC</i>	52
Figure (3. 7):	<i>Représentation vectorielle des vecteurs v_a', v_b', v_c' et $v_{a_r}, v_{b_r}, v_{c_r}$</i>	53
Figure (3. 8):	<i>Vecteur tension estimé dans le plan (α, β)</i>	55
Figure (3. 9):	<i>Plant (α, β) divisé en 12 secteurs</i>	55
Figure(3.10):	<i>Régulation de la tension continue avec un correcteur PI</i>	58
Figure(3.11):	<i>Calcul de la puissance de référence</i>	59
Figure(3.12):	<i>Performances du redresseur commandé par</i>	60
Figure(3.13):	<i>Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge</i>	61

Liste des tableaux :

<u>Tableau (2. 1) :</u>	<i>Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions</i>	39
<u>Tableau (2. 2):</u>	<i>Table de commutation défini par Takahashi</i>	39
<u>Tableau (2. 3):</u>	<i>Table de commutation sans séquences nulles</i>	40
<u>Tableau (3. 1) :</u>	<i>Table de commutation de la DPC adaptée</i>	57

Table des matières :

REMERCIEMENTS :	I
DÉDICACE :	II
RÉSUMÉ :	III
SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS :	IV
Table des figures :	V
Liste des tableaux :	VI
Table des matières :	VII
Introduction générale :	1
CHAPITRE 1 : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE :	4
1.1 Introduction :	4
1.2 Caractéristiques des machines multiphasées :	4
1.2.1 Machines multiphasées de type 1 :	4
1.2.2 Machines multiphasées de type 2 :	5
1.3 Applications des machines multiphasées :	5
1.4 Avantages des machines multiphasées :	5
1.4.1 Segmentation de puissance :	5
1.4.2 La fiabilité :	6
1.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :	6
1.5 Inconvénients des machines multiphasées :	6
1.6 Description de la MASDE :	7
1.7 Principe de fonctionnement de la MASDE :	8
1.8 Modélisation de la MASDE :	9
1.8.1 Modèle naturel de la MASDE :	9
1.8.2 Transformation Triphasé-Biphasé:	11
1.8.3 Choix du référentiel:	14
1.8.4 Application de la transformation de Park à la MASDE:	15
1.9 Modèle de la Machine:	18
1.9.1 Mise sous forme d'équation d'état:	18
1.10 Simulation Numérique:	20
1.10.1 Premier cas : fonctionnement à vide:	22
1.10.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge :	22
1.10.3 Interprétation des Résultats de simulation:	24
1.10.3 En charge :	25
1.11 Conclusion :	26
CHAPITRE 2 : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MASDE :	28
2.1 Introduction :	28
2.2 Principe de la commande DTC :	28
2.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée :	30
2.4 Contrôle du flux statorique et du couple :	32
2.4.2 Contrôle du couple :	33

2.5 Stratégie de commande directe du couple (DTC) :	34
2.6 Estimateurs :	34
2.6.1 Estimation du flux statorique :	34
2.6.2 Estimation du couple électromagnétique :	35
2.7 Correcteurs :	35
2.7.1 Correcteur de flux :	35
2.7.2 Correcteur de couple :	36
2.8 Choix du vecteur tension :	37
2.9 Élaboration des tables de commutation :	38
2.9.1 Table de commutation avec séquences nulles :	38
2.9.2 Table de commutation sans séquences nulles :	39
2.10 Simulation numérique :	40
2.10.1 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse :	41
2.10.2 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse :	42
2.10.3 Tests de robustesse :	43
2.12 Conclusion :	45
CHAPITRE 3 : COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE :	47
3.1 Introduction :	47
3.2 Modélisation du redresseur :	48
3.2.1 Principe de fonctionnement :	48
3.2.2 Modèle mathématique du redresseur MLI triphasé :	50
3.3 Commande directe de puissance (DPC) :	51
3.3.1 Principe de fonctionnement :	52
3.3.2 Estimateur :	53
3.3.3 Détermination du secteur :	55
3.3.4 Régulateur à hystérésis :	56
3.3.5 Table de commutation :	57
3.3.6 Régulation de la tension continue :	57
3.3.7 Simulation numérique :	59
3.3.8 Interprétations des résultats :	61
3.4 Conclusion :	62
Conclusion générale :	63
Annexe:	i
BIBLIOGRAPHIE:	ii

Introduction générale :

De nos jours, les machines électriques associées à des convertisseurs jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromécanique de l'énergie. Désormais, l'utilité des actionneurs électriques en tant que variateurs de vitesse est incontestable dans le secteur industriel, que ce soit pour les faibles ou pour les fortes puissances.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone que ce soit classiques (commande : scalaire, vectorielle, DTC, ...etc.) ou bien modernes (commande : adaptative, par retour d'état, optimale, ...etc.) en utilisant des algorithmes de réglage classiques tels que : les régulateurs PID ou ceux basés sur les outils de l'intelligence artificielle tels que : la logique floue, les réseaux de neurone et les algorithmes génétiques.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- ☒ Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques.
- ☒ Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé.
- ☒ Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées.

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'application de l'une des commandes classiques, c'est la commande directe du couple (DTC). La commande directe du couple (DTC : Direct Torque

Control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande scalaire et vectorielle.

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- ✓ Réduction du temps de réponse du couple.
- ✓ Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques.
- ✓ Élimination des transformations de coordonnées.
- ✓ Contrôle des ondulations du flux et du couple.
- ✓ Suppression du capteur mécanique.

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- ☒ Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.
- ☒ Fréquence d'échantillonnage élevée.
- ☒ Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse.

L'utilisation des convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs...) dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes ceci grâce à une fiabilité et à des performances accrues par rapport aux convertisseurs électromécaniques classiques.

En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci et engendrent le dysfonctionnement des appareils prévus pour fonctionner sur un réseau parfait.

Plusieurs solutions sont utilisées pour surmonter ces problèmes de perturbations engendrées par les convertisseurs statiques telles que : la MLI classique et la MLI vectorielle.

Une autre solution peut être utilisée, moins connue est apparue dans ces dernières années, dite la commande directe de puissance DPC. Cette nouvelle stratégie de contrôle assure un contrôle découplé des puissances active et réactive, tout en absorbant des courants sinusoïdaux assurant ainsi un fonctionnement propre aux convertisseurs AC/DC avec un nombre de capteurs réduit et un facteur de puissance unitaire.

Le présent mémoire est organisé en trois chapitres comme suit :

- Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les machines polyphasées, leurs caractéristiques, et leurs avantages et inconvénients, suivi par la modélisation de la MASDE. Afin de tester la validité de notre modèle, différents résultats de simulation

de la machine asynchrone à double étoile alimentées directement par le réseau sont donnés à la fin de ce chapitre suivi par des interprétations.

- Le deuxième chapitre est dédié à la commande directe de couple de la MASDE. On va donner en premier lieu un aperçu sur le principe de la DTC, ensuite on s'intéressera à l'application de cette dernière sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. Des tests de robustesses sont effectués pour tester la robustesse de cette technique de commande.
- Le troisième chapitre est réservé dans sa première partie à la modélisation du redresseur triphasé à MLI, suivi dans la deuxième partie par l'application d'une nouvelle technique de commande dite : commande directe de puissance DPC afin d'améliorer la distorsion harmonique et d'obtenir un facteur de puissance unitaire.
- Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé avec quelques perspectives à envisager comme suite à ce travail.

CHAPITRE

(1)

MODÉLISATION

DE LA

MACHINE

ASYNCHRONE

DOUBLE ÉTOILE

CHAPITRE 1 : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE :

1.1 Introduction :

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en générale très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Parck qui rapporte les équations électriques statorique et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique).

L'étude sera menée avec un décalage angulaire: $\alpha = 30^\circ$. Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés.

1.2 Caractéristiques des machines multiphasées :

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statorique), on discerne deux types des machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases sont multiples de trois et l'autre type [1].

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles; par exemple une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différentes dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :

$$nph = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (1.1)$$

1.2.1 Machines multiphasées de type 1 :

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois $nph = 3\eta$ ($\eta = 1,2,3, \dots$)

1.2.2 Machines multiphasées de type 2 :

Toutes les machines dont le nombre de phases statorique (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2. Alors les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{nph} = 2\alpha$ (α représente le décalage angulaire entre deux bobinages adjacents).

1.3 Applications des machines multiphasées :

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs asynchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, la traction ferroviaire ou la propulsion navale, les compresseurs, les moulins du ciment [2].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure (1.1)).

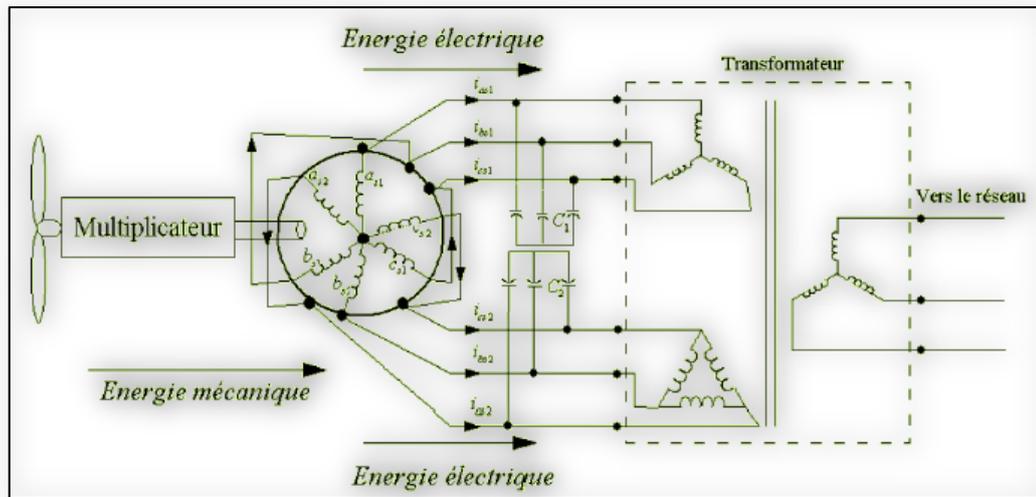


Figure (1. 1) : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases.

1.4 Avantages des machines multiphasées :

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer :

La segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

1.4.1 Segmentation de puissance :

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les

tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statorique. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

1.4.2 La fiabilité :

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(nph - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

1.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

De manière générale, les couples harmoniques exister dans une machine multiphasées sont ceux de rang $h = 2nph i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), cette propriétés des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain.

Remarquons de plus que, puisque certains harmoniques de courants statorique ne créent de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasées aura pratiquement toujours moins des pertes rotoriques qu'une machine triphasé.

1.5 Inconvénients des machines multiphasées :

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif.

La multiplication du nombre de semi – conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptée.

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable.

1.6 Description de la MASDE :

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil.(Figure (1.2)).

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité.

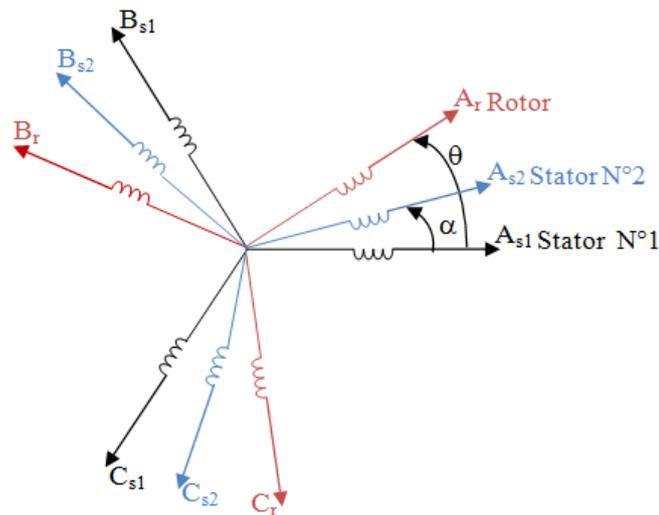


Figure (1. 2) : Représentation des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice s_1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice s_2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2). Les phases de la première étoile A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r . L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_1 exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile1 (phase A_{s1}). θ_2 la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_1 = \Omega_m t + \theta_0$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha$$

Ω_m [rad/s] : la vitesse mécanique du rotor.

θ_0 : La position du rotor par rapport au l'étoile 1.

1.7 Principe de fonctionnement de la MASDE :

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s , telle que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} \text{ [tr/s]} \quad (1.2)$$

Avec : p le nombre de pair de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($N < N_s$), ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.

Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [3] [4] [5].

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

1.8 Modélisation de la MASDE :

1.8.1 Modèle naturel de la MASDE :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tensions, courants et flux, on peut écrire pour les vecteurs des tensions, courants et flux statorique sont:

$$\text{Pour l'étoile (1) : } \begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{pour l'étoile (2) : } \begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\text{pour le rotor : } \begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (1.5)$$

1.8.1.1 Équations des tensions :

La combinaison de la loi d'Hom et la loi de Lentz permet d'écrire les relations suivantes:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (1.6)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (1.7)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.8)$$

1.8.1.2 Équations des flux :

Les flux statorique et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [L_{s1,r}][I_r] \quad (1.9)$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [L_{s2,r}][I_r] \quad (1.10)$$

$$[\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (1.11)$$

$[R_{s1}]; [R_{s2}]; [R_r]$: les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement:

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3,3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3,3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3,3} \end{cases} \quad (1.12)$$

Avec :

$[ID]_{3,3}$ la matrice identité d'ordre 3

R_{s1} : La résistance d'une phase de la première étoile.

R_{s2} : La résistance d'une phase de la deuxième étoile.

R_r : La résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (1.9), (1.10) et (1.11) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[M_{s1,r}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_m) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$[M_{s2,r}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

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

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de la 1^{ère} étoile.

L_{s2} : L'inductance propre de la 2^{ème} étoile.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques.

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

1.8.1.3 Équation mécanique :

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

$$(C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega_m) = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (1.19)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \quad (1.20)$$

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.

1.8.1.4 Énergie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [6] :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^T [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^T [\Phi_{s2}] + [I_r]^T [\Phi_r]) \quad (1.21)$$

1.8.1.5 Couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (1.22)$$

Avec :

p : nombre de paire de pôle.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{em} = \left[\frac{p}{2} \right] \left([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^t \right) \quad (1.23)$$

Les équations (1.3), (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8), (1.19), (1.20) et (1.22), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE, cette partie fait l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrits dans ce contexte.

On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques, de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park.

1.8.2 Transformation Triphasé-Biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$.

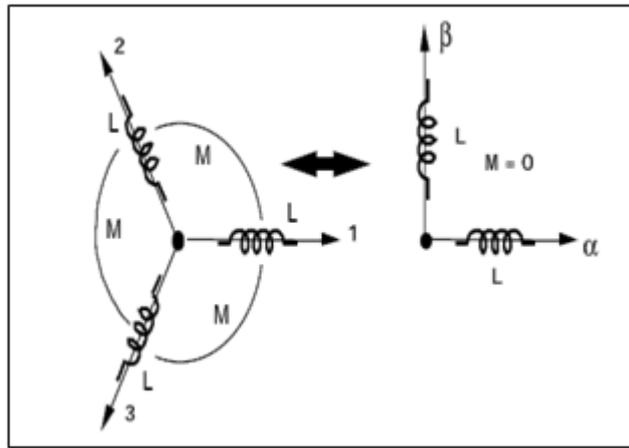


Figure (1.3) : Passage du système triphasé au système biphasé.

Il existe principalement deux transformations : CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE ne conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes. [7] [8].

1.8.2.1 Transformation de CLARKE :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{C.-à-d.} [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}] \quad (1.24)$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{23} [X_{\alpha\beta}] \text{ Avec : } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq . Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

1.8.2.2 Transformation de CONCORDIA :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ C-a-d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}] \quad (1.27)$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{23}[X_{\alpha\beta}] \text{ Avec } : T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

Ces modèles ont pour l'objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on applique le modèle de Park.

1.8.2.3 Transformation de PARK :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

Le modèle de Park est basée sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [2].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq) . La figure (1.3) représente les enroulements de la MASDE dans le repère (d, q) .

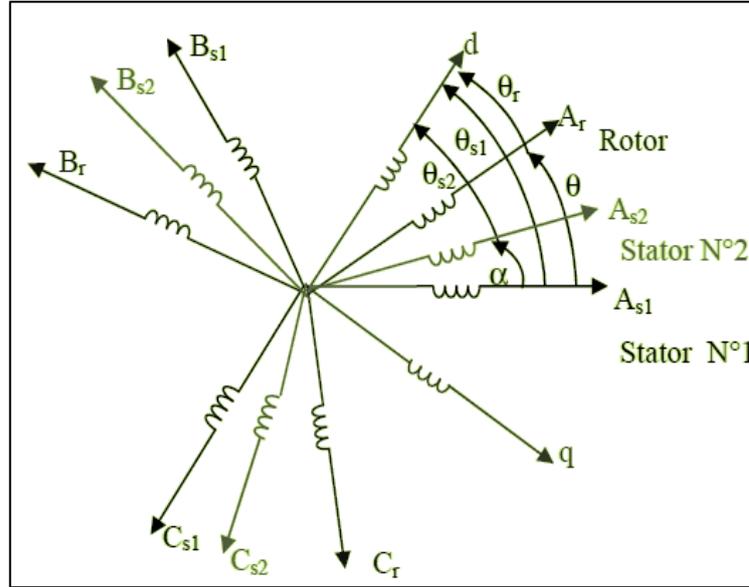


Figure (1. 4) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q) .

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dq0}] = [p(\theta)][G_{abc}] \quad (1.32)$$

$$[G_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[G_{dq0}] \quad (1.33)$$

Avec :

$[G_{abc}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dq0}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

1.8.3 Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) .

1.8.3.1 Référentiel lié au stator :

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [6] [9].

1.8.3.2 Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). 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 [2].

1.8.3.3 Référentiel lié au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_{sr} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

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 [2].

1.8.4 Application de la transformation de Park à la MASDE :

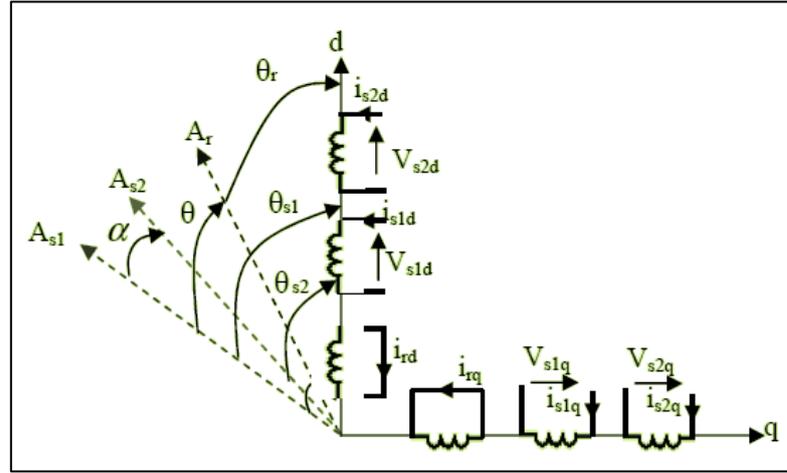


Figure (1.5) : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

1.8.4.1 Équations des tensions :

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (1.6), (1.7) et (1.8), on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Avec :

θ_{s1} : L'angle constitue par les axes A_{s1} , d.

$\theta_r = \theta_{s1} - \theta$: l'angle constitue par les axes A_r , d (Figure (1.4)).

$\frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_{s2}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Sous forme d'équations :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_{s1} \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_{s1} \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (1.37)$$

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_s I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_{s2} \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_{s2} \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (1.38)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_{s1} - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_{s1} - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.39)$$

1.8.3.2 Équations des flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs2} \end{cases} \quad (1.40)$$

On a :

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

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

Donc le système d'équations (1.40) peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (1.41)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

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

1.8.3.3 Equation mécanique :

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (1.42)$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (1.43)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (1.44)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (1.44) par leurs expressions dans les équations (1.37) (1.38), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & [R_{s1}I_{ds1}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s2}I_{ds2}^2 + R_{s2}I_{qs2}^2] \\ & + [\omega_s(\Phi_{ds1}I_{qs1} - \Phi_{qs1}I_{ds1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs2}I_{ds2})] \\ & + \left[\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} I_{qs2} \right] \end{aligned} \quad (1.45)$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statorique.
- 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 :

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (1.46)$$

Avec :

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développe.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (1.45) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s(\Phi_{ds1}I_{qs1} - \Phi_{qs1}I_{ds1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (1.47)$$

D'après l'équation (1.47) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds1}I_{qs1} - \Phi_{qs1}I_{ds1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (1.48)$$

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

1.9 Modèle de la Machine :

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_s I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.49)$$

1.9.1 Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} et quadratique Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (1.50)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (1.51)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.51) dans le système d'équations (1.41), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (1.52)$$

À partir de l'équation (1.52) on tire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = (\Phi_{ds1} - \Phi_{md})/L_{s1} \\ I_{qs1} = (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq})/L_{s1} \\ I_{ds2} = (\Phi_{ds2} - \Phi_{md})/L_{s2} \\ I_{qs2} = (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq})/L_{s2} \\ I_{dr} = (\Phi_{dr} - \Phi_{md})/L_r \\ I_{qr} = (\Phi_{qr} - \Phi_{mq})/L_r \end{cases} \quad (1.53)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (1.53) par leur expression dans le système d'équations (1.49), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{sr} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - \omega_{sr} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.54)$$

Avec $\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$

À partir de l'équation (1.41), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (1.55)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (1.56)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statorique et en remplaçant (1.41) dans (1.48), on obtient :

$$C_{em} = p L_m [(I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}] \quad (1.57)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.41). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (1.58)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (I_{ds1} + I_{ds2})] \\ I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (I_{qs1} + I_{qs2})] \end{array} \right. \quad (1.59)$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (1.57), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) \Phi_{qr}] \quad (1.60)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (Φ_{md} , Φ_{mq}) dans (1.54) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} \Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}} \Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \Phi_{dr} + \omega_{sr} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_{sr} \Phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1.61)$$

En mettant le système d'équations (1.61) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.62)$$

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'entre).

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

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

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.

1.10 Simulation Numérique :

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

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

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} V_{as2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{cs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220$ V).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100 \cdot \pi = 314$ rad/s).

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'Annexe.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

1.10.1 Premier cas : fonctionnement à vide :

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

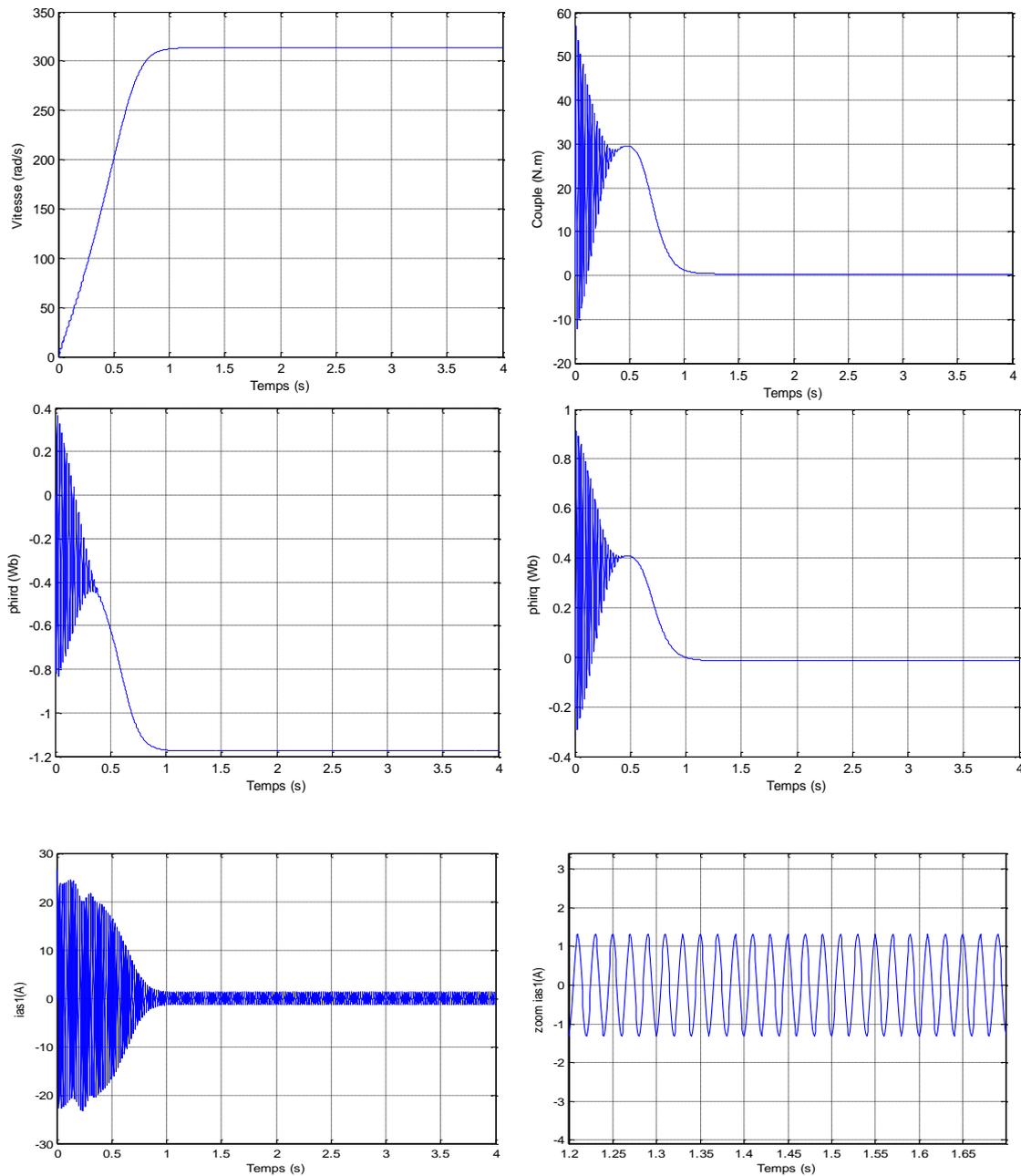


Figure (1. 6) : Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).

1.10.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge :

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 N.m$) à l'instant $t=3s$.

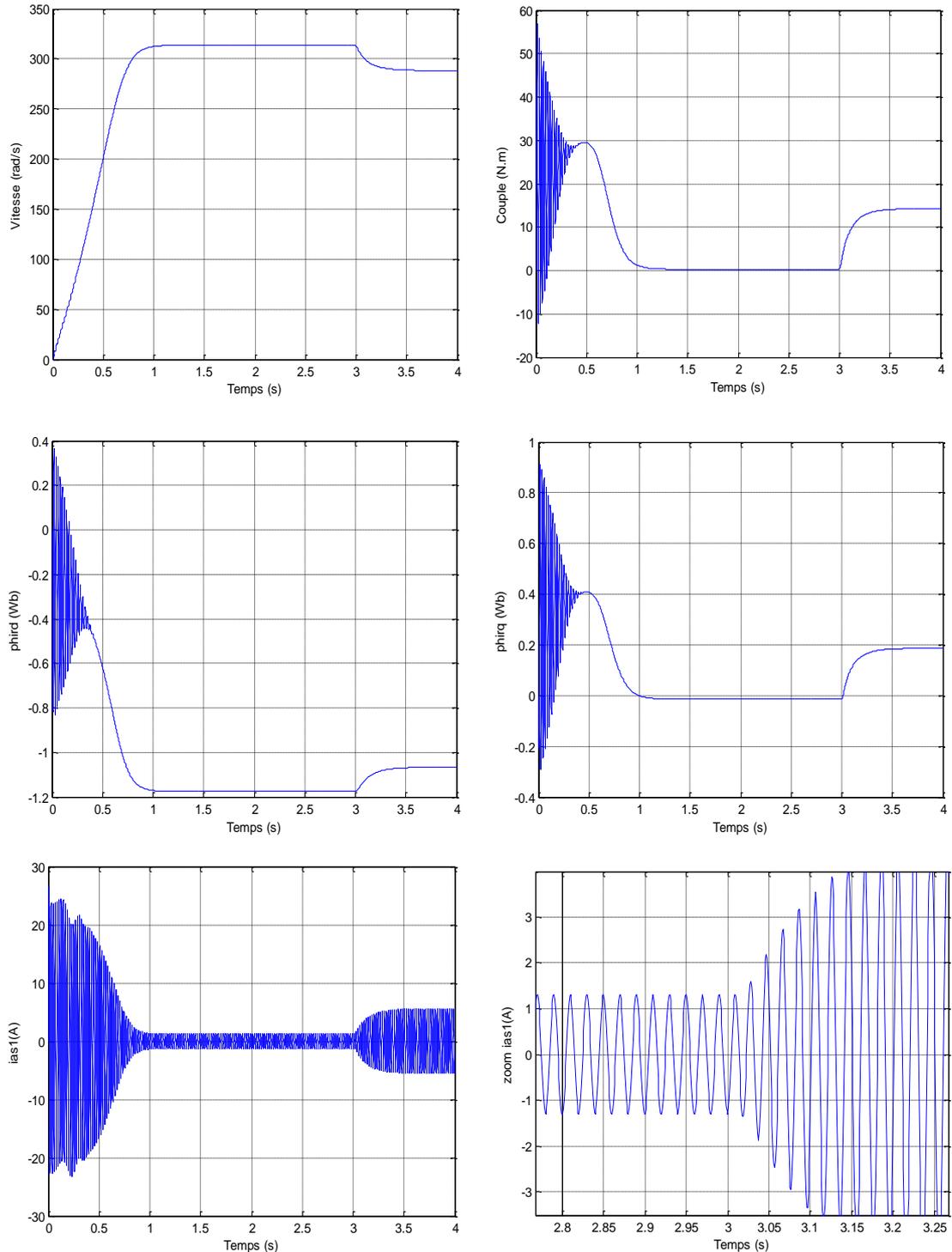


Figure (1. 7) Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à $t = 3 \text{ s}$.

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = -14 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 3 \text{ s}$:

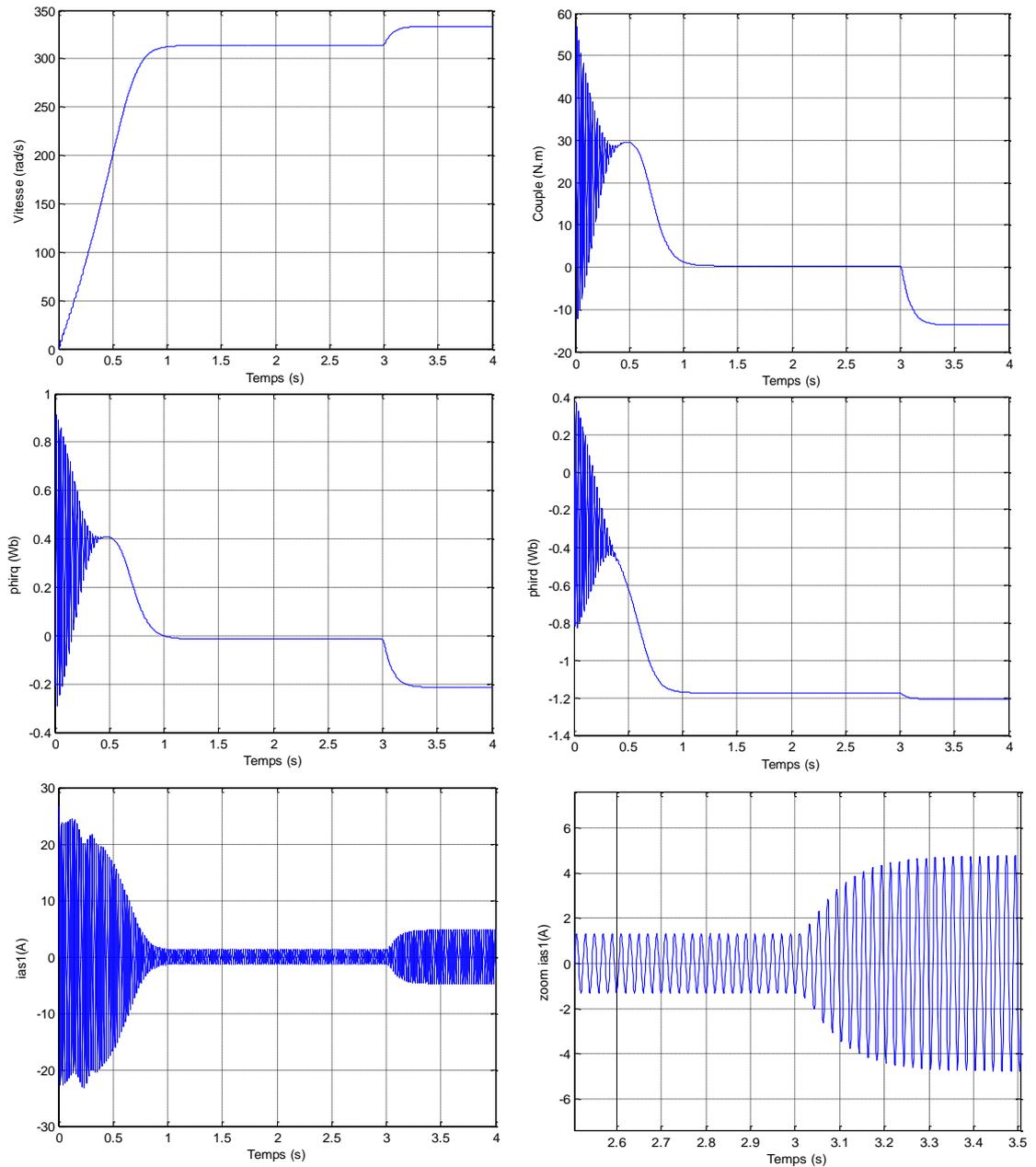


Figure (1. 8) : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = -14 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 3\text{s}$

1.10.3 Interprétation des Résultats de simulation :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau standard ($220 / 380\text{V}$, 50Hz), à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par les figures précédents représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone savoir la vitesse de rotation (w_r), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants de phases statorique ($I_{a_{s1}}$, $I_{b_{s1}}$, $I_{c_{s1}}$, $I_{a_{s2}}$, $I_{b_{s2}}$, $I_{c_{s2}}$) les courants suivant les axes d et q ($I_{d_{s1}}$, $I_{q_{s1}}$, $I_{d_{s2}}$, $I_{q_{s2}}$), le flux rotorique (Flux dr, Flux qr).

1.10.3.1 A vide :

- La vitesse de rotation se stabilise presque à 313.52 rad/s très proche de celle du synchronisme après un régime transitoire d'environ 1.07 s (début du régime permanent).
- Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 29.5 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314 N.m , qui est due aux frottements.
- L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique tel que : le flux Φ_{dr} à des oscillations presque dans la zone négative et se stabilise à la valeur -1.17 Wb , par contre le flux Φ_{qr} à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.
- Les deux courants d'axe dont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur -1.6 A . La même chose pour les deux courants d'axe q, sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle.
- Les courants de phases statorique ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$ etc.) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, leurs valeurs sont de l'ordre de 25 A pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances (0.9s) pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante (1.3A) au régime permanent.

1.10.3.2 En charge :

- ✓ En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 3\text{s}$.

On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

- La vitesse de rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $N = 288.3 \text{ rad/s}$ vitesse nominale.
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m .
- Le flux Φ_{dr} lors de l'application de la charge, augmente de -1.17 Wb à -1.06 Wb , aussi le flux Φ_{qr} augmente de 0 Wb à 0.15 Wb .
- les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent à $I_{ds1}=I_{ds2}= -2.6\text{A}$ et $I_{qs1}=I_{qs2}= -6.35\text{A}$.
- Les courants de l'étoile 1 et 2 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.5 A .

Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation V_{as1} et le courant statorique I_{as1} sont presque en phase et de même signe; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique).

- ✓ Par contre, l'application d'un couple résistant $C_r = -14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement génératrice) au-delà de l'instant $t = 3s$;

On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

- La vitesse de rotation augmente jusqu'à atteindre la valeur $N = 333.5 \text{ rad/s}$ vitesse nominale.
- Diminutions sont enregistrées au niveau du couple électromagnétique qui se stabilisé à $C_{em} = -13.67 \text{ N.m}$.
- Engendre des diminutions aussi au niveau des flux rotoriques suivent les deux axes (d, q), qui se stabilisent à $\Phi_{dr} = -1.2 \text{ Wb}$ et $\Phi_{qr} = -0.21 \text{ Wb}$.
- Les courants I_{ds} lors de l'application de la charge, diminue de -1.6 A à -2.63 A par contre I_{qs} augmente de l'environne de zéro à 5.3 A .
- Les courants de l'étoile 1 et 2 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 4.7 A .

Cependant, en fonctionnement génératrice le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entraînement est supérieure à celle du synchronisme), la tension statorique V_{as1} et le courant statorique I_{as1} sont de signe inverse, et cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie), c'est-à-dire la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

1.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à 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.

Le processus de démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les résultats obtenus par notre modèle sont conformes aux travaux de certains auteurs cités en bibliographie. Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MASDE dans le processus de commande.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes (d q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande direct de couple DTC (Direct Torque Control).

CHAPITRE

(2)

COMMANDE

DIRECTE DU

COUPLE DE

LA MASSE

CHAPITRE 2 :COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LAMASDE :**2.1 Introduction :**

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple.

La technique de commande directe du couple « DTC » (Direct Torque Control) a été introduite par TAKAHASHI au milieu des années 1980 [10] [11]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie à la place d'autres types, plus particulièrement la commande par orientation de flux (Field Oriented Control ou « FOC »).

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette technique de commande, qui exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée, lorsque ils sont alimentées par un onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles [12] [13].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [14].

Ce chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone à double étoile, on va présenter en premier lieu le principe de fonctionnement de la DTC, ensuite on donnera la structure générale de cette technique de commande appliquée à la MASDE. Le modèle mathématique de l'onduleur de tension qui alimente notre machine sera présentée dans la troisième section de ce chapitre. Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finaliseront ce chapitre.

2.2 Principe de la commande DTC :

La commande consiste à réguler directement le couple électromagnétique et le flux statorique par la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont le rôle est de commander l'état du système, à savoir l'amplitude de flux

statorique et le couple électromagnétique, il s'agit de maintenir ces deux grandeurs dans des plages d'erreurs définies ; les deux sorties des régulateurs combinées avec l'information sur la position où le vecteur de flux se trouvait, déterminent la table de commande (ou de vérité) servant à contrôler l'onduleur. Ce dernier (onduleur à deux niveaux) permet, le cas échéant, d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande directe du couple classique d'une machine asynchrone double étoile peut être schématisée par la figure suivant (figure (2.1)). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi [15].

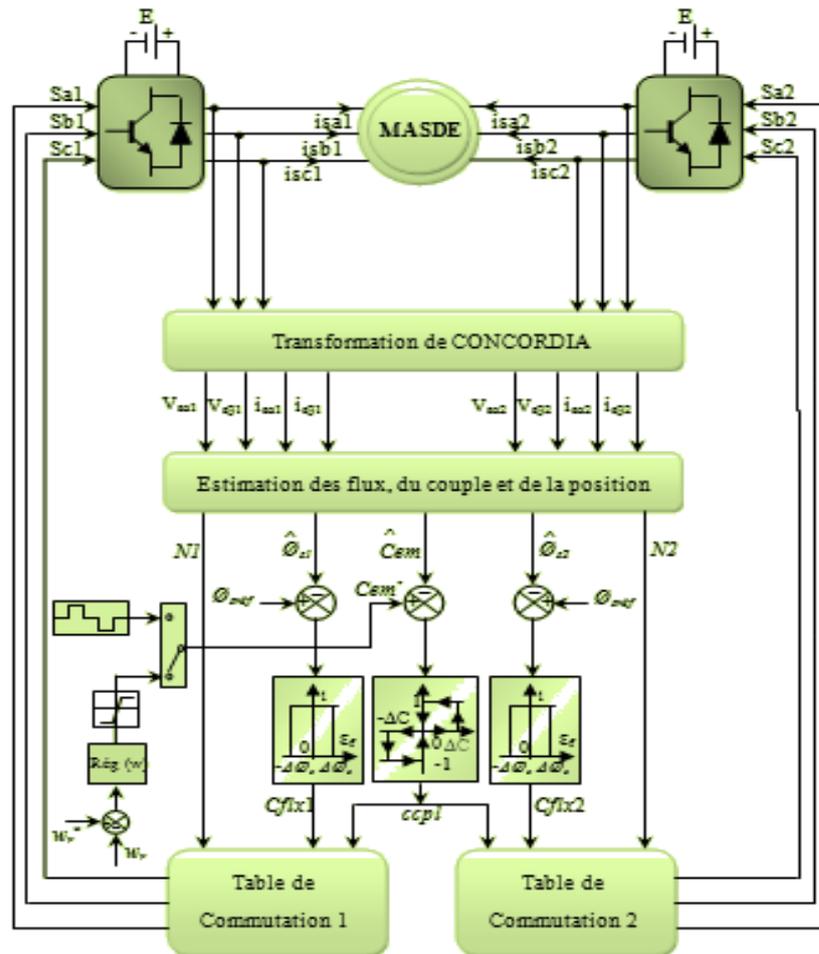


Figure (2. 1) : Structure générale de la DTC.

La commande directe de couple possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques, et en général elle est définie par [16] :

- Une réponse dynamique de la machine très rapide, et sa mise en œuvre se démarque sensiblement des commandes par flux orienté ; elle ne nécessite pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.

- Elle se positionne parmi les stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.
- Le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple, étant donné que le découplage des grandeurs de contrôle est naturellement assuré par la commande directe.

Les variations de paramètres de rotor de la machine n'affectent pas la commande dans sa version de base ; de plus, l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance de stator (par intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).

2.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique (figure 2.2). On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de *f.é.m.* égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, les MOS (*Metal-Oxide Semiconductor*) ou les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

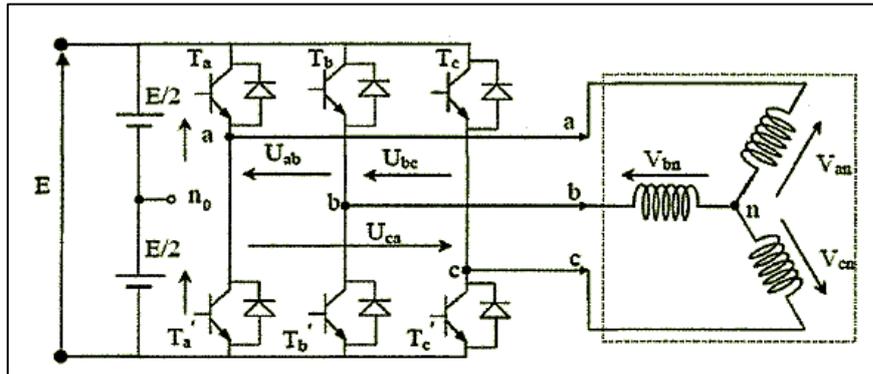


Figure (2. 2) : Schéma de convertisseur statique triphasé.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure (2.2) est de fournir des tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} au moteur, à partir d'une tension continue E (fournie par un redresseur ou une autre alimentation continue) ; les tensions fournies par l'onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si : $S_i=1$, T_i est fermé (passant) et T_i' est ouvert (bloqué).
- Si : $S_i=0$, T_i est ouvert (bloqué) et T_i' est fermé (passant). Avec : $i=a, b, c$

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) et six vecteurs non nuls. La figure (2.3) montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

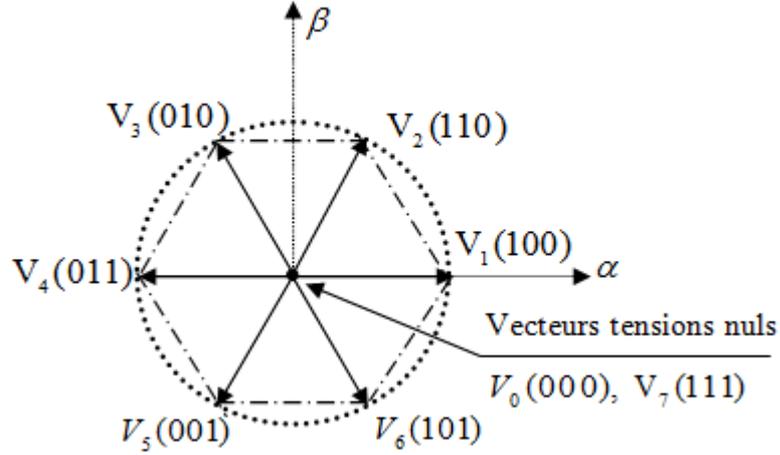


Figure (2. 3) : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée.

Les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (2.2)$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} + 2V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} - V_{bn_0} + 2V_{cn_0}) \end{cases} \quad (2.3)$$

Or, les tensions délivrées par les demi-ponts sont données par :

$$V_{an_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_a \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_a' \text{ est fermé} \end{cases}; V_{bn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_b \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_b' \text{ est fermé} \end{cases}; V_{cn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_c' \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au pont neutre n_0 ; peuvent être écrites sous la forme :

$$V_{in_0} = S_i E - \frac{E}{2} \quad (2.4)$$

Avec : $i=a, b, c$.

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an_0} + e^{\frac{j2\pi}{3}} V_{bn_0} + e^{\frac{j4\pi}{3}} V_{cn_0}) \quad (2.5)$$

D'autre part, on a :

$$V_{sn_0} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_0}$$

Où :

- V_{sn_0} : est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur.
- V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} S_c) \quad (2.6)$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un étoile de moteur symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée par :

$$\bar{V}_{sn_0} = \bar{V}_s = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} S_c) \quad (2.8)$$

2.4 Contrôle du flux statorique et du couple :

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s_0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.9)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance, l'équation (2.9) devient :

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (2.10)$$

Où :

- $\bar{\Phi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\bar{\Phi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_s(k+1) - \bar{\Phi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique.
- T_e : période d'échantillonnage.

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle à la vectrice tension appliquée (voir Figure (2.4)). [16]

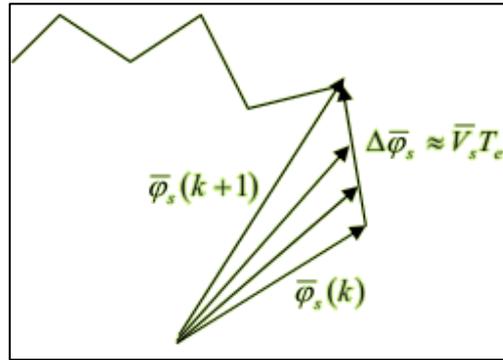


Figure (2. 4):Évolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$

La relation (2.10) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

2.4.2 Contrôle du couple :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = K(\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r) = K\|\vec{\Phi}_s\|\|\vec{\Phi}_r\|\sin(\gamma) \quad (2.11)$$

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux.

Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [16], [17]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites.

Donc le couple dépend uniquement du produit $\|\vec{\Phi}_s\|\sin(\gamma)$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle γ .

2.5 Stratégie de commande directe du couple (DTC) :

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant : [16], [17]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$).
- À chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple grâce à la relation suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{\alpha s1} I_{\beta s1} + \Phi_{\alpha s2} I_{\beta s2} - \Phi_{\beta s1} I_{\alpha s1} + \Phi_{\beta s2} I_{\alpha s2})$$

- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

2.6 Estimateurs :

2.6.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tension de la machine. [16] [17].

À partir de l'équation :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{s1} = \int_0^t (\vec{V}_{s1} - R_{s1} \vec{I}_{s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{s2} = \int_0^t (\vec{V}_{s2} - R_{s2} \vec{I}_{s2}) dt \end{cases} \quad (2.12)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\vec{\Phi}_s$:

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{\alpha s1} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s1} - R_{s1} \vec{I}_{\alpha s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{\alpha s2} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s2} - R_{s2} \vec{I}_{\alpha s2}) dt \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{\beta s1} = \int_0^t (\vec{V}_{\beta s1} - R_{s1} \vec{I}_{\beta s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{\beta s2} = \int_0^t (\vec{V}_{\beta s2} - R_{s2} \vec{I}_{\beta s2}) dt \end{cases} \quad (2.14)$$

On obtient les tensions ($V_{\alpha s1}$, $V_{\beta s1}$, $V_{\alpha s2}$, $V_{\beta s2}$) à partir des commandes ((S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}) , (S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})) et de la mesure de la tension d'alimentation V_{dc} et par application de la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} \vec{V}_{s1} = V_{\alpha s1} + jV_{\beta s1} \\ V_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_{a1} - \frac{1}{2}(S_{b1} + S_{c1})) \\ V_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_{b1} - S_{c1}) \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \vec{V}_{s2} = V_{\alpha s2} + jV_{\beta s2} \\ V_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_{a2} - \frac{1}{2}(S_{b2} + S_{c2})) \\ V_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_{b2} - S_{c2}) \end{cases} \quad (2.16)$$

De même les courants $(I_{\alpha s1}, I_{\beta s1}, I_{\alpha s2}, I_{\beta s2})$ et sont obtenus à partir de la mesure des courants réels $(I_{s a1}, I_{s b1}, I_{s c1}, I_{s a2}, I_{s b2}, I_{s c2})$ et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \vec{I}_{s1} = I_{\alpha s1} + jI_{\beta s1} \\ I_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{as1} \\ I_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{bs1} - I_{cs1}) \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} \vec{I}_{s2} = I_{\alpha s2} + jI_{\beta s2} \\ I_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{as2} \\ I_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{bs2} - I_{cs2}) \end{cases} \quad (2.18)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \sqrt{\Phi_{\alpha s1}^2 + \Phi_{\beta s1}^2} \\ \phi_{s2} = \sqrt{\Phi_{\alpha s2}^2 + \Phi_{\beta s2}^2} \end{cases} \quad (2.19)$$

La zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur $\vec{\Phi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\begin{cases} \angle \vec{\Phi}_{s1} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s1}}{\Phi_{\beta s1}} \\ \angle \vec{\Phi}_{s2} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s2}}{\Phi_{\beta s2}} \end{cases} \quad (2.20)$$

2.6.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante : [16] [17]

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\hat{\Phi}_{\alpha s1}I_{\beta s1} + \hat{\Phi}_{\alpha s2}I_{\beta s2} - \hat{\Phi}_{\beta s1}I_{\alpha s1} + \hat{\Phi}_{\beta s2}I_{\alpha s2}) \quad (2.21)$$

2.7 Correcteurs :

2.7.1 Correcteur de flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (2.6). [16].

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} si \Delta\Phi_s > \varepsilon_\phi \text{ alors: } K_\phi = 1 \\ si 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt > 0 \text{ alors: } K_\phi = 0 \\ si 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt < 0 \text{ alors: } K_\phi = 1 \\ si \Delta\Phi_s < -\varepsilon_\phi \text{ alors: } K_\phi = 1 \end{cases}$$

$K_\phi = 0$: signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi = 1$: signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

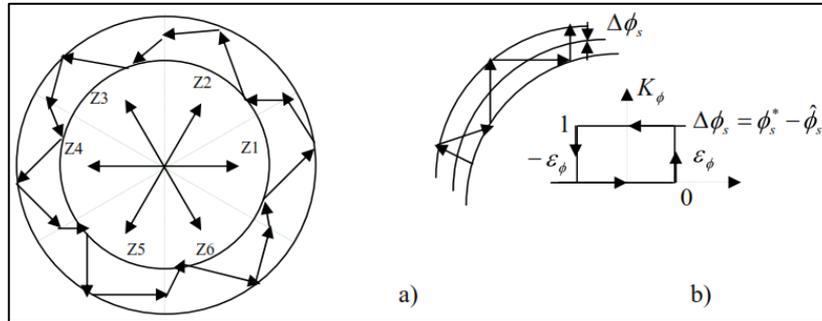


Figure (2. 5):

a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.

b) Compérateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

2.7.2 Correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[10]. Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

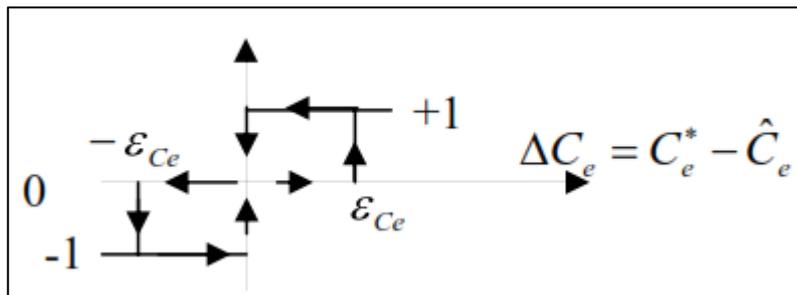


Figure (2. 6):Compérateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple

Ce compérateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta C_e > \epsilon_{C_e} & \text{alors: } K_C = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors: } K_C = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors: } K_C = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\epsilon_{C_e} & \text{alors: } K_C = -1 \\ \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\epsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors: } K_C = 0 \\ \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\epsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors: } K_C = -1 \end{cases}$$

- $K_C=1$: signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- $K_C= -1$: signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.
- $K_C=0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

2.8 Choix du vecteur tension :

Le choix du vecteur tension statorique $\overrightarrow{V_S}$ dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux $\overrightarrow{\Phi_S}$ de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux. [10], [17]. L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (2.7). Lorsque le flux $\overrightarrow{\Phi_S}$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si \overrightarrow{V}_{i+1} est sélectionné alors $\overrightarrow{\Phi_S}$ croît et C_{em} croît.
- Si \overrightarrow{V}_{i-1} est sélectionné alors $\overrightarrow{\Phi_S}$ croît et C_{em} décroît.
- Si \overrightarrow{V}_{i+2} est sélectionné alors $\overrightarrow{\Phi_S}$ décroît et C_{em} croît.
- Si \overrightarrow{V}_{i-1} est sélectionné alors $\overrightarrow{\Phi_S}$ décroît et C_{em} décroît.
- Si \overrightarrow{V}_0 ou \overrightarrow{V}_7 est sélectionnée la rotation de $\overrightarrow{\Phi_S}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de la zone, les vecteurs \overrightarrow{V}_{i+1} et \overrightarrow{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\overrightarrow{\Phi_S}$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\overrightarrow{\Phi_S}$ alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \overrightarrow{V}_{i-1} et \overrightarrow{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overrightarrow{\Phi_S}$ en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur tension statorique \vec{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\vec{\phi}_s$. Un estimateur de $\vec{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

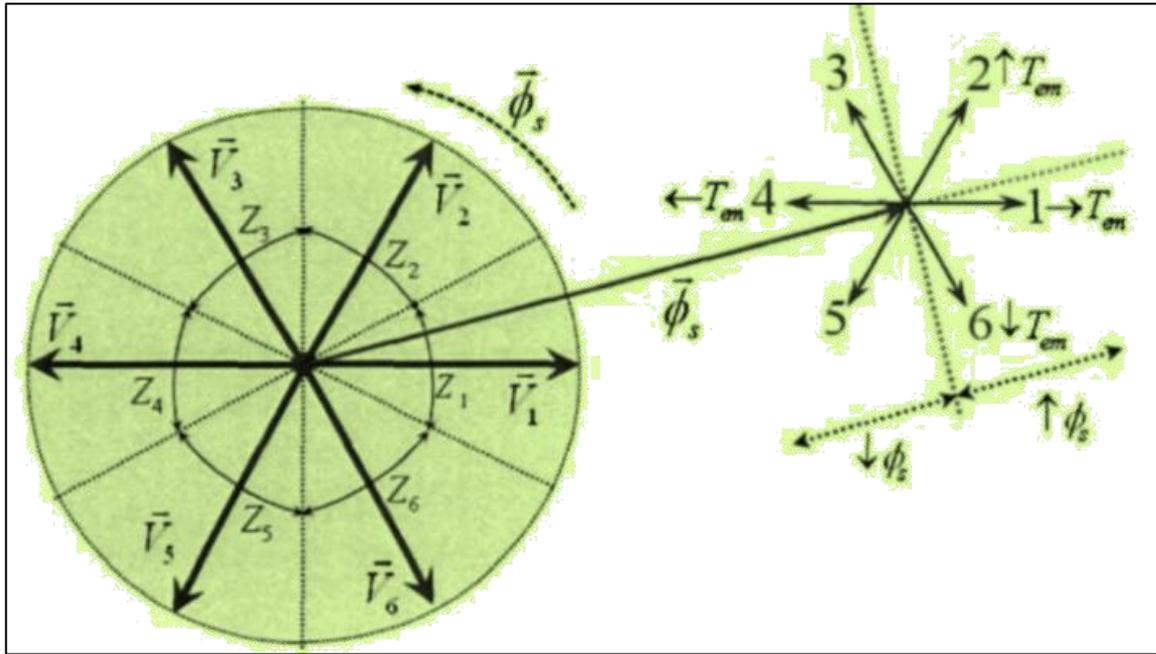


Figure (2. 7) : Partition du plan complexe en six secteurs

2.9 Élaboration des tables de commutation :

2.9.1 Table de commutation avec séquences nulles :

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables K_ϕ et K_C et le secteur du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_{i-1} , \vec{V}_{i+2} , \vec{V}_{i-2} qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone double étoile dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
$\Phi_{s(1,2)}$	↑	↓	↑	↓
C_{em}	↑	↑	↓	↓

Tableau (2. 1) : Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où $K_\phi = 1$ et $K_C = 1$ et $S_i = 1$ le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives.

Sur la figure (2.7), nous voyons que les tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas.

On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_C=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation. En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi. [16], [17], [18], [19].

K_ϕ	K_C	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau (2. 2): Table de commutation défini par Takahashi

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

2.9.2 Table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur. La table suivante illustre cette modification. [16], [17], [18].

K_{Φ}	K_c	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau (2. 3): Table de commutation sans séquences nulles

2.10 Simulation numérique :

La structure générale du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double étoile sous l’environnement Matlab/Simulink est représentée sur la figure (Figure (2.8)).

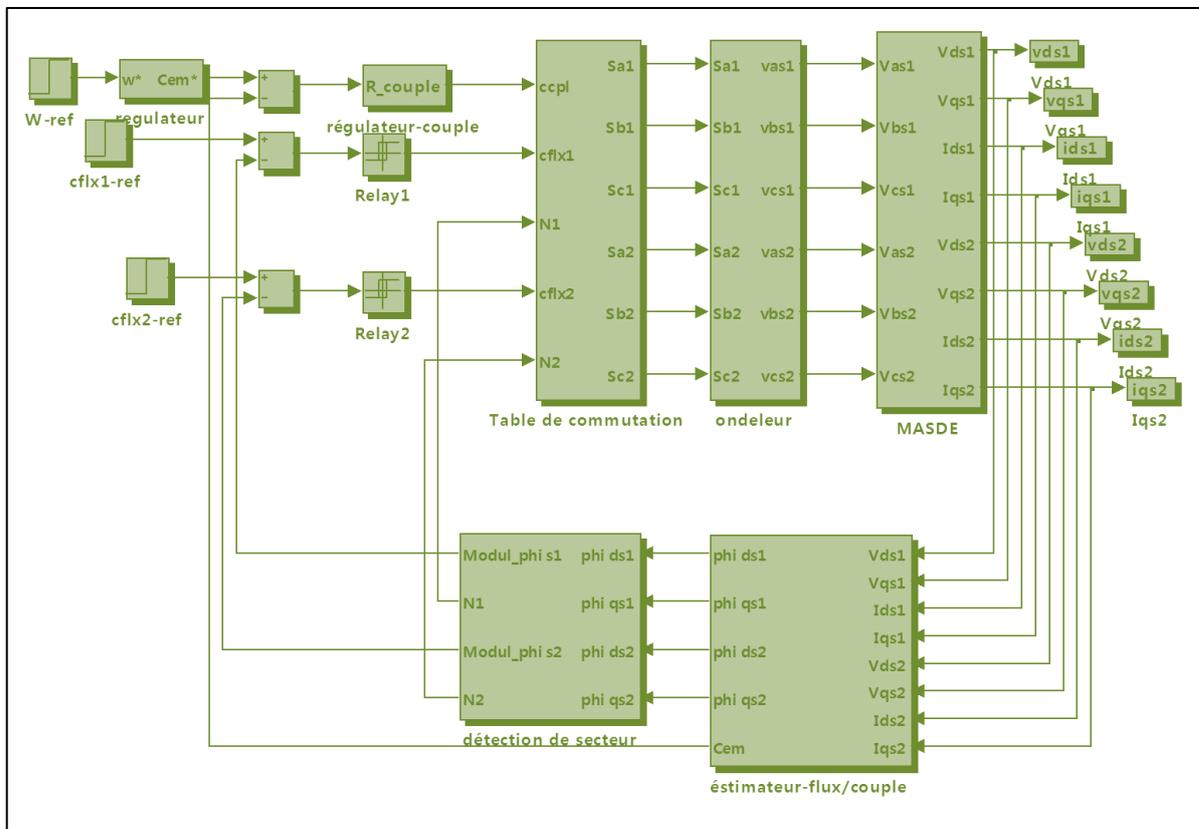


Figure (2. 8): Structure générale de la commande directe du couple ‘DTC’ d’une MASDE

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées partir des tensions et courants statorique.

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statorique sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC. Les simulations sont effectuées pour une période d’échantillonnage T_e égale à $(10 \mu s)$ et un flux statorique de référence égale à $(1.2 Wb)$.

2.10.1 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse :

Afin de bien tester la validité de la commande directe du couple, et pour prouver que la vitesse suit les variations du couple, on a enlevé la boucle de régulation de la vitesse et on a imposé un couple de référence, les résultats obtenus sont représentés dans la figure (Figure(2.9)).

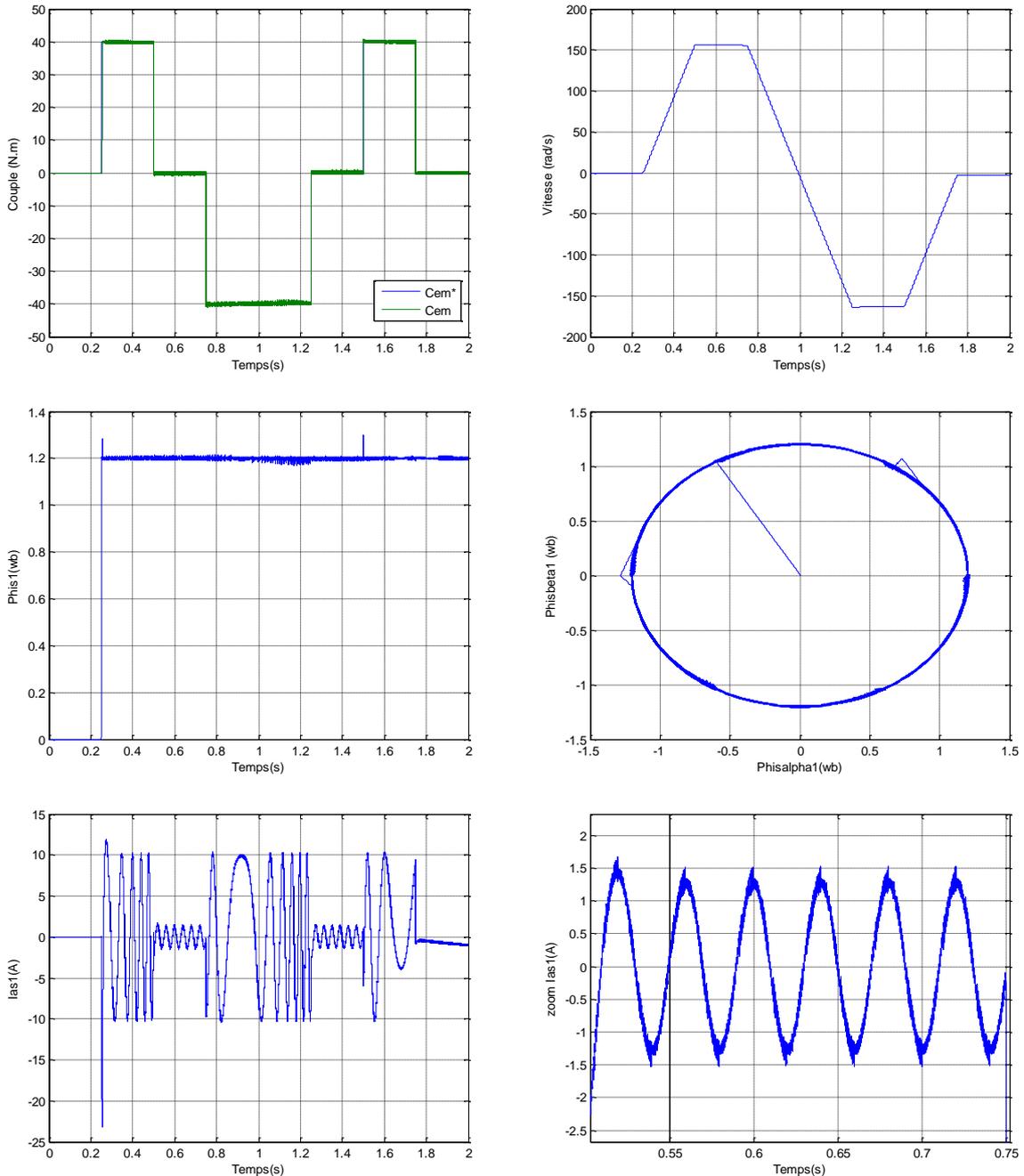


Figure (2. 9):DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse

Les résultats de simulation montrent que le courant statorique (is_{a1}) répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci

sans des grands dépassements.

La vitesse répond sans dépassement aux variations du couple, la trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire, et son amplitude est maintenue constante.

2.10.2 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse :

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence (Figure (2.10)).

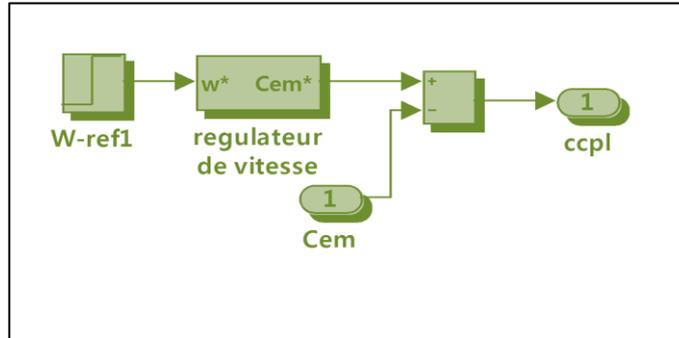
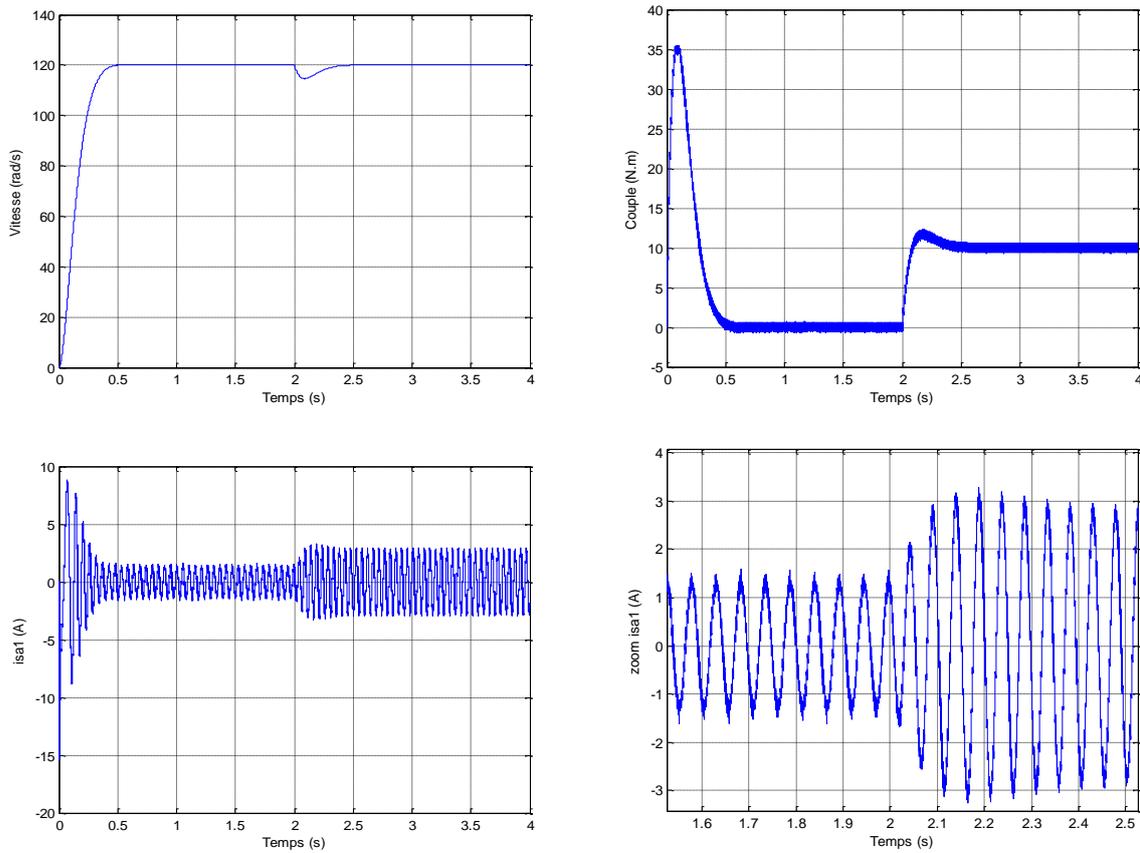


Figure (2. 10): structure de régulateur de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la figure (2.11).



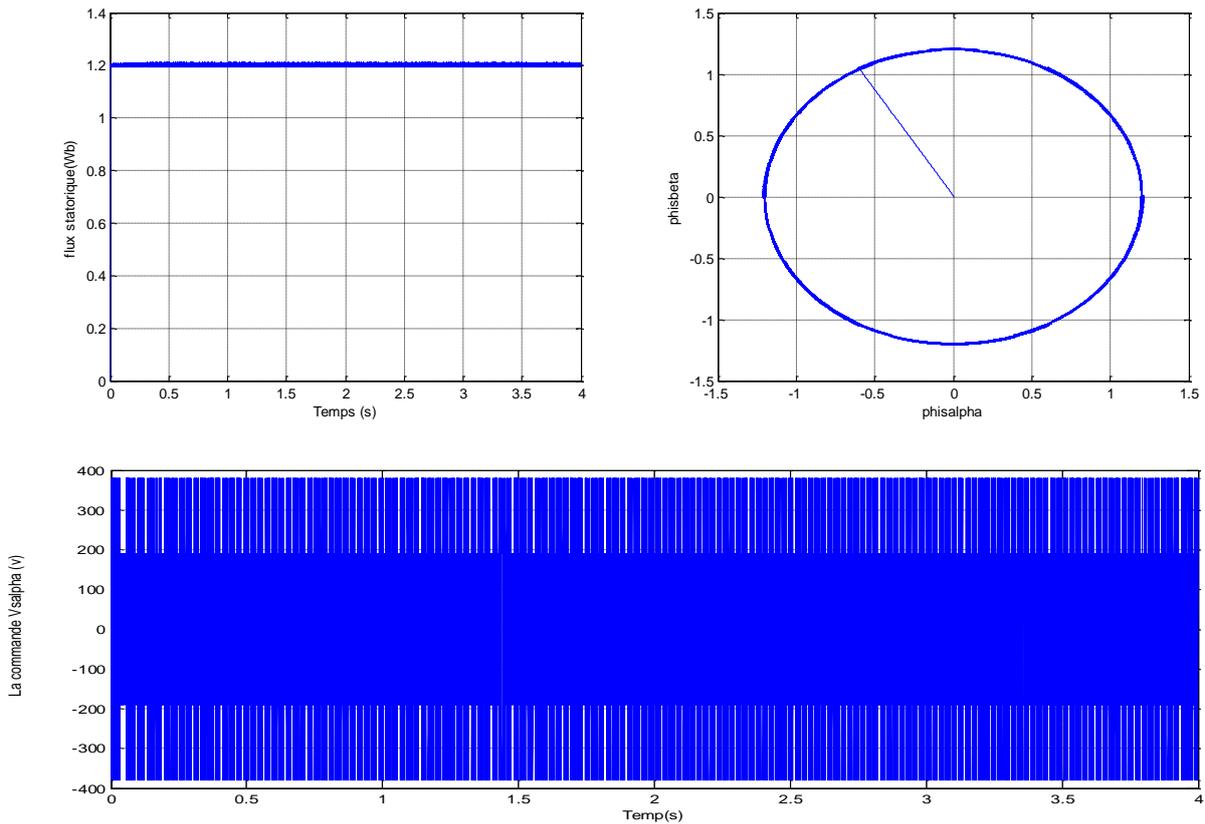


Figure (2. 11) : DTC de la MASDE avec un régulateur PI de la vitesse et avec application d'une charge $C_r = 10 N.m$ à $t=2s$.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. À ($t = 2s$) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ($10N.m$), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence ($120 rad/s$). Le flux statorique suit sa référence ($1.2 Wb$), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieur de l'hystérésis.

La trajectoire de l'extrémité du flux φ_s est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante, il démarre au point ($0, 0$) et tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon ($1.2 Wb$) fixé par la consigne. Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde.

2.10.3 Tests de robustesse :

Pour bien juger la commande directe du couple, plusieurs tests de robustesse ont effectués (inversion du sens de rotation, variation de la charge, variation de la vitesse, augmentation de la résistance statorique) avec un régulateur PI.

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures ci-dessous :

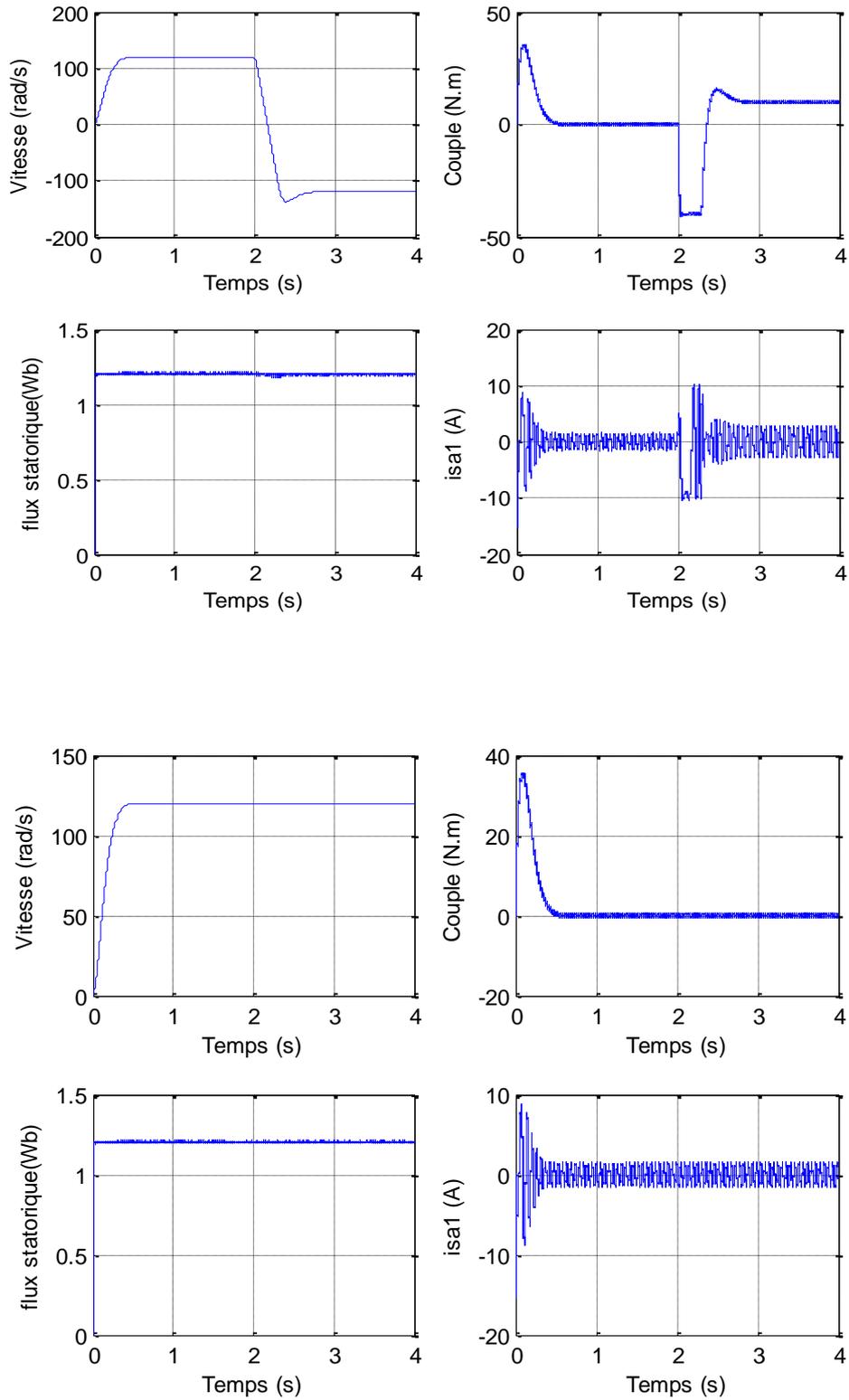


Figure (2. 13) : Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de 100 % à partir de $t=1.5$ s

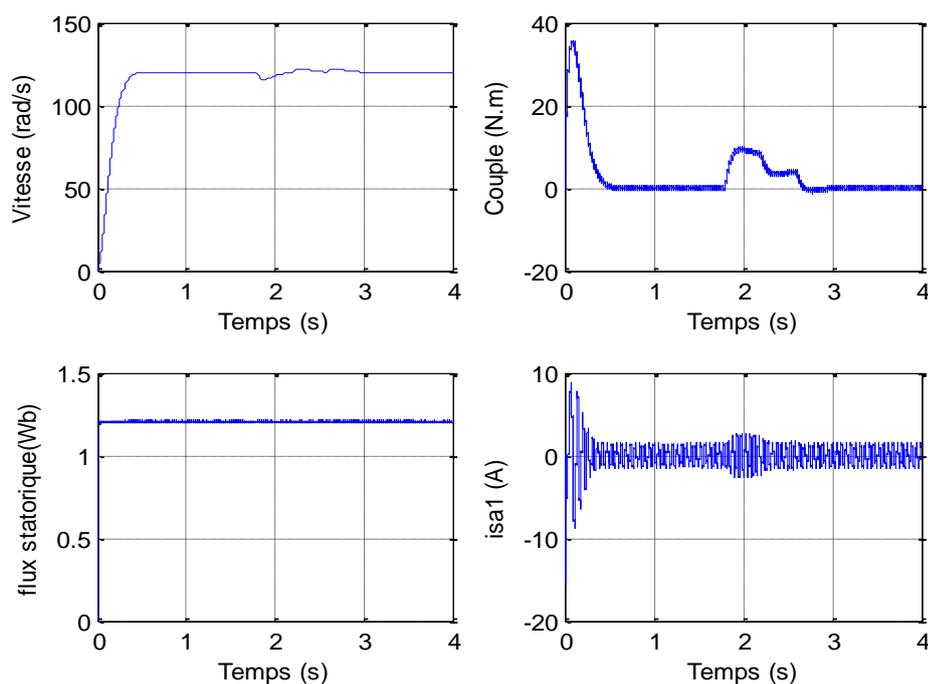


Figure (2. 14) : Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 8$ et 4 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1.8, 2.2]$ et $[2.2, 2.6]$ s

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que :

- L'inversion de la vitesse de 120 à -120 rad/s est un dépassement négligeable et conduit à un couple négatif de 8 N.m. Le flux statorique suit sa valeur de référence imposée (1.2 Wb). (Figure (2.12)).
- La commande garde ses performances malgré l'augmentation de la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale due à l'échauffement, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (Figure (2.13)).
- La vitesse, le couple, le flux et le courant statorique présentent une précision et une insensibilité vis-à-vis la variation de la charge (Figure (2.14)).

2.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MASDE. Ce type de contrôle est basé sur une régulation par hystérésis des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou de plusieurs vecteurs tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique. La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ...etc.), mais la non maîtrise de la

fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande. Différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

CHAPITRE

(3)

COMMANDE

DIRECTE DE

PUISSANCE

CHAPITRE 3 : COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE :

3.1 Introduction :

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI [20], [21]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche du sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.

Les commandes directes de puissance DPC et DPC-VF, sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive [22], [23]. Dans cette technique de commande il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références.

La tension continue à l'entrée de l'onduleur_ et comme on a vu dans le chapitre précédent_ n'est pas commandée, elle est provenu du l'ensemble : réseau électrique-redresseur à diode-filtre RLC ou bien directement par le biais d'une batterie.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à une des solutions qui nous permet de commander le redresseur MLI et d'avoir une tension continue désirée (de référence) à l'entrée de l'onduleur tout on améliorant le facteur de puissance et la forme du courant.

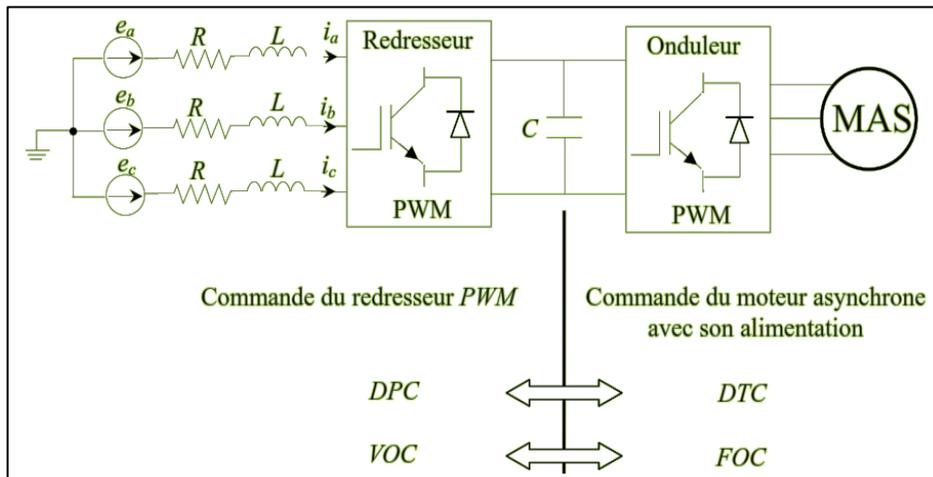


Figure (3. 1): Relation entre le contrôle des redresseurs MLI et les onduleurs MLI alimentant un moteur asynchrone

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs MLI sans capteurs de tension de lignes, peuvent être généralement classifiées en deux classes [26] (figure (3.2)) :

- Techniques basées sur l'estimation de la tension.

- Techniques basées sur l'estimation du flux virtuel.

Les méthodes basées sur la tension de ligne estimée et celles basées sur le flux virtuel estimé correspondent par analogie au contrôle des machines à courant alternatif. Dans ce travail on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux.

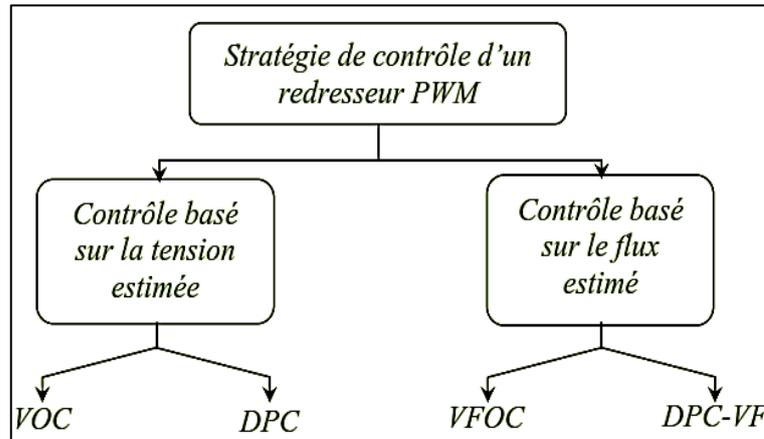


Figure (3. 2) : Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI

3.2 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [28].

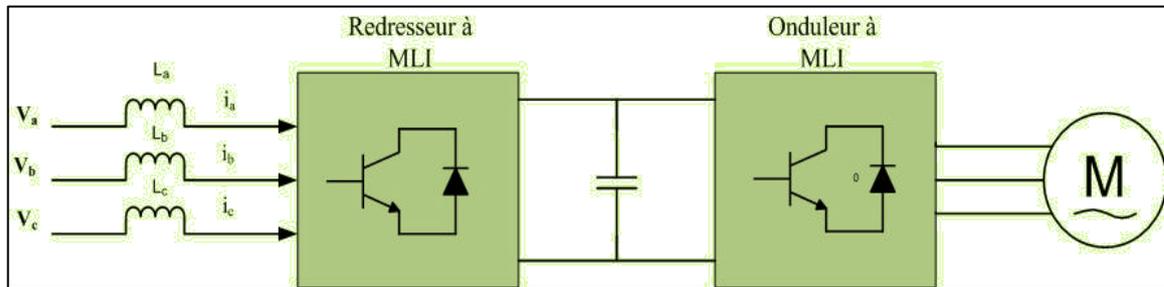


Figure (3. 3): Convertisseur AC/DC /AC

L'ensemble redresseur / onduleur constitue alors le convertisseur AC-AC (alternatif-alternatif) quasi-parfait tant au niveau des qualités d'ondes que de la souplesse de réglage, au prix d'une évidente complexité structurelle [31].

3.2.1 Principe de fonctionnement :

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement au redresseur MLI donné par la figure (3.4), qui est constitué de six IGBT avec six diodes antiparallèles pour assurer la continuité du courant. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux, Tel que :

Les tensions de réseau sont :

$$\begin{cases} V_a = E_m \cos(\omega t) \\ V_b = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = E_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- E : Amplitude des tensions du réseau.
- ω : pulsation de réseau.

La figure (3.4) montre le schéma équivalent du redresseur MLI par phase.

Avec :

- R : Résistance de ligne.
- L : Inductance de ligne.
- V : Tension de ligne.
- U_c : Tension d'entrée de redresseur.

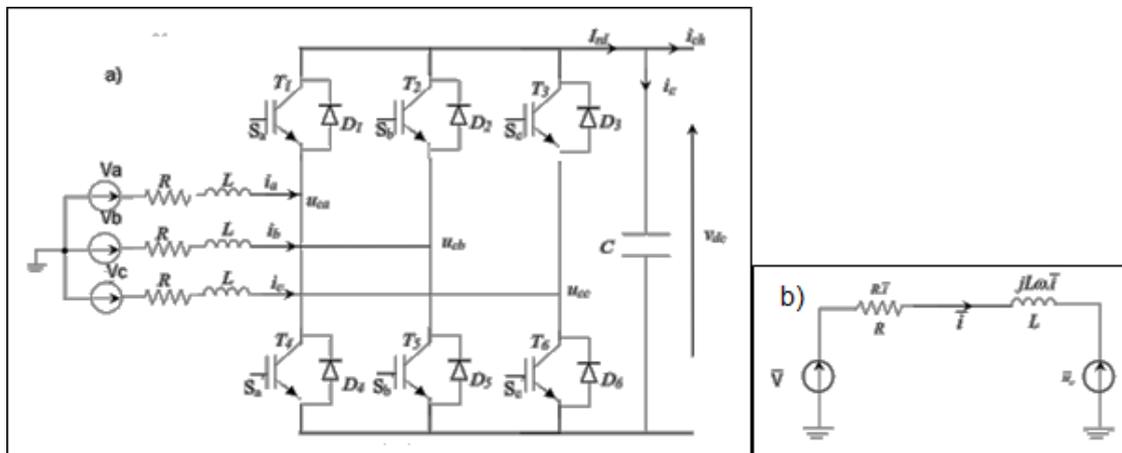


Figure (3. 4): Représentation simplifiée d'un redresseur à MLI triphasé à flux de puissance bidirectionnel.

a) Circuit principal. b) schéma équivalent d'une seule phase.

Les inductances connectées entre l'entrée du redresseur et la ligne, sont une partie intégrée du circuit. Elles fournissent à la source et au convertisseur les caractères source de courant et convertisseur survolteur respectivement [29].

La chute de tension aux bornes de l'inductance est égale à la différence entre la tension V et la tension U_c . Cette dernière permet le contrôle du courant en phase et en amplitude.

La valeur moyenne et le signe du courant redressé sont proportionnels à la puissance active conduite par le convertisseur. La puissance réactive peut être contrôlée indépendamment par le décalage du courant fondamental i , par rapport à la tension de ligne V .

La figure (3.5) présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé, général et sous un facteur de puissance unitaire.

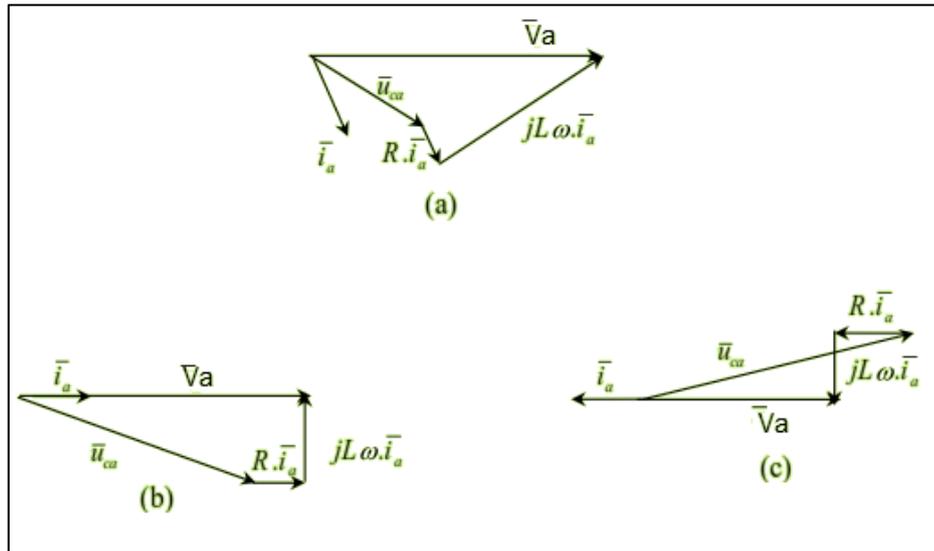


Figure (3. 5): a) Diagramme vectoriel du redresseur MLI général
 b) Facteur de puissance unitaire (courant direct).
 c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du redresseur montré dans la figure (3.4) dépendent de l'état des signaux de commande (S_a , S_b , S_c), comme ils sont définis ci-dessous :

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert.} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé.} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert.} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé.} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert.} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé.} \end{cases}$$

3.2.2 Modèle mathématique du redresseur MLI triphasé :

L'équation de tension par phase du redresseur triphasé illustré dans la figure (3.4) est donnée par :

$$\bar{V} = R\bar{i} + L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{U}_c \quad (3.2)$$

Le courant redressé est donné par :

$$I_{rd} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Alors les équations des trois phases associées à la charge sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = V_a - U_{ca} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = V_b - U_{cb} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = V_c - U_{cc} - Ri_c \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Où :

- (V_a, V_b, V_c) : Les tensions de réseau.
- (i_a, i_b, i_c) : Les courants de ligne.
- (U_{ca}, U_{cb}, U_{cc}) : Les tensions à l'entrée de redresseur.
- (S_a, S_b, S_c) : Indique les états des interrupteur.

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du redresseur. Les tensions simples (U_{ca}, U_{cb}, U_{cc}) s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

En remplaçant l'expression (3.5) dans (3.4), on trouve :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = V_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} - R i_a \\ L \frac{di_b}{dt} = V_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{dc} - R i_b \\ L \frac{di_c}{dt} = V_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{dc} - R i_c \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ca} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{cb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{cc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (3.7)$$

3.3 Commande directe de puissance (DPC) :

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Ohnishi (1991) et développée ensuite par Noguchi et Takahachi en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones. Au lieu du flux et du couple, les puissances actives (p) et réactive (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler (figure (3.6)). [23]

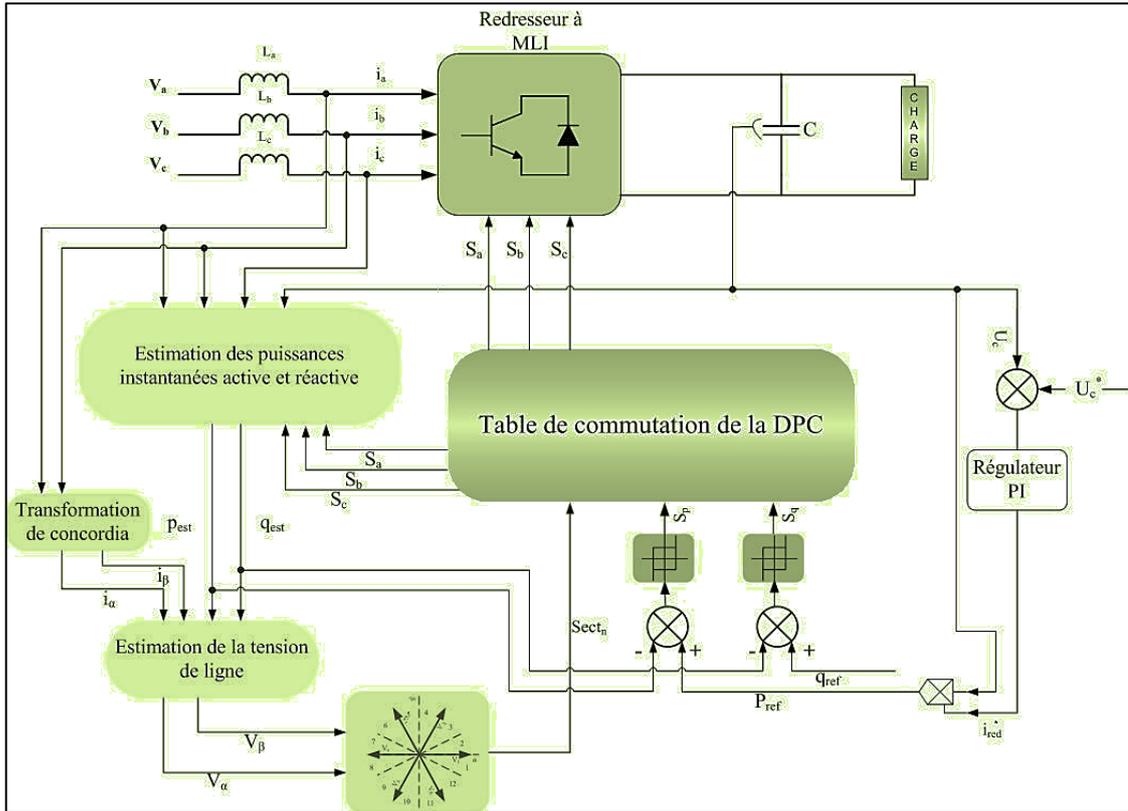


Figure (3. 6): Configuration générale de la commande DPC

Avec :

- V_a, V_b, V_c : Les trois tensions simples de la ligne.
- i_a, i_b, i_c : Les trois courants de ligne.
- S_a, S_b, S_c : Les états de commutation des interrupteurs du convertisseur.
- U_c : La tension continue.
- L : L'inductance de connexion réseau convertisseur.
- r : Résistance interne de la bobine.
- C : Capacité de filtrage de la tension continue.
- R : Charge résistive.

3.3.1 Principe de fonctionnement :

La figure (3.6) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur MLI triphasé.

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_p, S_q des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire de vecteur tension estimé. En fonction de la valeur de cette position, le plan $(\alpha-\beta)$ est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état

logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [22] [24].

3.3.2 Estimateur :

3.3.2.1 Estimations de la puissance instantanée :

Takahashi définit la puissance active instantanée par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne et la puissance réactive par le produit vectoriel entre eux [25].

La puissance apparente complexe \bar{S} peut être exprimée par l'expression suivante [25] :

$$P = \underline{v}_{(abc)} \cdot \underline{i}_{(abc)} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.8)$$

$$q = v_{(abc)} \wedge i_{(abc)} = v_a' i_a + v_b' i_b + v_c' i_c \quad (3.9)$$

D'où v_a', v_b', v_c' , sont en arrière de 90° sur v_a, v_b, v_c , respectivement (Figure (3.7)).

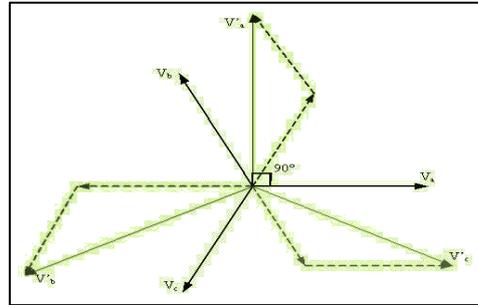


Figure (3. 7): Représentation vectorielle des vecteurs v_a', v_b', v_c' et v_a, v_b, v_c

La même équation peut être décrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a' & v_b' & v_c' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \\ v_c' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_b - v_c \\ v_c - v_a \\ v_a - v_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ac} \\ v_{ab} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La puissance apparente complexe \bar{S} peut être exprimée par l'expression suivante [26] :

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \bar{V} \cdot \bar{i} = P + jq \\ \bar{S} &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c] \end{aligned} \quad (3.12)$$

Sachant que :

- V : Tension instantanée de la source.
- I : Courant instantané de ligne.

Cependant, l'expression (3.5) exige l'information sur la tension, or cette dernière doit être éliminée pour une commande sans capteurs.

Alors, les expressions qui gèrent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sont données comme suit :

$$\hat{P} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + U_C (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (3.13)$$

$$\hat{Q} = \frac{1}{\sqrt{3}} [3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c + \frac{di_c}{dt} i_a \right) - U_C [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)]] \quad (3.14)$$

La première partie des deux expressions représente la puissance dans les inductances de ligne. En notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en fait beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu.

Cependant, la deuxième partie représente la puissance de sortie du redresseur. On peut voir que les deux équations (3.6) et (3.7) sont fonction des états des interrupteurs S_a , S_b , S_c , et aussi la connaissance de l'inductance de ligne L est nécessaire pour réaliser l'estimation des puissances.

3.3.2.2 Estimations de la tension du réseau :

Le calcul du numéro du secteur est basé sur la connaissance de la position de vecteur tension, donc l'estimation de la tension de ligne est essentielle. L'expression suivante donne les courants de ligne i_a , i_b , i_c dans les coordonnées stationnaire α - β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

On peut écrire les expressions des puissances active et réactive comme suit :

$$\hat{p} = \bar{v}_{(abc)} \cdot \bar{i}_{(abc)} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3.16)$$

$$\hat{q} = \bar{v}_{(abc)} \wedge \bar{i}_{(abc)} = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3.17)$$

On peut écrire les deux équations (3.9) et (3.10) sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

D'autre part, les valeurs de la puissance active et réactive instantanée sont calculées (estimées), les courants de lignes sont prélevés. La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Si on note les composants \hat{v}_α et \hat{v}_β comme des projections du vecteur tension \hat{v} sur les axes α et β respectivement, alors les trois vecteurs de tension dans le plant triphasé peuvent être représentés par un seul vecteur de tension \hat{v} dans le plan diphasé α , β qui tourne avec la pulsation $\omega = 2\pi f$ dans un cercle de rayon $\sqrt{\frac{3}{2}} E_m$; (figure (3.8)).

Où :

f : fréquence du réseau.

E_m : l'amplitude de tensions triphasées.

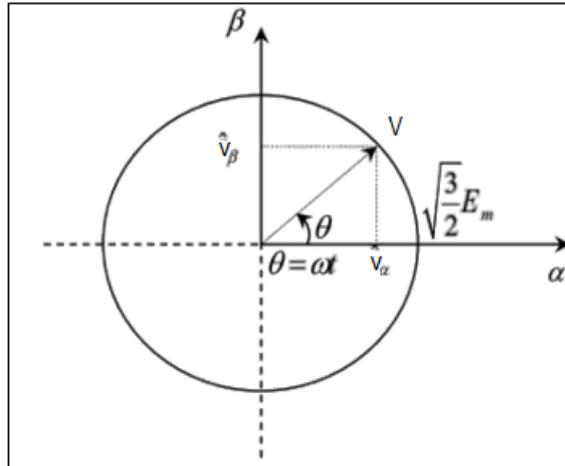


Figure (3. 8) : Vecteur tension estimé dans le plan (α, β)

3.3.3 Détermination du secteur :

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en 12 secteurs pour plus de précision et aussi pour éviter les problèmes qu'on rencontre aux frontières de chaque vecteur de commande, (figure (3.9)), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [26] :

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12. \tag{3.20}$$

Où : n est le numéro du secteur.

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par : $\hat{\theta} = \arctg\left(\frac{\hat{v}_\beta}{\hat{v}_\alpha}\right)$ (3.21)

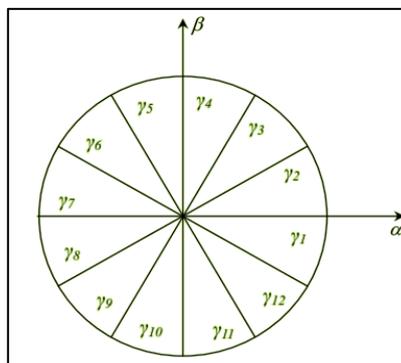


Figure (3. 9): Plant (α, β) divisé en 12 secteurs

3.3.4 Régulateur à hystérésis :

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est dernière le choix de ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations [27].

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les performances du redresseur. En particulier, la distorsion du courant harmonique, et la fréquence de commutation moyenne du redresseur. Le contrôleur proposé dans la DPC classique c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances actives et réactive.

3.3.4.1 Correcteurs de puissance active :

La sortie de régulateur à hystérésis données par le variable booléenne S_p , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs de la puissance active suivant la logique ci-dessous :

$$p_{ref} - \hat{p} > h_p \Rightarrow S_p = 1$$

$$p_{ref} - \hat{p} < -h_p \Rightarrow S_p = 0 \quad (3.22)$$

$S_p = 0$: signifier qu'il faut réduire la puissance active.

$S_p = 1$: signifier qu'il faut augmenter la puissance active.

3.3.4.2 Correcteurs de puissance réactive :

La sortie de régulateur à hystérésis données par le variable booléenne S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs de la puissance réactive suivant la logique ci-dessous :

$$q_{ref} - \hat{q} > h_q \Rightarrow S_q = 1$$

$$q_{ref} - \hat{q} < -h_q \Rightarrow S_q = 0 \quad (3.23)$$

$S_q = 0$: signifier qu'il faut réduire la puissance réactive.

$S_q = 1$: signifier qu'il faut augmenter la puissance réactive.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques. Où h_p et h_q sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

3.3.5 Table de commutation :

Les signaux numériques d’erreurs Sp et Sq et le numéro du secteur de travail sont les entrées de la table de commutation, où les états de commutations Sa, Sb et Sc du redresseur MLI sont mémorisés.

L’état optimum de commutation du redresseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques Sp, Sq et le numéro du secteur. C’est-à-dire, que le choix de l’état optimum de commutation est effectué de sorte que l’erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur 2hp, et de même pour l’erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur 2hq. Pour tous les secteurs la table de commutation proposée est représentée dans la Table (3.1).

Sp	Sq	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7	N8	N9	N10	N11	N12
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1
1	0	V6	V7	V1	V0	V2	V7	V3	V0	V4	V7	V5	V0
	1	V2	V7	V3	V0	V4	V7	V5	V0	V6	V7	V1	V0

Tableau (3. 1) : Table de commutation de la DPC adaptée

3.3.6 Régulation de la tension continue :

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l’erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence.

L’équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \tag{3.24}$$

Où : e(t), u(t), k_p, k_i désignent respectivement l’erreur à l’instant t, la commande générée et les gains du correcteur. La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{3.25}$$

Où : s est l’opérateur de Laplace.

Le schéma suivant représente la régulation de la tension continue avec un correcteur PI :

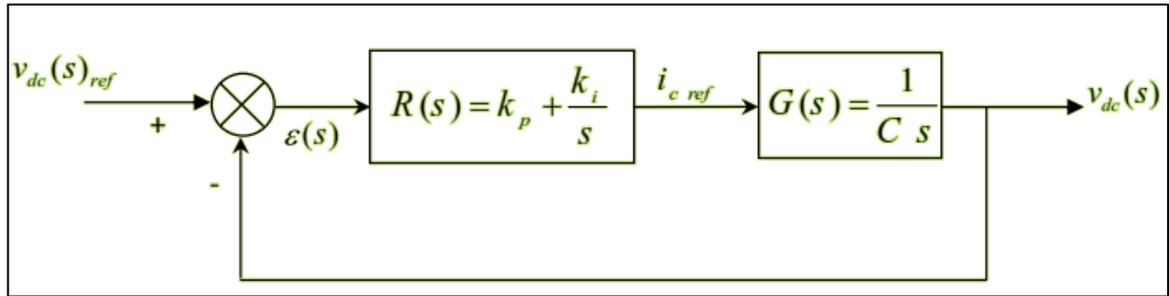


Figure (3. 10) : Régulation de la tension continue avec un correcteur PI
La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{R(s).G(s)}{1+R(s).G(s)} \quad (3.26)$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p.s+k_i}{C.s^2+k_p.s+k_i} \quad (3.27)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i dans ce cas on utilise la méthode d'imposition des pôles [30].

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{s^2+2\xi\omega_n.s+\omega_n^2} \quad (3.28)$$

Par analogie entre les expressions (3.18) et (3.19) on trouve :

$$\begin{aligned} K_p &= 2.C.\xi\omega_n \\ K_i &= C.\omega_n^2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{rd\ ref} = i_{c\ ref} + I_{ch} \quad (3.30)$$

Où :

- $i_{c\ ref}$: Le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension.
- I_{ch} : Le courant de charge mesuré.
- I_{rdref} : Le courant continu de référence.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence (figure (3.11)).

$$p_{ref} = U_{c\ ref}.I_{rdref} \quad (3.31)$$

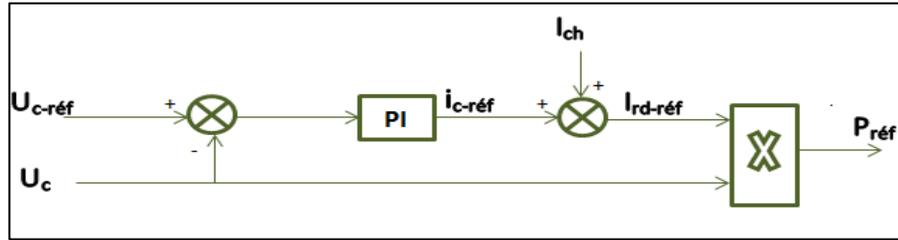


Figure (3. 11): Calcul de la puissance de référence

3.3.7 Simulation numérique :

On présente ici les résultats de simulation obtenus pour différents tests. L'étude par simulation a été réalisée pour :

- Confirmer l'étude théorique en régime statique.
- Vérifier les performances dynamiques du contrôle des puissances.

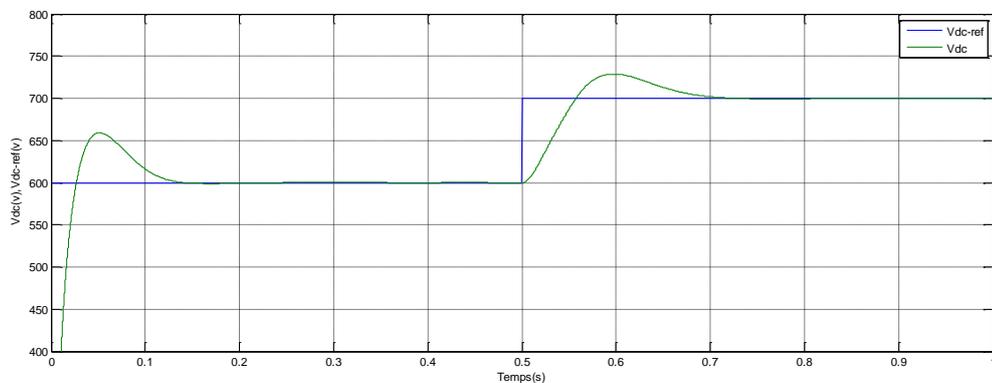
Les paramètres du redresseur utilisés en simulation sont :

- ✓ Résistance de ligne : $R=0.25\Omega$.
- ✓ Inductance de ligne : $L = 10mH$.
- ✓ Condensateur : $C=5 mF$.
- ✓ Charge : $R_{ch} = 100\Omega$.
- ✓ Amplitude maximale de tension de réseau : $E_m=220\sqrt{2}V$.
- ✓ Tension de référence: $U_{c\text{ réf}}=700V$.

Les paramètres du régulateur PI et les régulateurs à hystérésis sont :

- ✓ La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis : $hp=1W, hq=1var$
- ✓ Les paramètres du correcteur PI: $K_p 0.176, K_i=3.125$.

Les figures suivant montre la réponse du redresseur commandé par la DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie $V_{dc\text{ réf}} = 600v$ à $V_{dc\text{ réf}}=700v$ à $t=0.5s$.



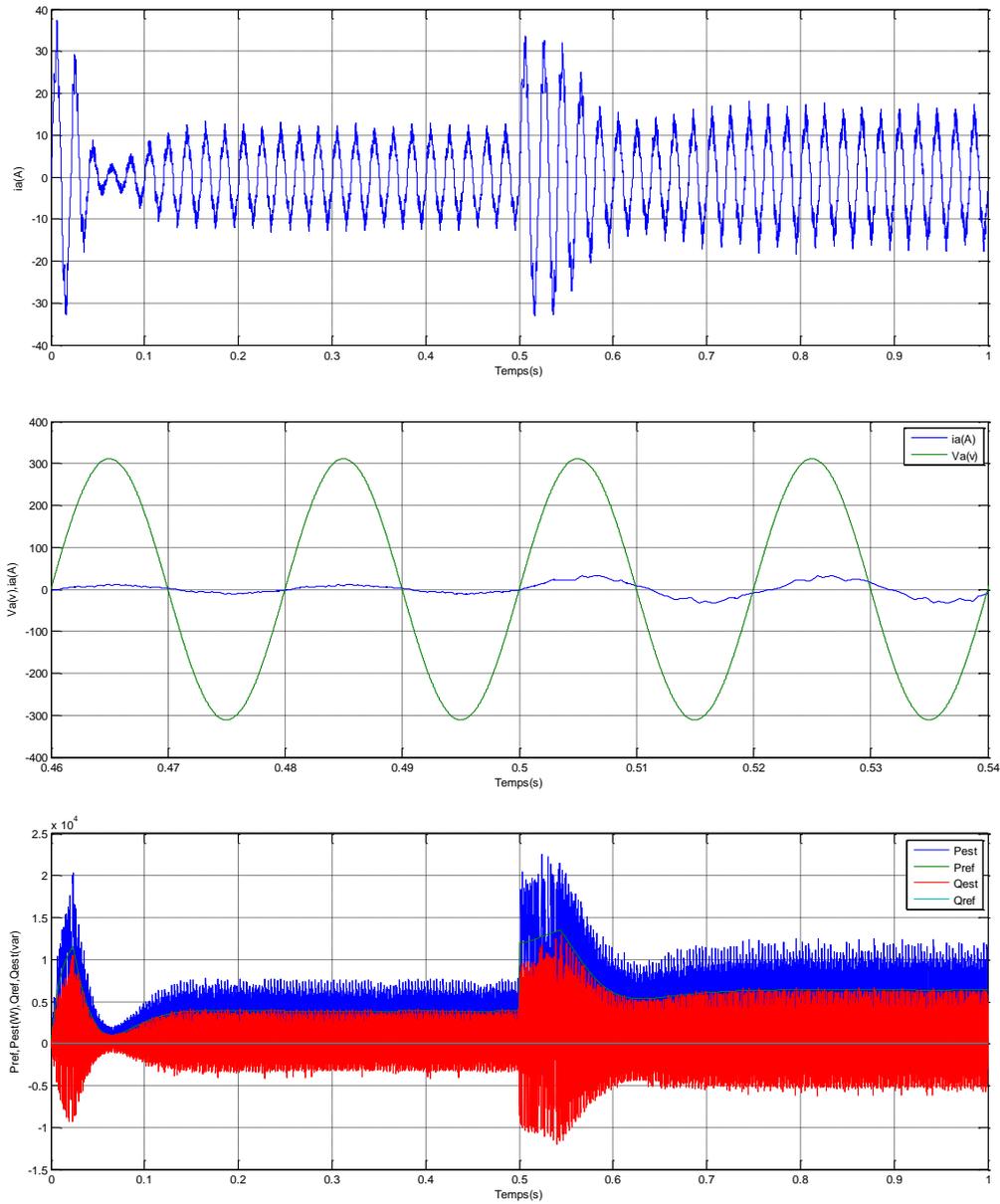
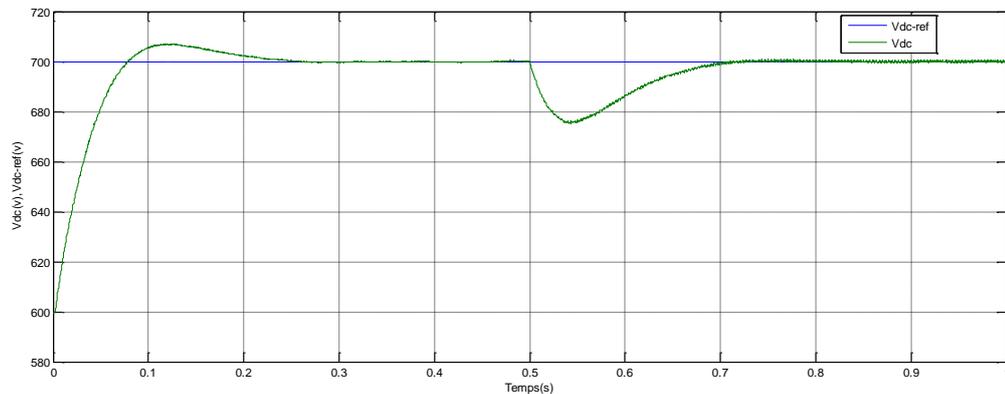


Figure (3. 12) : Performances du redresseur commandé par DPC lors d'une variation de la tension de référence

Les figures suivant montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t=0.5s$.



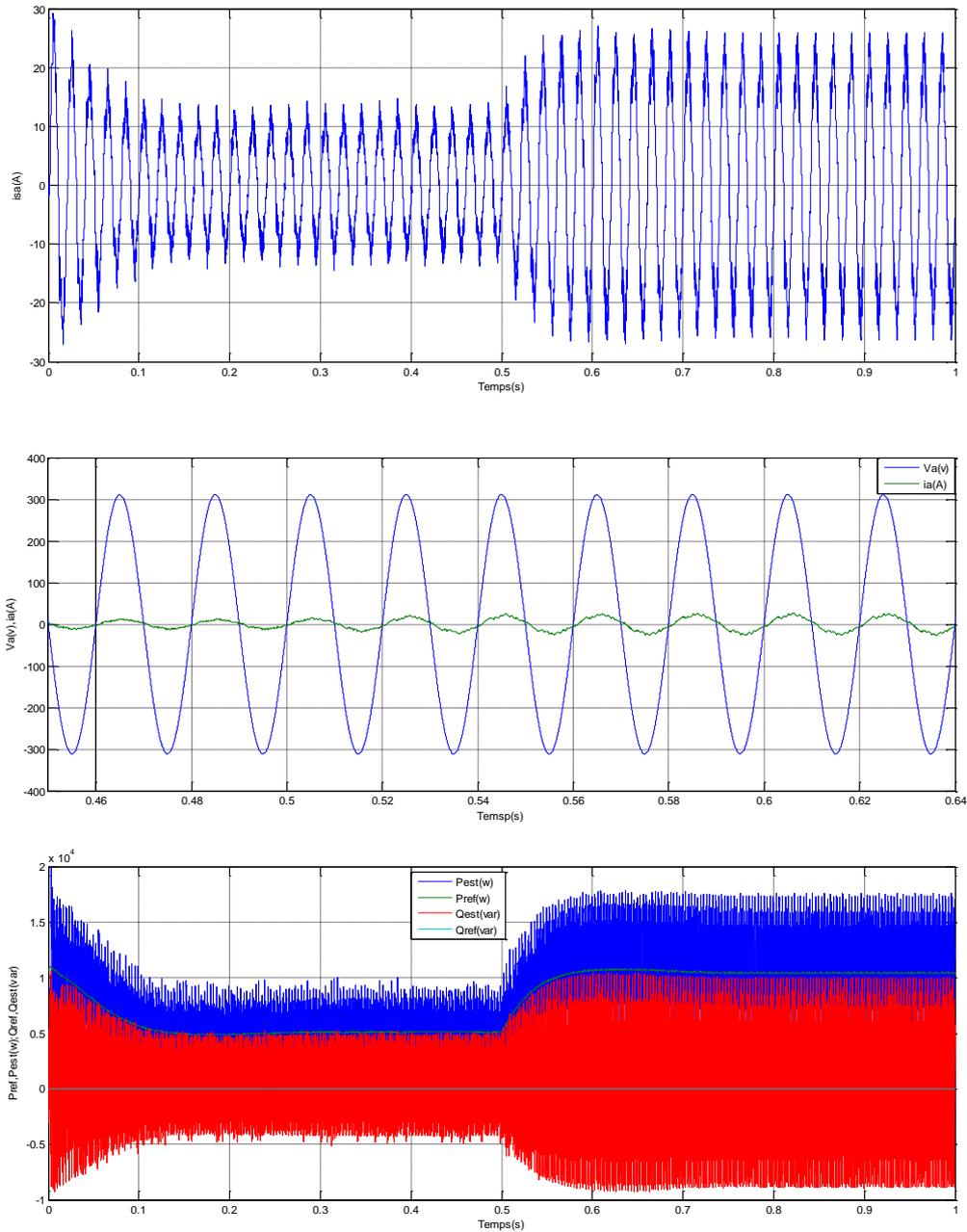


Figure (3. 13) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

3.3.8 Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus lors d'un changement de la référence de la tension de sortie pour la commande *DPC* est représenté sur la figure (3.12). On remarque que lorsque la tension continue atteint la nouvelle référence, la puissance active et le courant de ligne augmentent. La tension et le courant du réseau sont en phase, et donc le facteur de puissance est unitaire. On vérifie que le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal avec un *THD* de 3.92% avec la commande *DPC*.

La réponse du redresseur vis-à-vis la variation de la résistance de charge est présentée sur les figures (3.13) entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle direct de puissance répond très rapidement au changement de la consigne de puissance.

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés au redresseur à MLI triphasé de courant commandé par la commande directe de puissance DPC, nous avons étudié sa commande qui est basée sur l'évaluation instantanée de la puissance active et réactive à chaque état de commutation du convertisseur. Pour cela, un schéma fonctionnel du redresseur à MLI a été constitué puis le principe de fonctionnement de la DPC, le choix des correcteurs et le nombre de secteurs ont été abordé.

La simulation numérique a montré les performances statiques et dynamiques de cette commande DPC sous différents tests à savoir la variation de consigne de la tension continue, la variation de charge. Enfin, les résultats de simulation montrent que la commande directe de puissance permet d'obtenir :

- Un facteur de puissance unitaire.
- Un courant réseau sinusoïdal.
- Un contrôle des puissances active et réactive indépendant.
- Un maintien de la tension de sortie constante même dans le cas d'une variation de la tension du réseau.

Conclusion générale :

Dans ce travail, et après une étude générale de modélisation de la MASDE, nous avons mis en évidence deux techniques de commande basées sur un choix optimal du vecteur tension ; la première méthode dite : commande directe du couple (DTC) a été appliquée à la machine, elle nous a permis de commander le couple et le flux de la MASDE à partir des valeurs de référence et des valeurs estimées de ces derniers en utilisant des comparateurs à hystérésis. La deuxième méthode dite commande directe de puissance (DPC) qui a été appliquée au redresseur et qui nous a permis de commander la tension continue à l'entrée de l'onduleur et de contrôler les puissances : active et réactive pour avoir un faible taux de distorsion harmonique (THD) avec un facteur de puissance unitaire.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur_MASDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela, nous avons opté pour une technique de commande dite commande directe du couple (DTC), qui possède plusieurs avantages par rapport aux commandes basées sur l'orientation de flux (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc.). Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Dans le but d'améliorer la qualité du transfert de l'énergie électrique d'une source vers un récepteur, et afin de diminuer le taux de distorsion harmonique, et d'obtenir une tension continue réglable, on a fait appel à une nouvelle stratégie de commande dite : commande directe de puissance (DPC) appliquée au redresseur PWM.

Les résultats de simulation obtenus en utilisant le logiciel Matlab/Simulink ont montré les performances statiques et dynamiques de la commande proposée.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Pour limiter les effets indésirables et nuisibles de la fréquence de commutation variable, on propose d'améliorer la DTC et la DPC classique en appliquant la DTCSVM et la DPCSVM.

Annexe:

Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

❖ Puissance nominal :	$P_n=4.5KW$
❖ Tension nominal :	$V_n=220/380V$
❖ Courant nominal :	$I_n=6.5A$
❖ Résistance du premier enrolment statorique :	$R_{s1}=3.72\Omega$
❖ Résistance du deuxième enrolment statorique :	$R_{s2}=3.72\Omega$
❖ Résistance rotorique :	$R_r=2.12\Omega$
❖ Inductance du premier enrolment statorique :	$L_{s1}=0.022H$
❖ Inductance du deuxième enrolment statorique :	$L_{s2}=0.022H$
❖ Inductance rotorique :	$L_r=0.006H$
❖ Inductance mutuelle :	$L_m=0.3672H$
❖ Moment d'inertie :	$J=0.0625Kg.m^2$
❖ Coefficient de frottement :	$K_f=0.001Nms/rd$
❖ Fréquence nominale :	$f=50Hz$
❖ Nombre de paires de pôles :	$P=1$
❖ Les paramètres du correcteur PI :	$K_p=1.3 ; K_i=9$

BIBLIOGRAPHIE:

[1]: D. HADIOUCHE, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2000.

[2]:E.MERABET "Commande flou adaptative d'une machine asynchrone double étoile" mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.

[3]: D. BERIBER, "Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.

[4]: K. DAHMANE, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.

[5]: S. AREZKI, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multi niveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.

[6]:S.BENRABIA ; A.BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'ingénieur de l'Université MohamedBoudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.

[7]: H. TAMRABET « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.

[8]: L. BAGHLI « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004.

[9]: E.MERABET ; A.BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.

[10]: I.TAKAHASHI, T.NOGUCHI. "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor". IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-22, 820 827. 1986.

- [11]: D. CASADEI, G. SERRA K. TANI, "Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation". IEEE Transactions on Power Electronics, 15(4), 769-777.
- [12]: C.DUFOUR, T.ISHIKAWA, S.ABOURIDA, J.BELANGER, "Modern Hardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles.Vehicle Power and Propulsion Conference", 2007, VPPC 2007, IEEE, Sept 9-12.2007.
- [13]: K.K.SHYU, J.K.LIN, V.T.PHAM, M.J.YANG, T.W.WANG, "Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-57(9), 3148-3156, 2010.
- [14]: A.CHEBABHI, N.E.ROUABAH, E.GUERBAI, "Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS", Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [15]: K.HASSE, "On the Dynamics' of Speed Control of a Static AC Drive with a Squirrel Cage Induction Machine". PhD dissertation, Tech. Hochsch, Darmstadt, 1969.
- [16]: CANUDAS DE WIT, "Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC", France : Hermès Science Publication, 2000.
- [17]: Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur ».D3, 623.
- [18]: A. AMEUR « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants »université de Batna 2005.
- [19]: M.G. JAYNE « New Direct torque Control scheme ». EPE, 2005
- [20]: M.P.KAŻMIERKOWSKI, H.TUNIA, "Automatic control of converter-fed drives", Elsevier, 1994.
- [21]: M. P. KAZMIERKOWSKI, M. MALINOWSKI, D. L SOBCZUK, F. BLAABJERG, J. K. PEDERSEN, "Simplified stator flux oriented control ", in proc. IEEE-ISIE Conf. 1999, pp. 474-479.

-
- [22]: M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, S. HANSEN, F. BLAABJERG, and G.D. MARQUES, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 37, pp. 1019–1027, July/Aug. 2001.
- [23]: T. OHNISHI, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control", Tokushima-Japan. 1991, IEEE.
- [24]: T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, and I. TAKAHASHI, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors", IEEE Trans. Ind. Application, vol.34, pp. 473–479, May/June 1998.
- [25]: T. GHENAM, "Étude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP", Thèse magistère, EMP, ALGER, 2005.
- [26]: M. Sc. Mariusz Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers", Ph.D. Thesis warsaw university of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics. Warsaw, Poland – 2001.
- [27]: Y. A. CHAPUIS, "Control direct de couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique", Thèse de Doctorat, Institut nationale polytechnique de Grenoble, France 1992.
- [28]: G. SEGUIER, "Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue", Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [29]: Theodor Wildi, "Electrotechnique", De Boeck Université, (3^{ème} Edition). 2000.
- [30]: A. BOUAFIA, F. KRIM, J.P. Gaubert, "Design and implémentation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage régulation", laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (LAI), ESIP, université de Poitiers, France.
- [31]: H. FOCH, F. FOREST, T. MEYNARD, "Onduleur de tension Structures, Principes, Application", Technique d'ingénieur, traité génie électrique.