



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

HAFSAOUI Miloud

THEME

**Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone
basé sur les techniques de l'intelligence artificielle**

Soutenu le : 10 juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

BOURAS Mustafa

MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

BENHADDA Nabil

MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadreur

LABDANI Rafik

MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Co-encadreur

CHAIBA Azzedine

Pr : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2020/2021

Remerciement

Remerciement

Louange à DIEU le tout puissant, de nous avoir aidé à réaliser ce modeste projet. Nous tenons à témoigner de nous gratitude à nos chers parents pour leurs aides financières et morale durant nos études. Nos remerciements vont tout particulièrement à notre encadreur DR, Benhadda Nabil et le co-encadreur Labdani RAFIK pour son suivi durant la période de préparation de notre mémoire, son aide et ses conseils qui nos ont été très précieux. Nous voulons remerciements vont aussi au président du jury Bouras Mustafa et aux membres Du jury examinateurs Prof. Chaiba Azzedine qui je fais l'honneur de participer au jury de ce Travail.

Nous tiens à remercier profondément tous les collègues et les enseignants du département

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Ma très chère mère,

Mon cher père,

Mes chers frères et mes sœurs,

Toute ma famille HAFSAOUI ,

*Et tous mes amis, Et tout les collègues de
spécialité*

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles	i
Liste des tableaux	ii
Liste des figures	iii
Introduction générale	1
<i>Chapitre I Modélisation en vue de la simulation de l'ensemble onduleur – machine asynchrone</i>	
I.1 Introduction	2
I.2 Définition de la machine asynchrone	2
I.3 Principe de fonctionnement	2
I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	3
I.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone	3
I.5.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée	4
I.5.2 Equations électriques	5
I.5.3 Equations magnétiques	5
I.5.4 Équation mécanique	6
I.6 Transformation triphasée –diphasée.....	6
1.6.1 Transformation de Park	6
I.6.1.1 Principe.....	6
I.6.1.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park	7
I.6.1.2.1 Equations électriques	7
I.6.1.2.2 Equations magnétiques	8
I.6.1.2.3 Équation mécanique	8
I.7 Choix des différents référentiels	9
I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)	12
I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)	14
I.7.3 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor(x, y).....	15
I.8 Modélisation de l'association machine asynchrone - onduleur de tension	17
I.8.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	17
I.8.2 Modélisation du filtre	19
I.8.3 Modélisation de l'onduleur à MLI	19
I.8.3.1 Concept de modélisation de l'onduleur.....	20
I.8.3.2 Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions).....	22
I.8.3.2.1 Principe	22

Sommaire

I.8.3.2.2 MLI sinus-triangle	22
I.8.3.2.3 MLI à hystérésis	23
I.8.3.2.4 Inconvénients de la technique M.L.I.....	23
I.9 Résultats de la simulation de l'association onduleur machine.....	25
I.10 Conclusion	26

Chapitre II *les onduleurs multi niveau*

II.1 Introduction	28
II.2 HISTORIQUE ET AVANTAGES DES STRUCTURES DE CONVERSION MULTINIVEAUX	28
II.2.1 Historique	28
II.2.2 Avantages	29
II.3 DIFFERENTES STRUCTURES D'ONDULEUR MULTINIVEAUX	30
II.3.1 Onduleur multiniveaux à structure cascadié	30
II.3.2 Onduleur multiniveaux à structure NPC (Neutrel Point Clamped)	34
II.3.3 Onduleur à structure multicellulaires	40
II.4 CONCLUSION	44

Chapitre III *Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone*

III.1 INTRODUCTION	45
III.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE	45
III.2.1 Contrôle du flux statorique	46
III.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine	47
III.2.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle	49
III.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX	49
III.3.1 Sélection du vecteur tension V_s	50
III.3.2 Estimation du flux statorique	51
III.3.3 Estimation du couple électromagnétique	51
III.4 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	51
III.4.1 Correcteur de flux	51
III.4.2 Correcteur du couple à deux niveaux	52
III.4.3 Correcteur du couple à trois niveaux	52
III.5 STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC	53

Sommaire

III.5.1	Elaboration des tables de commande	53
III.5.1.1	Table de commande du flux	54
III.5.1.2	Table de commande du couple	54
III.5.2	Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple	54
III.5.2.1	Table de commutation avec les vectrices tensions actives	54
III.5.2.2	Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles	55
III.6.	CARACTERISTIQUES GENERALES D'UNE DTC	55
III.6.1	Avantages de la DTC	55
III.6.2	Inconvénients de la DTC	56
III.7	SIMULATION ET RESULTATS	56
III.8	La commande DTC avec table à 12 secteurs	59
III.9	RESULTATS DE SIMULATION	61
III.10	Amélioration de la commande DTC Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	64
III.11	Approche de sélection des vecteurs tensions	65
III.12	DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3 Niveaux	66
III.12.1	Correcteur du couple à cinq niveaux.....	66
III.12.2	Construction de la table de commutation	67
III.12.3	Simulation des résultats et discussion	68
III.12.4	Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension	69
III.12.5	Les résultats de simulations	69
III.13	CONCLUSION	72
<i>Chapitre IV Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle</i>		
IV.1	INTRODUCTION	74
IV.2	DEFINITION	74
IV.3	HISTORIQUE	75
IV.4	LE MODELE NEUROPHYSIOLOGIQUE	75
IV.4.1	Le neurone	75
IV.4.1.1	Structure	75
IV.4.1.2	Les modèles mathématiques	76
IV.5	COMPOSITION D'UN RESEAU DE NEURONE (RNA)	76

Sommaire

IV.5.1 Structure	77
IV.5.2 Comportement	78
IV.6. LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	78
IV.6.1 Neurone formel	78
IV.6.2 Modélisation générale d'un neurone	79
IV.6.3 Les étapes de modélisation	79
IV.7 QUELQUES ASPECTS PRATIQUES	79
IV.8 TAUX D'APPRENTISSAGE	80
IV.9 SEUIL DE TOLERANCE	81
IV.10 CONCEPTION DE LA BASE DE DONNEES	81
IV.10.1 Conception de la base de données	81
IV.11 LE CHOIX DU TYPE DE RESEAU DE NEURONES.....	81
IV.11.1 Le choix de la stratégie d'apprentissage	82
IV.12 DÉROULEMENT DE L'APPRENTISSAGE	82
IV.13 PERCEPTRONS MULTICOUCHES	83
IV.14 COMMANDE NEURONALE DIRECTE DU COUPLE (DTNC).....	84
IV.15 INTERPRETATION DES RESULTATS	87
IV.16 CONCLUSION	88
CONCLUSION GENERALE.....	89
Annexes	iv
Références	v

LISTE DES ABRÉVIATIONS

MAS	machine asynchrone
FOC	La Commande la commande par orientation du flux.
DTC	La commande directe du couple.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
RNA	Réseaux de neurones artificiels.
THD	Total Harmonique Distorsion.

La liste des symboles

t	temps.
A, B, C	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel fixe lié au stator.
V_{abc}	Tension statorique phase a, b, ou c.
V_s	Tension statorique.
V_{dq}	Tension statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$V_{\alpha\beta}$	Tension statorique suivant l'axe α et l'axe β .
i_{abc}	Courants statoriques.
i_{dq}	Courant statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$i_{\alpha\beta}$	Courant statorique suivant l'axe α et l'axe β .
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Flux statorique de phase a, b, ou c.
φ_d, φ_q	Flux statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta$	Flux statorique suivant l'axe α et l'axe β .
φ_s	Flux statorique.
Ω_r	Vitesse mécanique de rotor.
ω_r	Vitesse électrique de rotor.
θ	Angle entre le stator et le rotor.
$\hat{\theta}$	Angle estimée.
δ	l'angle entre vecteur flux statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances propres cycliques statorique et rotorique
T_s, T_r	Constante du temps statorique et rotorique.
P	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
σ	Coefficient de dispersion magnétique de Blondel.

La liste des tableaux

Chapitre 02 : les onduleurs multi niveaux

Table. II.1. Etats possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

Table. II.3. Niveaux de tension de l'onduleur 5-niveaux à capacité flottante, états des interrupteurs et les courants de charge et de décharge des capacités flottantes respectivement.

Chapitre 03 : commande DTC trois niveaux d'une machine asynchrone

Tableau. III.1 Table de commutation généralisée

Tableau. III.2. Table de commande du flux

Tableau. III.3. Table de commande du couple

Tableau. III.4. Table de commutation avec séquences nulles

Tableau. III.5. Table de commutation avec séquences non nulles

Tableau. III.6. Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

Tableau. III.7. Table de vérité pour la DTC à 12 secteurs

Tableau. III.8. Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

Chapitre 04 : la commande DTC 3 niveaux d'une machine asynchrone basé sur technique d'intelligence artificiel

Tableau. IV.1. Etude comparative entre DTC avec PI et DTC avec PI neuronale

La liste des figures

Chapitre 01 : modélisation en vue de la simulation de l'ensemble de onduleur- machine asynchrone

Fig. I.1. Représentation schématique d'une MAS triphasée

Fig. I.2. Passage de triphasé au biphasé

Fig. I.3. Schéma de simulation de la transformation de PARK (wobs=0)

Fig. I.4. Allure d'un système triphasé équilibré

Fig. I.5. Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK (wobs=0) (repère lié au stator)

Fig. I.6. Schéma de simulation de la transformation de PARK (wobs=ws)

Fig. I.7. Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK (wobs=ws) (repère lié au champ tournant)

Fig. I.8. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Fig. I.9. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au stator (α, β)

Fig. I.10. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d,q)

Fig. I.11. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

Fig. I.12. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y)

Fig. I.13. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y)

Fig. I.14. Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone

Fig. I.15. Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Fig. I.16. Schéma de simulation du redresseur

Fig. I.17. tension redressée

Fig. I.18. Représentation du filtre passe-bas

Fig. I.19. Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.

Fig. I.20. Principe de la technique MLI

Fig. I.21. Modulation MLI sinus-triangle

Fig. I.22. Commande par Hystérésis

Fig. I.23. schéma bloc de l'association MAS-Onduleur

Fig. I.1. Résultats de simulation du de machine asynchrone de plans (d, q), (x, y) et (α, β)

La liste des figures

Chapitre 02 : les onduleurs multi niveaux

Fig. II.1. Pont en H complet

Fig. II.2. Structure et forme d'onde d'un onduleur multiniveaux pont H en cascade

Fig. II.4. Onduleur de tension triphasé 4-niveaux dérivé d'une association de 3 onduleurs triphasés 2-niveaux

Fig. II.5. Bras d'un onduleur NPC à N-niveaux

Fig. II.6. Bras d'un onduleur NPC à 3-niveaux

Fig. II.7. Principe de la topologie NPC

Fig. II.8. Structure pyramidale de la topologie NPC

Fig. II.9. Bras d'un onduleur multicellulaire à N-niveaux

Fig. II.10. Exemple d'onduleur cinq niveaux alimente une charge résistive

Fig. II.11. Tension V_a d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

Fig. II.12. Zoom Tension V_a d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

Fig. II.13. Courant I_a d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

Fig. II.14. Zoom Courant I_a d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

Chapitre 03 : commande DTC trois niveaux d'une machine asynchrone

Fig. III.1. Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

Fig. III.2. sélection de vecteur tension V Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux

Fig. III.3. Evolution du vecteur flux Statorique dans plan (α, β)

Fig. III.4. Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique

Fig. III.5. Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux

Fig. III.6. Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Fig. III.7. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

Fig. III.8. correcteur de couple à trois niveaux

Fig. III.9. Schéma bloc MAS_Onduleur 2N

Fig. III.10. Vitesse de rotation à vide

La liste des figures

- Fig. III.11. Vitesse de rotation en charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$)
- Fig. III.12. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) à vide
- Fig. III.13. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) en charge
- Fig. III.14. Flux $\phi_{s\alpha}$ à vide
- Fig. III.15. Flux $\phi_{s\alpha}$ en charge
- Fig. III.16. Flux $\phi_{s\beta}$ à vide
- Fig. III.17. Flux $\phi_{s\beta}$ en charge
- Fig. III.18. Courant $I_{s\beta}$ à vide
- Fig. III.19. Courant $I_{s\beta}$ en charge ($c_r = 15 \text{ N.m}$)
- Fig. III.20. Tension V_a à vide
- Fig. III.21. Tension V_a en charge
- Fig. III.22. Evolution de flux statorique
- Fig. III.23. DTC avec 12 secteurs**
- Fig. III.24. Comparateur à hystérésis
- Fig. III.25. Vitesse de rotation à vide
- Fig. III.26. Vitesse de rotation en charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$)
- Fig. III.27. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) à vide
- Fig. III.28. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) en charge
- Fig. III.29. Flux $\phi_{s\alpha}$ à vide
- Fig. III.30. Flux $\phi_{s\alpha}$ en charge
- Fig. III.31. Flux $\phi_{s\beta}$ à vide
- Fig. III.32. Flux $\phi_{s\beta}$ en charge
- Fig. III.33. Courant $I_{s\beta}$ à vide
- Fig. III.34. Courant $I_{s\beta}$ en charge ($c_r = 15 \text{ N.m}$)
- Fig. III.35. Tension V_a (V) à vide
- Fig. III.36. Tension V_a en charge
- Fig. III.37. Evolution de flux statorique

La liste des figures

- Fig. III.38. Vecteurs de tension V_i de l'onduleur NPC à trois niveaux
- Fig. III.39. Secteur d'évolution du vecteur flux statorique
- Fig. III.40. Correcteur du couple à hystérésis à cinq niveaux.
- Fig. III.41. Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension
- Fig. III.42. Vitesse de rotation en Rad/s pour $C_r=15$ N.m
- Fig. III.43. Couple Electromagnétique pour C_r 15 N.m
- Fig. III.44. Flux $\phi_{s\alpha}$ pour C_r 15 N.m
- Fig. III.45. Zoom Flux $\phi_{s\alpha}$ pour C_r 15 N.m
- Fig. III.46. Flux $\phi_{s\beta}$ pour C_r 15 N.m
- Fig. III.47. Zoom Flux $\phi_{s\beta}$ pour C_r 15 N.m
- Fig. III.48. Courants $I_{s\alpha}$ $I_{s\beta}$ pour $C_r =15$ N.m
- Fig. III.49. Tension $V_s \alpha$
- Fig. III.50. Zoom Tension $V_s \alpha$
- Fig. III.51. Evolution de flux statorique

Chapitre 04 : la commande DTC 3 niveaux d'une machine asynchrone basé sur technique d'intelligence artificiel

- Fig. IV.1. Un neurone avec son arborisation dendritique
- Fig. IV.2. Architecture d'un réseau de neurones
- Fig. IV.3. Mise en correspondance neurone biologique / neurone artificiel
- Fig. IV.4. Structure d'un neurone artificiel. Pour le neurone d'indice i , les entrées surcelui-ci sont de poids w_{ij} alors que les connexions avals sont de poids w_{ki} .
- Fig. IV.5. Le neurone formel de Mac Culloch et Pitt
- Fig. IV.6. Développement l'erreur dans Algorithme de rétropropagation
- Fig. IV.7. L'opération d'apprentissage utilisée pour la modélisation du contrôleur Neuronal de DTC à multi-niveaux
- Fig. IV.8. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones
- Fig. IV.9. Vitesse de rotation par PI avec $C_r = 15$ N.m
- Fig. IV.10. Vitesse de rotation par PI Neuronale avec $C_r = 15$ N.m

La liste des figures

Fig. IV.12. Zoom Vitesse de rotation par PI Neuronale avec $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV.13. Zoom temps de réponse vitesse de rotation par PI avec $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV.14. Zoom temps de réponse vitesse de rotation par PI Neuronale avec $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV.15. Couple électromagnétique avec PI dont $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV.16. Couple électromagnétique avec PI Neuronale dont $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV. 17. Courants $I_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV.28. Courant $s_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI Neuronale $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV. 19. Zoom Courants $I_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI $Cr = 15 \text{ N.m}$ à l'instant d'inversion du sens de rotation

Fig. IV. 20. Zoom Courants $I_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI Neuronale $Cr = 15 \text{ N.m}$ à l'instant d'inversion du sens de rotation

Fig. IV. 21. Zoom Courants $I_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI $Cr = 15 \text{ N.m}$ avant l'application de la charge

Fig. IV. 22. Zoom Courants $I_{\alpha} I_{\beta}$ avec PI Neuronale $Cr = 15 \text{ N.m}$ avant l'application de la charge

Fig. IV. 23. Trajectoire du flux $\phi_{\alpha} \phi_{\beta}$ avec PI $Cr = 15 \text{ N.m}$

Fig. IV. 24. Trajectoire du flux $\phi_{\alpha} \phi_{\beta}$ avec PI Neuronale $Cr = 15 \text{ N.m}$

Chapitre I

*Modélisation en vue de la
simulation de l'ensemble
onduleur – machine asynchrone*

I.1 Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS [1].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps, dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse [3].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état

I.2 Définition de la machine asynchrone

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone, on parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [4] :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) [5].

I.3 Principe de fonctionnement

Les bobinages statoriques, alimentés par des courants triphasés de pulsation w , créent un champ magnétique B tournant à la vitesse $\Omega_s = w/p$ où p est le nombre de paire de pôles au stator.

Ce champ (flux) tournant balaie le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices (f.e.m) d'après la loi de Lenz. Le bobinage rotorique étant en court-circuit, ces f.e.m y produisent des courants induits.

C'est l'action du champ tournant B sur les courants induits qui crée le couple moteur. Ce dernier tend à réduire la cause qui a donné naissance aux courants, c'est à dire la rotation relative du champ tournant par rapport au rotor. Le rotor va donc avoir tendance à suivre ce champ.

Le rotor tourne forcément à une vitesse $\Omega < \Omega_s$ (d'où le terme asynchrone).

Pour changer le signe de Ω_s (donc le sens de rotation), il suffit de permuter deux fils de phase.

I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous-tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé. Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres [6].

I.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique. Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation si bien qu'il est indispensable d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale. Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer.
- L'additivité du flux.
- La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

La figure I.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques : Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° . Le rotor qui est sous forme de cage d'écurieuil, est schématisé par trois enroulements en courts circuits

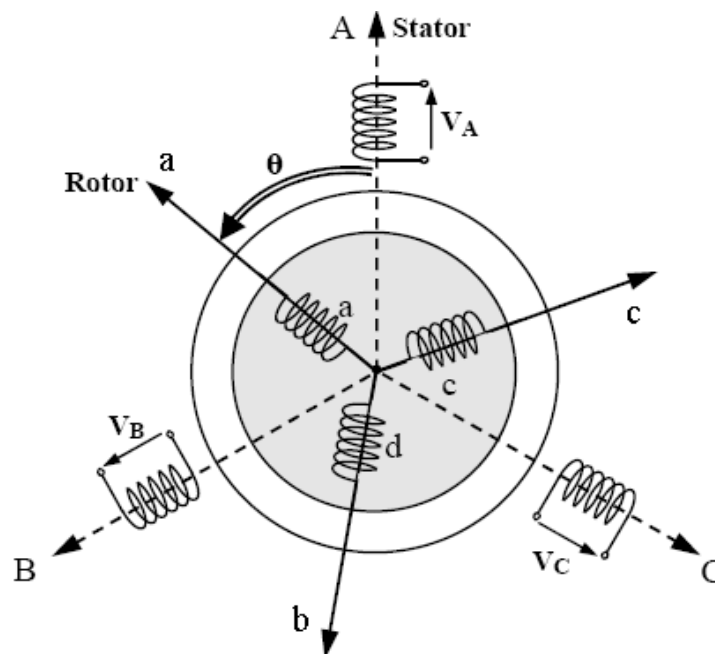


Fig. I.1. Représentation schématique d'une MAS triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

I.5.2 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (\text{I.1})$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.2})$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \quad \text{Vecteur tensions statorique}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t \quad \text{Vecteur tensions rotorique}$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t \quad \text{Vecteur courants statorique}$$

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t \quad \text{Vecteur courants rotorique}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^t \quad \text{Vecteur flux statorique}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^t \quad \text{Vecteur flux rotorique}$$

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

[Rs] : Matrice des résistances statoriques

[Rr] : Matrice des résistances rotoriques

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \quad 0 \quad 0]^t$$

I.5.3 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les équations (I.2), (I.3) et (I.4) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.6)$$

I.5.4 Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r$$

I.6 Transformation triphasée –diphasée

1.6.1 Transformation de Park

1.6.1.1 Principe

Quelque soit le type de la machine et quelque soient les enroulements disposés au rotor et au stator, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l'angle variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator. Pour simplifier la formulation, on effectue sur les grandeurs statoriques ou rotoriques un changement de variable appelé : Transformation de Park, qui consiste à exprimer ces grandeurs dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires O_d et O_q avec un déphasage θ appelé angle électrique. [7]

O_d : Axe direct (indice d).

O_q : Axe quadratique (indice q).

O_o : Axe homopolaire (indice o).

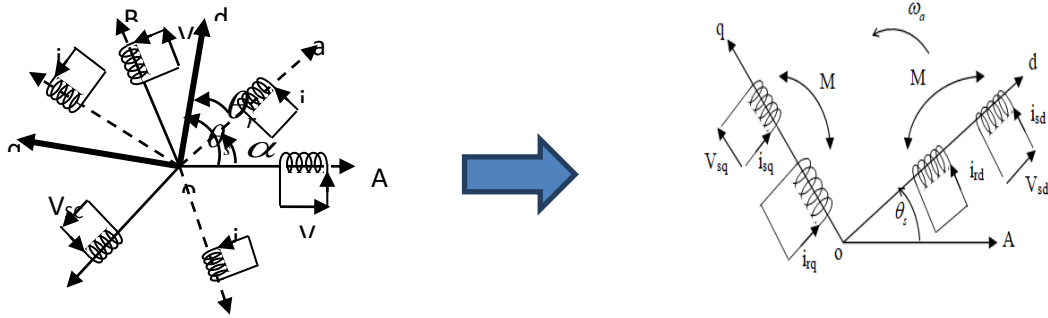


Fig. I.2. Passage de triphasé au biphasé

Le passage des grandeurs réelles (courants, tensions et flux des trois phases) aux grandeurs équivalents (courants, tensions et flux) suivant les axes O_d et O_q et éventuellement homopolaire se fait par le changement de variables suivant [7] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec la matrice [P] donnée par :

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ : est l'angle qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépendra par la suite du choix du référentiel.

I.6.1.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

I.6.1.2.1 Equations électriques

Les équations de tensions statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \Phi_{sq} \\
V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\
V_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\
V_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rd}
\end{aligned} \tag{I.10}$$

I.6.1.2.2 Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
\Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
\Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
\Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
\Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
\end{aligned} \tag{I.11}$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique statorique ;

L_r : Inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle ou inductance naturelle cyclique entre stator et rotor.

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

I.6.1.2.3 Équation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone, il est nécessaire d'avoir le modèle décrivant le mouvement de l'arbre de la machine. Cette équation s'écrit [7] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \tag{I.12}$$

Le couple électromécanique représenté dans l'équation :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \tag{I.13}$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles

f : Coefficient de frottement

C_{cst} : Couple résistant

I.7 Choix des différents référentiels

Le référentiel est le système « od », « oq » associé à sa vitesse de rotation. Trois types de référentiels sont possibles dans la pratique : liés au stator, lié au rotor et lié au champ tournant. Le choix du référentiel est lié au problème étudié et aux buts attribués à la stratégie de commande appliquée. Le changement de repère consiste à passer d'un repère à un autre tout en faisant une rotation [7]. Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

- **lié au stator (α, β)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

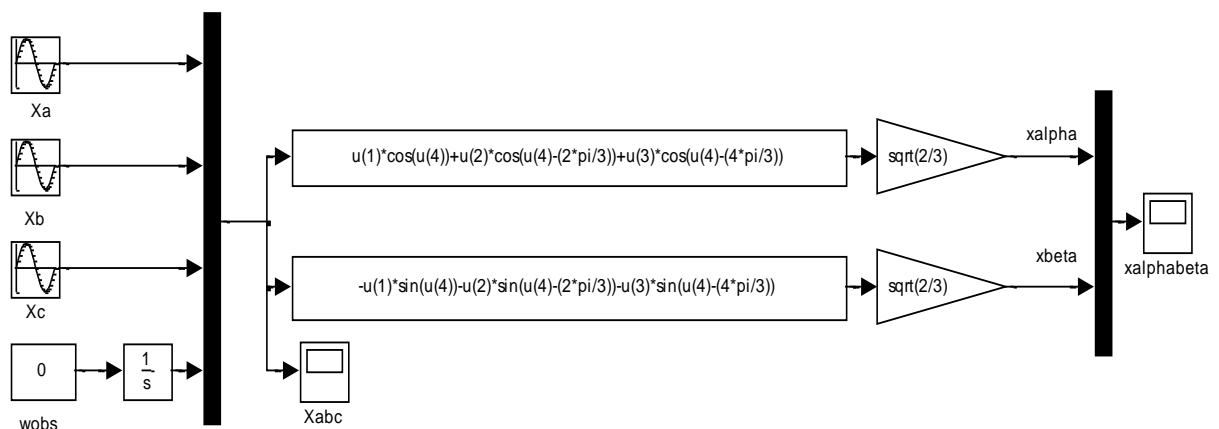


Fig. 1.3. Schéma de simulation de la transformation de PARK (wobs=0)

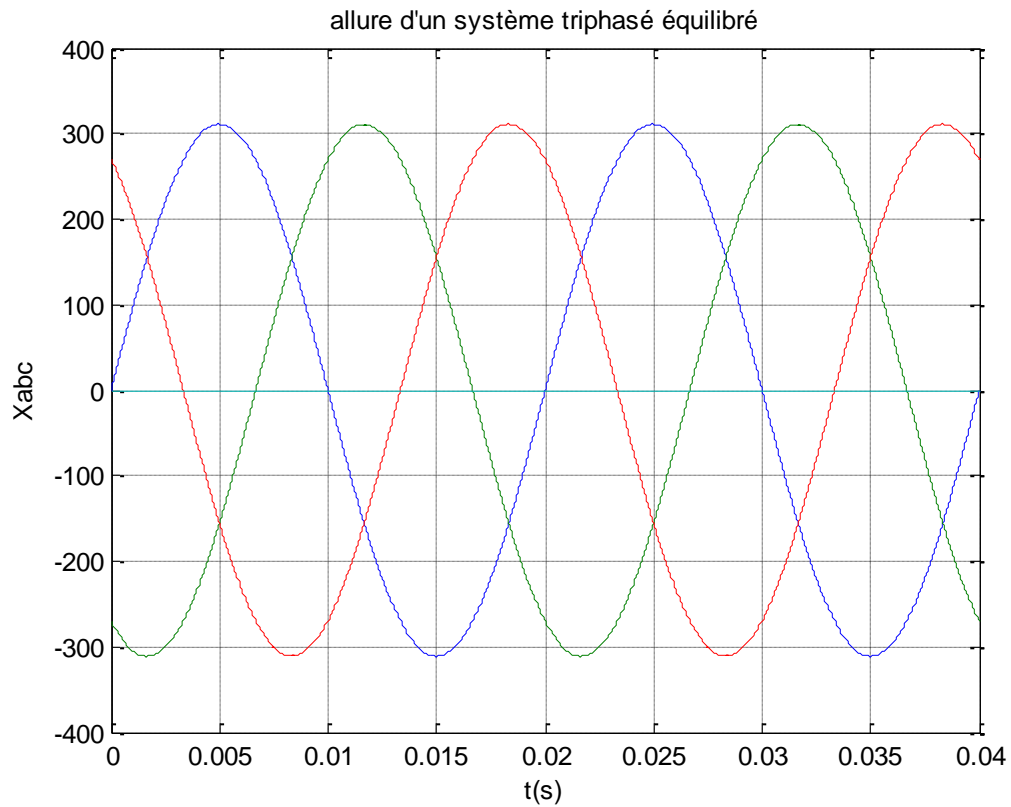


Fig.1.4. Allure d'un système triphasé équilibré

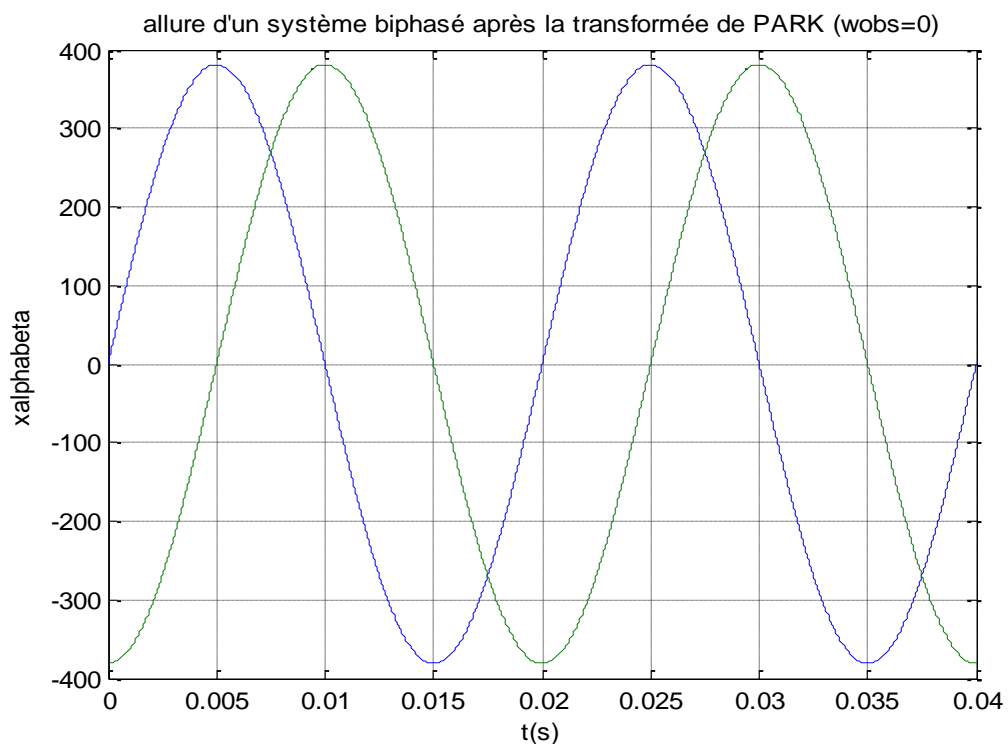


Fig.1.5. Allure d'un système biphasé après la transformée de PARK (wobs=0) (repère lié au stator)

- **Repère lié au rotor (x, y)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

• **Repère lié au champ tournant (d,q)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_s$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

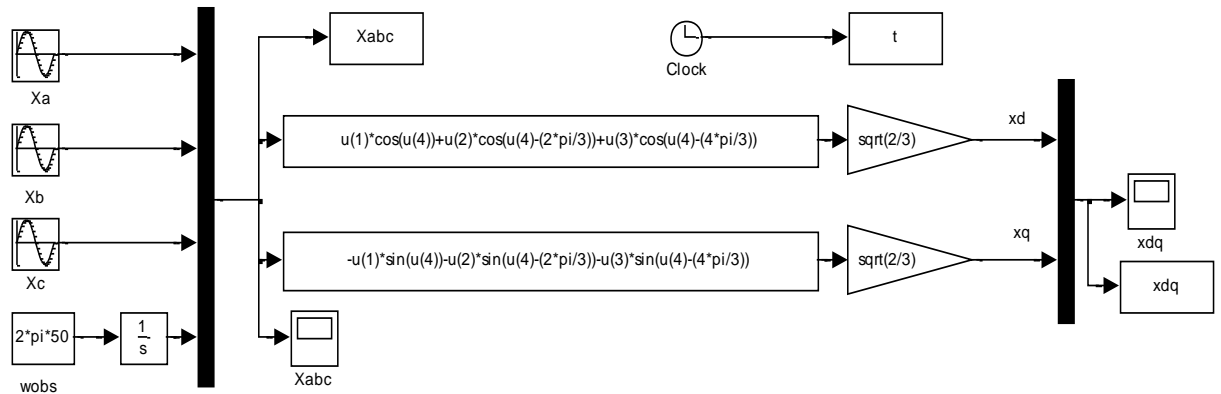


Fig.1.6. Schéma de simulation de la transformation de PARK (wobs=ws)

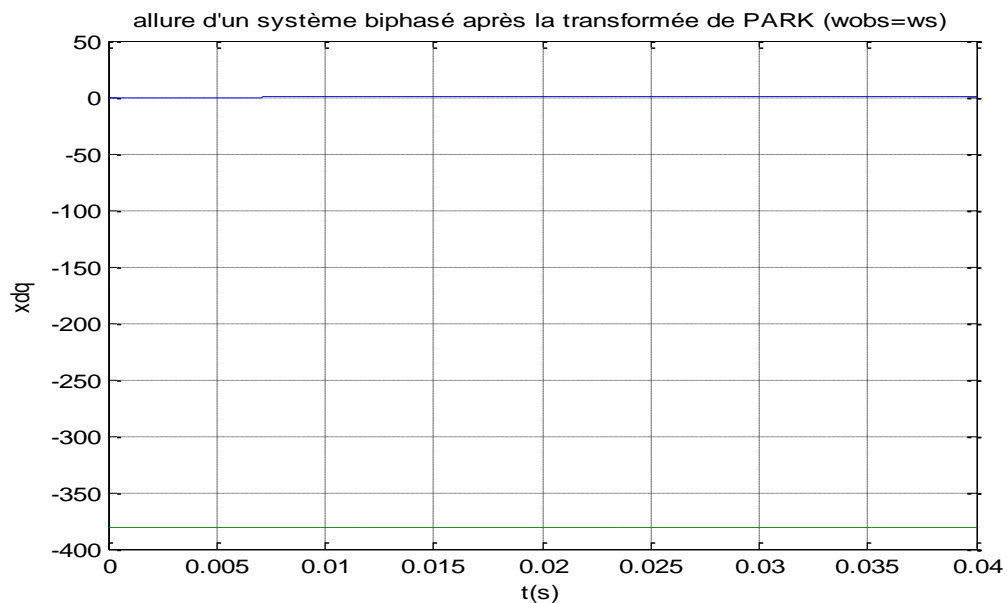


Fig.1.7. Allure d'un système biphasé après la transformée de PARK (wobs=ws) (repère lié au champ tournant)

I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Dans ce système d'axe (α, β), ω_a est nulle, les indices "d et q" sont successivement remplacés par les indices " α et β ", les équations du système (I.10) deviennent :

$$\begin{aligned}
 V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\
 V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\
 V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\
 V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{I.14}$$

Où l'expression des flux est donnée par les équations (I.10), le système (I.14) peut alors être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = [L]^{-1} ([U] + [A][I]) \tag{I.15}$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -M\omega & -R_r & -M\omega \\ M\omega & 0 & M\omega & -R_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \tag{I.16}$$

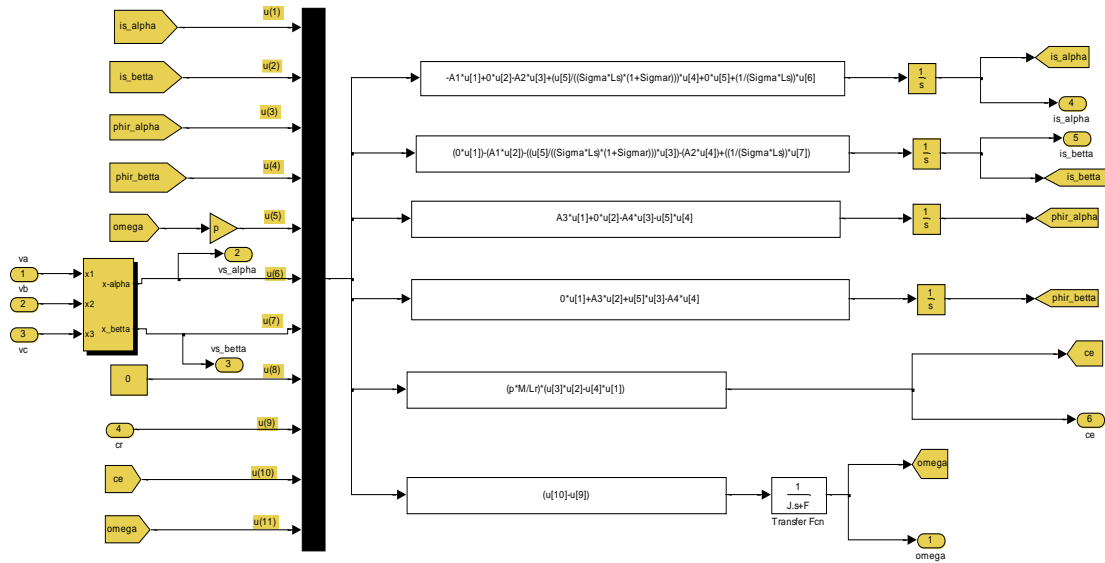


Fig. 1.8. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

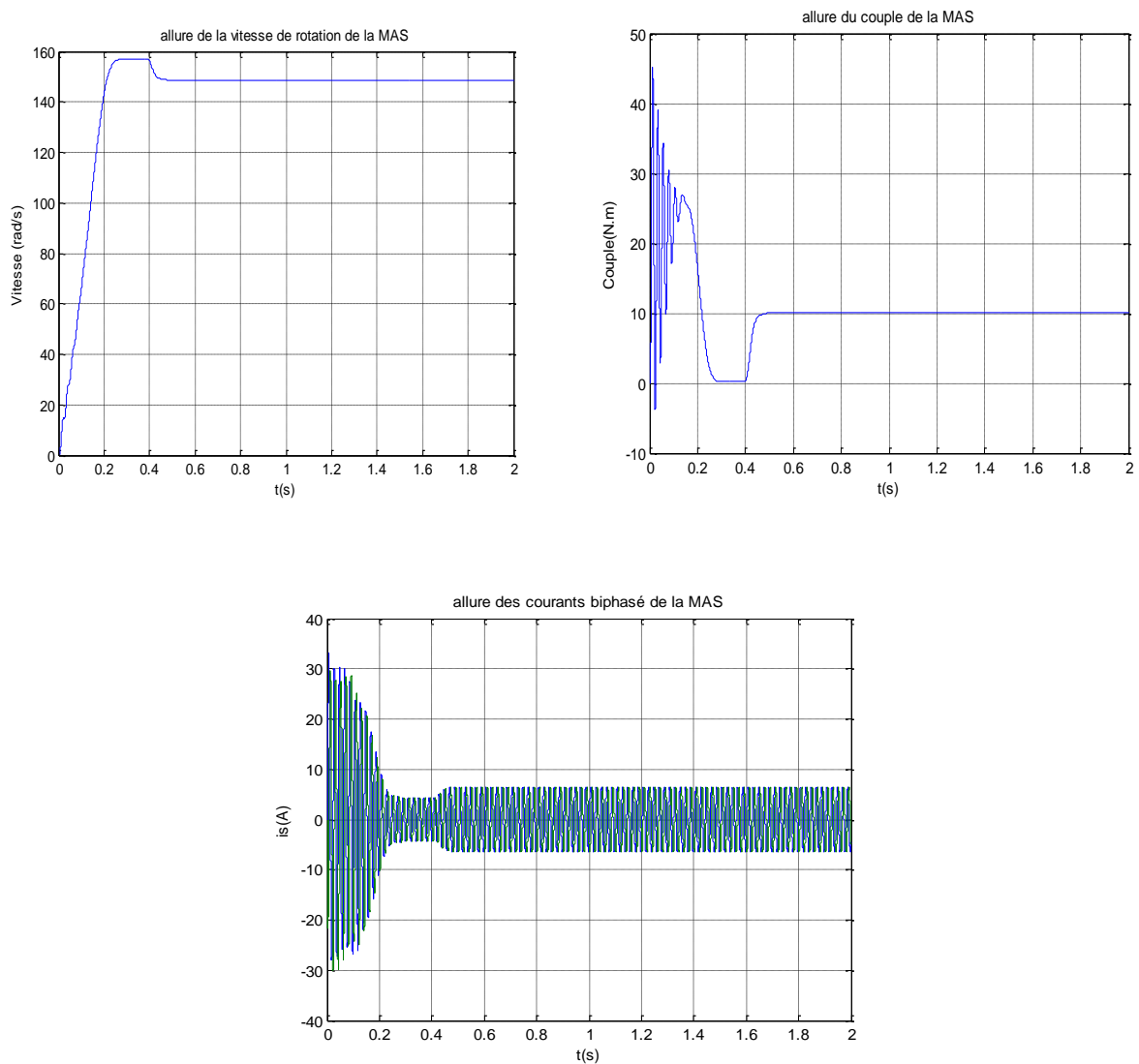


Fig. 1.9. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au stator (α, β)

I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

En remplaçant ω_a par ω_s dans le système d'équations (I.36), il vient que :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{sq} \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{I.17}$$

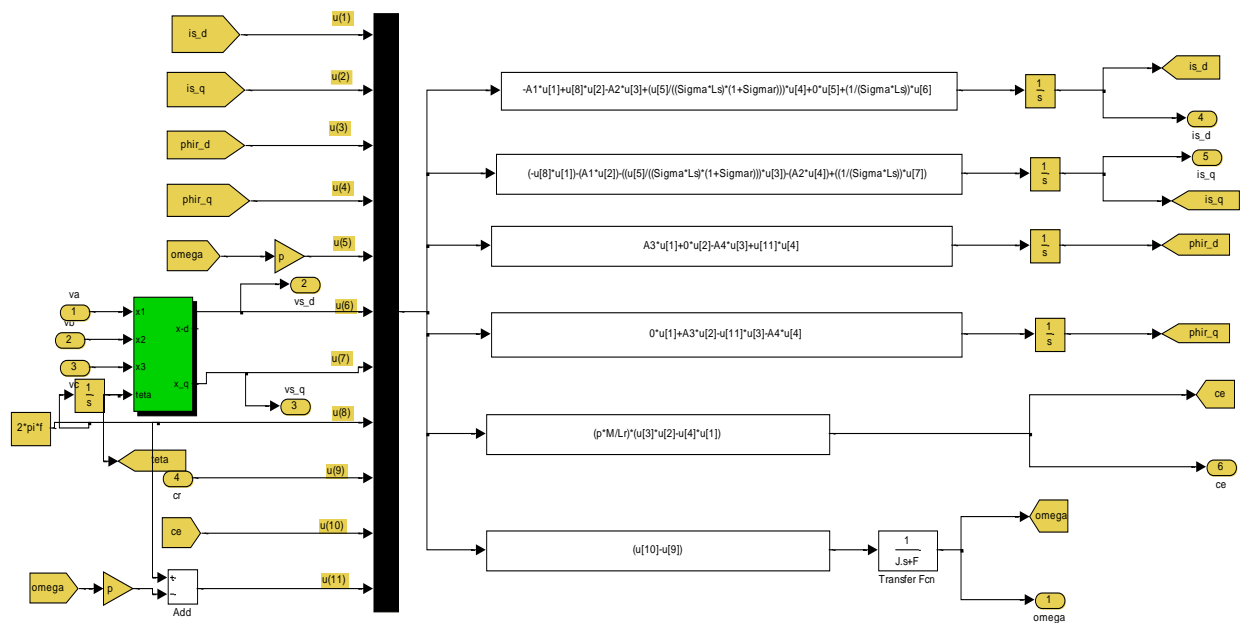


Fig. 1.10. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant

(d, q)

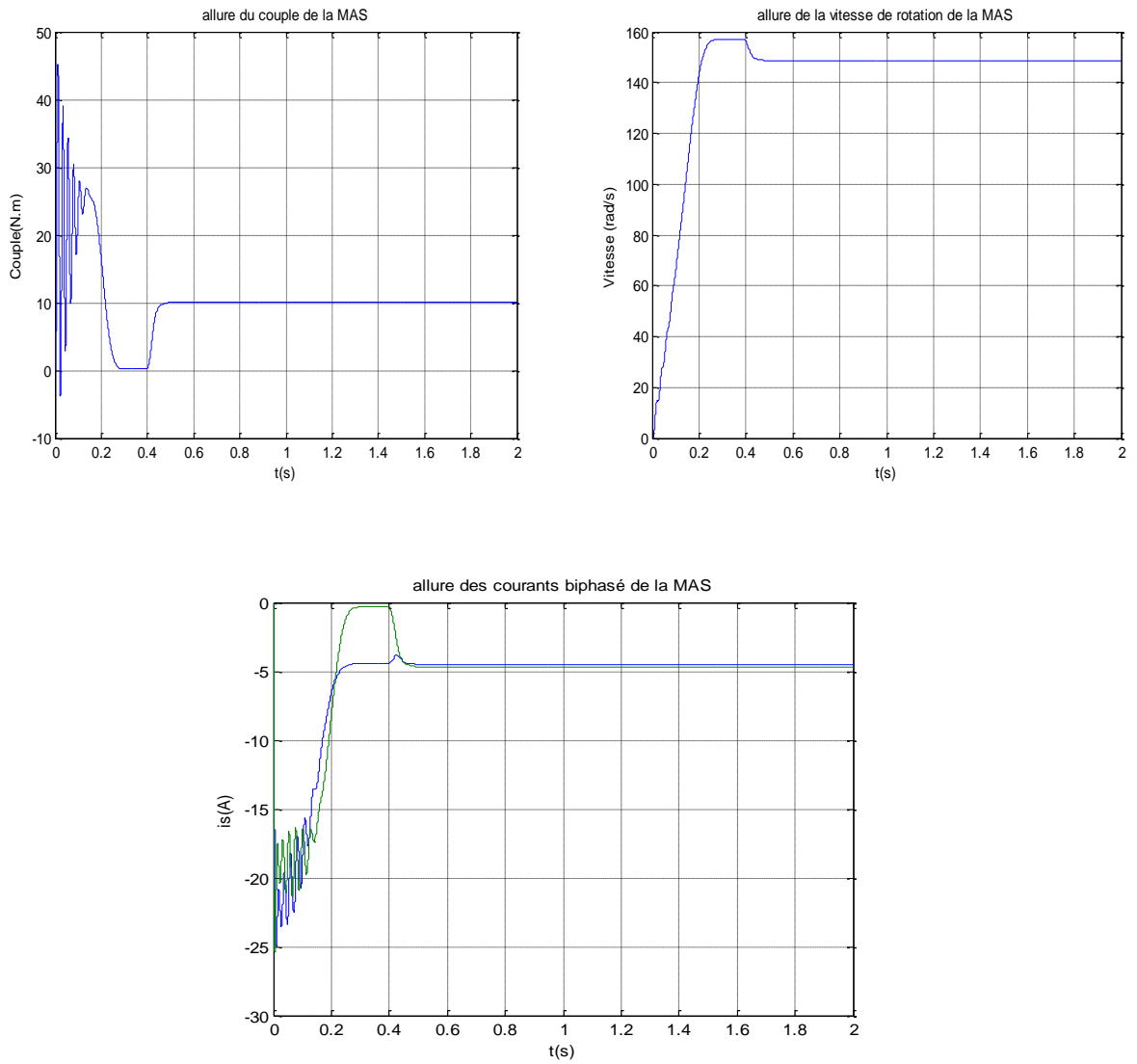


Fig.I.11. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

I.7.3 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor(x ,y)

D’où les équations électriques

$$\begin{cases}
 v_{sX} = R_s i_{sX} + \left(\frac{d\phi_{sX}}{dt}\right) - \omega \phi_{sY} \\
 v_{sY} = R_s i_{sY} + \left(\frac{d\phi_{sY}}{dt}\right) + \omega \phi_{sX} \\
 0 = R_r i_{rX} + \left(\frac{d\phi_{rX}}{dt}\right) \\
 0 = R_r i_{rY} + \left(\frac{d\phi_{rY}}{dt}\right)
 \end{cases} \tag{I.18}$$

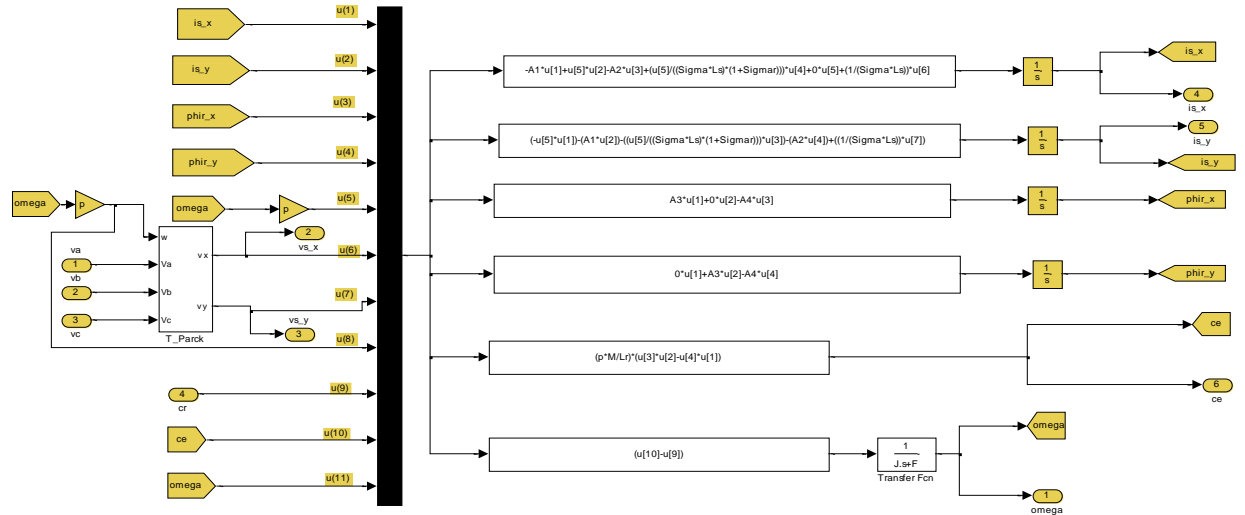


Fig. I.12. Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y)

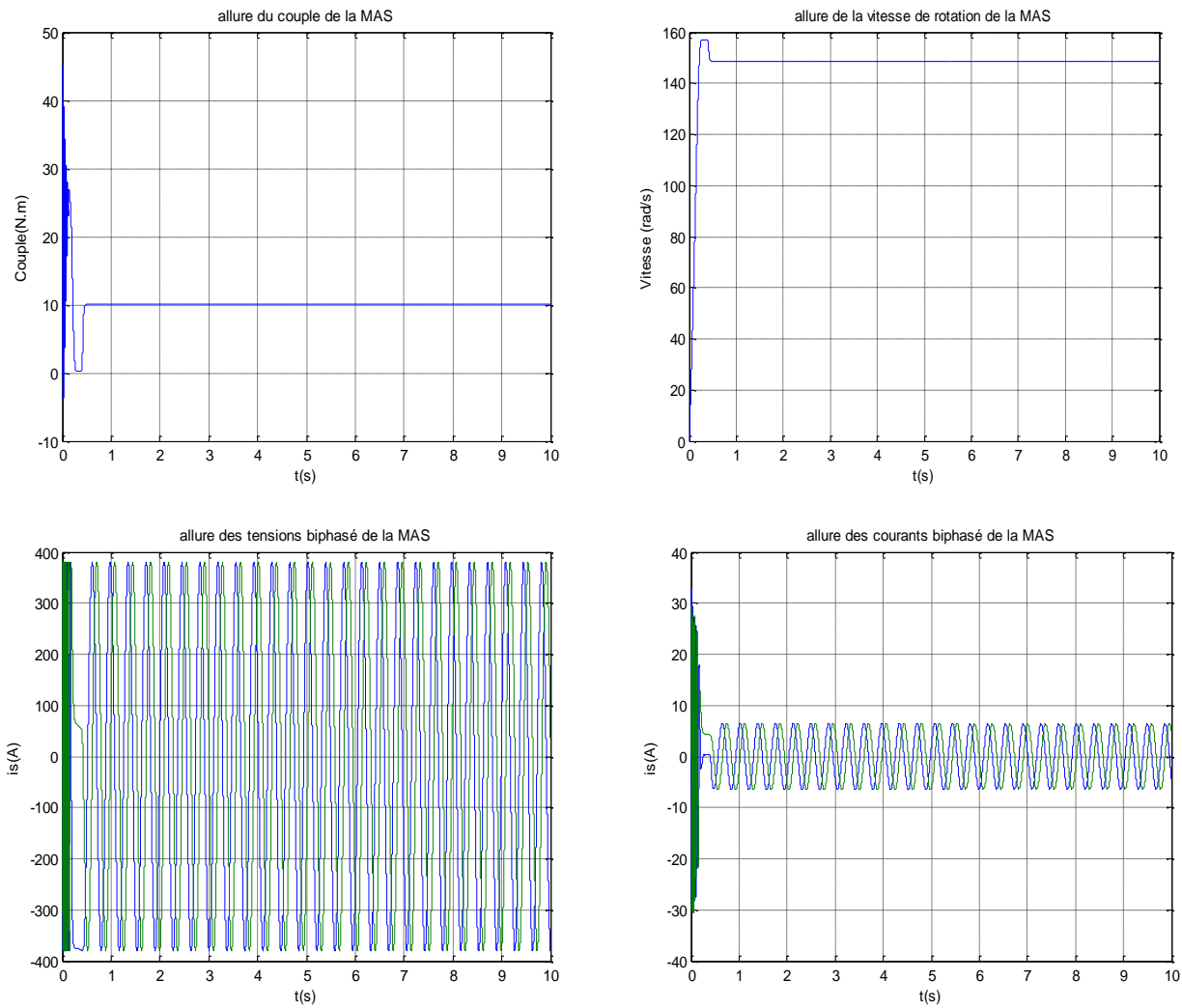


Fig. I.13. Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y)

I.8 Modélisation de l'association machine asynchrone - onduleur de tension

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique [8], par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (I.5) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension [9].

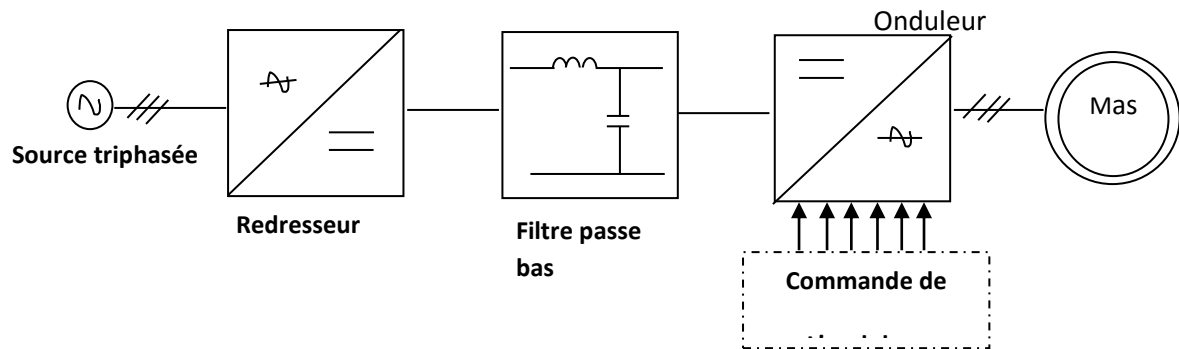


Fig. I.14. Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone

I.8.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

La figure (I.4) représente un convertisseur alternatif/continu [9]. Le convertisseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

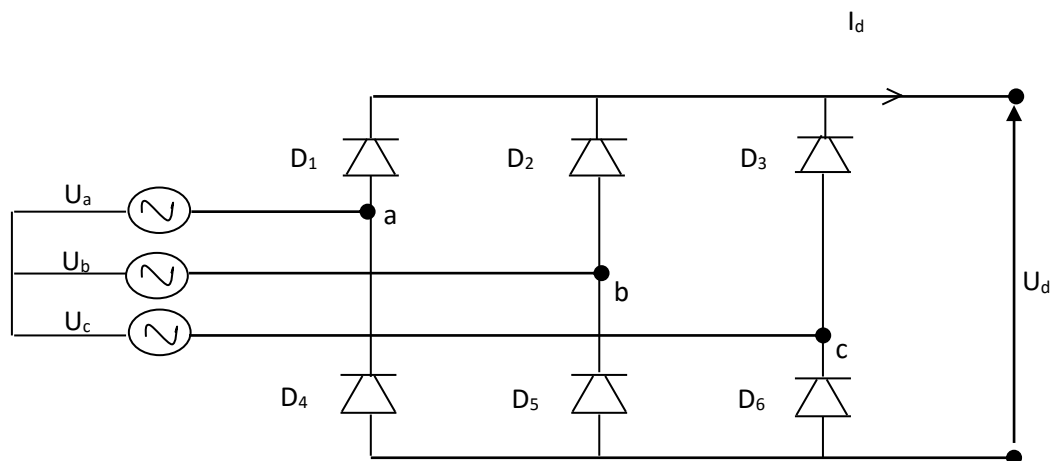


Fig. I.15. Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

En partant des trois tensions d'alimentation du réseau électrique et qui sont considérées équilibrées :

$$U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft)$$

$$U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.19})$$

$$U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Si on néglige l'effet de l'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{I.20})$$

Cette tension est représentée par le graphe de la figure (I.17).

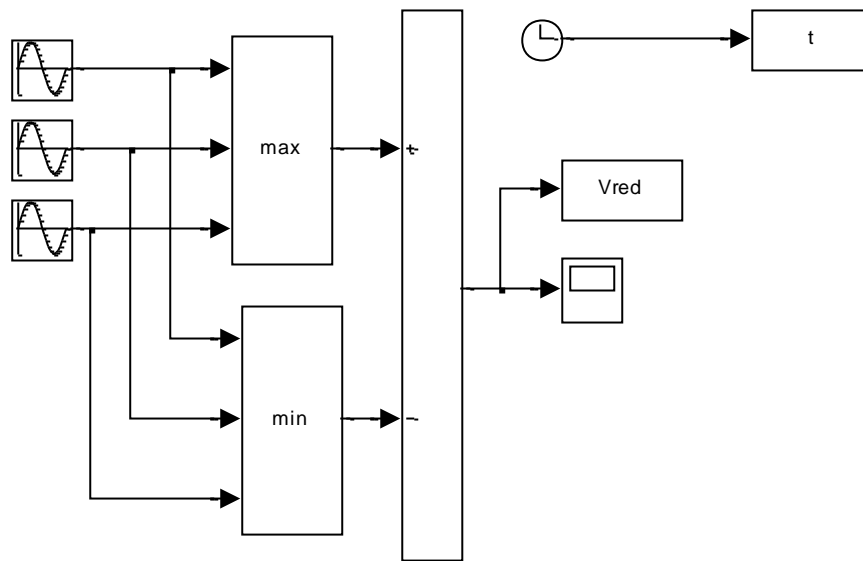


Fig. I.16. Schéma de simulation du redresseur

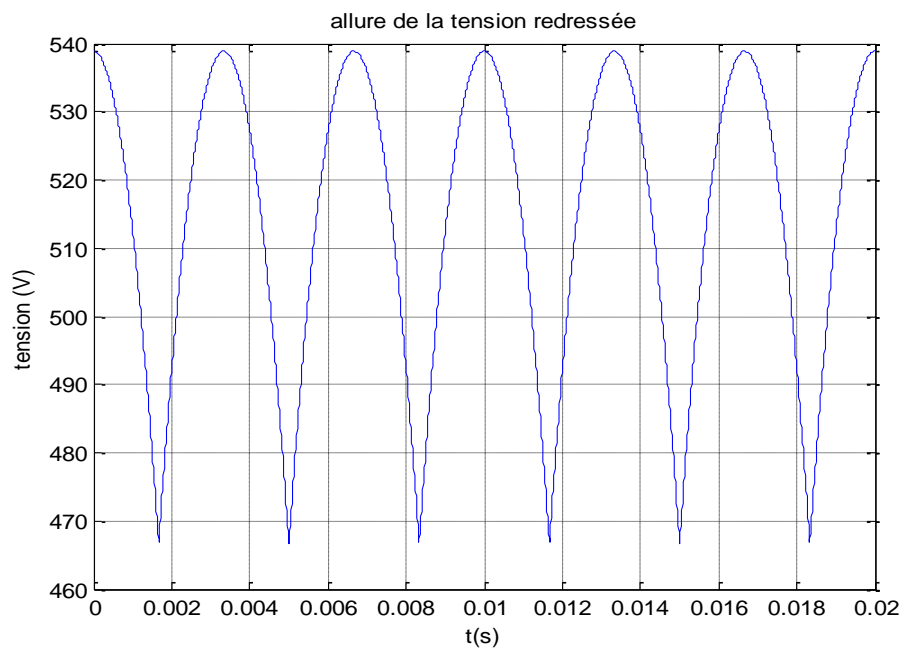


Fig. I.17. tension redressée

I.8.2 Modélisation du filtre

Le filtre est de type Passe-bas, il est composé d'une inductance et un condensateur ($L_f C_f$). Il est utilisé pour réduire l'amplitude des composantes de fréquences supérieures à celle de la fréquence de coupure.

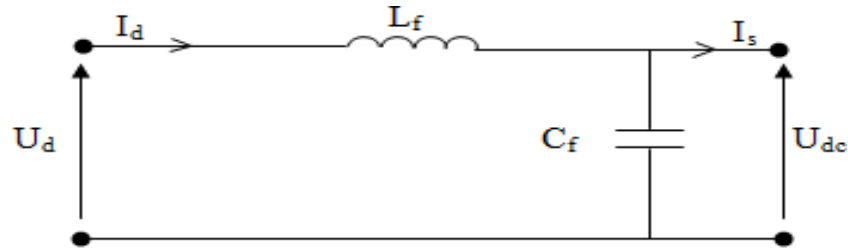


Fig. I.18. Représentation du filtre passe-bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant [9] :

$$\begin{aligned} U_d(t) &= L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

D'où la fonction de transfert du filtre

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{I.22})$$

La fréquence de coupure de ce filtre est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

La détermination de L_f et C_f se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans notre cas) [3].

I.8.3 Modélisation de l'onduleur à MLI

La figure (I.7) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements de la machine.

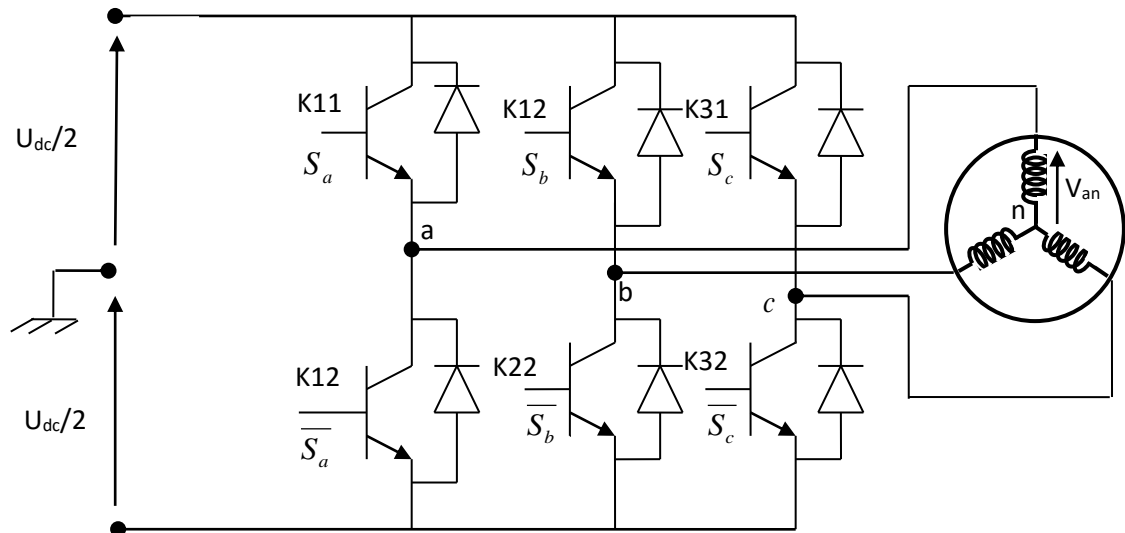


Fig. I.19. Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.

I.8.3.1 Concept de modélisation de l'onduleur

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$).

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (I.7).

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui de bas est ouvert.

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (I.23) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

Où V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur autrement dit les tensions continues fournis par le redresseur. Elles sont référencées par rapport au point milieu (o) d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles [8], comme suit

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (\text{I.24})$$

Avec

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples appliquées à la charge.

V_{no} est la tension entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu fictif (o).

Le système triphasé fourni par l'onduleur étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.25})$$

Utilisant les équations (I.24) et (I.25) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.26})$$

Remplaçons (I.26) dans (I.24), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (\text{I.27})$$

Donc le système (I. 27) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Posons :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$[V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = \frac{U_{dc}}{2} [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (\text{I.30})$$

Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert $[T]$ avec U_{dc} est la tension continue à la sortie du filtre. Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{I.31})$$

I.8.3.2 Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions)

I.8.3.2.1 Principe

La Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) dite P.W.M en anglais (Pulse Width Modulation) se base sur la comparaison de deux ondes : l'une triangulaire de haute fréquence (appelée porteuse) chargée d'imposer les périodes de modulation et l'autre est un signal de commande ou de référence (appelé modulante) qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (Figure I.9). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [11].

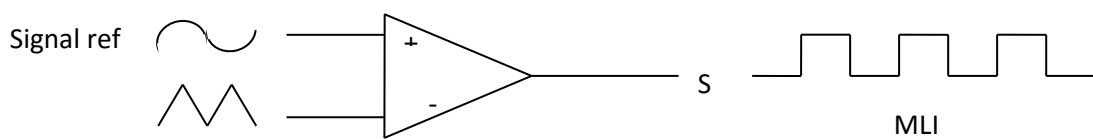


Fig. I.20. Principe de la technique MLI

Deux types d'MLI sont présentés dans le cadre de ce travail :

- MLI sinus-triangle
- MLI à hystérésis

I.8.3.2.2 MLI sinus-triangle

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I.10).

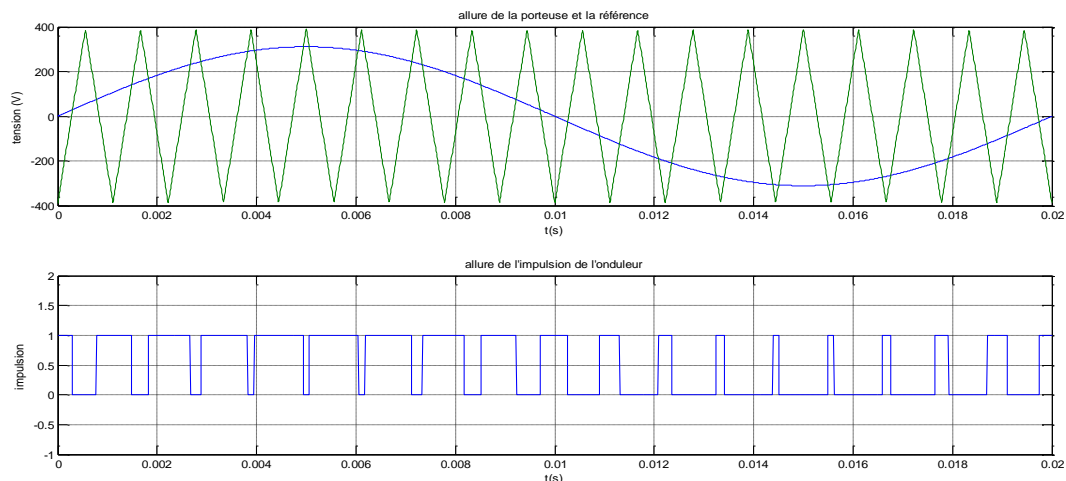


Fig. I.21. Modulation MLI sinus-triangle

I.8.3.2.3 MLI à hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire à fréquence de commutation variable. Elle consiste à appliquer la différence entre un courant de référence et celui mesuré à l'entrée d'un bloc à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence Figure I.11 Cette technique se distingue par le fait qu'elle possède une réponse transitoire la plus rapide avec une limitation intrinsèque du courant instantané [13], [12]. En plus, la simplicité de la mise en œuvre est son principal avantage, tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient.

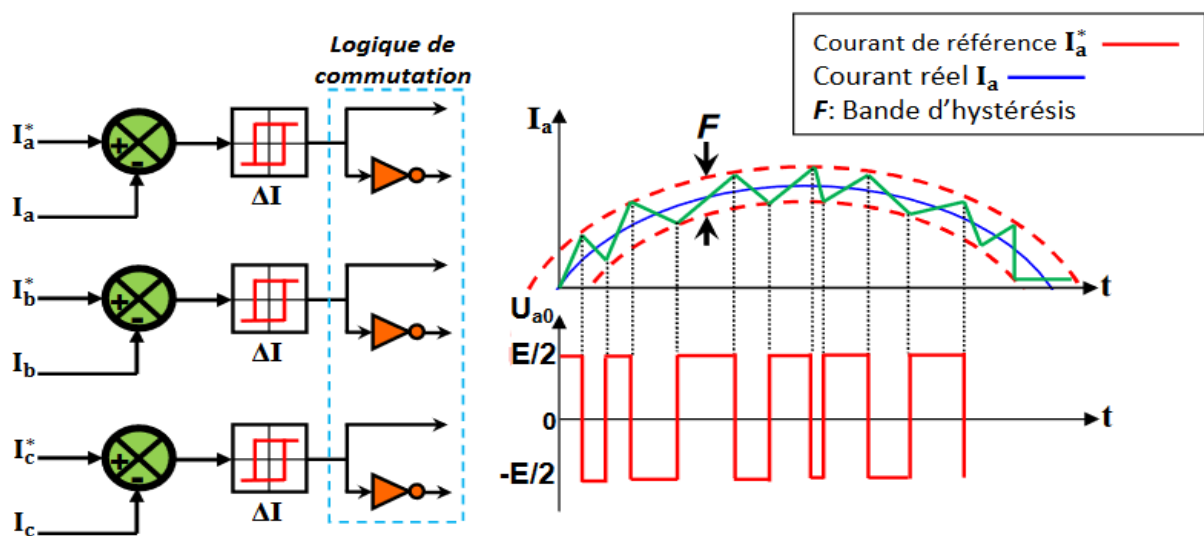


Fig..I.22 Commande par Hystérésis

I.8.3.2.4 Inconvénients de la technique M.L.I

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne [14] :

- des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs,
- des pertes Joule dans la ligne et le convertisseur),
- des pertes dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).
- Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple,
- des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

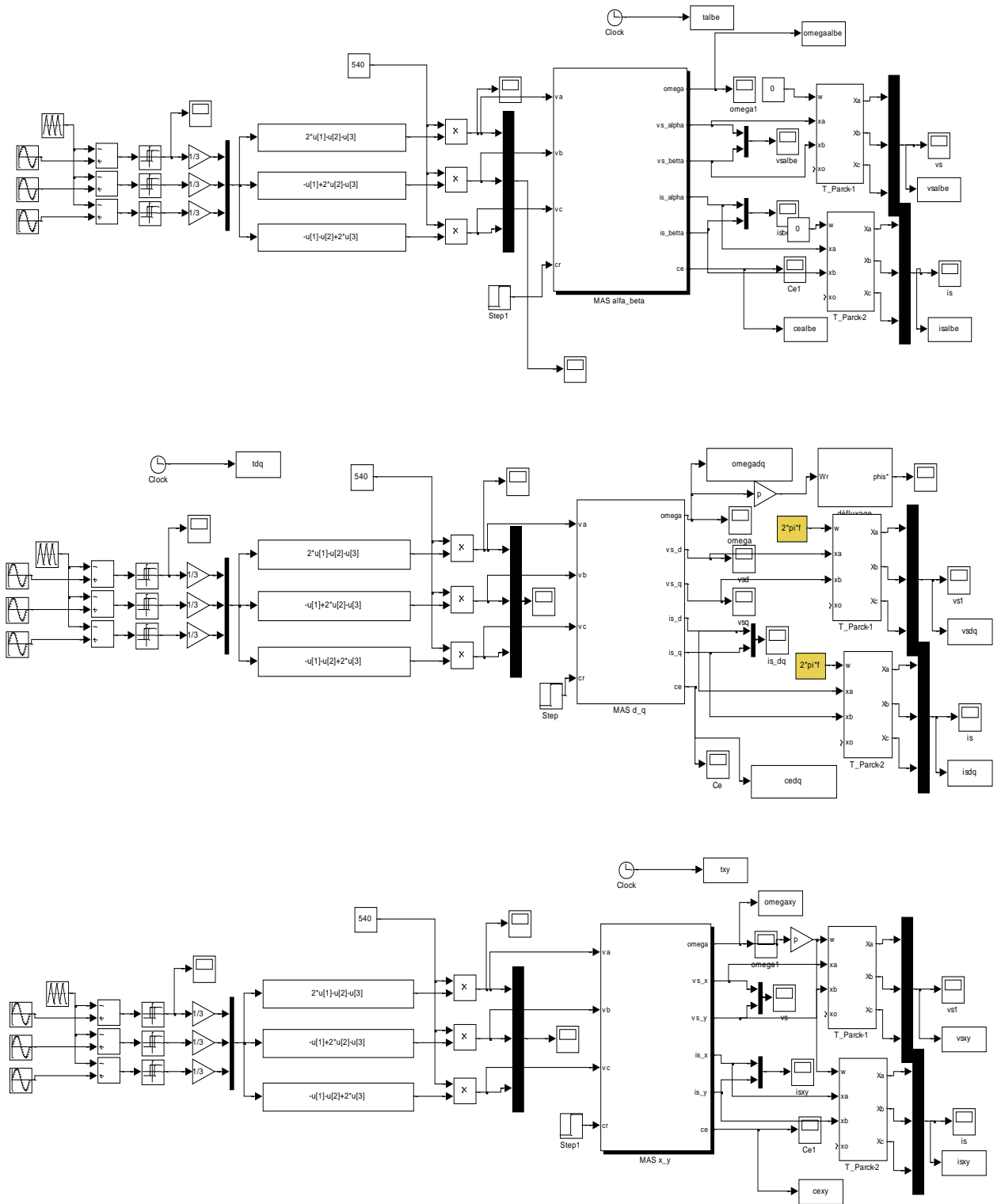
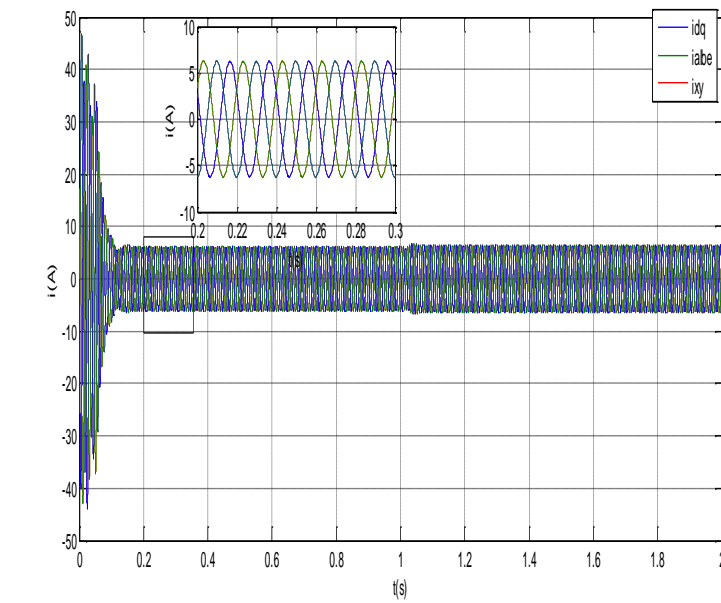
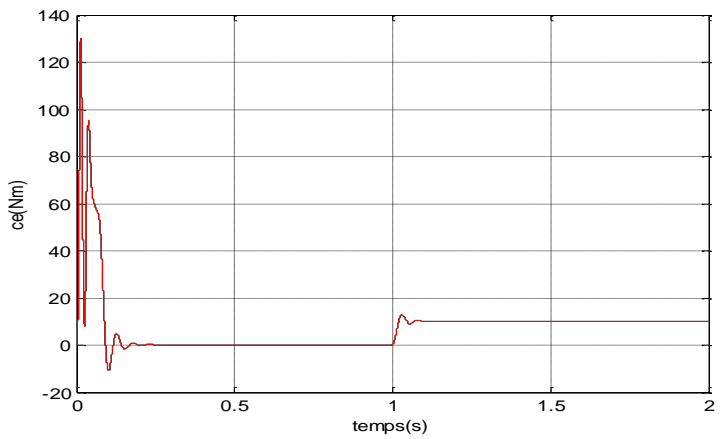
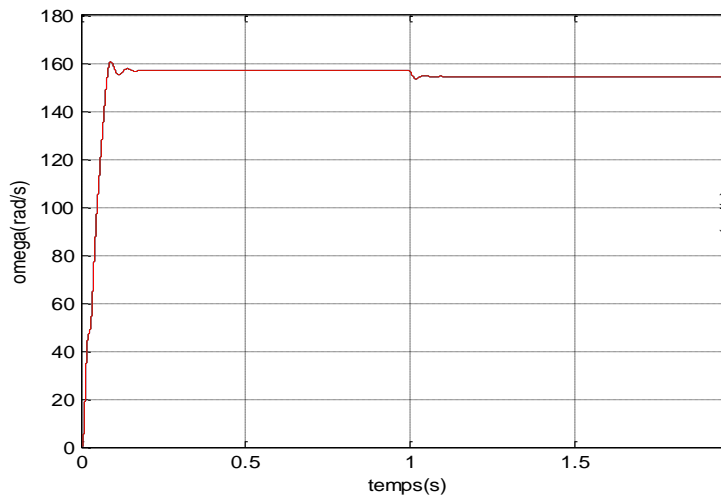


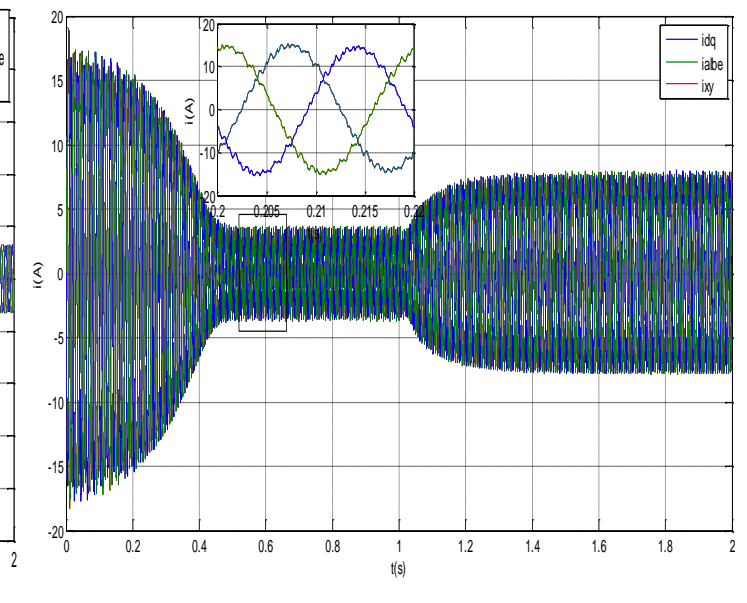
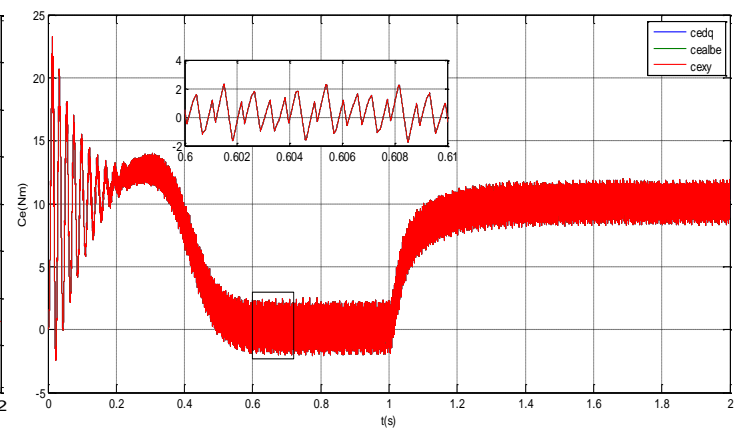
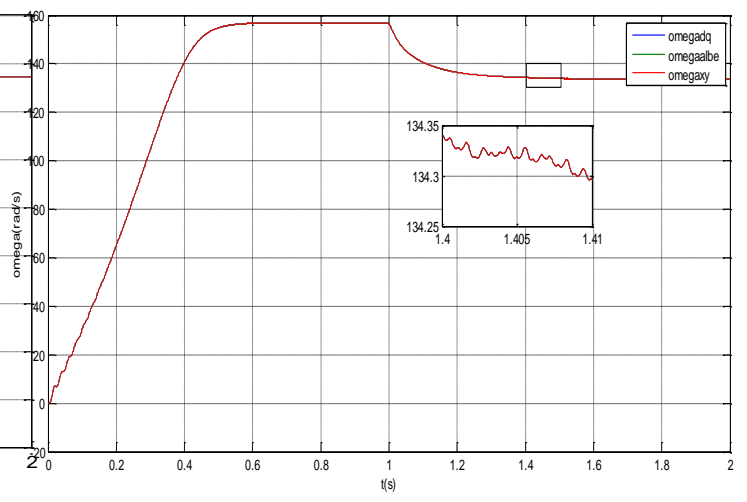
Fig. I.23. schéma bloc de l'association MAS- Onduleur

I.9 Résultats de la simulation de l'association onduleur machine

Sans onduleur



Avec onduleur



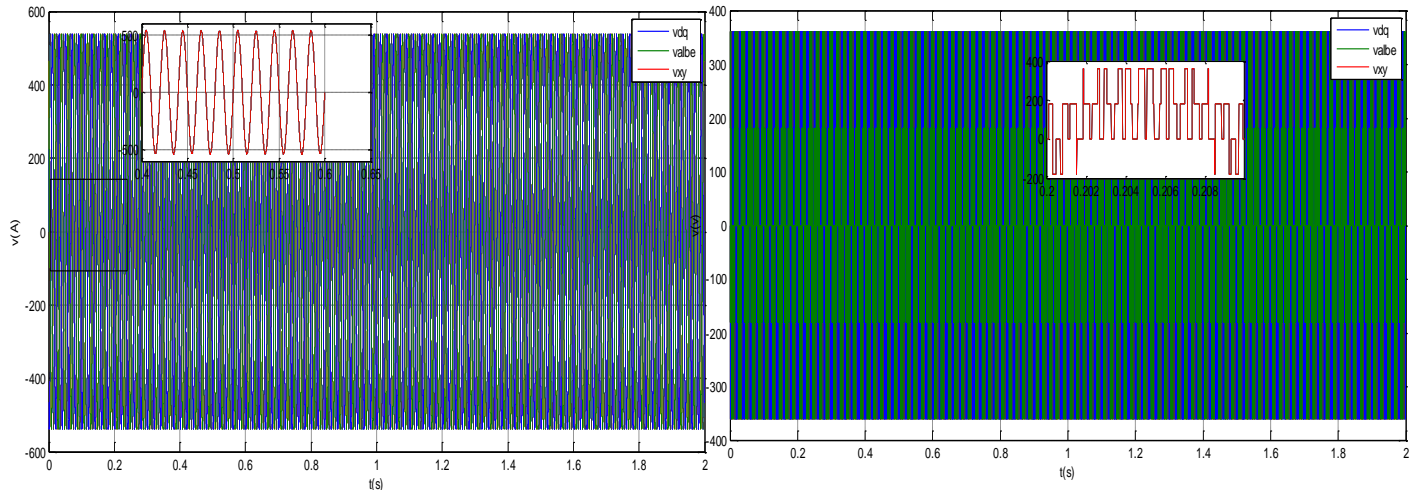


Fig. I.1. Résultats de simulation du de machine asynchrone de plans (d, q), (x, y) et (alpha, beta)

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

Les résultats obtenus représentent l'évolution des courants, des flux, de la vitesse et du couple en fonction du temps. En régime transitoire de la MAS sans et avec onduleur.

On constate lors du démarrage à vide, la courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 sec la vitesse stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur posséd 2 pôles.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t = 1$ s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système convertisseur–moteur asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (α , β).

Dans la seconde partie, l'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'harmonique dans l'onde de courant qui est l'origine de pulsation du couple.

Les résultats de simulation montrent aussi qu'à l'instant d'application de la charge que la vitesse se diminue, pour traiter ce problème, on va appliquer la commande directe du couple (DTC) dans le chapitre qui suit.

Chapitre II

*Les onduleurs multi
niveaux*

II.1 Introduction

La technologie d'onduleur multiniveaux est devenue comme alternative très importante dans le domaine du contrôle d'énergie de haute puissance de moyenne tension un convertisseur statique est dit «multiniveaux» lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques. Ce chapitre présente un historique et quelque avantage des structures de conversion multiniveaux. Ainsi que les plus importantes topologies à savoir l'onduleur clampé par le neutre (NPC), à capacité flottante (flying capacitor) et pont H mise en cascade avec des sources de tension continue séparé, avec leurs atouts, faiblesses, et application aux domaines industriels, et on termine le chapitre par une comparaison de ces trois structures.

II.2 HISTORIQUE ET AVANTAGES DES STRUCTURES DE CONVERSION MULTINIVEAUX

II.2.1 Historique

L'histoire de la conversion multiniveaux commence au début des années 70 [15]. La première structure décrite est une mise en série de pont en H pour synthétiser une tension de sortie alternative sous forme d'escalier [15]. Puis au début des années 80 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC) [16]. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Puisque l'onduleur NPC double effectivement le niveau de tension sans exiger une tension assorti précise, la topologie NPC a régné dans les années 80. L'application de l'onduleur NPC et de son extension aux convertisseurs multiniveaux a été publiée par [16] [17]. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure [18].

Bien que l'onduleur multiniveaux en cascade ait été inventé le premier, ses applications n'ont pas régné jusqu'au milieu des années 90 [19]. Deux brevets importants [20] [21] ont été publiés pour indiquer la supériorité des onduleurs en cascade pour l'entraînement des moteurs. En raison de la grande demande des onduleurs de haute puissance et de moyenne tension, l'onduleur multiniveaux en cascade a tiré d'énorme intérêt.

Dans les années 90, les recherches sont tournées vers de nouvelles structures et ils sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série [22], aussi connus dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC). Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série [23].

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures de base sont communes avec les nouvelles structures découvertes [23].

II.2.2 Avantages

Un convertisseur multiniveaux a plusieurs avantages par rapport à un convertisseur conventionnel à deux niveaux qui utilisent la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à haute fréquence de commutation. Les caractéristiques techniques attrayantes d'un convertisseur multiniveaux peuvent être brièvement récapitulées comme suit :

- ✓ Qualité de forme d'onde en escalier : les convertisseurs multiniveaux non seulement peuvent générer des tensions de sortie avec de très faible déformation, mais également peuvent réduire les efforts dv/dt ; pour cette raison les problèmes d'électromagnétique peuvent être réduits.
- ✓ Mode commun de tension (MC) : les convertisseurs multiniveaux produisent une plus petite tension de MC ; pour cette raison, l'effort dans les roulements d'un moteur connecté à un onduleur multiniveaux peut être réduit. En outre, on peut éliminer la tension de MC en employant des stratégies de modulation avancées [24, 25,26].
- ✓ Courant d'entrée : les convertisseurs multiniveaux peuvent dessiner un courant d'entré avec faible taux de déformation.
- ✓ Fréquence de commutation : les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à la fréquence fondamentale et à haute fréquence de commutation MLI. Il est convient a noté que une faible fréquence de commutation signifie habituellement une faible perte par commutation donc le rendement est plus élevé.

Malheureusement, les convertisseurs multiniveaux ont quelques inconvénients. Un inconvénient particulier est le grand nombre d'interrupteurs semi-conducteur requis. Bien que des commutateurs évalués à tension réduite puissent être utilisés dans un convertisseur multiniveaux, chaque commutateur exige un circuit relatif de commande de gâchettes. Ceci peut rendre le système général plus cher et complexe. Nous présentons ci-dessous, les principales topologies de convertisseurs multiniveaux évoquées dans la littérature, aussi bien que ses principaux atouts et faiblesses.

II.3 DIFFÉRENTES STRUCTURES D'ONDULEUR MULTINIVEAUX

Trois topologies de convertisseurs ont été considérées comme avoir le potentiel commercial : convertisseurs pont en H cascadié avec des sources continues séparées, convertisseurs clampé par le neutre, convertisseurs à capacité flottante. Avant de poursuivre la discussion dans ce sujet, il convient de noter que le convertisseur multiniveaux est utilisé pour se rapporter à un circuit électronique de puissance qui pourrait fonctionner en mode onduleur ou redresseur. Les structures multiniveaux fonctionnant en onduleurs sont le centre de ce chapitre. Cependant, les structures illustrées peuvent être aussi bien mises en application pour redresseur.

II.3.1 Onduleur multiniveaux à structure cascadié

Cette famille est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multiniveaux [15,24]. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à 3-niveaux (Figure II.1) permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux [24].

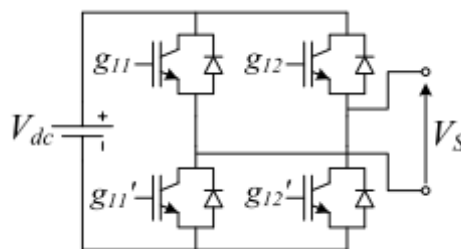


Fig. II.1. Pont en H complet

L'onduleur multiniveaux pont en H cascadié est simplement la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés pont H avec des sources de tension continue galvaniquement isolés. La Figure II.2 représente la structure d'un convertisseur multiniveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés. Les cellules y sont connectées en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle [27]. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Si les sources dc séparés galvaniquement ont le même niveau de tension continue (V_{dc}), la tension de phase sera en mesure de s'échelonner du niveau ($-HV_{dc}$) au niveau ($+HV_{dc}$) qui aura N niveaux. Ou $H = (N-1)/2$ est le nombre de tous les ponts H ou le nombre de source **dc** séparé [17]. A

mesure que le nombre de sources de tension (V_{dc}) augmente, il y aurait plus de niveaux dans la tension de sortie. Ainsi la forme d'onde de tension de sortie sera plus proche de la sinusoïde, même sans filtrage, [24]. L'une des premières réalisations de ces topologies avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dont la Figure II.2 montre un bras à N-niveaux. Chaque pont onduleur monophasé, d'indice N , peut générer une tension de sortie de valeurs $-V_{dc}$ et $+V_{dc}$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs T_f dont le rapport de transformation pourra être choisi par exemple de manière à obtenir une valeur de tension V_s maximale souhaitée, à partir d'une source de tension continue donnée. Dans les applications où une isolation galvanique est exigée, par exemple pour répondre aux normes de sécurité, la présence des transformateurs pourra, à ce seul titre être justifiée [28-29-30].

La Figure II.2 (a) montre un deuxième circuit d'association des ponts H, afin de générer un bras de N-niveaux constitué de convertisseur 3-niveaux en cascade [29].

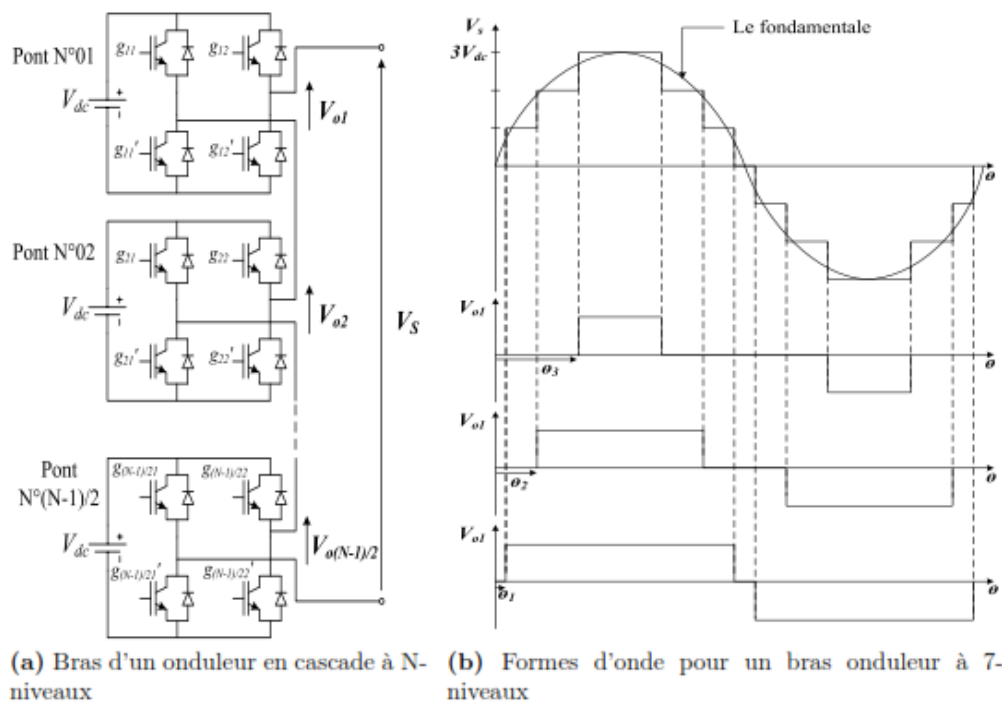


Fig. II.2. Structure et forme d'onde d'un onduleur multiniveaux pont H en cascade

La Figure II.2 (b) montre les formes d'ondes obtenues avec un bras de 7-niveaux, pour les deux montages précédents. Dans le montage de la Figure II.2 (a), les sorties alternatives des ponts onduleurs 3-niveaux sont directement connectées en série. Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées [29]. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules dc, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est

constituée de plusieurs batteries, cette exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'un bus continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de convertisseurs dc/dc à isolement galvanique, ce qui pourra accroître considérablement le coût de l'équipement.

Dans les deux montages, bien que les niveaux de tension générés soient intrinsèquement stables (aucune action de rééquilibrage n'est à prévoir), ceci est obtenu au prix d'une complexité et d'un coût accrus. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N-niveaux, il faudra disposer de $(N - 1)/2$ ponts onduleur 3-niveaux monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge de bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire) [30].

Le caractère modulaire de cette topologie par rapport au nombre de niveaux, qui pourrait théoriquement s'étendre jusqu'à l'infini, est un atout considérable aussi bien du point de vue de l'assemblage de l'équipement que du point de vue de la stratégie de commande du convertisseur.

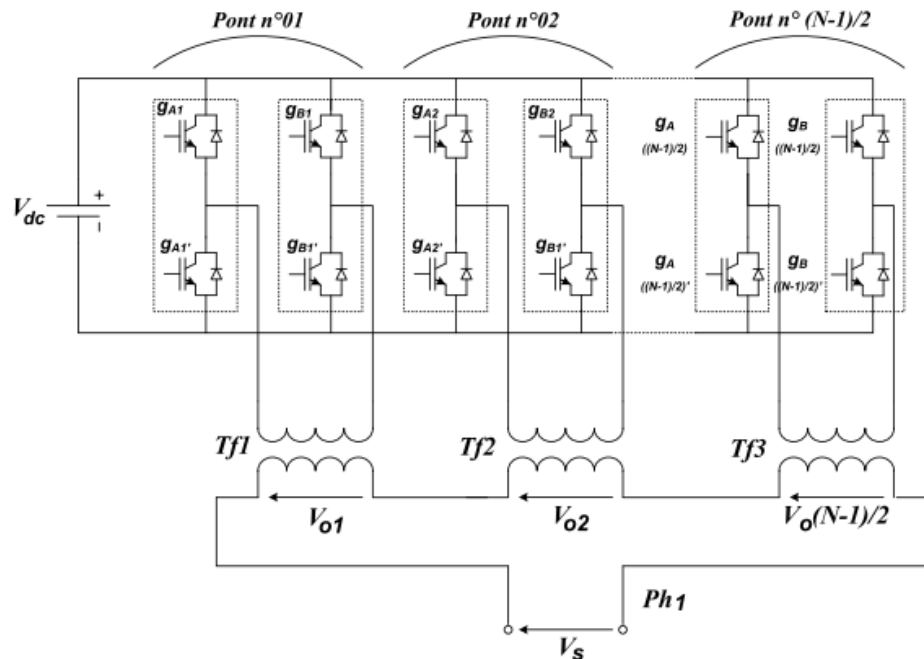


Fig. II.3. Bras d'un onduleur polygonal à N-niveaux

a- Avantages

Cette topologie présente plusieurs avantages, parmi lesquels [28] :

- ✓ La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire.

- ✓ L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, si bien que la commande des interrupteurs en devient aisée.
- ✓ Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- ✓ Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas d'une énergie photovoltaïque).

b- Inconvénient

- ✓ Il exige des sources de tension continue galvaniquement isolées pour chaque pont H, qui limite les possibilités d'application [27,24].
- ✓ Pour un système triphasé, ce type d'onduleur exige plus d'interrupteurs de puissance qu'un onduleur traditionnel (et par conséquent l'augmentation du coût).

Un autre genre d'onduleur multiniveaux monté en cascade utilisant des onduleurs de tension 2-niveaux triphasés a été proposé [31]. Cette topologie est constituée de 3 onduleurs de tension 2-niveaux triphasés, chacun alimenté par un bus de tension continue isolé (Figure II.4). les auteurs utilisent un transformateur polyphasé 18-impulsions avec 3 systèmes de bobinages triphasés au secondaire pour générer ces trois bus continus isolés, en éliminant intrinsèquement les harmoniques de rang bas du courant injecté dans le réseau d'alimentation. Les niveaux de tension intermédiaires sont ensuite générés à l'aide d'un second transformateur triphasé spécial, dimensionné pour 1/3 de la puissance nominale de l'actionneur, dont les enroulements sont branchés aux neuf phases obtenues à partir des trois onduleurs 2-niveaux [29].

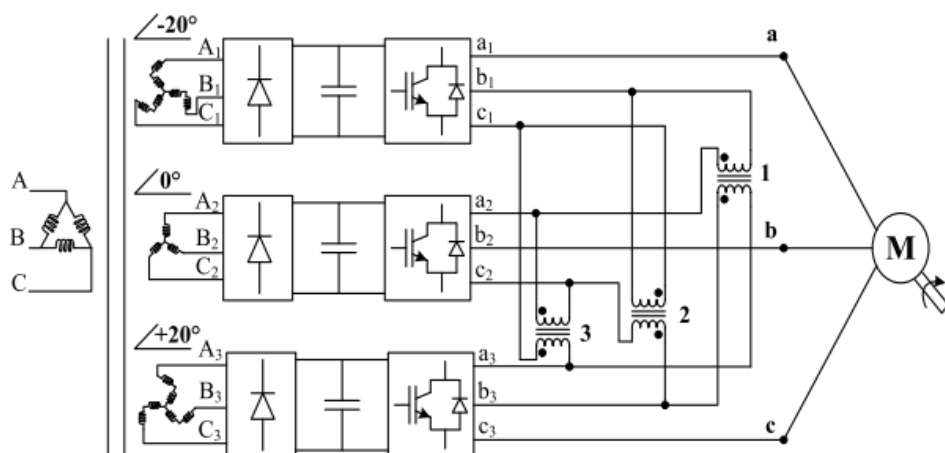


Fig. II.4. Onduleur de tension triphasé 4-niveaux dérivé d'une association de 3 onduleurs triphasés 2-niveaux

Pour que les tensions de sortie d'onduleur soient additionnées, les sorties d'onduleur des trois modules doivent être synchronisées avec un déphasage de 120° entre chaque phase [20]. Par exemple, pour

obtenir une tension à trois niveaux entre les sorties a et b , la tension est synthétisée par $V_{ab} = V_{a1-b1} + V_{b1-a2} + V_{a2-b2}$. La phase entre b_1 et a_2 est obtenue par b_3 et a_3 à travers un transformateur d'isolement. Les trois onduleurs étant synchronisés, toutes les tensions, V_{a1-b1} , V_{b1-a2} , V_{a2-b2} sont en phase; ainsi, le niveau de sortie est simplement triplé [30]. On obtient ainsi un onduleur triphasé à 4-niveaux, pouvant être mis en concurrence avec ceux basés sur la topologie d'onduleurs monophasés mis en cascade Figure II.4. Les auteurs revendiquent les avantages suivants [32].

- ✓ Une économie sur le prix des transformateurs.
- ✓ L'élimination d'éventuels courants de circulation dans les onduleurs.
- ✓ Une réduction de la capacité nécessaire au stockage d'énergie réactive dans les bus continus aux faibles vitesses grâce à une distribution uniforme de la puissance parmi les trois modules onduleur.

En revanche, la topologie n'est pas généralisable par rapport au nombre de niveaux, et elle requiert des transformateurs spéciaux.

II.3.2 Onduleur multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped)

Cette structure d'onduleur multiniveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [16]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation des moteurs. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectée à des points milieux capacitifs. La Figure II.5 montre le circuit électrique correspondant à un bras onduleur NPC à N niveaux.

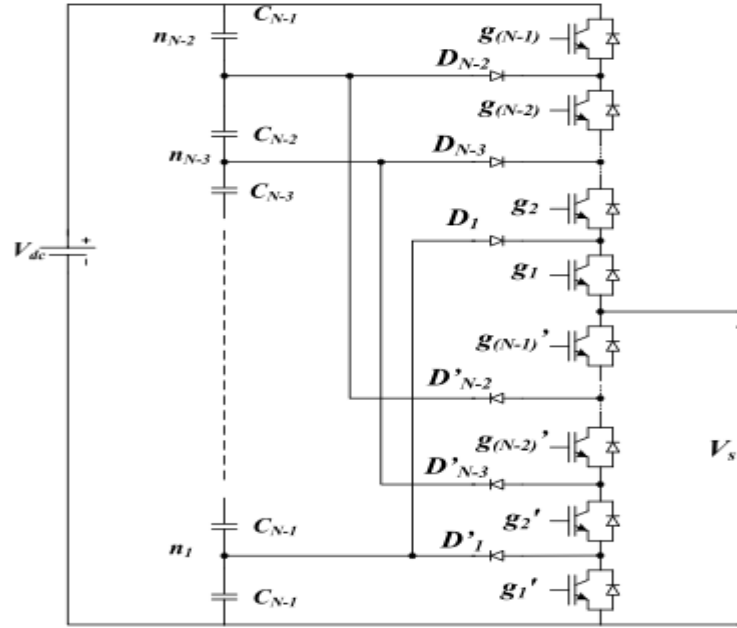


Fig. II.5. Bras d'un onduleur NPC à N-niveaux

Pour l'obtention d'une tension de N-niveaux, $N - 1$ capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont tous égales à $V_{dc}/(N - 1)$, V_{dc} st la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteurs (g_x, g'_x avec $x = 1 \dots (N - 1)$) forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire [28]. Une série de $N-1$ condensateur permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $V_{dc}/(N - 1)$, $2V_{dc}/(N - 1)$.

Jusqu'à $(N - 2)V_{dc}/(N - 1)$. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $g_1, g'_1, g_2, g'_2, \dots, g_{N-1}, g'_{N-1}$ des interrupteurs de puissance.

Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte 4 interrupteurs contrôlables et 6 diodes, comme représenté sur la Figure II.5 [16]. Ce montage est alimenté par une tension continue V_{dc} entre es bornes **A** et **O**. Les 3 états de commutation possibles permettent de délivrer 3 niveaux distincts et positifs entre les bornes **A** et **O**. Chaque branche comporte 2 étages constitués chacun de 2 interrupteurs de type IGBT giH et giB avec des diodes antiparallèles. Deux diodes supplémentaires D_{1H} et D_{1B} permettent de relier les étages intermédiaires V_{1H} et V_{1B} au point milieu $n1$.

Lorsque les 2 étages sont commandés simultanément de la même manière, les diodes D_{1H} et D_{1B} ne conduisent pas et ce montage fonctionne alors comme une branche de pont à 2 **IGBT's** générant les niveaux 0 et V_{dc} entre **M** et **O**.

Lorsque g_{1H} et g_{2B} conduisent, et qu'en conséquence g_{1B} et g_{2H} sont bloqués, la diode D_{1H} lie le point milieu n_1 aux nœuds V_{1H} et V_S pour les courants sortants. La diode D_{1B} lie le point milieu n_1 aux nœuds V_{1B} et V_S pour les courants rentrants. Cela revient à lier le point milieu n_1 avec la sortie V_S , indépendamment du signe du courant et cela permet de générer un niveau intermédiaire $V_{n1} = V_{dc}/2$ entre **M** et **O**.

Niveau de tension	état des interrupteurs				i_{cf}
	g_{2H}	g_{1H}	g_{2B}	g_{1B}	
V_{dc}	1	1	0	0	2
0	0	0	1	1	1
$V_{dc}/2$	0	1	1	0	0
infini	1	0	0	1	x

Table. II.1. Etats possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

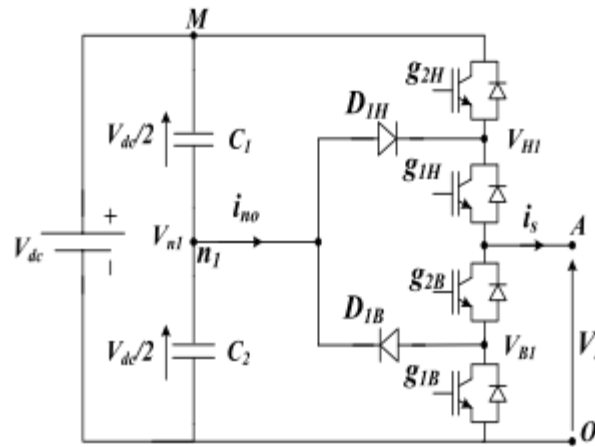


Fig. II.6. Bras d'un onduleur NPC à 3-niveaux

La commande complémentaire de l'état intermédiaire conduit à lier la sortie V_S au niveau **M** pour un courant rentrant et au niveau **O** pour un courant sortant. Cet état est donc indéfini et par conséquent interdit dans le fonctionnement normal de l'onduleur. Les 3 états de commutation possibles sont résumés au Tableau II.1.

Lorsque g_{1H} et g_{2H} sont bloqués, le potentiel du point V_{1H} est maintenu à une valeur plus haute ou égale à celui du point milieu V_{n1} . Rien n'empêche au potentiel de V_{dc} de monter plus haut que le potentiel du point milieu, ce qui conduit au claquage de l'interrupteur g_{1H} qui est dimensionné pour bloquer la demi-tension intermédiaire V . Il en va de même pour g_{2B} . Une résistance placée entre

V_{1H} et V_{B1P} permet d'assurer que la tension bloquée se répartisse entre les deux interrupteurs. Le montage peut alors être réalisé à l'aide de composants bloquant la demi-tension d'alimentation V_{dc} [32].

Cette propriété peut poser des problèmes de stabilisation des potentiels des points milieux capacitifs. En effet, un seul bras alimentant une source de courant de sens unidirectionnel n'est pas capable d'imposer un même niveau de tension intermédiaire indéfiniment. Ceci est dû au fait que la configuration du bras correspondant obligera le courant de charge à traverser les condensateurs toujours dans le même sens. Cependant, cet inconvénient peut être atténué lors d'une application en onduleur triphasé, car dans ce cas les points milieux capacitifs sont partagés par les trois phases, la composante homopolaire pouvant être exploitée au niveau de la commande afin d'équilibrer les condensateurs [29].

Concernant la comptabilisation du nombre de composant, actifs et passifs, un onduleur *NPC* à N -niveaux triphasé comporte :

- $N-1$ condensateurs pour la création des points milieux capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à $V_{dc}/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge.
- $6(N-1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandable plus diode tête-bêche.
- $6(N-2)$ diodes de clampe.

Chaque branche du convertisseur est vue comme un commutateur dont les positions permettent de modifier le potentiel du point A. Comme la montre la Figure II.6, ce point est connecté à chaque fois à l'une des tensions aux bornes des condensateurs, qui, des fois sont mis en série. Un exemple de configuration des commutations est montré aux Figure II.6. Les interrupteurs en traits discontinus sont ouverts.

La Figure II.7 présente le principe et le mécanisme de commutation d'un onduleur NPC à 5-niveaux :

- a. le principe pour lesquels l'action des semi-conducteurs de puissance est représentée par un commutateur idéal avec plusieurs positions. chaque position représente un niveau de tension.
- b. L'onduleur génère le premier niveau de tension

$$V_s = V_{c4} = \frac{V_{dc}}{4} \quad (\text{II.1})$$

- c. onduleur génère le troisième niveau de tension

$$V_s = V_{c4} + V_{c3} + V_{c2} = 3V_{dc}/4 \quad (\text{II.2})$$

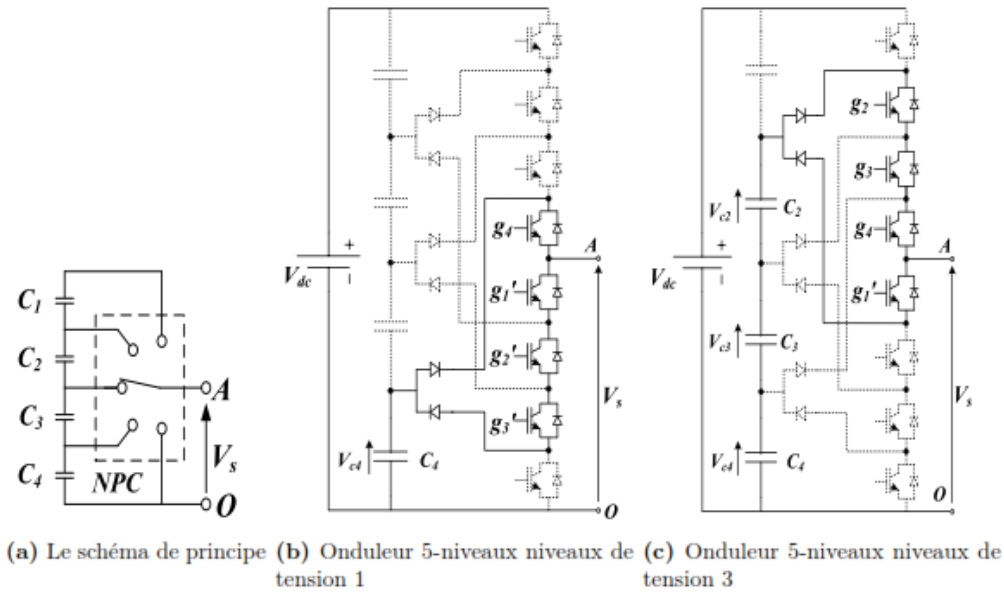


Fig. II.7. Principe de la topologie NPC

Les principaux avantages et inconvénients des convertisseurs *NPC* multiniveaux sont comme suit :

c- Avantages

- La forme d'onde de trois niveaux résultante a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes [28];
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $V_{dc}/(N - 1)$
- Pour un convertisseur triphasé toutes les phases partagent le bus continu, ce qui réduit les condensateurs. Pour cette raison, une topologie buck-to-buck est non seulement possible mais également pratique pour des usages tels qu'une interconnexion buck-to-buck à haute tension ou un variateur de vitesse [20].
- Les condensateurs peuvent être pré-chargés en tant que groupe [20].
- Le flux de l'énergie réactif peut être contrôlé [33].

d- Inconvénients

- –Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient complexe, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge à l'indice de modulation [28].
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes.

- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres.
- Le nombre de diodes devient excessivement élevé avec l'augmentation de niveaux [33].
- Il est plus difficile de contrôler le flux de puissance de chaque convertisseur [33].

En effet, la tension bloquée par chaque diode dépend de sa position dans le montage. Pour un convertisseur à N-niveaux, on trouve deux diodes dont la tension à bloquer est donnée par la relation suivante :

$$V_{diode} = \frac{(N-1-k)}{(N-1)} V_{dc} \quad \text{avec } k = 1 \dots (N-2) \quad (\text{II.3})$$

Une résolution de ce problème consiste à insérer un nombre élevé de diodes en série.

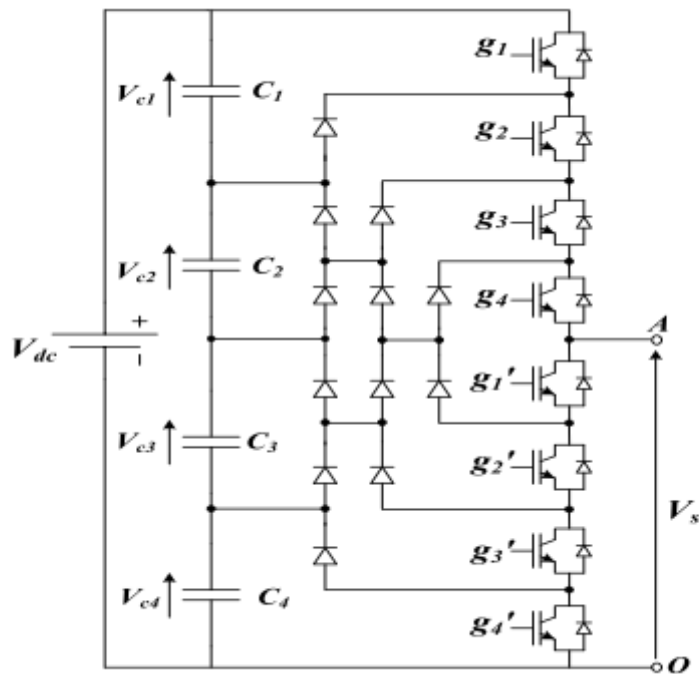


Fig. II.8. Structure pyramidale de la topologie NPC

En supposant que la tension inverse des diodes est la même, le nombre de diodes requises augmente très rapidement en fonction du nombre de niveaux, ce qui complique l'implémentation du circuit et le rend par la même occasion peu fiable. En fonction de l'application, on est amené à insérer plus de diodes en série dans la partie du circuit nécessitant le blocage des tensions élevées; si bien qu'il est possible de trouver pour deux niveaux de tension donnés, un nombre différents de diodes mises en série, afin de respecter leur tension de blocage. La Figure II.8 montre la structure pyramidale proposée par I. Barbi [34], et qui permet une connexion systématique des diodes, quel que soit le niveau désiré. En fonction du niveau de tension désiré, les diodes se connectent mutuellement en

série afin que chacune d'entre elles bloque la même tension, $V_{dc}/(N - 1)$. Les interrupteurs situés aux extrémités de chaque branche et leurs compléments subissent peu de commutations, tandis que ceux situés au tour du point A (à l'intérieur de la branche) en subissent plus. Si le convertisseur est conçu pour être utilisé avec un rapport cyclique moyen identique pour tous les interrupteurs de puissance, on est donc amené à sur-dimensionner ceux situés à l'intérieur de la branche, afin qu'ils puissent supporter la cadence de commutation [35]. Compte tenu de l'inégalité de la durée de conduction des interrupteurs, la durée de charge ou de décharge des condensateurs s'en trouve affectée. L'onde de tension en subit une modification à cause de la non uniformité de sa valeur entre deux niveaux consécutifs, ainsi qu'une augmentation du $\frac{dV}{dt}$. Cette topologie nécessite donc un contrôle rigoureux de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs voir dans [35].

II.3.3 Onduleur à structure multicellulaires

Cette structure a été introduite en 1992 par T. Meynard et H. Foch dans [23]. Elle est également connue sous l'appellation « *flying capacitor multilevel inverter* » dans la littérature anglo-saxonne.

La structure de l'onduleur à capacité flottante est semblable à celle de l'onduleur NPC sauf qu'au lieu d'utiliser les diodes de clampes, ils sont remplacés par des condensateurs qui jouent le rôle des sources de tension flottantes dont il vient le nom onduleur à capacité flottante [30].

Pour des raisons de simplicité on représente une seule phase de l'onduleur à capacité flottante à N-niveaux réalisé par la mise en série de $N - 1$ cellules (Figure II.8). Chaque cellule se compose de deux commutateurs séparés par un condensateur flottant. Par conséquent, au total il y a $2(N-1)$ commutateurs, une source de tension continue et $(N - 2)$ condensateurs flottant chargé par N-niveaux différent de tension :

$$\frac{1}{N-1}V_{dc}, \frac{2}{N-1}V_{dc}, \dots, V_{dc} .$$

Une connexion série appropriée des condensateurs flottants avec des niveaux de tension distincts, permet à l'onduleur de produire une tension de sortie synthétisée. Cette connexion est réalisée en mettant à l'état passant (on) un interrupteur de chaque cellule. Cependant, les deux interrupteurs d'une cellule de commutation ne doivent jamais être à l'état passant simultanément (autrement dit les interrupteurs d'une même cellule de commutation doivent être commandé en complémentaire) par exemple (g_{1H} et g_{1B}), autrement deux condensateurs consécutifs avec différentes valeurs de tension seraient connectés en parallèle, ayant pour résultat un court-circuit.

La combinaison des commutateurs et des condensateurs assure que la tension est toujours bien définie à travers n'importe quel interrupteur bloqué :

$$V_{g_{N-1H}} = V_{dc} - \frac{N-2}{N-1}V_{dc} = \frac{1}{N-1}V_{dc} \quad (\text{II.4})$$

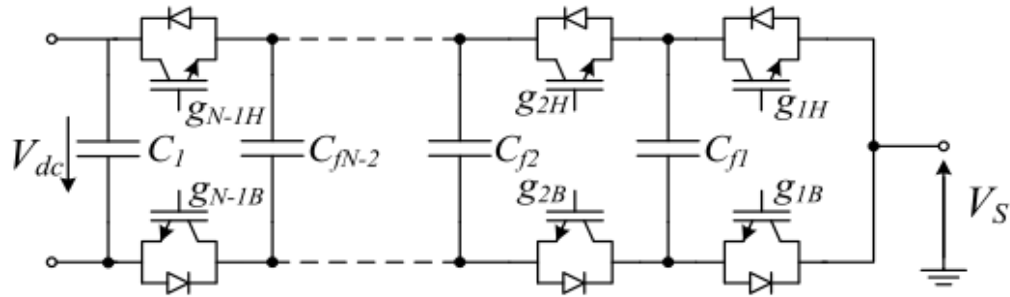


Fig. II.9. Bras d'un onduleur multicellulaire à N-niveaux

Une autre caractéristique inhérente à cette topologie est le degré de liberté produit pour équilibrer les condensateurs flottants dus aux états de commutation redondants. Ces états redondants produisent la même tension de sortie. On considère seulement les deux dernières cellules de la structure présentée sur la figure II.9, la tension de sortie égale à $V_s = V_{dc}/(N - 1)$ avec la considération de potentiel négatif de C_{f2} , qui peut être générée en mettant à l'état passant les interrupteurs g_{2H} et g_{1B} .

$$V_s = \frac{2}{N-1}V_{dc} - \frac{1}{N-1}V_{dc} = \frac{1}{N-1}V_{dc} \quad (\text{II.5})$$

Ou par les interrupteurs g_{2H} et g_{1B} .

$$V_s = 0 + \frac{1}{N-1}V_{dc} = \frac{1}{N-1}V_{dc} \quad (\text{II.6})$$

Cependant, le courant qui circule à travers le condensateur est de sens inverse. Par conséquent, en choisissant un état approprié selon le sens de courant de sortie, la tension des condensateurs flottant peut être contrôlée.

e- Avantages

- ✓ La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
- ✓ Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel.
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- ✓ La disponibilité des états redondants équilibre les niveaux de tension des condensateurs [27].

Niveau de tension	état des interrupteurs								i_{cf1}	i_{cf2}	i_{cf3}
	g_{4H}	g_{3H}	g_{2H}	g_{1H}	g_{1B}	g_{2B}	g_{3B}	g_{4B}			
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0	i_R	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	$-i_R$
	1	0	1	1	0	0	1	0	0	$-i_R$	i_R
	1	1	0	1	0	1	0	0	$-i_R$	i_R	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	i_R	0
	0	0	1	1	0	0	1	1	0	$-i_R$	0
	1	0	1	0	1	0	1	0	i_R	$-i_R$	i_R
	1	0	0	1	0	1	1	0	$-i_R$	0	i_R
	0	1	0	1	0	1	0	1	$-i_R$	i_R	$-i_R$
	0	1	1	0	1	0	0	1	i_R	0	$-i_R$
$V_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	i_R
	0	0	0	1	0	1	1	1	$-i_R$	0	0
	0	0	1	0	1	0	1	1	i_R	$-i_R$	0
	0	1	0	0	1	1	0	1	0	i_R	$-i_R$
$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0

Table. II.3. Niveaux de tension de l'onduleur 5-niveaux à capacité flottante, états des interrupteurs et les courants de charge et de décharge des capacités flottantes respectivement.

- ✓ Pour un nombre élevé de niveaux, utilisation du filtre est inutile [33].
- ✓ La possibilité de contrôlé puissance actif et réactif [27,33].

f- Inconvénients

- ✓ Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif. En plus, si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de précharge adéquate [28,33].
- ✓ Le contrôle est compliqué pour suivre les niveaux de tension pour tous les condensateurs. En outre, la complexité de la mise en marche en préchargeant tous les condensateurs au même niveau de tension [27].
- ✓ La commande du système devient difficile avec l'augmentation des niveaux [33].

A la fin de ce chapitre on présentera un exemple d'onduleur multi-niveaux, de type onduleur multi-niveaux cascade cinq niveaux qui alimente une charge résistive sous Matlab/Simulink.

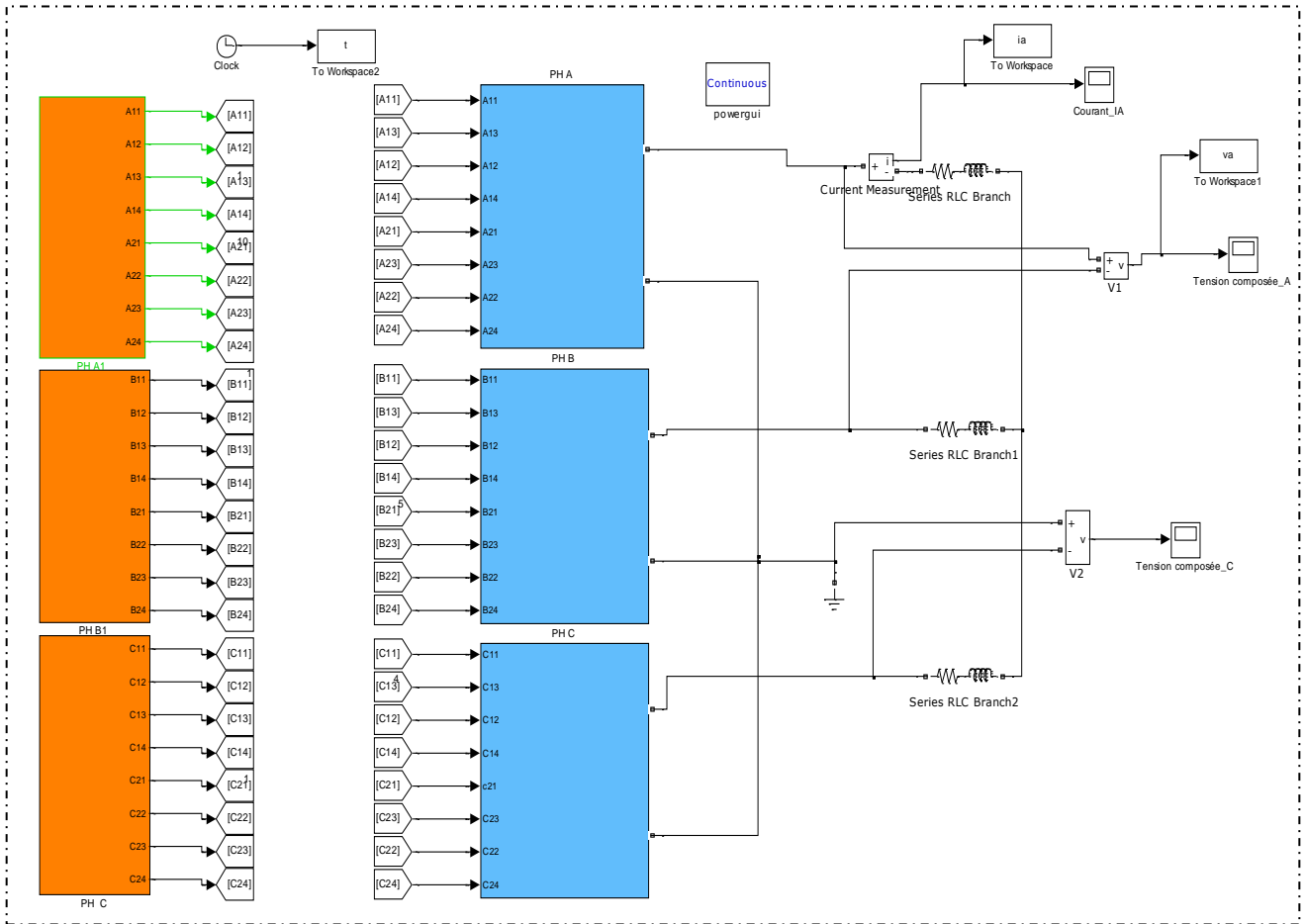


Fig. II.10. Exemple d'onduleur cinq niveaux alimente une charge résistive

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

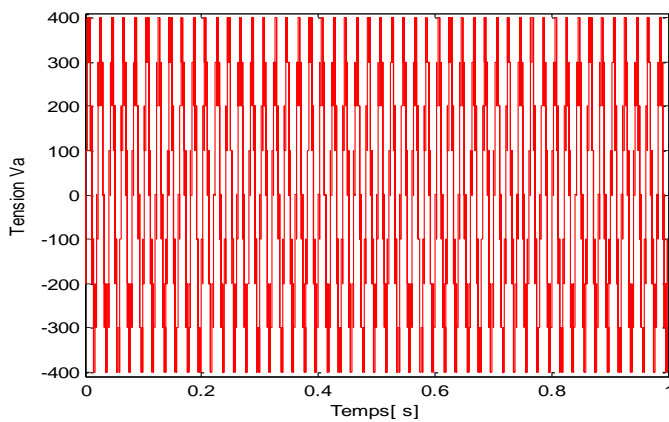


Fig. II.11. Tension Va d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

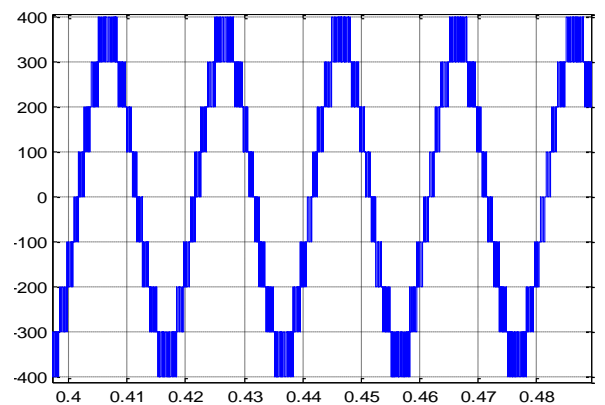


Fig. II.12. Zoom Tension Va d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

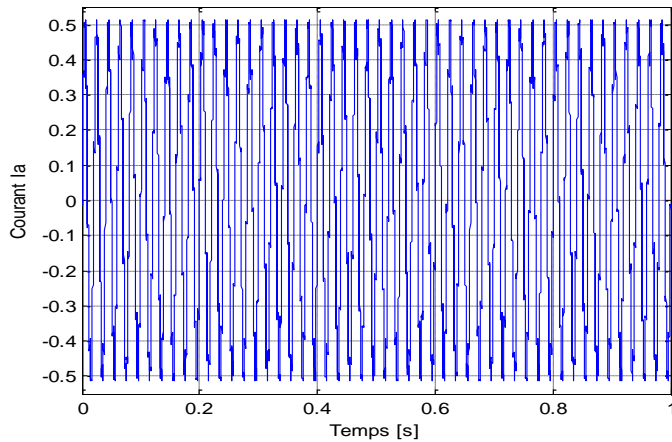


Fig. II.13. Courant Ia d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

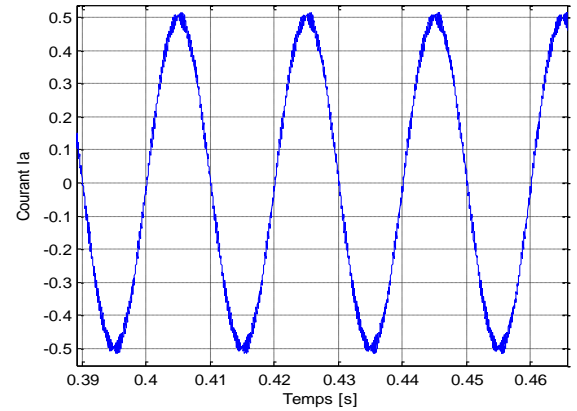


Fig. II.14. Zoom Courant Ia d'un onduleur Cascade cinq Niveaux

- **L'interprétation de résultats de simulation obtenue**
 - D'après la figure (fig.II.11) et (fig.II.12) on constate la tension d'un onduleur cascade de cinq niveaux il minimise les ondulation mêmes dans la tension quand on augmente dans les niveaux d'onduleurs les harmoniques diminuent puisque on a commandé dans la fréquence de commutation avec les niveaux d'onduleur
 - d'après la figure (fig.II.13) et (fig.II.14) on relève que ce type d'onduleur il est influé beaucoup plus au courant mieux que la tension puisque il a une minimisation importante et considérable

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on d'une partie théorique on a présenté la bibliographie des onduleurs multi niveaux et les différents types et une petite modélisation après on l'étude pratique on modéliser un onduleur NPC de cinq-niveaux dans une simulation matlab (simulink) et on a vu l'importance et les avantages de ce type d'onduleur et comment améliorer la performance de la charge et comment minimiser les ondulations et les harmoniques

Chapitre III

Commande DTC 3

niveaux d'une

Machine Asynchrone

III.1 INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [36].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent 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.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [36]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus, dont l'onduleur de tension employé pour la simulation sera composé de six secteurs puis en fait extension à douze secteurs dans le but d'obtenir des résultats satisfaisants.

III.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [37,38].

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze secteurs.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure(III.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, [38].

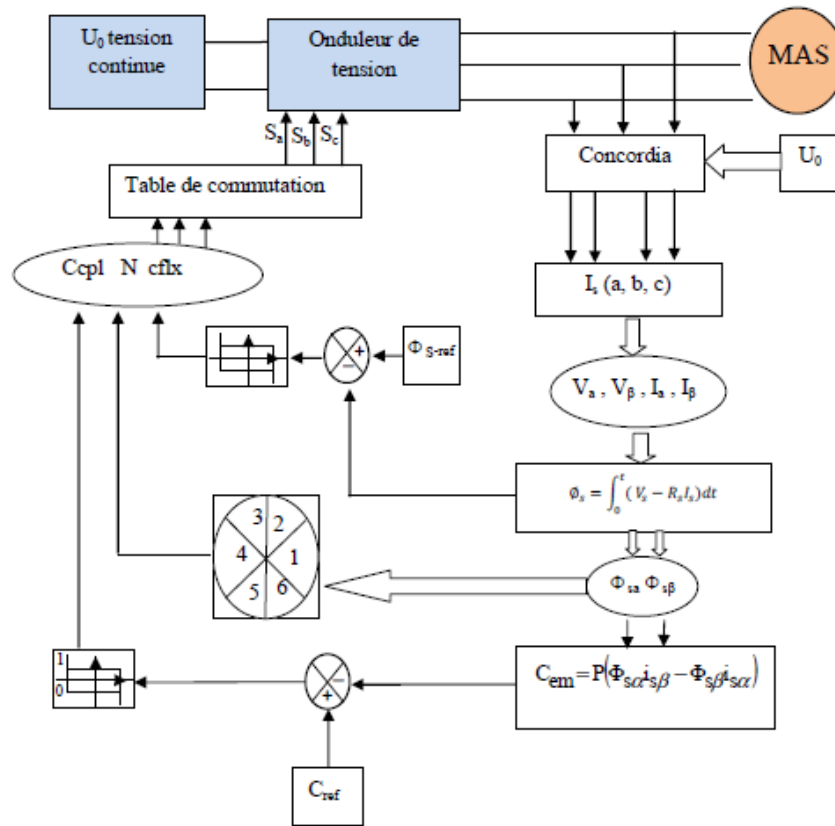


Fig. III.1. Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

III.2.1 Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \tag{III.1}$$

On obtient :

$$\varphi_{sa} = \int_0^t (V_s - R_s i_{sa}) dt \tag{III.2}$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$ et si on considère que $V_s \gg R_s \cdot I_s$ donc l'équation (II.2) en discret peut s'écrire:

$$\varphi_{sa}(k + 1) = \varphi_{sa}(k) + V_s T_e \tag{III.3}$$

Donc :

$$\Delta\varphi_s = V_s T_e \tag{III.4}$$

$\varphi_{sa}(k + 1)$: Vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,

$\varphi_{sa}(k)$: Vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel,

$\Delta\varphi_s$: Variation du vecteur flux statorique ($\varphi_{sa}(k + 1) - \varphi_{sa}(k)$)

T_e : période d'échantillonnage.

L'équation (III.3) implique que l'extrémité du vecteur flux $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s comme il est illustré sur la Figure (III.2).

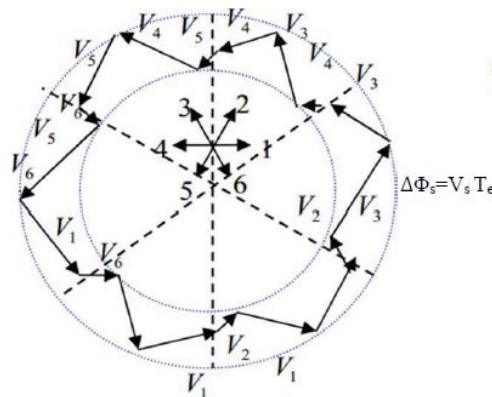


Fig. III.2. sélection de vecteur tension V Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux

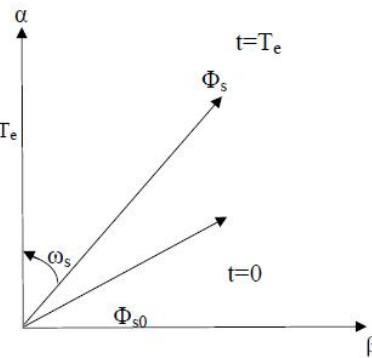


Fig. III.3. Evolution du vecteur flux Statorique dans plan (α, β)

La composante radiale du flux fait varier l'amplitude de φ_s et la composante tangentielle du couple fait varier la position de φ_s . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_c est très faible devant la période de rotation du flux statorique, lorsque le vecteur tension V sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de φ_s est donnée par sa dérivée $\left(\frac{d\varphi_s}{dt}\right)$ ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de φ_s .

La vitesse de rotation de φ_s dépend fortement du choix de V_s , elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de φ_s et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

III.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [39].

$$C_{em} = P(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{III.5}$$

La dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = P \left(\varphi_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \varphi_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) + \left(i_{s\beta} \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} - i_{s\alpha} \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \right) \tag{III.6}$$

Or, on a les équations magnétiques suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_s i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_s i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \tag{III.7}$$

D'autre part, considérons-les d'équations (III.7) de la machine exprimant dans repère d'axes fixes :

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + M \frac{d(i_s+i_r)}{dt} \quad (\text{III.8})$$

$$0 = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + M \frac{d(i_s+i_r)}{dt} - j\omega \varphi_r \quad (\text{III.9})$$

Comme $M \gg L_s, L_r$, on suppose

$$\frac{d(i_s+i_r)}{dt} = 0 \quad (\text{III.10})$$

Donc, sur un intervalle de temps court séparant deux instants d'échantillonnage nous avons :

$$i_s = -i_r \quad (\text{III.11})$$

Par conséquent, le système des équations (III.8), (III.9) devient

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (\text{III.12})$$

$$0 = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} - j\omega \varphi_r \quad (\text{III.13})$$

En tenant compte de l'équation (III.11), les deux équations (III.12), (III.13) s'ajoutent et se réduisent en une seule équation

$$V_s = (R_r + R_s) i_s + (L_r + L_s) \frac{di_s}{dt} + j\omega \varphi_r \quad (\text{III.14})$$

Ainsi, nous exprimons la dérivée du courant statorique en fonction de la tension statorique, du flux rotorique et du courant statorique

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{i_s+i_r} [V_{s\alpha} - (R_s + R_r) i_{s\alpha} + j\omega \varphi_{r\beta}] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{i_s+i_r} [V_{s\beta} - (R_s + R_r) i_{s\beta} + j\omega \varphi_{r\alpha}] \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

D'autre part à partir de l'expression (III.1) nous avons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant les équations (III.15) et (III.16) dans l'équation (III.6), nous obtenons l'équation de la variation du couple (III.19) sachant que :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \varphi_{s\alpha} - (L_s + L_r) i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = \varphi_{s\beta} - (L_s + L_r) i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

La dérivée du couple valable à l'échelle de temps de la commutation est la suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{i_s+i_r} \left[\varphi_{r\alpha} (V_{s\beta} - \omega \varphi_{s\alpha}) - \varphi_{r\beta} (V_{s\alpha} - \omega \varphi_{s\beta}) - \frac{R_s+R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{III.18})$$

Ou bien :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{i_s+i_r} \left[\text{Im}[\varphi_r^* (V_s - j\omega \varphi_s)] - \frac{R_s+R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{III.19})$$

Nous exprimons aussi la dérivée du couple dans un repère tournant d'axes (d, q) ou l'axe d coïncide avec le flux rotorique Figure. III.2.

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{i_s+i_r} \left[\text{Im}[(V_s - j\omega \varphi_s) \|\varphi_r\|] - \frac{R_s+R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{III.20})$$

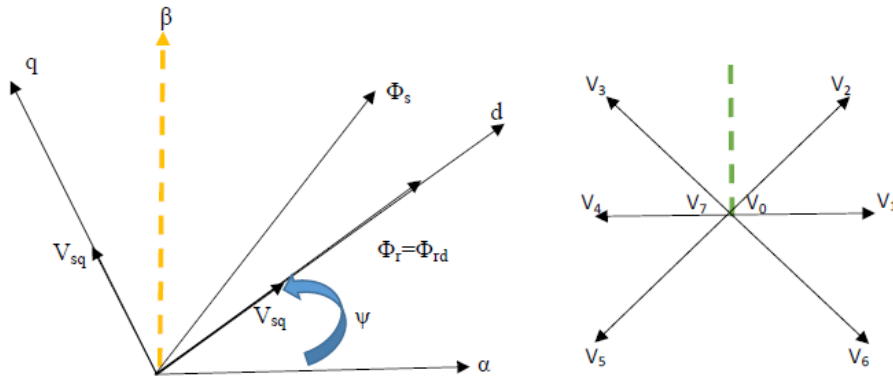


Fig. III.4. Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique

A partir de l'équation (III.20), nous avons de façon approché l'évolution du couple électromagnétique pour tout point de fonctionnement de la machine asynchrone et quel que soit la séquence de tension appliquée [40].

III.2.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle

Lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée ($V_s = 0$), la dérivée du couple s'exprime de la façon suivante.

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{i_s + i_r} \left[[\omega \varphi_{sd} \parallel \varphi_r] + \frac{R_s + R_r}{P} C_{em} \right] \quad (III.21)$$

L'expression (III.21) montre qu'une séquence de tension nulle permet de faire varier le couple dans un sens ou dans l'autre selon le point de fonctionnement de la machine. En conséquence, pour augmenter le couple ($\frac{dC_{em}}{dt} > 0$) il faut appliquer le vecteur de tension qui permet d'avoir la composante la plus grande en quadrature par rapport au flux rotorique tel que :

$$V_s > \left(\omega \varphi_{sd} + \frac{R_s + R_r}{P \parallel \varphi_r} C_{em} \right) \quad (III.22)$$

Si non, le vecteur de tension appliqué, diminue le couple ou le garde constant.

III.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

Le schéma de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux est représenté sur la Figure (III.5).

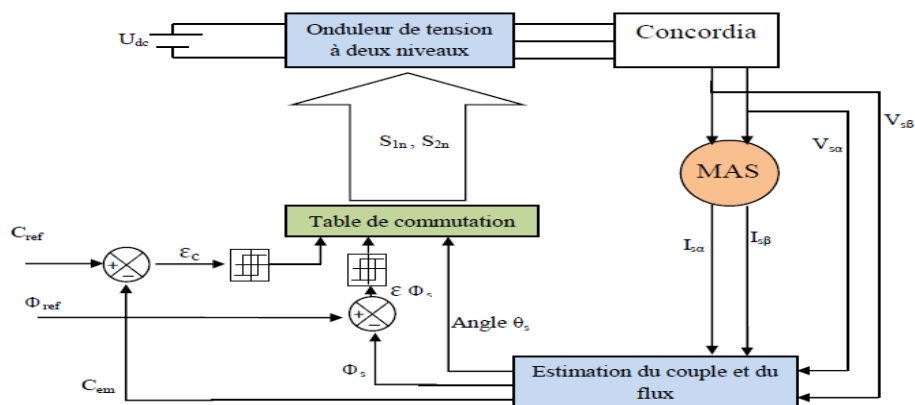


Fig. III.5. Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux

III.3.1 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [41]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [42].

Le choix du vecteur tension \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\varphi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [41].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i=1\dots 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croît.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [37].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la Figure (III.6).

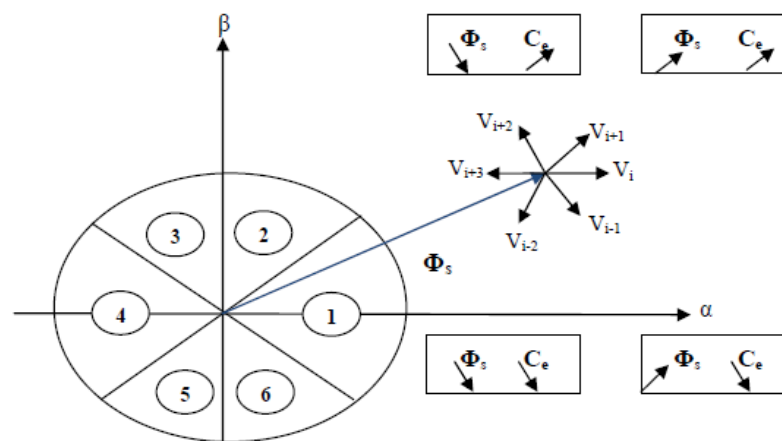


Fig. III.6. Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2} , il correspond à une

évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [35]. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone.

III.3.2 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante, [36] :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques i_α et i_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{III.25})$$

$$i_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s\beta} - i_{s\alpha}) \right] \quad (\text{III.26})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{3} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s\beta} - i_{s\alpha}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.28})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux φ_s est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel statorique et le vecteur φ_s est égale :

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{III.29})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

III.3.3 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. Leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme : [41]

$$C_{em} = P(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.30})$$

III.4 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

III.4.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Figure III.7. La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir $|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$ [39].

Avec : $(\varphi_s)_{ref}$ la consigne de flux et de $\Delta\varphi_s$ largeur d'hystérésis du correcteur.

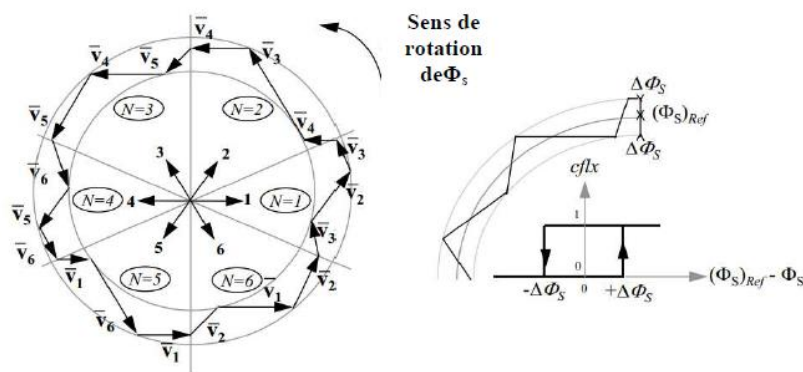


Fig. III.7. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

III.4.2 Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de φ_s . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\varphi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [42].

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 jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [42].

III.4.3 Correcteur du couple à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne ccpl indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (ccpl =1 pour une consigne positive et ccpl =-1 pour une consigne négative) ou diminuée (ccpl = 0).

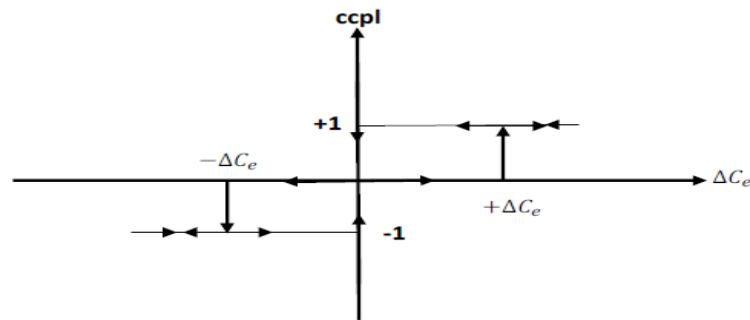


Fig. III.8. correcteur de couple à trois niveaux

III.5 STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis [43-44].

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux φ_s et du couple électromagnétique C_{em} . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants [43].

III.5.1 Elaboration des tables de commande

D'après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [43].

En considérant le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs \bar{V}_i , \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\bar{\varphi}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs \bar{V}_{i+2} , \bar{V}_{i-2} et \bar{V}_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \bar{i}_s$.

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

	Augmentation	diminution
φ_s	\bar{V}_i, \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+1}	$\bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$ et \bar{V}_{i+3}
C_{em}	\bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2}	\bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2}

Tableau. III.1 Table de commutation généralisée

III.5.1.1 Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [43].

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\varphi_s \uparrow$	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁
$\varphi_s \downarrow$	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄

Tableau. III.2. Table de commande du flux

III.5.1.2 Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_{em} \uparrow$	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂
$C_{em} \downarrow$	V ₅ , V ₆	V ₆ , V ₁	V ₁ , V ₂	V ₂ , V ₃	V ₃ , V ₄	V ₄ , V ₅

Tableau. III.3. Table de commande du couple

III.5.2 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

III.5.2.1 Table de commutation avec les vectrices tensions actives

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
C _{flx} =1	$C_{cpl} = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	$C_{cpl} = -1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	
C _{flx} =0	$C_{cpl} = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	$C_{cpl} = -1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	

Tableau. III.4. Table de commutation avec séquences nulles

II.5.2.2 Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\bar{\varphi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_s \bar{i}_s$)

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	Ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux

Tableau. III.5. Table de commutation avec séquences non nulles

III.6. CARACTERISTIQUES GENERALES D'UNE DTC

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [38].

III.6.1 Avantages de la DTC

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [44].

III.6.2 Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à Hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrade les performances de la commande DTC. [44]

III.7 SIMULATION ET RESULTATS

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 4Kw, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.01 N.m.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à ± 0.01 Wb
- La valeur de référence du flux statorique est $\varphi_{s\text{ réf}} = 1$ Wb.
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI.

Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées ; En effet, le choix d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant.

Dans la suite, l'étude de l'effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances du contrôle direct de couple (DTC)

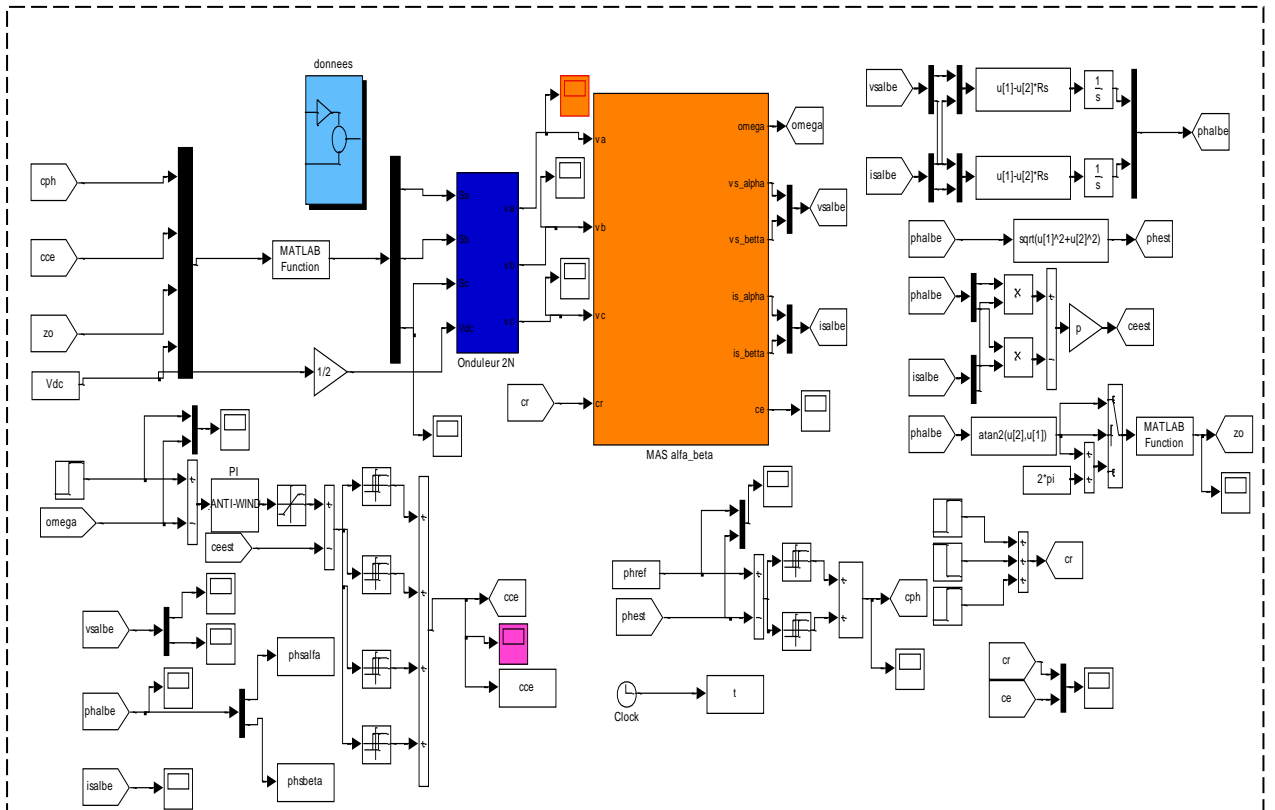


Fig. III.9. Schéma bloc MAS_Onduleur 2N

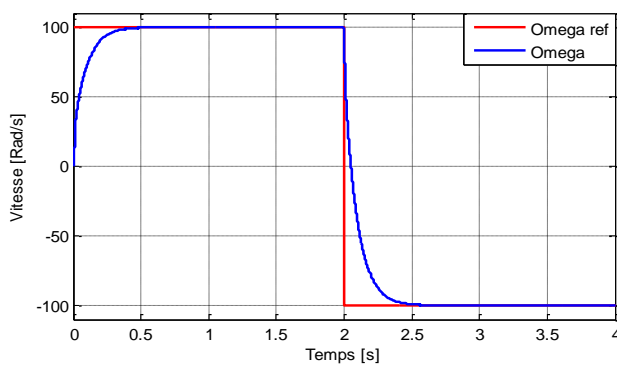


Fig. III.10. Vitesse de rotation à vide

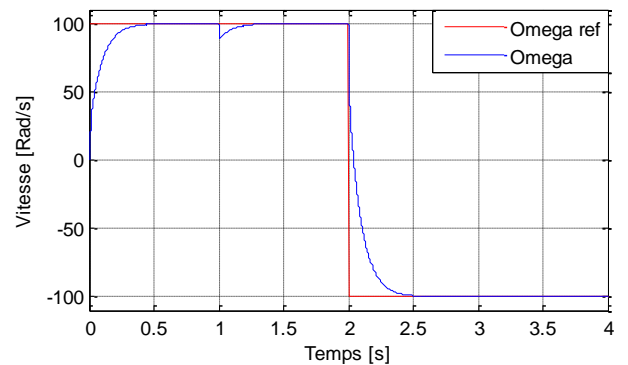


Fig. III.11. Vitesse de rotation en charge (Cr =15 N.m)

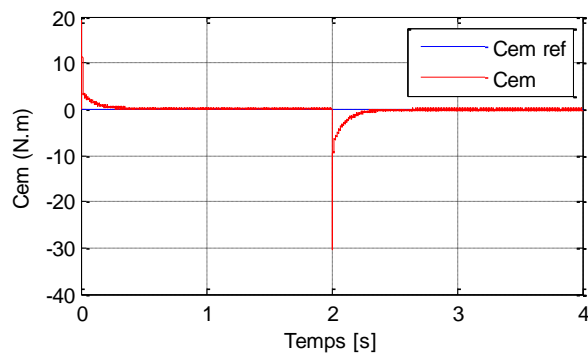


Fig. III.12. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) à vide

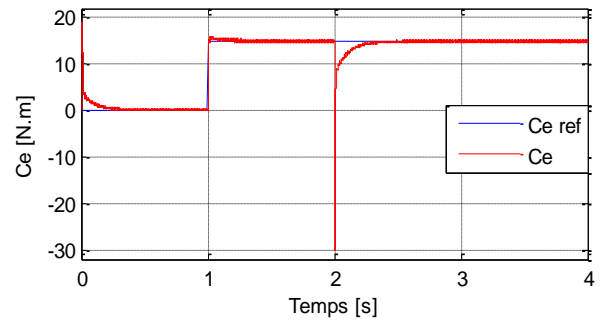


Fig. III.13. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) en charge

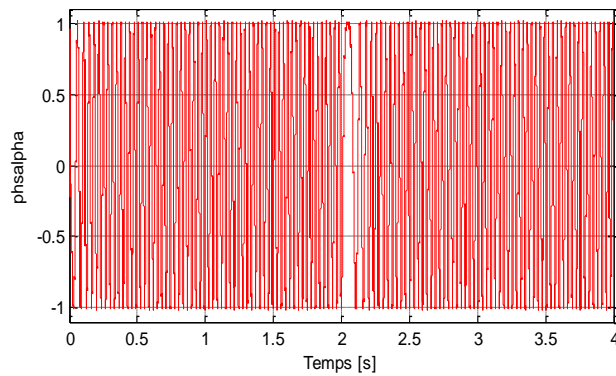


Fig. III.14. Flux $\phi_{s\alpha}$ à vide

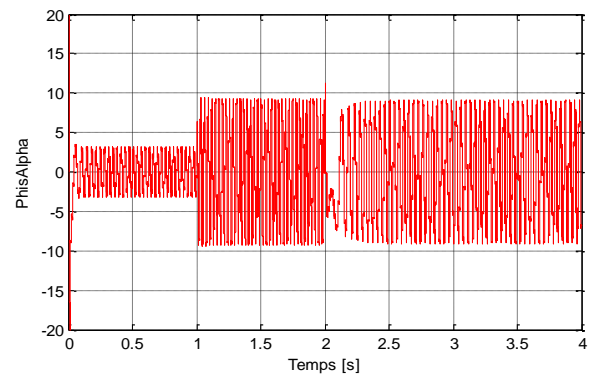


Fig. III.15. Flux $\phi_{s\alpha}$ en charge

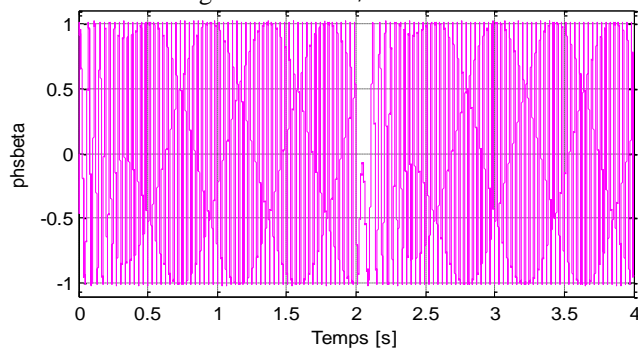


Fig. III.16. Flux $\phi_{s\beta}$ à vide

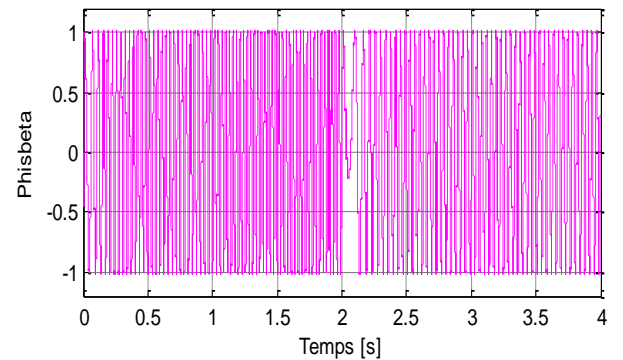


Fig. III.17. Flux $\phi_{s\beta}$ en charge

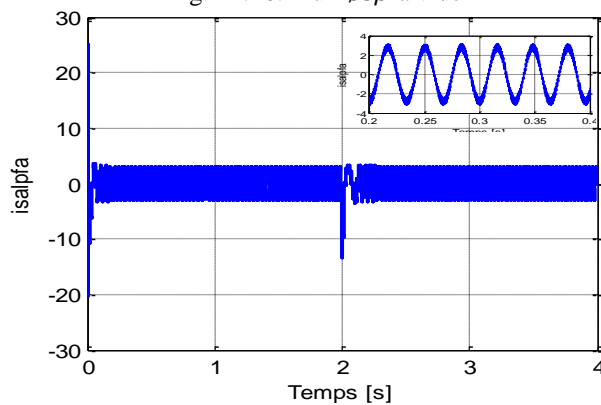


Fig. III.18. Courant $I_{s\beta}$ à vide

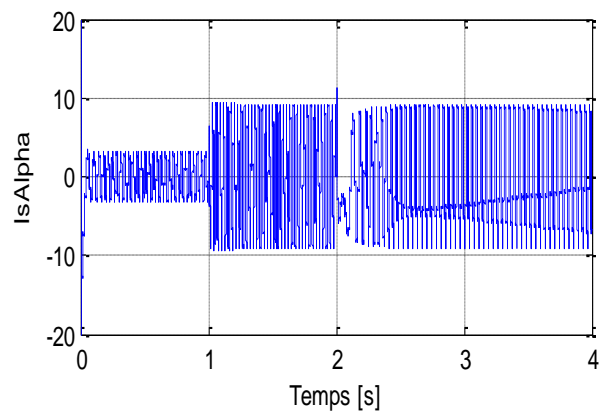


Fig. III.19. Courant $I_{s\beta}$ en charge ($c_r = 15$ N.m)

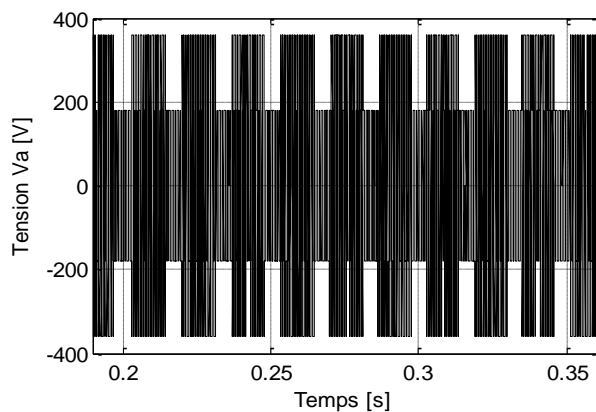


Fig. III.20. Tension Va à vide

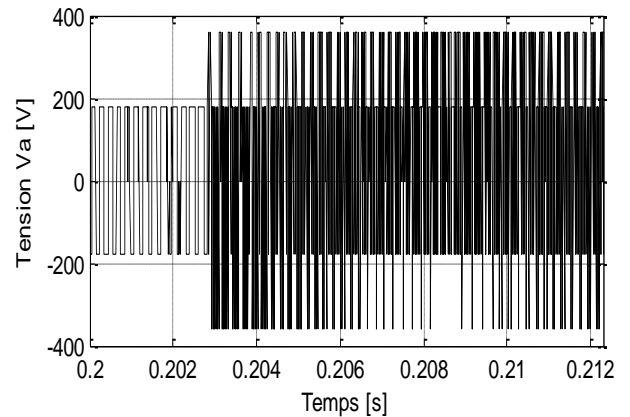


Fig. III.21. Tension Va en charge

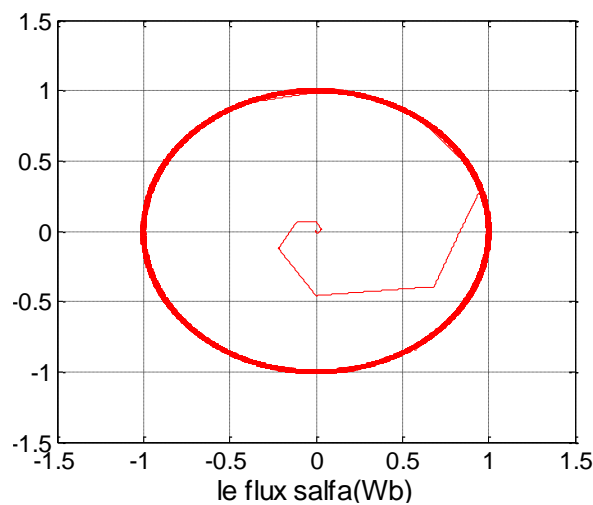


Fig. III.22. Evolution de flux statorique

Interprétations des résultats

Le couple et la vitesse suivent bien leur référence avec dynamique rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

On introduit un changement de la consigne de vitesse de (100 rad/s à -100 rad/s) à l'instant $t=1s$ on remarque que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse.

III.8 La commande DTC avec table à 12 secteurs

Dans ce contrôle DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de couple, donc ils ne sont pas utilisés (V_i et V_{i+3}). De même pour le contrôle DTC modifiée, il y a deux vecteurs par secteur qui introduisent une ambiguïté dans le contrôle du flux, donc ils ne sont pas aussi utilisés (V_{i+2} et V_{i+5}).

Afin d'utiliser les six vecteurs tensions pour les mêmes secteurs, il est utilisé une nouvelle table de sélection basée sur l'utilisation de 12 secteurs au lieu de six comme le montre la figure III.23.

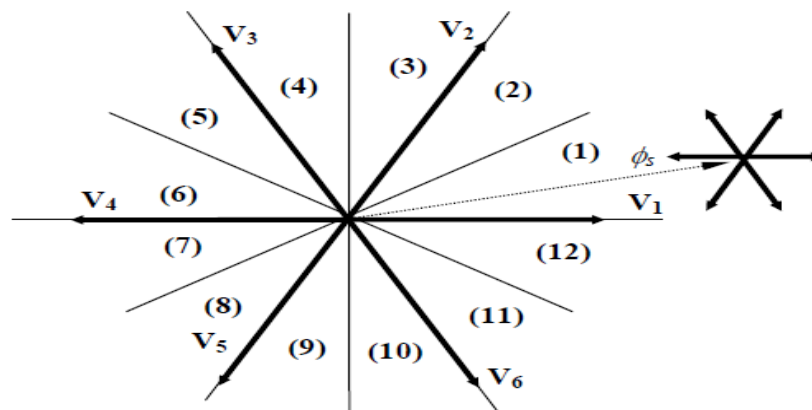


Fig. III.23. DTC avec 12 secteurs

Le tableau III.6. Représente les cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions pour les secteurs S1 et S12.

S12	augmente	Diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
S1	augmente	Diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Tableau. III.6. Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V_1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12 ; par contre dans le même secteur, V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux.

Dans notre cas on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un hystérésis à deux niveaux pour le flux, figure III.24. [45]

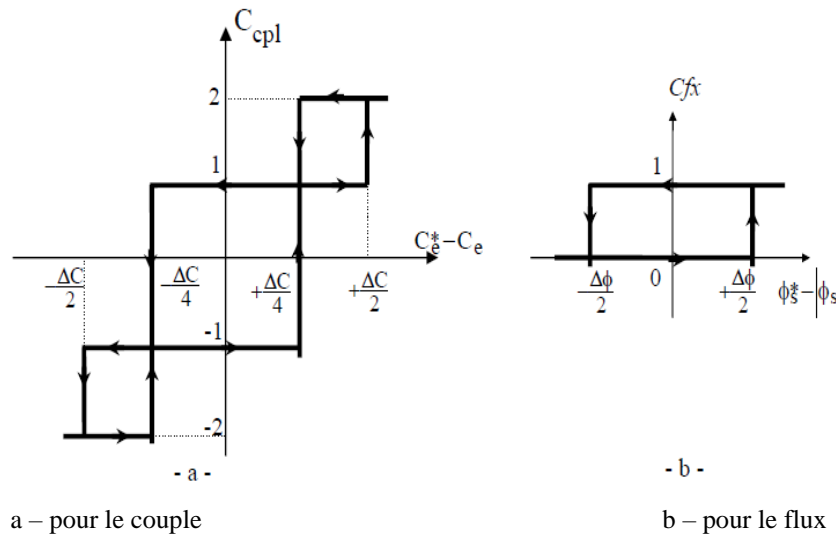


Fig. III.24. Comparateur à hystérésis

Finalement, la table de sélection des tensions utilisées pour cette technique est donnée par le tableau III.

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
<i>C_{flx}=1</i>	C_{cpl}=2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	C_{cpl}=1	*V ₂	V ₂	*V ₃	V ₃	*V ₄	V ₄	*V ₅	V ₅	*V ₆	V ₆	*V ₁	V ₁
	C_{cpl}=-1	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆
	C_{cpl}=-2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
<i>C_{flx}=0</i>	C_{cpl}=2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	C_{cpl}=1	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃
	C_{cpl}=-1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	C_{cpl}=-2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Tableau. III.7. Table de vérité pour la DTC à 12 secteurs

Remarque notant que :

- (2,-2) grande variation du couple.
- (1, -1) faible variation du couple.
- *V_i* représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne génère pas les petites variations du couple désirées.

III.9 RESULTATS DE SIMULATION

La figure III.16 nous montre que la DTC-12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les mêmes dynamiques de réponses que la DTC classique. Par contre, elle présente un flux plus oscillant dans le régime permanent que celui de la DTC classique.

En effet, la DTC-12 secteurs utilise les mêmes vecteurs tensions de la DTC classique pour les grandes variations du couple (régimes transitoires), donc ils ont les mêmes dynamiques de réponses du couple. Par contre pour les petites variations du couple (régimes permanents), la DTC-12 secteurs utilise des vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent, mais d'un autre coté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux. De plus la DTC-12 secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

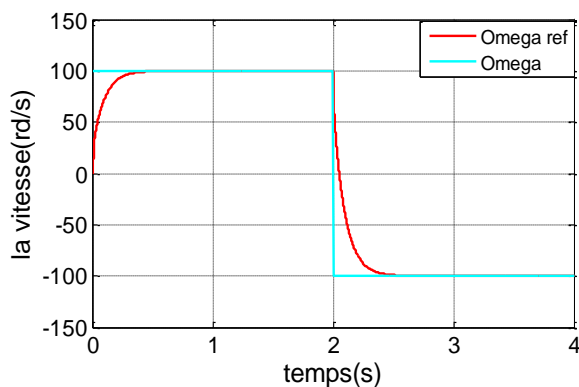
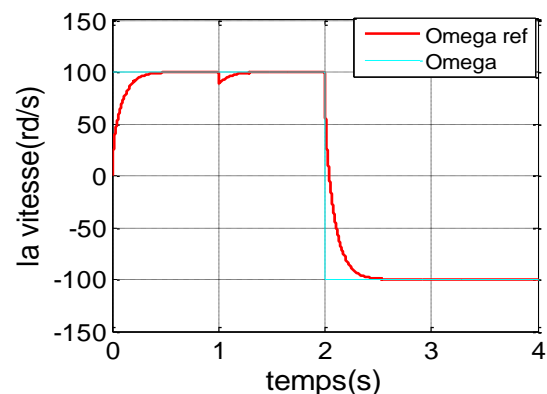
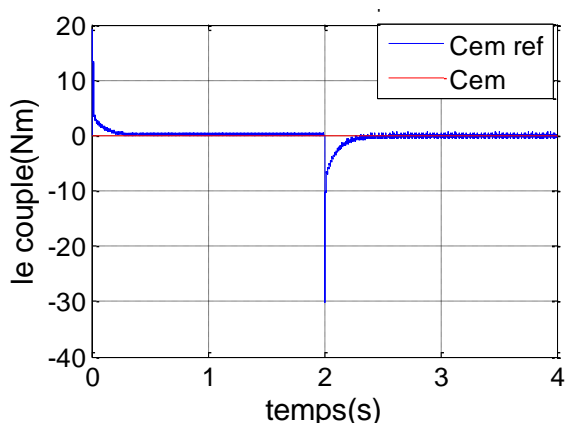
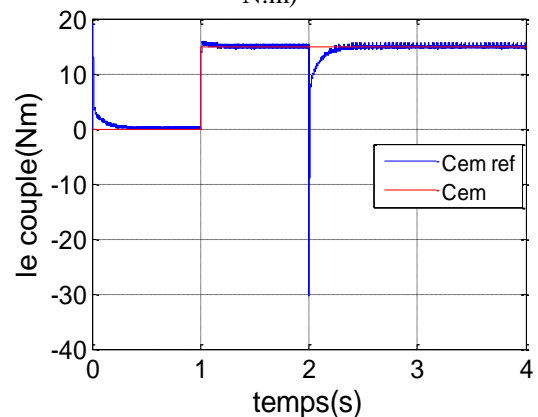


Fig. III.25. Vitesse de rotation à vide

Fig. III.26. Vitesse de rotation en charge ($C_r = 15$ N.m)Fig. III.27. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) à videFig. III.28. Couple électromagnétique C_{em} (N.m) en charge

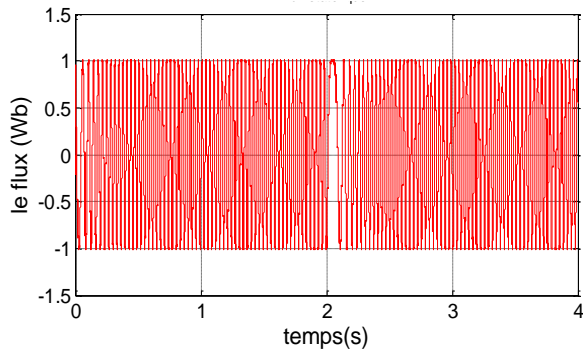


Fig. III.29. Flux $\Phi_{s\alpha}$ à vide

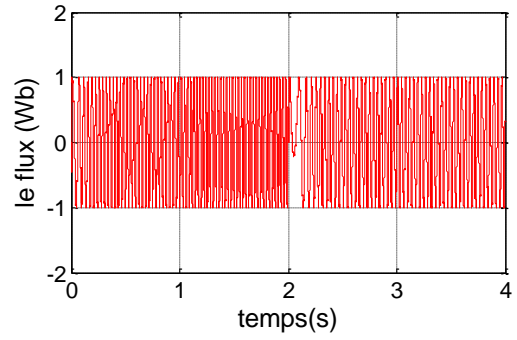


Fig. III.30. Flux $\Phi_{s\alpha}$ en charge

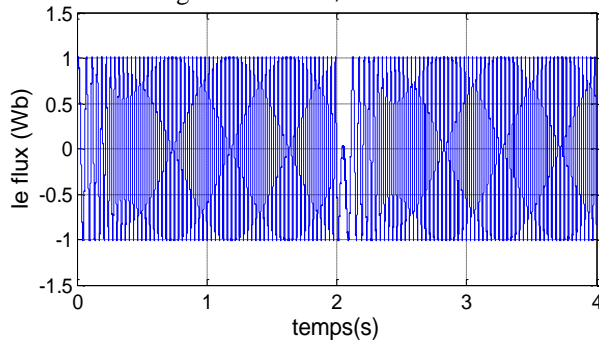


Fig. III.31. Flux $\Phi_{s\beta}$ à vide

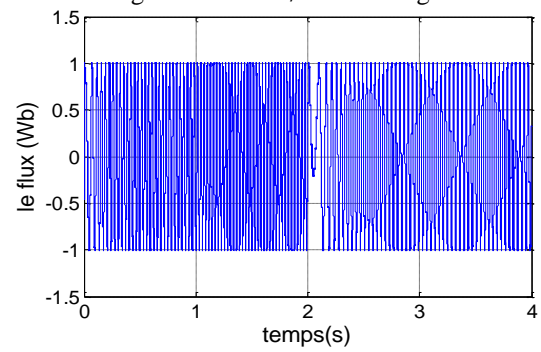


Fig. III.32. Flux $\Phi_{s\beta}$ en charge

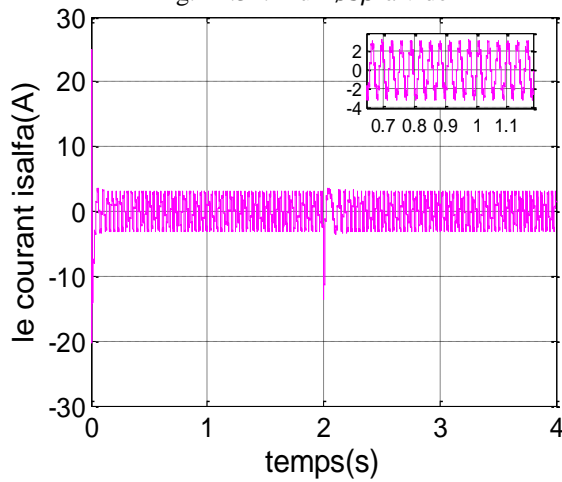


Fig. III.33. Courant $I_{s\beta}$ à vide

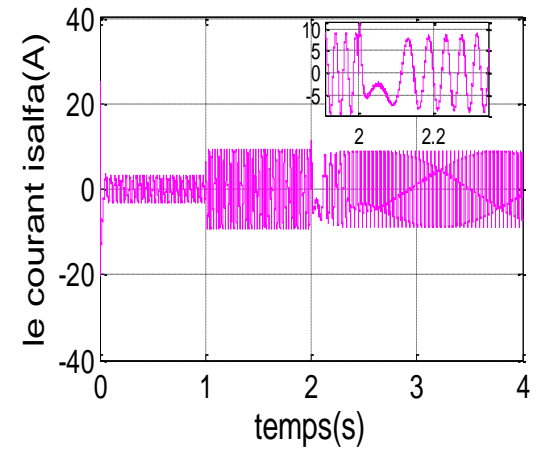


Fig. III.34. Courant $I_{s\beta}$ en charge ($c_r = 15 \text{ N.m}$)

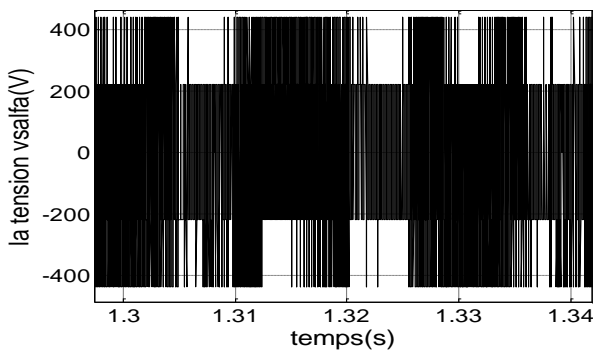


Fig. III.35. Tension V_a (V) à vide

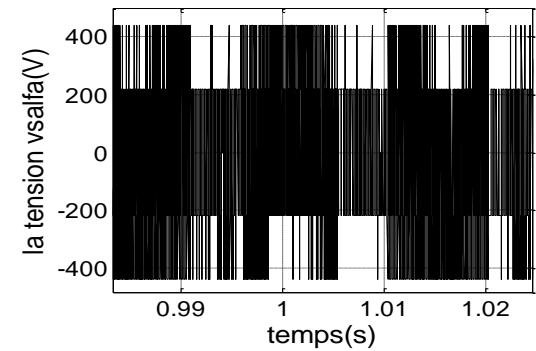


Fig. III.36. Tension V_a en charge

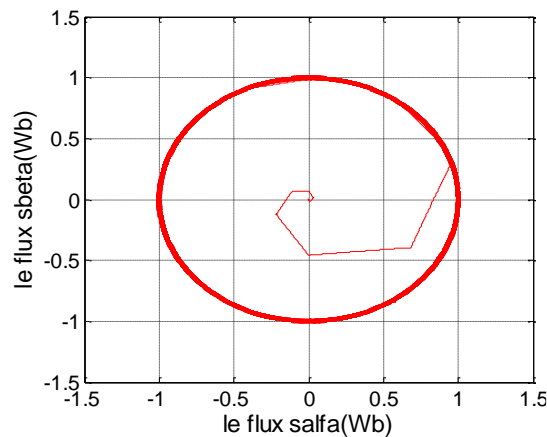


Fig. III.37. Evolution de flux statorique

Interprétations des résultats

Les Figure (III.25_37), montrent que l'utilisation de la DTC avec 12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les même dynamique des réponses que la DTC classique à 6 secteurs. La DTC 12 secteurs utilise des vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent, mais d'un autre côté, ces vecteurs tensions produisent des variations au niveau du flux.

Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec dynamique rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. Le trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de sens de rotation de la vitesse.

III.10 Amélioration de la commande DTC Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performance du système peuvent être amélioré si on sélectionne un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [46] [47] [48].

L'alimentation par un onduleur NPC à trois niveaux permet de délivrer 18 vecteurs tensions, ce qui améliore les performances du système et nous permet de répondre aux besoins du fonctionnement à puissance élevée.

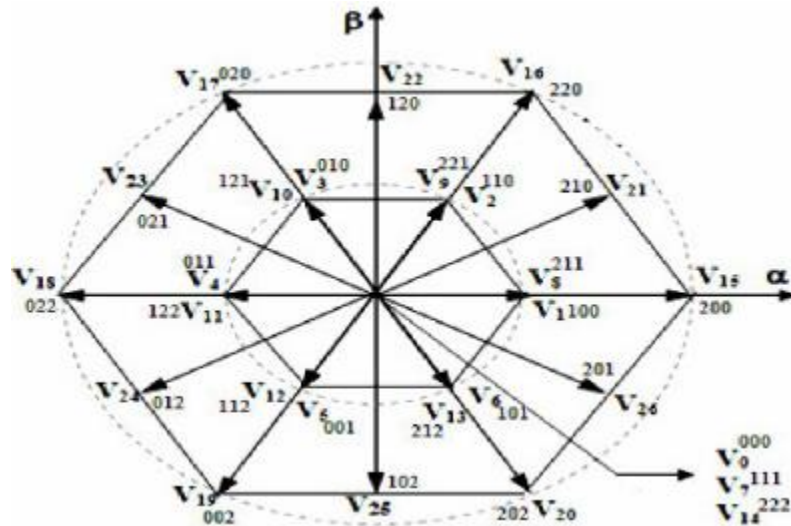


Fig. III.38. Vecteurs de tension V_i de l'onduleur NPC à trois niveaux

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs $\theta = (1 : 12)$ symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique φ_s , figure (III.39) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [49][50][51].

$$-\frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(i) \leq \frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \quad \text{(III.31)}$$

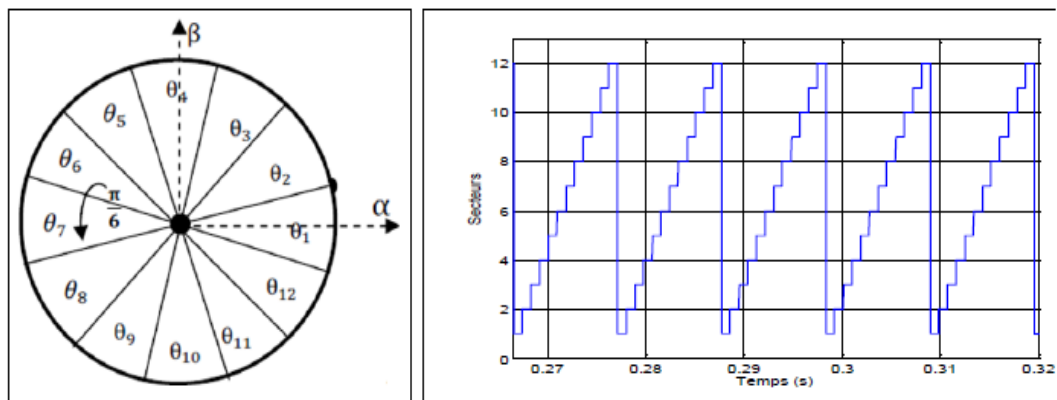


Fig. III.39. Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

III.11 Approche de sélection des vecteurs tensions

- Le groupe des vecteurs "tension nulle" : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras: (1,1,1), (-1,-1,-1) et (0,0,0), et qu'on a nommé respectivement V_7, V_{14} et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [52].

- Le groupe des vecteurs "demie tension" : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes.
 - Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 et V_6
 - L'autre est constitué des vecteurs $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$ et V_{13} .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu E, En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée (respectivement du condensateur) [52].

- Le groupe des vecteurs "pleine tension" : Ce groupe contient les vecteurs tension nommés $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$ et V_{20} . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension" La tension du point milieu E, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans C_1 et dans C_2 est le même [52].
- Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" : les vecteurs tension de ce groupe se nomment $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$ et V_{26} . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir si leurs action permettra d'augmenter ou de diminuer la tension du point milieu E, où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux [52,53]. Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement.

III.12 DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3 Niveaux

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3-niveaux de tension de structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en oeuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis [52,53,54]. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un onduleur à 3-niveaux de tension sera traité. Nous exposerons par la suite la construction de la table de commutation qui a été envisagées dans ce travail.

III.12.1 Correcteur du couple à cinq niveaux

Un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (2,1, 0,-1,-2), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure (III.40), tels que $ccpl$ représente l'état de sortie du comparateur et εC_{em} la limite de la bande d'hystérésis.

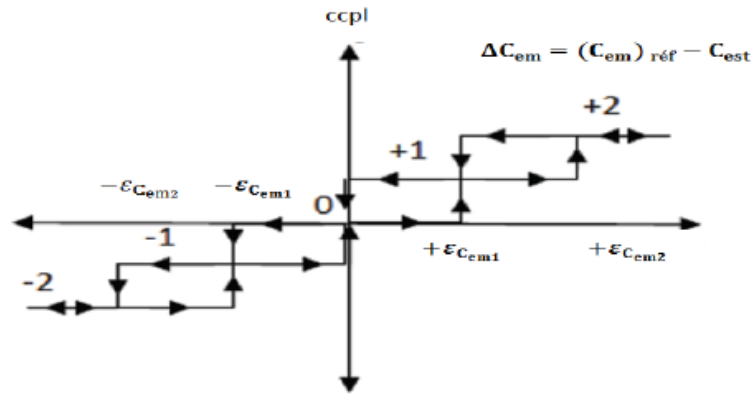


Fig. III.40. Correcteur du couple à hystérésis à cinq niveaux.

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

Si $\Delta C_{em} > \varepsilon C_{em2}$		alors $ccpl = 2$
Si $\varepsilon C_{em1} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em2}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$	alors $ccpl = 1$
Si $\varepsilon C_{em1} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em2}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$	alors $ccpl = 2$
Si $\Delta C_{em} > \varepsilon C_{em1}$		alors $ccpl = 1$
Si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em1}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$	alors $ccpl = 0$
Si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em1}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$	alors $ccpl = 1$
Si $\Delta C_{em} < -\varepsilon C_{em1}$		alors $ccpl = -1$
Si $-\varepsilon C_{em1} \leq \Delta C_{em} \leq 0$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$	alors $ccpl = 0$
Si $-\varepsilon C_{em1} \leq \Delta C_{em} \leq 0$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$	alors $ccpl = -1$
Si $\Delta C_{em} < -\varepsilon C_{em2}$		alors $ccpl = -2$
Si $-\varepsilon C_{em2} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em1}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$	alors $ccpl = -1$
Si $-\varepsilon C_{em2} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em1}$	et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$	alors $ccpl = -2$

III.12.2 Construction de la table de commutation

La construction des tables de commutation (Tableau III.8), se base effectivement sur le choix du vecteur tension statorique à appliquer pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique.

Une attention particulière a été consacrée à la synthèse de la table et aux comparateurs à hystérésis. Dans notre cas on utilise un correcteur à hystérésis à cinq niveaux pour le couple et à deux niveaux pour la régulation du flux.

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\Delta C_{em} = -2$	$\Delta \varphi_s = \mathbf{1}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		20	26	15	21	16	22	17	23	18	24	19	25
	$\Delta \varphi_s = \mathbf{0}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		25	20	26	15	21	16	22	17	23	18	24	19
$\Delta C_{em} = -1$	$\Delta \varphi_s = \mathbf{1}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		13	8	1	2	9	10	3	4	11	12	5	6
	$\Delta \varphi_s = \mathbf{0}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		5	6	13	8	1	2	9	10	3	4	11	12
$\Delta C_{em} = 0$	$\Delta \varphi_s = \mathbf{1}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		0	7	14	0	7	14	0	7	14	0	7	14
	$\Delta \varphi_s = \mathbf{0}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		0	7	14	0	7	14	0	7	14	0	7	14
$\Delta C_{em} = 1$	$\Delta \varphi_s = \mathbf{1}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		2	3	10	11	4	5	12	13	6	1	8	9
	$\Delta \varphi_s = \mathbf{0}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		3	4	11	12	5	6	13	8	1	2	9	10
$\Delta C_{em} = 2$	$\Delta \varphi_s = \mathbf{1}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		22	17	23	18	24	19	25	20	26	15	21	16
	$\Delta \varphi_s = \mathbf{0}$	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V	V
		17	23	18	24	19	25	20	26	15	21	16	22

Tableau. III.8. Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

III.12.3 Simulation des résultats et discussion

Les résultats de simulation permettent de valider la structure de contrôle appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension de type NPC, en s'appuyant sur le principe de base de la DTC appliqué à la machine alimentée par un onduleur triphasé à 2 niveaux. Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e .

Les paramètres de la machine sont définis en annexe, et une perturbation qui évolue avec la charge, [52] [54].

III.12.4 Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension

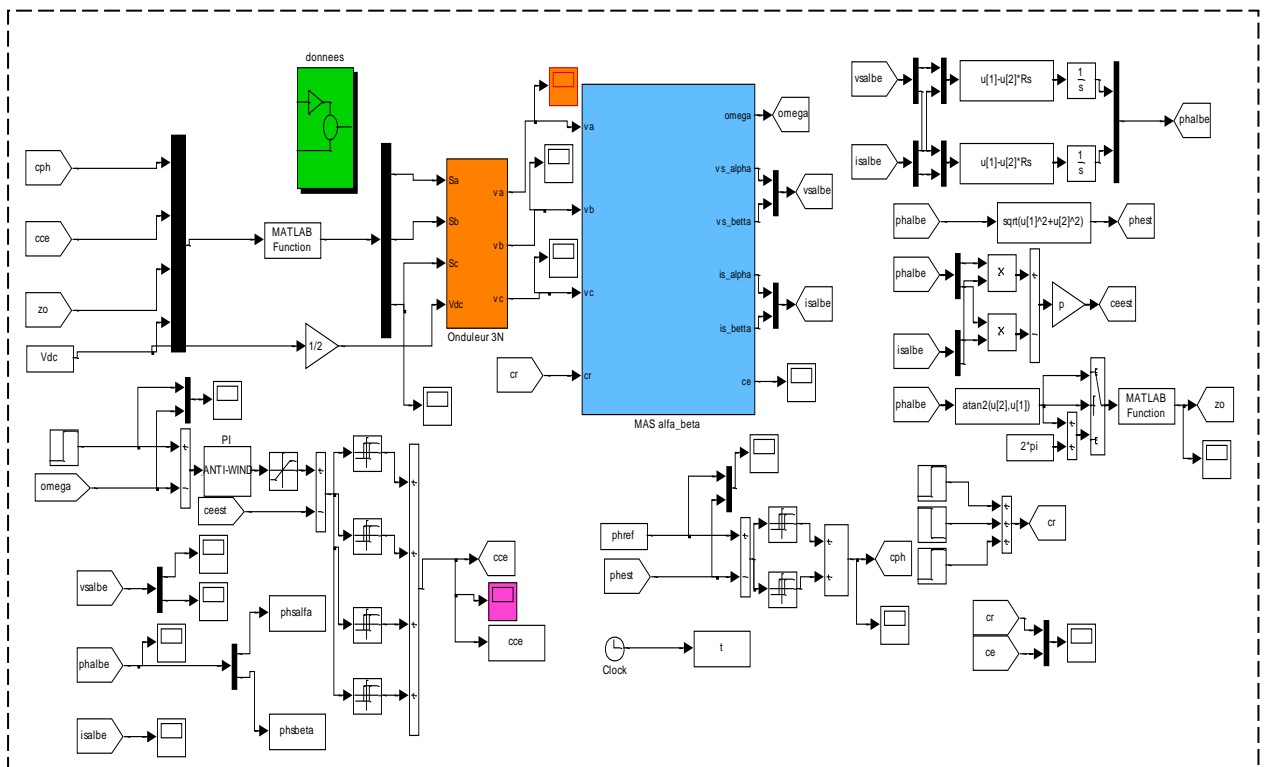


Fig. III.41. Simulation de la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à Trois niveaux de tension

III.12.5 Les résultats de simulations

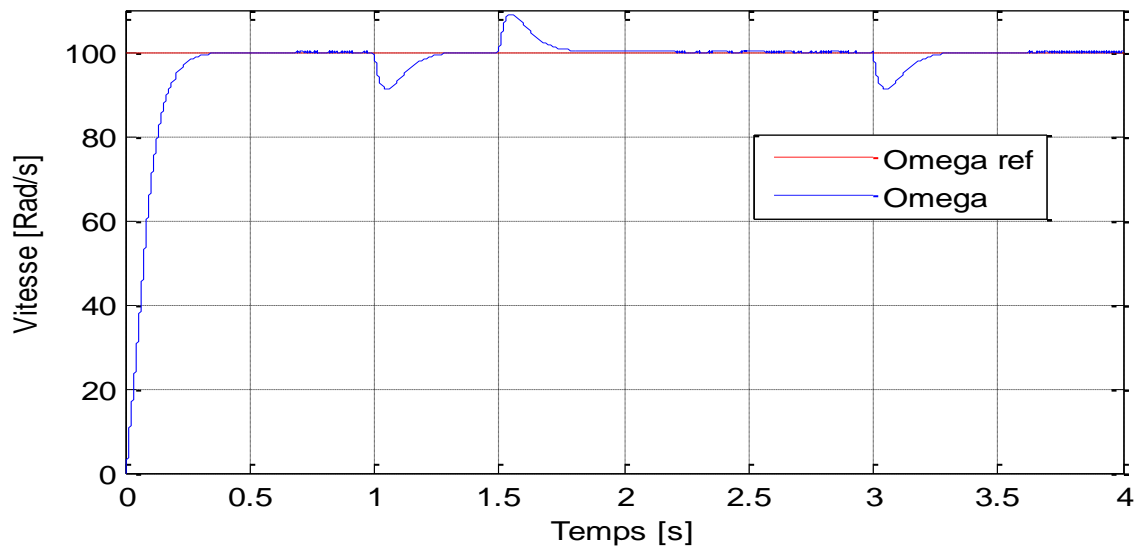


Fig. III.42. Vitesse de rotation en Rad/s pour Cr=15 N.m

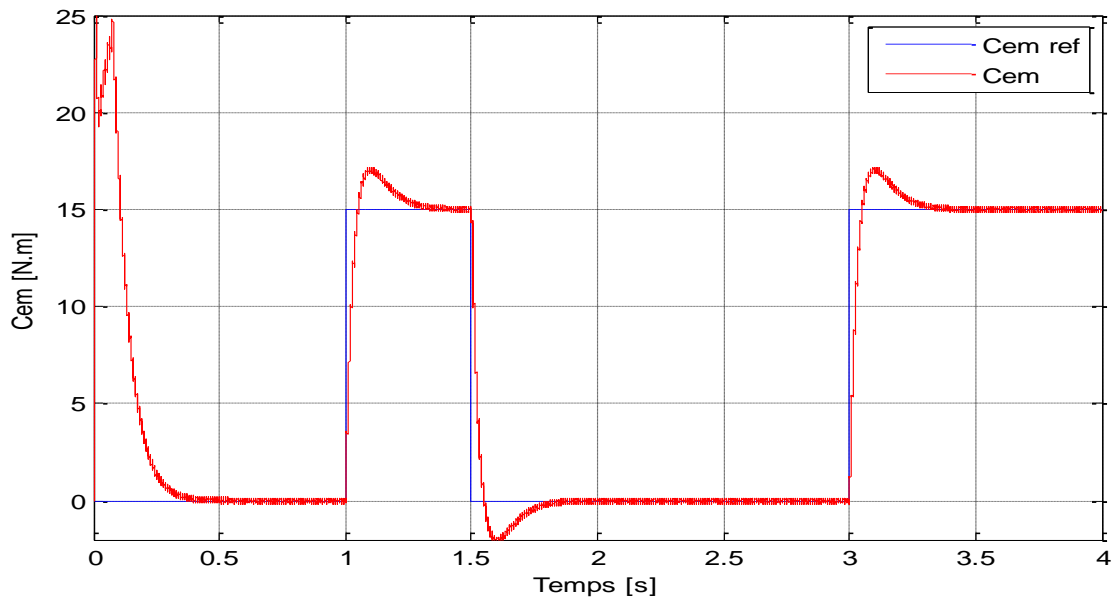


Fig. III.43. Couple Electromagnétique pour Cr 15 N.m

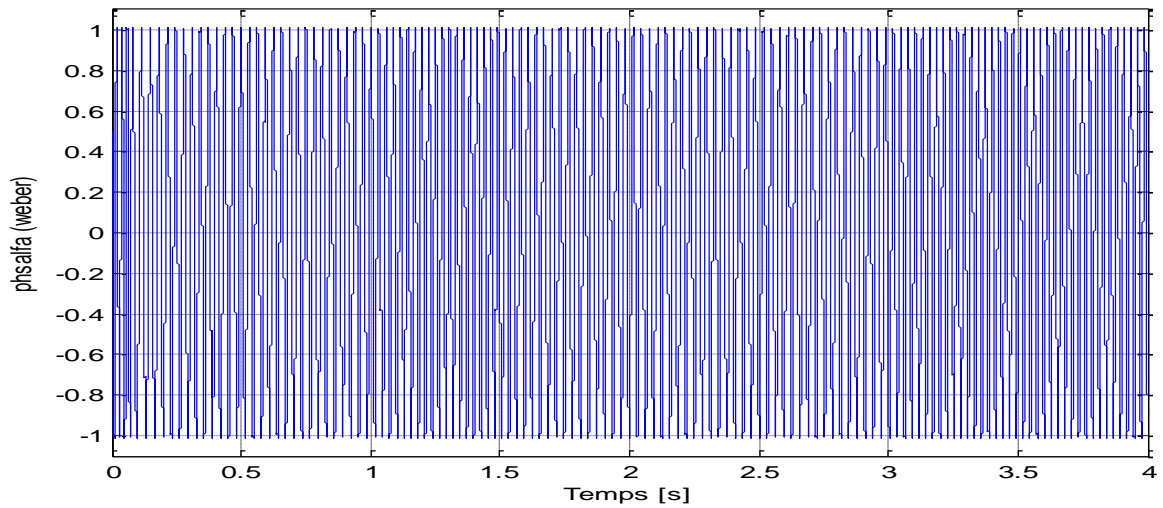


Fig. III.44. Flux $\phi_{sal\alpha}$ pour Cr 15 N.m

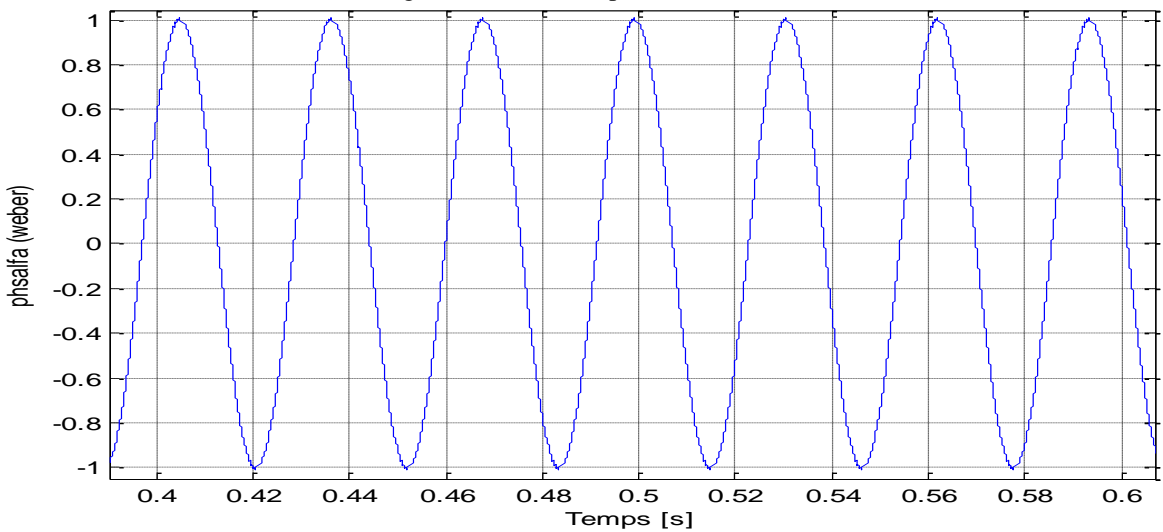


Fig. III.45. Zoom Flux $\phi_{sal\alpha}$ pour Cr 15 N.m

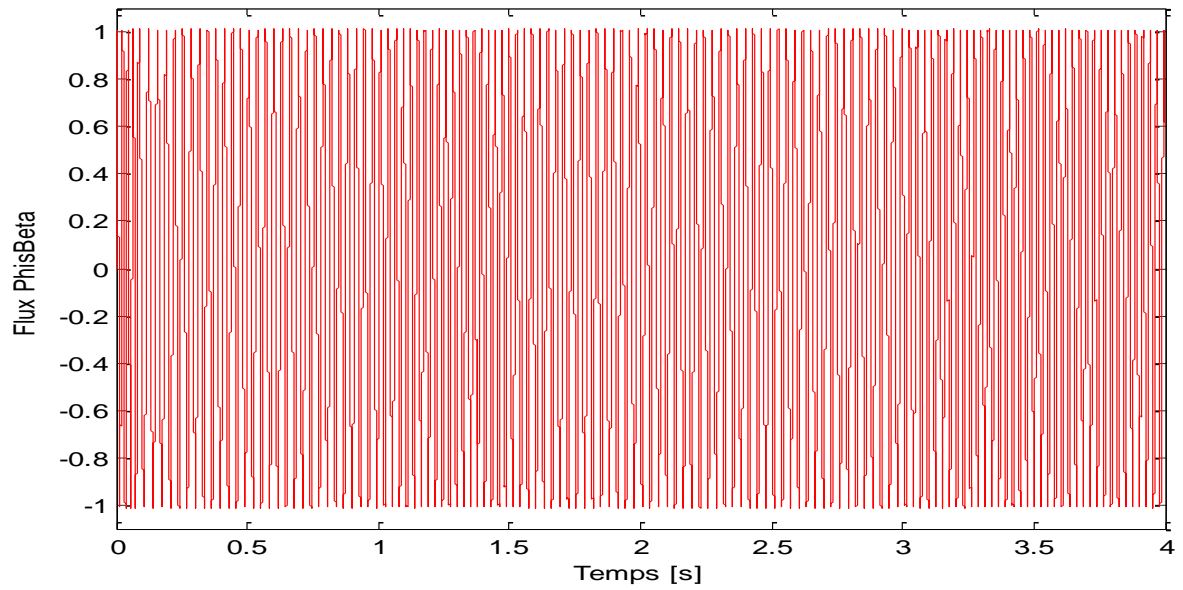


Fig. III.46. Flux $\Phi_{s\beta}$ pour Cr 15 N.m

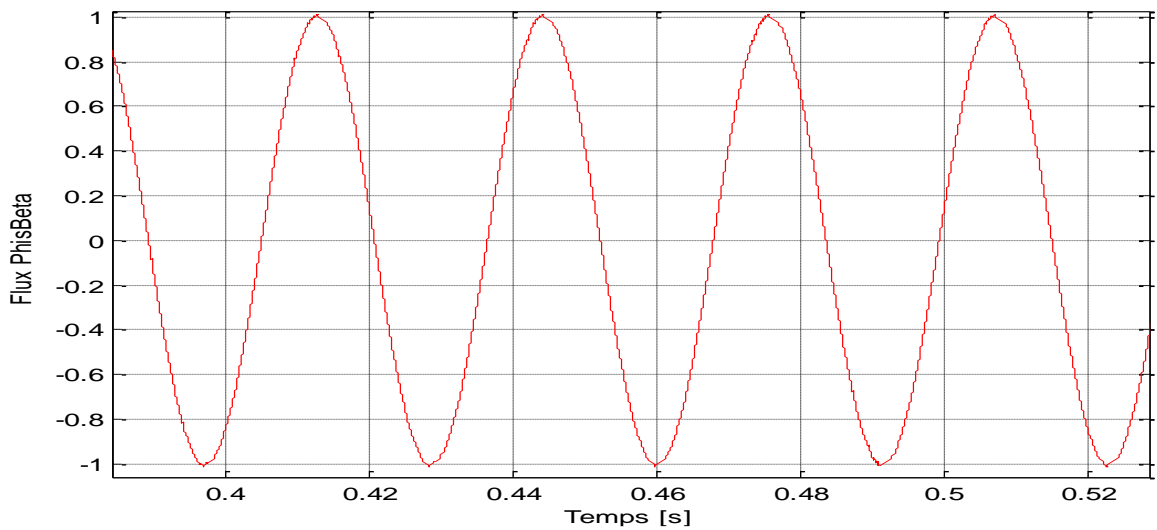


Fig. III.47. Zoom Flux $\Phi_{s\beta}$ pour Cr 15 N.m

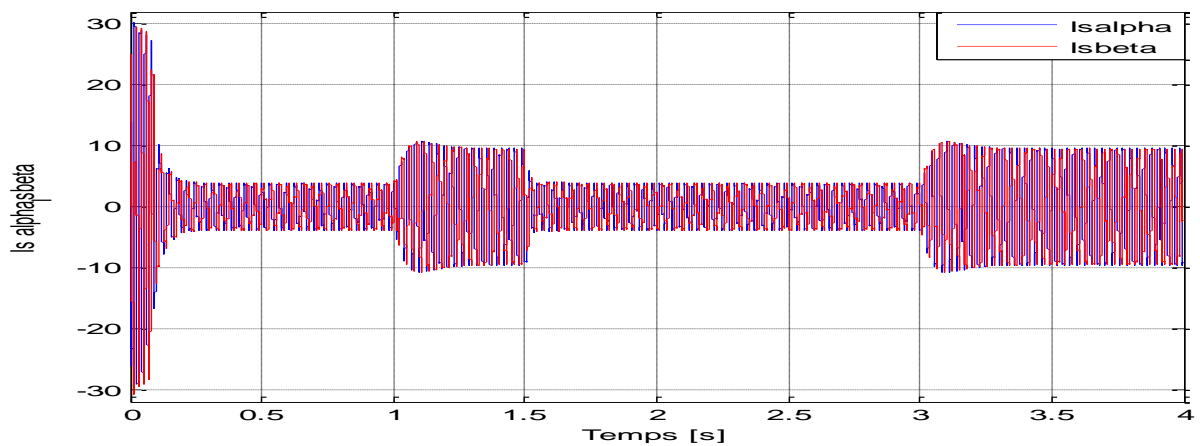


Fig. III.48. Courants $I_{s\alpha}$ / $I_{s\beta}$ pour Cr =15 N.m

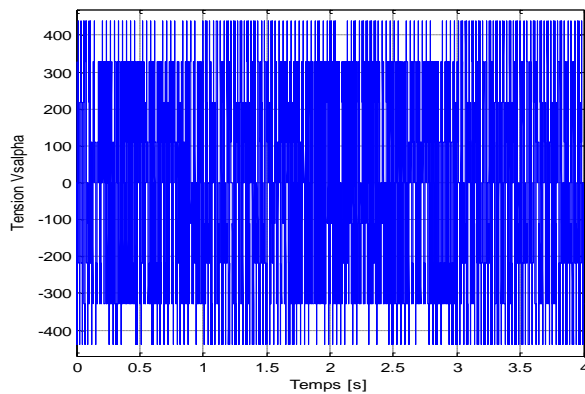
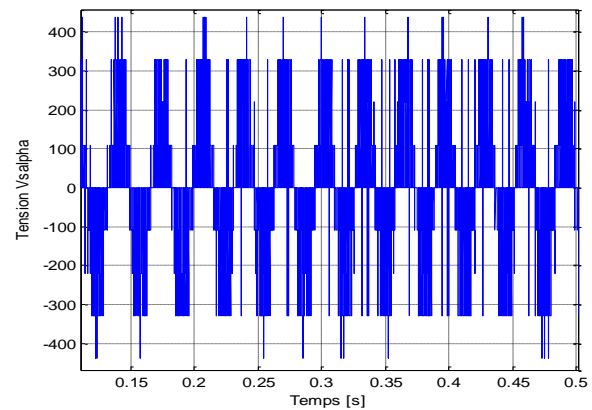
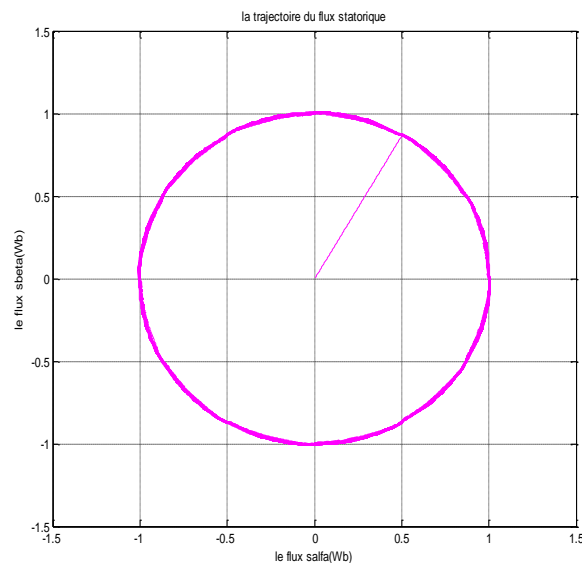
Fig. III.49. Tension Vs α Fig. III.50. Zoom Tension Vs α 

Fig. III.51. Evolution de flux statorique

Interprétation des résultants

Les résultats montrent le bon fonctionnement de l'estimateur du flux et couple, ainsi que les astuces pour réduire la déformation du flux surtout dans le cas d'un onduleur à 3-niveaux où il n'existe aucune déformation de flux (régime transitoire) avec moins d'ondulations au niveau du couple et du flux. Les dépassements des bandes d'hystérésis sont tout à fait logiques suite au fonctionnement propre des comparateurs. Les réponses du couple électromagnétique et du flux lors d'un changement des consignes nominales du couple et du flux sont très rapides. La dynamique de vitesse est très rapide avec un temps de réponse court. On peut également observer l'établissement rapide du courant de ligne durant la phase de transition.

III.13 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes de bases de la commande directe du couple appliquée sur un moteur asynchrone avec l'utilisation de deux types d'onduleurs. Tout d'abord nous avons montrés géométriquement et physiquement la manière d'évolution des deux grandeurs principales qui sont présentées par le flux statorique et le couple électromagnétique,

après nous avons démontré la méthode pour élaborer les tables de commutations qui représentent l'algorithme principale utilisé dans la commande DTC.

L'utilisation de la DTC par un onduleur à 3-niveaux donne des meilleures performances par rapport à l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux, ces améliorations touchent essentiellement les réponses des grandeurs de base de la commande DTC (le flux statorique et le couple électromagnétique).

Chapitre IV

Commande DTC 3

niveaux d'une Machine

Asynchrone basé sur

les techniques de

l'intelligence artificielle

IV.1 INTRODUCTION

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur. Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par un comparateur neuronal, floue et neuro-flou, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique.

Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances des méthodes proposées. Sous le terme intelligence artificielle (IA) on regroupe l'ensemble des "théories et des techniques mises en œuvre en vue de réaliser des machines capables de simuler l'intelligence." Cette pratique permet à l'Homme de mettre un système informatique sur la résolution de problématiques complexes intégrant de la logique [57]. D'une façon plus commune, lorsque l'on parle d'intelligence artificielle, on entend aussi par là des machines imitant certains traits de l'Homme.

IV.2 DEFINITION

Aujourd'hui de nombreux termes sont utilisés dans la littérature pour désigner le domaine des réseaux de neurones artificiels, comme connexionnisme ou neuromimétique. Pour notre part, il nous semble qu'il faut associer à chacun de ces noms une sémantique précise. Ainsi, les réseaux de neurones artificiels ne désignent que les modèles manipulés ce n'est ni un domaine de recherche, ni une discipline scientifique. Connexionnisme et neuromimétique sont tous deux des domaines de recherche à part entière, qui manipulent chacun des modèles de réseaux des neurones artificiels, mais avec des objectifs différents. L'objectif poursuivi par les ingénieurs et chercheurs connexionnistes est d'améliorer les capacités de l'informatique en utilisant des modèles aux composants fortement connectés. Pour leur part, les neuromiméticiens manipulent des modèles de réseaux de neurones artificiels dans l'unique but de vérifier leurs théories biologiques du fonctionnement du système nerveux central. Notons qu'en France, dès 1982, des réunions de ces deux communautés ont été organisées, ce sont les Journées Neurosciences et Sciences de l'Ingénieur. Le titre même de cet ouvrage ne laisse aucun doute, nous nous plaçons du point de vue de l'ingénieur à la recherche d'une connaissance connexionniste. Ceci nous oblige cependant à aborder au chapitre suivant des notions de neurosciences utiles à notre projet.

IV.3 HISTORIQUE

- 1890 : W. James, célèbre psychologue américain introduit le concept de mémoire associative, et propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage sur les réseaux de neurones connue plus tard sous le nom de loi de Hebb.
- 1943 : J. Mc Culloch et W. Pitts laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au comportement binaire). Ceux sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique).
- 1949 : D. Hebb, physiologiste américain explique le conditionnement chez l'animal par les propriétés des neurones eux-mêmes. Ainsi, un conditionnement de type pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraîne chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose explique en partie ce type de résultats expérimentaux.

IV.4 LE MODELE NEUROPHYSIOLOGIQUE

Le cerveau se compose d'environ 1012 neurones (mille milliards), avec 1000 à 10000 synapses (connexions) par neurone. Nous allons dans ce chapitre décrire succinctement l'élément de base du système nerveux central : le neurone. L'étape suivante nous conduit à l'étude de petits réseaux de neurones, tels ceux impliqués dans les arcs réflexes. Ceci nous amène à exposer les propriétés d'habitation, de sensibilisation et surtout à concevoir l'idée d'une modification physique des connexions entre neurones pour supporter ces phénomènes. L'étude du mécanisme de la vision chez l'animal (et l'homme) permet d'appréhender les notions de messages soma to-sensoriels, de réduction d'information, d'étages de traitement et de complexification de l'information.

IV.4.1 Le neurone

IV.4.1.1 Structure

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites. Celles-ci sont parfois si nombreuses que l'on parle alors de chevelure dendritique ou d'arborisation dendritique. C'est par les dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le soma, corps du neurone. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe.

En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angströms(10^{-9} m) entre l'axone d'un neurone afférent et les dendrites (on dit une dendrite) du neurone efférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse comme le montre la figure IV.1.

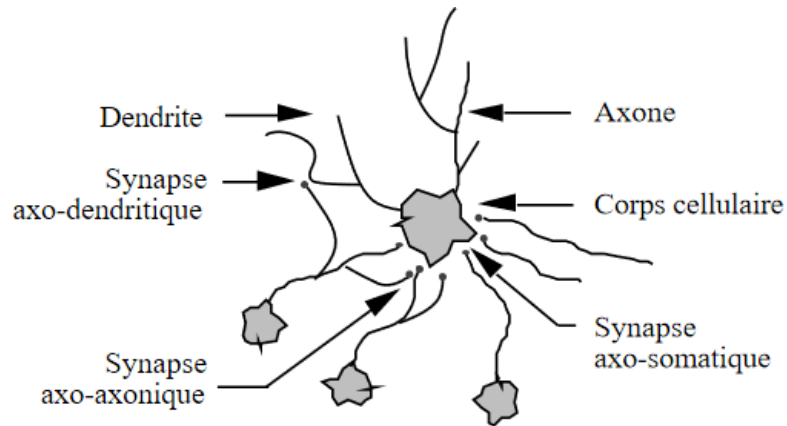


Fig. IV.1. Un neurone avec son arborisation dendritique

IV.4.1.2 Les modèles mathématiques

Les réseaux de neurones biologiques réalisent facilement un certain nombre d'applications telles que la reconnaissance de formes, le traitement du signal, l'apprentissage par l'exemple, la mémorisation, la généralisation. Ces applications sont pourtant, malgré tous les efforts déployés en algorithmique et en intelligence artificielle, à la limite des possibilités actuelles. C'est à partir de l'hypothèse que le comportement intelligent émerge de la structure et du comportement des éléments de base du cerveau que les réseaux de neurones artificiels se sont développés. Les réseaux de neurones artificiels sont des modèles, à ce titre ils peuvent être décrits par leurs composants, leurs variables descriptives et les interactions des composants.

IV.5 COMPOSITION D'UN RESEAU DE NEURONE (RNA)

Un RNA est constitué généralement de trois couches comme l'indique la figure VI.2 :

- **Couche d'entrée** : Elle est constituée de d'ensemble neurones du réseau qui reçoivent les données du problème. Sa taille est donc déterminée directement par le nombre de variables d'entrée.
- **Couche de sortie** : Elle est constituée de l'ensemble des neurones de sortie du réseau. C'est cette couche-là qui fournit les résultats du problème.
- **Une ou plusieurs couches cachées** : Ce sont les couches qui se trouvent entre la couche d'entrée et la couche de sortie. Elles définissent l'activité interne du réseau. En général, les fonctions d'activations sont non linaires sur ces couches.

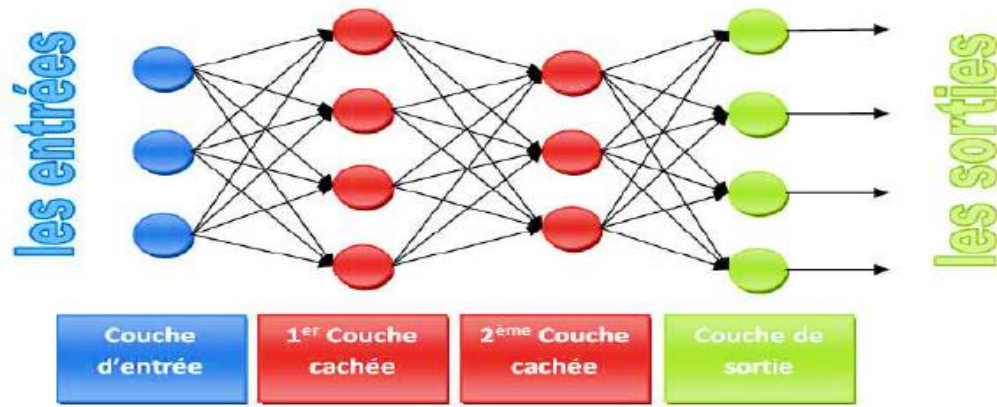


Fig. IV.2. Architecture d'un réseau de neurones

IV.5.1 Structure

La figure IV.3 montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurone amont. A chacune de ces entrées est associé un poids w abréviation de weight (poids en anglais) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones aval. A chaque connexion est associé un poids.

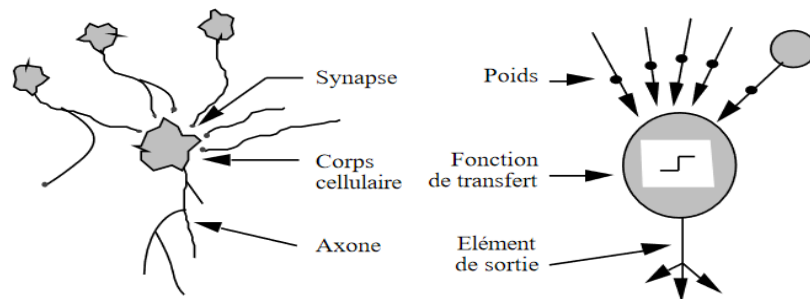


Fig. IV.3. Mise en correspondance neurone biologique / neurone artificiel

La figure IV.4 : donne les notations que nous utilisons dans cet ouvrage.

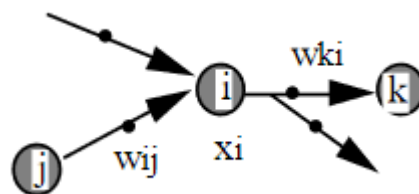


Fig. IV.4. Structure d'un neurone artificiel. Pour le neurone d'indice i , les entrées surcelui-ci sont de poids w_{ji} alors que les connexions avals sont de poids w_{ki} .

IV.5.2 Comportement

On distingue deux phases. La première est habituellement le calcul de la somme pondérée des entrées (a) selon l'expression suivante :

$$a = \sum(w_i \cdot e_i) \quad (\text{IV.1})$$

IV.6. LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires, [58,59]. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires inter connectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones [58,60]. Pour les applications considérées dans cette thèse (modélisation et commande à temps discret de la MAS), ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, Ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés) [61].

IV.6.1 Neurone formel

Le modèle de neurone formel présenté ici, du à Mac Culloch et Pitts, est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse de la réalité biologique. On commence par une simple sommation des signaux arrivant au neurone (ces signaux sont communément appelés les entrées du neurone) voir figure IV.5, [61,62]. On compare ensuite la somme obtenue à un seuil et on déduit de la comparaison la sortie du neurone. Cette sortie sera par exemple égale à 1 si la somme est supérieure au seuil et à 0 dans le cas contraire [63].

Plus formellement encore, il suffit pour obtenir ce comportement de soustraire le seuil considéré à la somme des entrées [62], et de faire passer le résultat par la fonction de transfert du neurone qui est ici la fonction de heavisi de. Le résultat après transfert est alors la sortie du neurone. Cet enchaînement "sommation" puis "non linéarité" représente finalement les propriétés "physiques" du neurone.

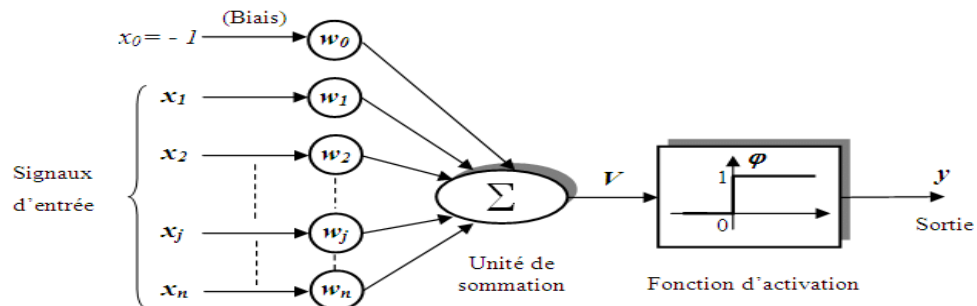


Fig. IV.5. Le neurone formel de Mac Culloch et Pitt

IV.6.2 Modélisation générale d'un neurone

D'une façon plus générale, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées x_1, x_2, \dots, x_n (sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones), et une sortie. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y_j le résultat d'une fonction de seuil dite aussi fonction d'activation, de la somme pondérée [53].

$$y_i = f\left(\sum_{j=1}^n w_{ij}x_j\right) \quad (\text{IV.2})$$

Où : w_{ij} : Coefficient synaptique ou poids associé à la $i^{\text{ème}}$ entrée du neurone j .

Parfois, il y a un terme additionnel b_j représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids w_{0j} associé à une entrée constante, l'expression devient donc :

$$y_i = f\left(\sum_{j=1}^n (w_{ij}x_j + \theta_j)\right) \quad (\text{IV.3})$$

Les fonctions d'activations représentent généralement certaines formes de non-linéarité. Différents modèles peuvent être classés suivant la fonction qu'ils utilisent.

IV.6.3 Les étapes de modélisation

La modélisation par les réseaux de neurones de ce contrôleur, doit passer par les étapes suivantes :

- Conception d'une base de données qui relie les entrées et les sorties, ainsi déterminer (la méthode d'apprentissage, le type d'apprentissage, le pas d'apprentissage, nombre d'itérations, la précision souhaitée pour le test d'arrêt).
- Choix d'un réseau de neurones par entraînement sur la base d'apprentissage et la base de validation avec un algorithme convenable pour réaliser une convergence entre ce réseau et son modèle.
- Si possible, comparer les performances du réseau obtenu avec la base de test d'autres réseaux supplémentaires qui n'ont pas la même topologie pour choisir le meilleur.

IV.7 QUELQUES ASPECTS PRATIQUES

La détermination et le choix du réseau optimal pour un processus donné sont des problèmes ouverts, malgré l'existence de quelques travaux, qui permettent pour une vaste classe de réseaux, de déterminer l'architecture optimale.

- **Fixer le nombre de couches cachées :** Mis à part les couches d'entrée et de sortie, l'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation ; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue.

- **Déterminer le nombre de neurones par couches cachées :** Actuellement, il n'existe pas une loi qui nous dicte exactement le nombre de neurones nécessaires au niveau des couches cachées. Donc on ne sait pas comment construire le réseau, ni combien de neurones sont dans la couche cachée, ni combien de liens synaptiques. En effet, si le réseau possède un très grand nombre de poids et de neurones, le réseau est trop souple et si ce nombre est trop petit, le réseau est trop rigide et présente des mauvaises performances.
- **Test d'arrêt :** La détermination du critère d'arrêt est cruciale dans la mesure où la convergence peut passer par des minima locaux. En effet, le test d'arrêt est la mesure des performances du réseau pour savoir si la convergence du réseau est atteinte. D'une façon générale, on cherche à arrêter l'algorithme si l'erreur E est minimale c'est-à-dire si le gradient de l'erreur est proche de zéro.

Généralement, le test d'arrêt est effectué en découpant la base de données en deux parties, une base d'apprentissage (BA) et une base de test (BT), et en alternant des étapes d'apprentissage sur la (BA) et de mesure de performances sur la (BT) jusqu'à atteindre des résultats satisfaisant.

IV.8 TAUX D'APPRENTISSAGE

Ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de η est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création des oscillations dans l'erreur totale qui empêcheront l'algorithme de converger vers un minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, Figure IV.6, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de η , si on veut attendre un minimum global même si l'apprentissage est long.

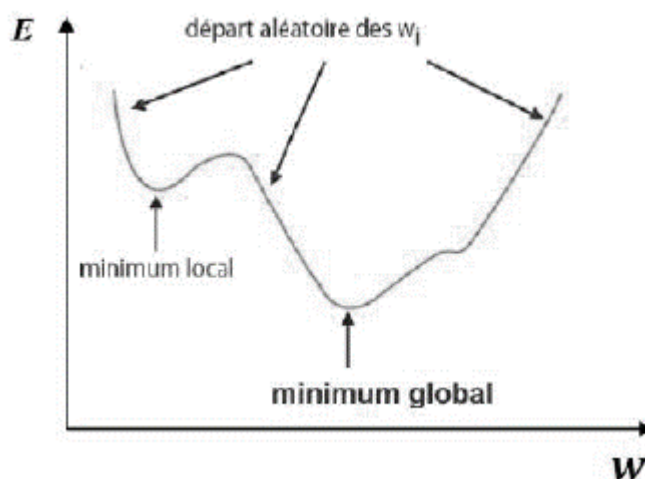


Fig. IV.6. Développement l'erreur dans Algorithme de rétropropagation

IV.9 SEUIL DE TOLERANCE

Ce paramètre critique détermine la précision de la réponse du réseau. Théoriquement, l'algorithme doit se terminer dès que le minimum de l'erreur commise par le réseau sera atteint, correspondant à un gradient nul, ce qui n'est jamais rencontré en pratique. C'est pourquoi on fixe à priori ce seuil afin d'arrêter l'apprentissage.

IV.10 CONCEPTION DE LA BASE DE DONNEES

L'apprentissage d'un réseau de neurones agit avec une base de données représentative sur le domaine de fonctionnement. Notre contrôleur neural reçoit les informations sur l'évolution du flux, l'évolution du couple, et la position de flux statorique, par ces informations on va faire une combinaison entre les relations de ces entrées et la représenter à la dépendance avec la sortie du contrôleur.

Chaque cas représente les entrées ($\Omega_{er}, e, \Omega_{er(K-1)}, C_{e(K-1)}$) et la sortie (C_{em}) qui dépendent, donc ce contrôleur neural doit recevoir les informations de ces entrées pour avoir la décision convenable dans sa sortie.

IV.10.1 Conception de la base de données

Cette base de données est collectée par la simulation de la commande DTC classique. Le vecteur d'entrée est construit comme suit :

On a fait varier la vitesse de référence de -100 rad/s à 100 rad/s avec un pas de 5 rad/s et pour chaque valeur de vitesse de référence on a relevé les valeurs des autres variables d'entrées Ω_{ref} ,

L'erreur de Ω_{ref} la dérivée de Ω_{ref} et l'erreur dans le couple C_{em} dans son état précédente, qu'on peut représenter sous forme d'un vecteur $V = (\Omega_{er}, e, \Omega_{er(K-1)}, C_{e(K-1)})$, ce dernier représente les vecteurs d'entrées tous ces vecteurs sont obtenus pendant le régime permanent du fonctionnement de la machine en charge. Le vecteur de sortie on peut l'obtenir par la variation du couple résistant de 0 à 15 N.m avec un pas de 5 N.m. le vecteur de sortie ($S = C_{em}$), de cette manière qui sera construite notre base de données

IV.11 LE CHOIX DU TYPE DE RESEAU DE NEURONES

Comme nous l'avons mentionné dans la partie théorique, il y a plusieurs types de RNA. Pour notre étude nous avons opté pour le Perceptron Multi Couches (PMC) non bouclée. En effet les techniques à base de PMC ont démontré ces dernières années leur efficacité en termes d'erreur de corrélation. Le PMC utilisé contient seulement une seule couche cachée ayant dix (10) neurones à fonction d'activation type (tangente sigmoïde) et une seule couche de sortie possédant un seul neurone qui a une fonction d'activation (linéaire).

IV.11.1 Le choix de la stratégie d'apprentissage

L'apprentissage est un aspect très important des RNA. Qui consiste à modifier les poids des connexions jusqu'à ce qu'ils ne se modifient plus que d'une façon infime. Pour notre étude, nous avons choisi un apprentissage supervisé. L'algorithme utilisé est celui de Levenberg-Marquardt.

IV.12 DÉROULEMENT DE L'APPRENTISSAGE

- Le déroulement d'apprentissage est fait selon ces données : L'apprentissage est supervisé (figure IV.6).
- L'algorithme d'apprentissage est par la méthode de Levebreg-Marquardt.
- Les fonctions d'activation initiales utilisées sont : la fonction sigmoïde pour la/les couche(s) cachée(s) et linéaire pour la couche de sortie.
- L'architecture optimale du réseau et le nombre des exemples sont déterminés au cours de l'apprentissage.

La base de données d'apprentissage est constituée des entrées (Ω_{er} , e , $\Omega_{er(K-1)}$, $C_{e(K-1)}$) appliquées au mode ANN et la sortie désirée (C_{em}) qui est la sortie représentées par (Y_d).

Les coefficients sont estimés de manière à minimiser une erreur d'approximation définie à partir de l'écart ($Y_d - Y$) à l'aide d'un algorithme d'apprentissage utilisé.

Le but de l'apprentissage est d'estimer les coefficients (poids et biais) du réseau de neurones. Le schéma de la figure IV.9 représente le système d'apprentissage pour modéliser le contrôleur neuronal.

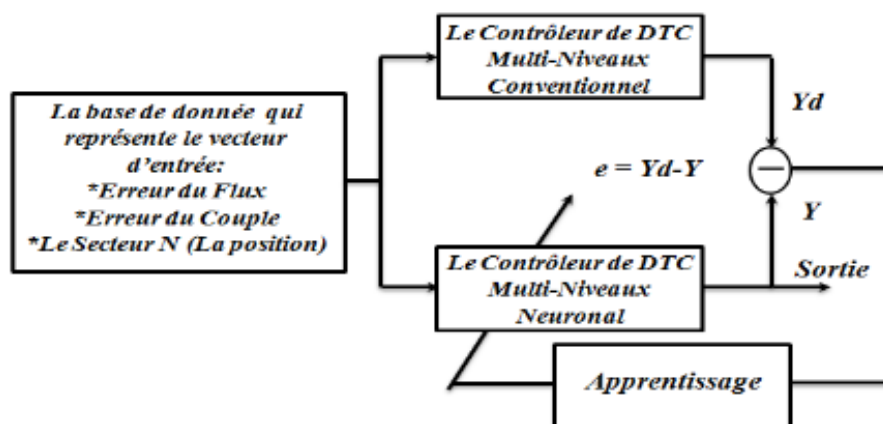


Fig. IV.7. L'opération d'apprentissage utilisée pour la modélisation du contrôleur Neuronal de DTC à multi-niveaux
Où :

Y_d : La sortie réelle de contrôleur DTC.

Y : La sortie calculée par le contrôleur DTC neuronal.

e : L'erreur de la modélisation (la convergence de l'apprentissage).

Par la suite, dans cette étape, il faudra trouver une structure optimale du réseau de neurones, nombre de couches cachées suffisantes, nombre de neurones dans chaque couche cachée, ainsi la fonction d'activation pour chaque couche qui existe. Chaque fois après l'apprentissage Off-line, on insère le contrôleur neuronal dans le système

Entier, et contrôler ses performances avec son fonctionnement, si le réseau n'arrive pas à converger ou bien l'erreur décroît lentement, on refait la même tâche avec un autre réseau par modification dans les nombres de neurones de chaque couche cachée et parfois même on a besoin de changer également les fonctions d'activations qui donnent une convergence rapide dans l'apprentissage.

Pour avoir un meilleur réseau de neurones, il faut aussi augmenter les nombres d'itérations avec une grande précision pour assurer un apprentissage parfait.

Comme montre la figure IV.7, l'apprentissage et l'optimisation du réseau précédent est accompli par un programme sur l'environnement de Matlab-Simulink, le réseau optimisé obtenu possède une couche d'entrée de dix neurones, et une couche de sortie avec un seul neurone.

Ainsi, pour les fonctions d'activation choisies finalement, on a désigné la fonction logarithmique pour la première couche cachée 'Logsig', la fonction tangente pour la deuxième couche cachée 'Tangsig', et dans la couche de sortie, il y'a que la fonction linéaire 'Purelin' donnée obligatoirement par la définition.

La méthode d'apprentissage qui était utilisée, est la méthode de Levenberg-Marquardt (LM) comme on a mentionnée déjà et la méthode de calcul de l'erreur est la méthode de moindre carrée (Squared Error), avec un nombre total d'itérations de 1000 et la tolérance acceptable de l'erreur est fixée à 10^{-8} . Notre réseau est établi son état final dans la 652 itération avec une erreur obtenue $e = 6.29161$

IV.13 PERCEPTRONS MULTICOUCHES

- **Apprentissage :** L'apprentissage est l'opération qui consiste du réseau de neurones consiste à modifier itérativement les coefficients (poids et biais) en fonction des stimulus présentés à la couche d'entrée de manière à minimiser la fonction de coût, il est subdivisée en deux grandes catégories : apprentissage supervisé ou apprentissage non supervisé.
- **La rétro propagation :** Les algorithmes d'optimisation de fonction efficaces utilisent en général la différentielle de la fonction considérée (c'est à dire son gradient car elle est à valeurs réelles). Quand les fonctions de transfert utilisées dans les neurones sont différentiables, et quand la fonction distance est aussi différentiable, l'erreur commise par un MLP est une fonction différentiable des coefficients synaptiques du réseau [64-58], [62,60].

L'algorithme de rétro propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [64,62]. Soit le vecteur W contenus les poids synaptiques, m le nombre de sorties du réseau, y_k et d_k les composantes respectives de Y et D sur la sortie k . l'erreur quadrature commise sur l'exemple i est donc :

$$E_w(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1..m} |y_k - d_k|^2 \text{ pour } i = 1 \text{ à } m \quad (\text{IV.4})$$

Sur l'ensemble d'apprentissage, on a :

$$E_w = \frac{1}{2} \sum_{i=1..m} E_w(i) \quad (\text{IV.5})$$

La rétropropagation est une descente de gradient, qui modifie donc les poids par une quantité proportionnelle à l'opposé du gradient :

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{ij}} \quad (\text{IV.6})$$

Où η est le pas d'apprentissage.

L'algorithme consiste à calculer un terme d'erreur e . Propre à chaque neurone et de faire les modifications de poids des couches supérieures vers les couches inférieures. Cette méthode d'apprentissage est la plus utilisée dans l'entraînement des réseaux de neurones, à cause de sa simplicité. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une convergence très lente, [58].

IV.14 COMMANDE NEURONALE DIRECTE DU COUPLE (DTNC)

La structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC), d'une machine asynchrone est représentée par la Figure IV.8.

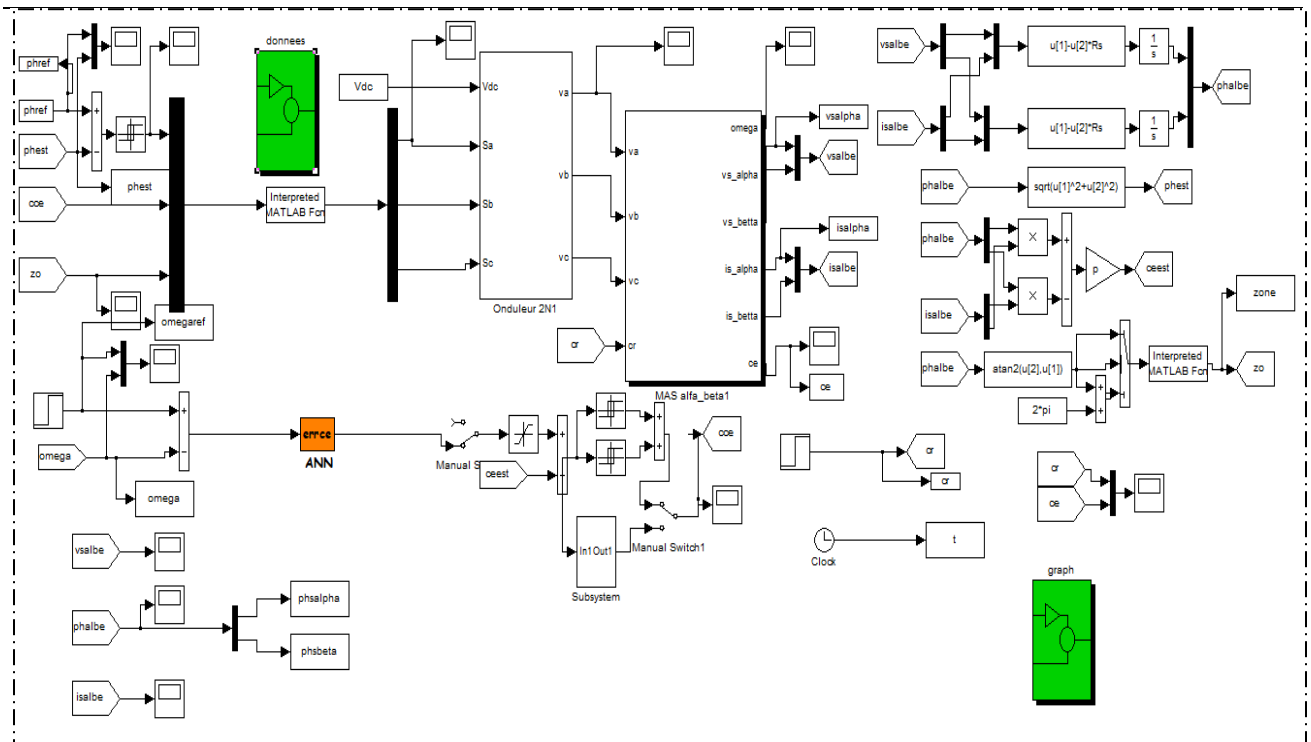


Fig. IV.8. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones

Dans les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal dont Les entrées de boîte noire neuronale présentées comme un vecteur V , tel que :

$V = [\Omega_{ref} \quad e \quad \Omega_{(K-1)} \quad Cem_{(K-1)}]^T$ et la sortie $[Cem]^T$, pour générer ce contrôleur neuronal par Matlab/Simulink ou on a choisi **10** couches cachées et **1** couche de sortie avec les fonctions d'activation respectivement de type "tansig" et "purelin" ; les résultats obtenus sont illustrés par figures suivants :

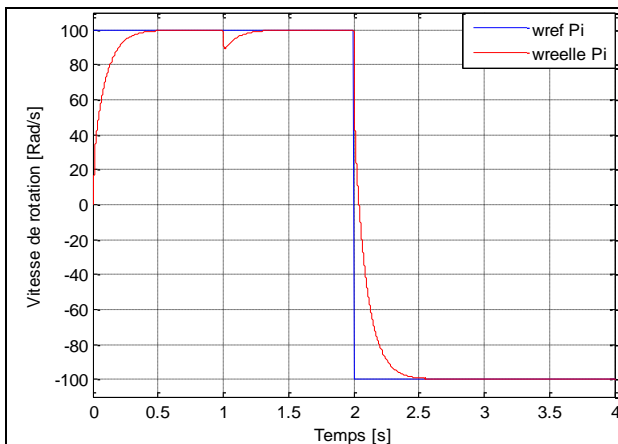


Fig. IV.9. Vitesse de rotation par PI avec $C_r = 15 \text{ N.m}$

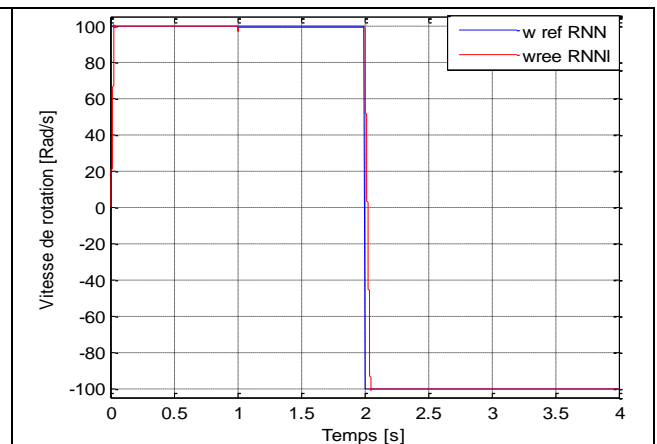


Fig. IV.10. Vitesse de rotation par PI Neuronale avec $C_r = 15 \text{ N.m}$

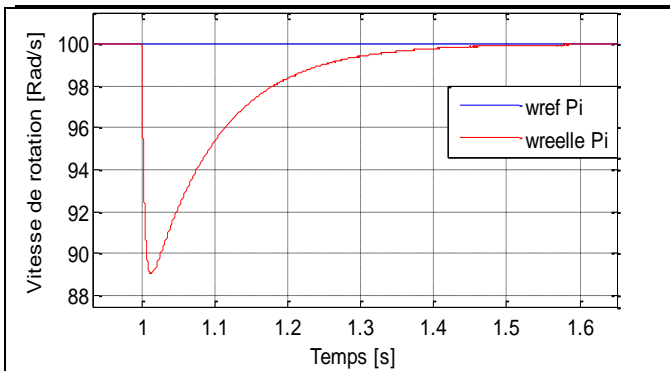


Fig. IV.11. Zoom Vitesse de rotation par PI avec $C_r = 15$ N.m

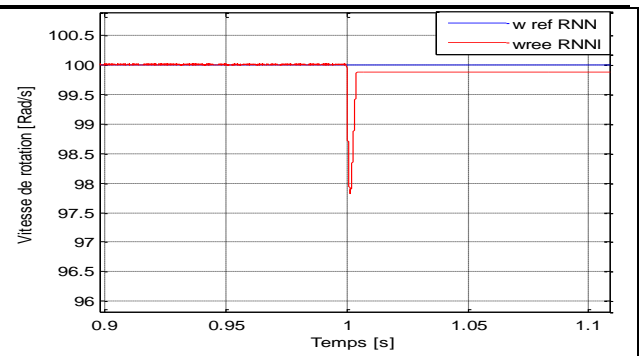


Fig. IV.12. Zoom Vitesse de rotation par PI Neuronale avec $C_r = 15$ N.m

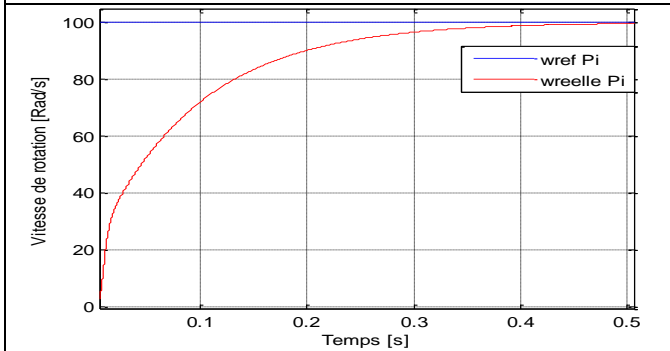


Fig. IV.13. Zoom temps de réponse vitesse de rotation par PI avec $C_r = 15$ N.m

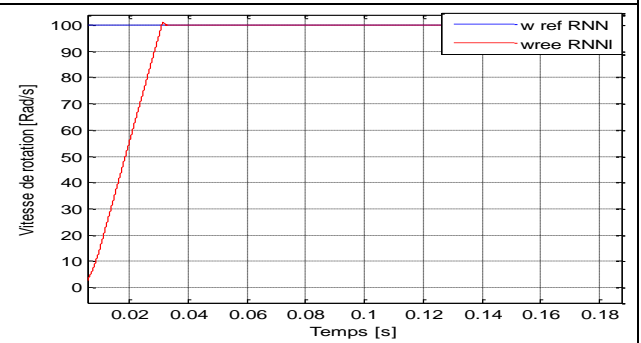


Fig. IV.14. Zoom temps de réponse vitesse de rotation par PI Neuronale avec $C_r = 15$ N.m

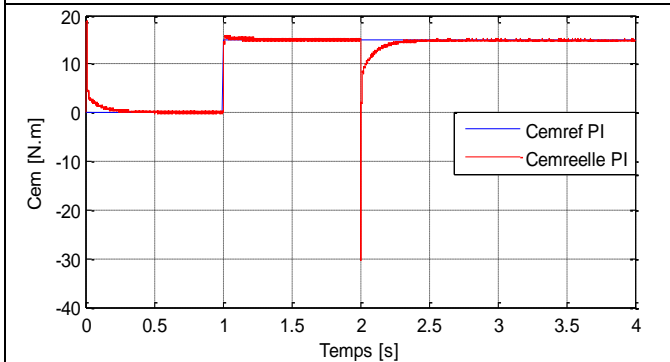


Fig. IV.15. Couple électromagnétique avec PI dont $C_r = 15$ N.m

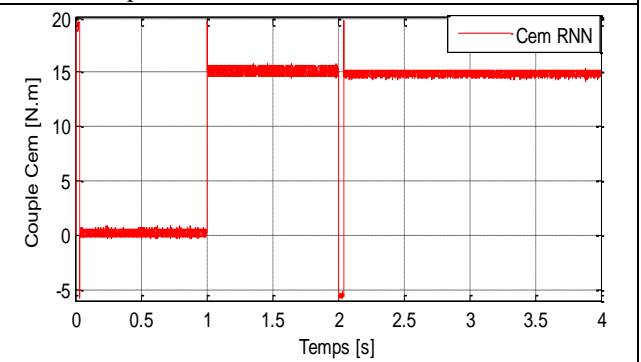


Fig. IV.16. Couple électromagnétique avec PI Neuronale dont $C_r = 15$ N.m

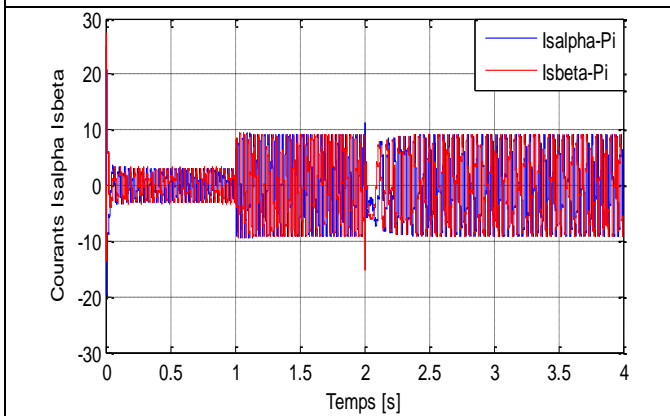


Fig. IV.17. Courants $I_{s\alpha} I_{s\beta}$ avec PI $C_r = 15$ N.m

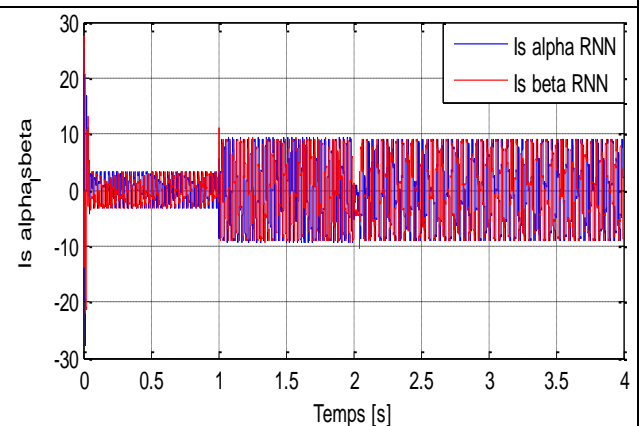


Fig. IV.28. Courant $s_{\alpha} I_{s\beta}$ avec PI Neuronale $C_r = 15$ N.m

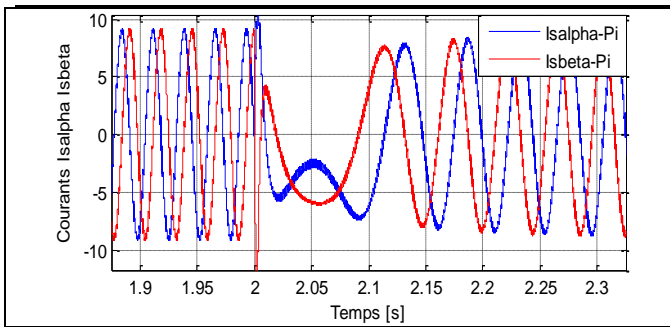


Fig. IV. 19. Zoom Courants $I_{s\alpha}I_{s\beta}$ avec PI $C_r = 15$ N.m à l'instant d'inversion du sens de rotation

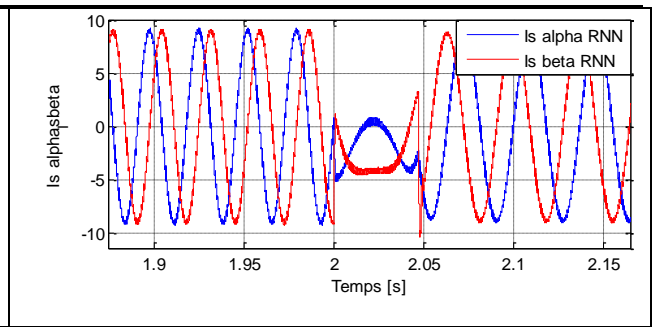


Fig. IV. 20. Zoom Courants $I_{s\alpha}I_{s\beta}$ avec PI Neuronale $C_r = 15$ N.m à l'instant d'inversion du sens de rotation

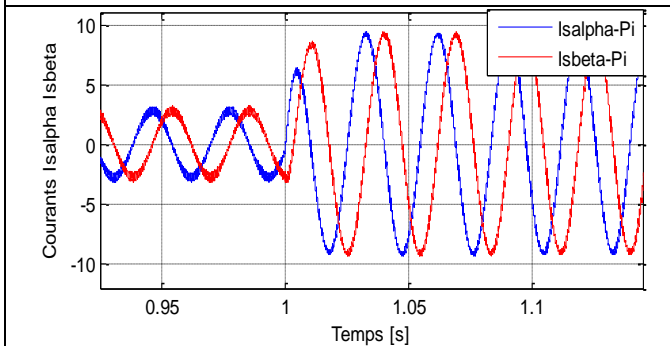


Fig. IV. 21. Zoom Courants $I_{s\alpha}I_{s\beta}$ avec PI $C_r = 15$ N.m avant l'application de la charge

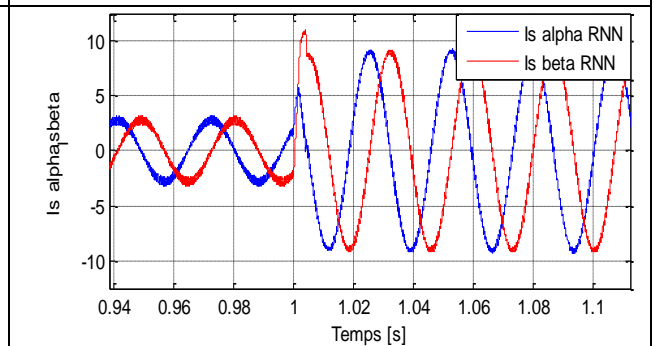


Fig. IV. 22. Zoom Courants $I_{s\alpha}I_{s\beta}$ avec PI Neuronale $C_r = 15$ N.m avant l'application de la charge

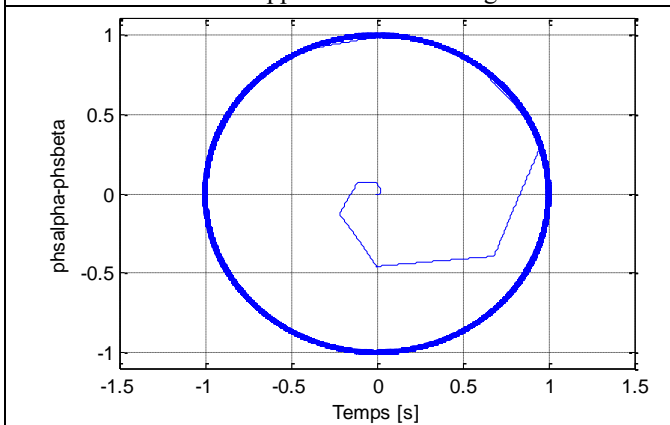


Fig. IV. 23. Trajectoire du flux $\phi_{s\alpha}\phi_{s\beta}$ avec PI $C_r = 15$ N.m

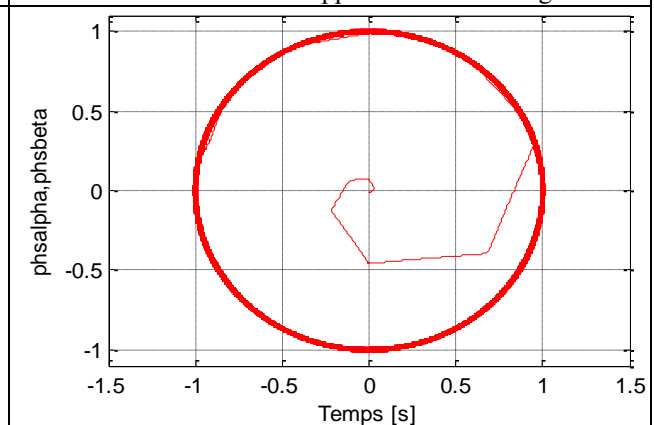


Fig. IV. 24. Trajectoire du flux $\phi_{s\alpha}\phi_{s\beta}$ avec PI Neuronale $C_r = 15$ N.m

IV.15 INTERPRETATION DES RESULTATS

- L'allure de vitesse dans le cas du régulateur neuronale présente un temps de réponse très court par rapport au temps de réponse du régulateur PI Figure IV.13 et Figure IV.14.
- Le régulateur neuronal ne n'influé pas par l'application de la charge par rapport au régulateur PI, Figure IV.11 et Figure IV. 12. De plus à l'inversion du sens de rotation un écart très important est remarqué entre la réponse des deux régulateurs.
- Les courbes de C_{em} , présentent des oscillations importantes dans le cas du régulateur neuronal par rapport à celui du couple dans le cas du régulateur PI. Figure IV.15 et Figure IV.16.

- , Cependant, il y a une légère différence dans les régimes transitoires et aux moments de changement de sens de rotation des vitesses.
- Les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ prends des formes sinusoïdales, à l'instant de l'inversion du sens de rotation un retard dans le temps de réponse est remarquable pour le régulateur PI par rapport au régulateur neuronal.
- Ce qui concerne le trajectoire des flux dans les deux cas, on constate une forme circulaire pour les réponse des deux régulateurs. Figure IV. 23 et Figure IV.24.

Le tableau ci-dessous représente une comparaison entre quelques grandeurs qui ont une influence sur la réponse des deux régulateurs.

	THD (%)	Minimisations des ondulations du couple	Temps de réponse
DTC avec PI	23.15	bonne	0.4 ms
DTC avec PI neuronale	10.53	Très bonne	0.01 ms

Tableau. IV.2. Etude comparative entre DTC avec PI et DTC avec PI neuronale

IV.16 CONCLUSION

On a exposé dans ce chapitre l'amélioration de quelques performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux avec l'utilisation de la technique de commande neuronale. Les résultats de simulation que nous avons obtenus ont montrés que le régulateur neuronal donne des très bons résultats par rapport au régulateur PI ce qui concerne le temps de réponse, le THD ainsi que la minimisation des harmoniques. Ce régulateur est simple à construire par rapport au régulateur PI, nécessite seulement une base de données suffisamment large. Finalement ce type de commande donne un pas très important pour l'amélioration des différents types de commandes appliqués à la machine asynchrone.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur la présentation des principes de base de la commande directe du couple de la MAS; en effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande, appliquée à l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, est cela par l'utilisation de correcteur de couple et du flux par hystérésis dont la fonction est le contrôle de l'amplitude du flux statorique et du couple et la vitesse.

Dans la première partie de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Pour cela la transformation de Park est employée. En effet, cette transformation est plus simple pour modéliser la machine asynchrone.

Dans la seconde partie, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Dans la troisième partie, nous avons présenté certains aspects d'amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation de trois approches : la DTC à six secteurs et la DTC à 12 secteurs.

L'association de l'onduleur trois Niveaux, se manifeste par l'amélioration des performances de la machine par rapport à celui de 2 Niveaux vis-à-vis des formes des grandeurs obtenues (tension, flux et courant) qui se rapprochent de plus en plus de la sinusoïde.

Dans la quatrième partie nous avons montrés une comparaison entre l'effet de la réponse du régulateur neuronale sur les paramètres de la machine et le régulateur PI. Les résultats obtenus montrent l'efficacité du régulateur neuronale par rapport au régulateur PI

En fin, comme perspectives à la poursuite de notre travail, nous proposons :

- Introduction des onduleurs cinq, sept ou neuf niveaux.
- Remplacer la table de la DTC par un régulateur neuronale.
- Introduction d'un régulateur hybride Neuroflous.
- Introduction d'une large base de données.

Référence

- [1] Bouakaz Ouahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna année 2005.
- [2] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.
- [3] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ", Mémoire de master, Université de Batna, 2012.
- [4] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Mémoire de master, Université –Msila.
- [5] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec Défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [6] Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.
- [7] sakri djamel, " Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation ", Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 24/05/2017.
- [8] Jean pierre caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [9] Cyril W. Lander, « Electronique de puissance cours et exercices», Edition MC Graw-Hill, Paris, 1995.
- [10] Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 1, modélisation et Contrôle vectorielle et DTC », Edition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 1989
- [11] S. MUSTAPHA, «Contribution à l'Etude des Filtrés Actifs Hybrides», Thèse de Doctorat, université de Sétif 1. 2012
- [12] S.E. REZGUI, «Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone: Etude Comparative et Application», Thèse de Doctorat, université de Constantine 1. 2015
- [13] L. H. HOANG, L. A. DESSAINT, «An Adaptative Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives:Analysis and Simulation », IEEE Trans. On Power Elect. Vol. 4, Oct. 1989, pp 1023-1030
- [14] G. GUY et C. GUY, «Actionneurs Electriques: Principes, Modèles et Commande», Editions Eyrolles, 1997. ISBN: 2-212-09352-7

Références

- [15] Bannister, R. H. Baker et L. H. Bannister, " *Electric Power Converter* ", U.S. Patent Number 3,867,643, Feb. 1975.
- [16] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, " *A new-point-clamped PWM Inverter* ", IEEE trans. on Ind elect, Vol.1A-17, NO 5, pp. 518-523, 1981.

- [17] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, Bin Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, "*Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*", IEEE Trans. on Ind. Elec, Vol. 57, No. 8, pp. 2553-2580, 2010.
- [18] M. Aime, "*Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires*", Thèse de doctorat N° d'ordre : 2028, INP de Toulouse, 2003.
- [19] R. H. Baker, "*H-Bridge Converter Circuit*", U.S. Patent 4 270 163, May 1981.
- [20] J. Rodriguez, J. S. Lai, et F. Z. Peng, "*Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications*", IEEE trans. on Ind. elec, Vol. 49, No. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [21] P. W. Hammond, "*Medium voltage PWM drive and methode*", U.S. Patent 5 625 545, Apr. 1997.
- [22] F. Z. Peng, J. S. Lai, "*Multilevel cascade voltage-source inverter with separate DC sources*", U.S. Patent 5 642 275, June 24, 1997.
- [23] T. A. Meynard, H. Foch, "*Multilevel conversion : High-Voltage choppers and Voltage source Inverters*", IEEE conference, pp. 398-403, 1992.
- [24] A. Leredde, "*Etude, Commande et Mise en Oeuvre de Nouvelles Structures Multiniveaux*", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2011.
- [25] K. J. McKenzie, "*Eliminating Harmonics in a Cascaded H-Bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Power Sums*", A Thesis Presented for the Master of Science Degree The University of Tennessee, Knoxville, 2004.
- [26] L. M. Tolbert, Z. Peng, T. G. Habetler, "*Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications*", WPET '98, Dearborn, Michigan, October 22-23, 1998.
- [27] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, "*Multilevel Power Converters*", Chapter 31, The University of Tennessee, 2005.
- [28] J. S. Manguelle, "*Convertisseur Multiniveaux asymétrique alimentés par transformateurs multi-secondaires basse fréquence*", Thèse de doctorat N° d'ordre : 3033, EPFL Lausanne, 2004.
- [29] C. De Almeida Martins, "*Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseurs Multiniveaux à fréquence imposée*", Thèse de doctorat, INP de Toulouse, 2000.
- [30] K. Benmansour, "*Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride*", Thèse de doctorat, Université de Cergy-pontoise, 2009.

- [31] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, " *A New Medium Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable Speed Drives*", Conf.Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, St. Louis, MO, pp. 1416-1423, Oct. 1998.
- [32] J. S. Mariethoz, " *Etude formelle pour la synthèse de Convertisseur Multiniveaux asymétrique : Topologies, modulation et commande*", Thèse de doctorat N° d'ordre :3188, EPFL de Lausanne, 2005.
- [33] M. H. Rashid, " *Power Electronics Handbooks*", Academic Press, 2001.
- [34] X. Yuan, I. Barbi, " *Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter* ",IEEE Trans. on Pow. Elec, Vol.15, No 4, jul 2000.
- [35] J. S. Lai, F. ZhengPeng, " *Multilevel converters - A new breed of power converters*", IEEE trans. on Ind. Appl, Vol.32, No 3, pp. 509-517, 1996.
- [36] B. Malika, «Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone», Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.2005.
- [37] A. Ameer, « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants», Mémoire de magister, en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [38] B. de Fornel, «Machines asynchrones- Commande par contrôle direct de couple », Techniques De L'ingénieur, ref.d3623, 10 mai 2006.
- [39] A. Marie Arcker, «Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse,1999.
- [40] D. Casadei, F. Profumo, G.Serra et A.Tani, « FOC and DTC: Tox Viable Schemes for induction Motors Torque Control», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, Issue.5, pp. 779 - 787, 2002.
- [41] A. Albacha, M.T. Lamchich, M. Charkaoui, «Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone, Système d'anti-emballement pour la Régulation De Vitesse», Conférence internationale sur les systèmes de télécommunications d'électronique médicale et automatique, Tlemcen Algérie, Septembre, 2003.
- [42] M. Hadeif, «Contrôle Direct Du Couple Des Machines Asynchrone Avec Et Sans Capteurs Mécaniques», Mémoire de magistère en électrotechnique, Bejaia, Novembre, 2002.
- [43] J.Belhadj, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone - Structures d'observation -Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse, 2001.
- [44] D.Taibi, «Contrôle Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Et De Position», Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2005.

- [45] R. Toufouti, «Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Constantine, juin 2008.
- [46] S. Rezgui, «Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application : A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS », Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2009.
- [47] S. Chekroun, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [48] Mme Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [49] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani «FOC and DTC: Two viable Schemes for induction Motor Torque control », IEEE Transactions on power Electronics, Vol.17, NO.5, Septembre 2002.
- [50] YuttanaKumsuwan, SuttichaiPremru de epreechacharn, Hamid A. Toliyat«Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux », Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128,USA. Elsevier 27 February 2008.
- [51] R.Zaimeddine, E.M. Berkouk «Enhanced Direct Torque control Using a Three-Level Voltage Source Inverter», Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece Article No. 63 Year of Publication: 2005 ISBN: 960-8457-29-7.
- [52] C. Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs Asynchrones-1 », Edition HERMES Science Europe, Paris 2000.
- [53] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi« A new neutral-point-clamped PWM inverter», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1980.
- [54] Iqbal MESSAIF, El madjid BERKOUK, Nadia SAADIA «Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension »CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, ALGER
- [55] Anne Marie ArkerHissel« Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance», Thèse Doctorat ENSEEIHT, Toulouse 1999.
- [56] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Ji-Yoon Yoo « Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency », IEEE on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2 March 2002.
- [57] Miloudi Abdallah ‘ ‘ *Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone* ’ ’ thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.

- [58] AdelMerabet “*Commande Non Linéaire a Modèle Prédicatif pour une Machine Asynchrone*” Thèse De Doctorat Université Du Québec Mai 2007.
- [59] Mondal, S.K.; J.O.P. Pinto, B.K.Bose, “ *A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Athree-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive*”, Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol 38, Issue 3, May/Jun 2002 Page(s):660 - 669
- [60] Dariusz L. Sobczuk, "*Application of ANN for Control of PWM Inverter-Fed Induction MotorDrives*" Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [61] Luc Constant, “*Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L'émulation Temps Réel*”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000
- [62] Mezacheamar, BettoKhalafa “ *Estimation et Commande d'un Réacteur de Fabrication de Pâte a Papier par les Réseaux de Neurones Flous*”, Mémoire Ingénieur Université Constantine 1997.
- [63] R.ToufoutiS.Meziane,H. Benalla, “*Direct Torque Control for Induction MotorUsing Intelligent Techniques*”, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3 No. 3, 35-44. September 2007.
- [64] L. Baghli, “ *Contribution a La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*” , Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999.

Annexe

les paramètre de la machine utiliser

Tension nominale	$U=220$	V
Frequence d'alimentation	$f_s=50$	Hz
Nombre de paires de pôles	$P = 2$	pole
Puissance nominale	$P_n=1500$	W
Vitesse nominale	$n_s=1500$	teur/min
Couple résistant	$C_r = 15$	N.m
Résistance rotorique	$R_r=3.44$	Ω
Résistance statorique	$R_s=3.2$	Ω
Inductance statorique	$L_s=0.36$	H
Inductance rotorique	$L_r=0.36$	H
Inertie du moteur	$J=0.0048$	$kg.m^2$
Coefficient de frottement	$F=0.0014$	SI

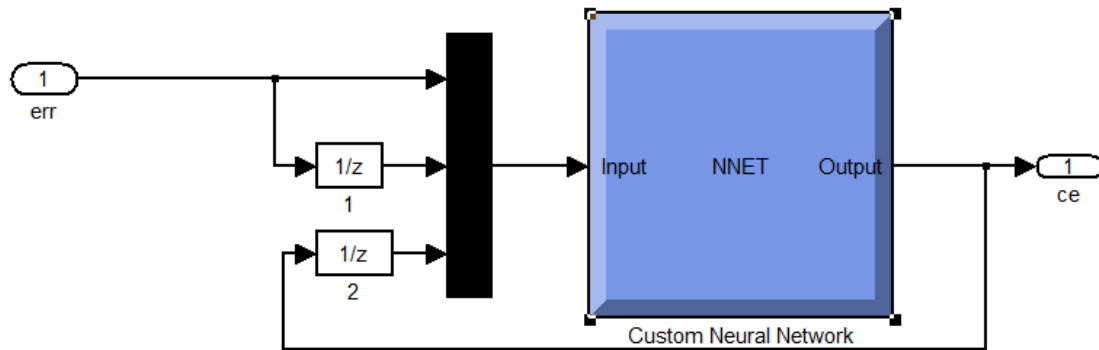


Fig. 1. Archetecneur d'un PI neuronale