



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

Dib widad

&

Merdaci chaima

THEME

**Différentes stratégie de la commande DTC d'un
système bi-machines asynchrones mono onduleur
(3 et 5 niveaux)**

Soutenu le :

devant la commission d'examen composée de :

Dr BOUTABBA Tarek

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

M. LABDANI Rafik

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadrant

Dr BENHADDA Nabil

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadrant

Dr REZZAK DAOUD

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2021/2022



REMERCIEMENTS

Avant tout, je tiens à remercier le Dieu de nous avoir accordé le succès et qui nous a donné la force d'achever ce travail.

Nous tenons à remercier sincèrement l'encadreur de ce mémoire M.LABDANI.R et Dr.BENHADDA.N pour l'aide précieuse qu'il nous a offert dans de ce travail.

Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des enseignants de l'électrotechnique.

Aussi, nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont



DÉDICACE

- A mon cher père et ma chère mère
- A mon frère ; Adel
- A tous mes Sœurs
- A tous enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation
- Durant tout le parcours de mes études jusqu'à Ce jour ...je dédie ce modeste travail.

WIDAD

- A ma mère
- A mon père
- A mes frères et mes sœurs
- A ma famille

CHAIMA

Résumé	1
Introduction Générale.....	1
I. Chapitre Modélisation en vue de la simulation de l'ensemble onduleur machine asynchrone	3
I.1 Introduction	4
I.2 Bilan sur la topologie de machines asynchrone triphasée.....	4
I.2.1 Avantage	4
I.2.2 Inconvénients	4
I.3 Généralités sur la machine asynchrone triphasée	4
I.3.1 Définition.....	4
I.3.2 Description de la machine asynchrone	4
I.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	5
I.4.1 Equations des tensions.....	5
I.4.2 Equations des flux	6
I.5 Transformation de Park	7
I.5.1 Modèle biphasé de la MAS.....	8
I.5.1.1 Forme générale des équations transformées.....	8
I.6 Conditions de simplification	9
I.6.1 Référentiel fixe par rapport au stator	9
I.6.2 Référentiel fixe par rapport au rotor.....	10
I.6.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	10
I.7 Représentation d'état du modèle de la MAS [7] orme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :.....	11
I.7.1 Equations mécaniques	12
I.8 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension.....	13
I.8.1 Onduleur de tension	13
I.8.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension	13
I.8.1.2 Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur.....	14
I.8.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux	16
I.8.3 Onduleur a cinq niveaux.....	17
I.9 Simulation du modèle de la machine asynchrone et simulation de l'association convertisseur machine	18
I.9.1 Schéma de simulation	18
I.9.2 Interprétation.....	19
I.10 Conclusion.....	20

II. Chapitre Différentes stratégies de la commande DTC d'un système mono onduleur deux niveaux mono machine asynchrone	20
II.1 Introduction	21
II.2 Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	21
II.2.1 Contrôle du vecteur de flux statorique	21
II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique	22
II.3 Principe de la commande directe du couple.....	23
II.3.1 Avantages de la DTC.....	24
II.3.2 Inconvénients de la DTC.....	24
II.4 Choix du vecteur de tension.....	24
II.5 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique.....	26
II.6 Estimateurs	27
II.6.1 Estimation du flux statorique	27
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique	28
II.7 Elaboration du vecteur de commande	28
II.7.1 Le correcteur de flux	28
II.7.2 Correcteur du couple	29
II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux.....	29
II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux	29
II.8 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE	30
II.8.1 Table de commande du flux.....	30
II.8.2 Table de commande du couple	30
II.8.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	30
II.9 Résultats de simulation et interprétation	30
II.9.1 Comparaison	41
II.10 Conclusion.....	42
III. Chapitre Commande DTC d'un système Bi-machines Mono-onduleur multi niveaux (3 et 5 niveaux)	42
III.1 Introduction	43
III.2 Structures de Commande des SMM.....	43
III.2.1 Structure de commande d'un système mono machine mono convertisseur.....	44
III.3 Stratégies d'observation coopérative pour un système bimoteur	44
III.3.1 L'observateur "moyen"	45
III.3.2 L'observateur "dual"	45
III.4 Structures de commande DTC pour le cas d'un système mono-onduleur bimoteur	46
III.4.1 La commande moyenne simple (CMS)	47
III.4.2 commande moyenne double (CM2)	48
III.4.3 La commande maître – esclave (CME).....	49
III.4.4 La commande pondérée (CP).....	49

III.5	Intérêt des onduleurs multi-niveaux.....	50
III.6	Commande DTC trois niveaux	50
III.7	Approche de sélection de vectrices tensions.....	53
III.8	DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur trois niveaux.....	53
III.9	Construction de la table de commutation	53
III.10	Commande DTC a cinq niveaux.....	54
III.11	Résultats de simulation et interprétation.....	56
III.12	Comparaison.....	60
III.12.1	Interprétation	61
III.13	Conclusions.....	62
	Conclusion générale	62
	ANNEXE	64
	BIBLIOGRAPHIE	65

L ISTE DES FIGURES

C HAPITRE I

Figure (I.1) Modèle triphasé de la machine asynchrone	(5)
Figure (I.2) Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé	(7)
Figure(I.3) Orientation des (u ,v) par aux différents	(9)
Figure (I.4) Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	(13)
Figure (1.5) Principe de la technique MLI	(15)
Figure (1.6) Onduleur triphasé à trois niveaux	(16)
Figure(I.7) Schéma d'un onduleur à cinq niveaux	(17)
Figure(I.8) Schéma de simulation de l'association convertisseur machine	(18)
Figure(I.9) Fonctionnement à charge du MAS et association l'onduleur-Machin.....	(19)

C HAPITRE II

Figure (II.1) Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	(23)
Figure (II.2) Choix de la vectrice tension	(25)
Figure (II.3) Différents effets de vectrices tensions au début et à la fin de la zone	(26)
Figure (II.4) Secteur d'évolution du vecteur flux statorique.....	(26)
Figure (II.5) Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	(29)
Figure(II.6) Réponses du système un échelon du couple de charge	(33)
Figure(II.7) Réponses du système à vide	(35)
Figure (II.8) Réponses du système en inversion du sens de rotation	(37)
Figure (II.9) Réponse du système à couple de charge variable.....	(39)
Figure (II.10) Réponses du système en faible vitesse de rotation	(41)

C HAPITRE III

Figure (III.1)	Structure globale de contrôle d'un système mono machine mono convertisseur	(44)
Figure(III.2)	L'observateur moyen dans une structure bimoteur mono convertisseur	(45)
Figure (III.3)	L'observateur dual dans une structure bimoteur mono convertisseur	(46)
Figure(II.4)	Commande moyenne simple appliquée dans une structure mono-onduleur Bimoteur	(48)
Figure(III.5)	La commande moyenne double dans une structure bimoteur mono convertisseur	(48)
Figure(III.6)	La commande maître - esclave appliquée dans une structure bimoteur mono- onduleur	(49)
Figure (III.7)	La commande pondérée dans une structure bimoteur mono convertisseur	(49)
Figure(III.8)	Synoptique de la commande DTC	(51)
Figure(III.9)	Vecteurs de tension que peut fournir l'onduleur NPC à 3 niveaux	(52)
Figure (III.10)	Secteur d'évolution du vecteur flux statorique	(52)
Figure(III.11)	Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux	(55)
7Figure (III.12)	Réponses du système un échelon du couple de charge	(57)
Figure(III.13)	Réponses du système à vide.....	(59)
Figure(III.14)	Résultats de simulation pour la DTC doux et trois et cinq niveaux.....	(60)

L ISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Table(II.1) De commande du flux	(30)
Table(II.2) De commande du couple.....	(30)
Table (II.3) Tableau de la DTC conventionnelle définissant les séquences d'un onduleur	(30)

Chapitre III

Tableau (III.1) Répartition en trois groupes des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	(53)
Tableau (III.2) Tableau de vérité de stratégie classique de l'onduleur a trois niveaux à correcteur du flux à 2niveaux et correcteur de couple à 5 niveaux avec 12 secteurs.....	(54)
Tableau (III.3) Répartition en cinq groupes des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux	(55)
Tableau (III.4) Tableau de vérité de stratégie de l'onduleur a cinq niveaux à correcteur du flux à 2 niveaux et correcteur de couple à 3niveaux avec 12 secteurs	(55)

T A B L E D E S N O T A T I O N S

E T S Y M B O L E S

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : Commande Directe du Couple.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

PI : régulateur proportionnel intégrale.

$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$: Inductance mutuelle entre rotor et stator.

L_s, L_r : Inductance propre des phases statoriques rotoriques.

L_m : Inductance cyclique mutuelle (stator – rotor)

I_s, I_r : Inductance propre d'une phase statorique rotorique.

$[M_{sr}]$: Inductance mutuelle entre rotor et stator.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M : Valeur maximum des inductances mutuelle (stator – rotor).

R_s : Résistance statorique par phase.

R_r : Résistance rotorique par phase.

p : Nombre de paires de pôles.

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

F: Coefficient de frottements visqueux.

σ : Coefficient de dispersion de blondel.

T_s, T_r : Constantes de temps statorique et rotorique.

Repères

S_a, S_b, S_c : Trois phases du stator.

R_a, R_b, R_c : Trois phases du rotor.

X_a, X_b, X_c : Axe réel triphasé.

U, v : Axes de référentiel biphasé.

d, q : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.

α, β : Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.

x, y : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor.

θ : L'angle électrique entre l'axes statoriques et l'axes rotoriques.

θ_α : L'angle entre l'axes statoriques et l'axes de référentiel biphasé.

θ_β : L'angle du rotor entre l'axes rotoriques et l'axes de référentiel biphasé.

Grandeurs électriques

V_s : Tension statorique.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tension statorique phase a, b, ou c.

V_{sd}, V_{sq} : Tension statorique dans le repère (d, q).

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tension statorique dans le repère (α, β).

I_s, I_r : Courant statorique et rotorique.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courant statorique phase a, b, ou c.

I_{sd}, I_{sq} : Courant statorique dans le repère (d, q).

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Courant statorique dans le repère (α, β).

Grandeurs magnétiques

$\phi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c.

ϕ_{sd}, ϕ_{sq} : Flux statorique sur l'axe (d, q).

$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe (α, β).

$\phi_{s_réf}(\phi_s^*)$: Flux statorique de référence.

$\phi_{s_est}(\phi_s)$: Flux estimé.

$\|\phi_s\|, \|\phi_r\|$: Module du vecteur flux stator et rotor.

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse de rotation la machine.

$\Omega_{r_réf}$: Vitesse mécanique rotorique de référence.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

$C_{e_réf}(C_e^*)$: Couple de référence.

$C_{e_est}(C_e)$: Couple estimé.

Variables de commande et de régulation

S_a, S_b, S_c : Les grandeurs booléennes de commande.

θ_i : Secteur angulaire.

N_i : Numéro du Secteur.

T_e : Période d'échantillonnage.

K_c : Grandeur de sortie du correcteur de couple (sortie booléenne).

K_ϕ : Grandeur de sortie du correcteur de flux (sortie booléenne).

K_p : Coefficient proportionnel du régulateur PI.

K_i : Coefficient intégral du régulateur PI.

Résumé

L'objectif de ce mémoire consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation. Pour accomplir cet objectif, des techniques d'amélioration des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la méthode de changement de la table de commutation qui devient plus précise et qui est la DTC 12 secteurs. Ainsi, nous avons établi une table de commutation. Nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux par la méthode DTC alimentée par un onduleur de tension à trois-niveaux. Dans cette étude un nouveau tableau de commutation de la commande direct du couple de la machine asynchrone, compatible avec deux types d'onduleur NPC de tension à cinq et à trois niveaux. L'application de la commande DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique.

Étude un nouveau tableau de commutation de la commande direct du couple du système mono onduleur bi-machines asynchrone, compatible avec deux types d'onduleur NPC de tension à cinq et à trois niveaux. L'application de la commande DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique.

الهدف من هذا العمل يندرج تحت تحسين أداء تقنية التحكم المباشر في العزوم التقليدية للآلة اللامتزامنة وذلك بتخفيض من مستوى الذبذبات على مستوى العزم DTC منها تغيير جدول تبديل الوضعيات الى جدول DTC الكهرومغناطيسي وتدفق الجزء الثابت. من أجل ذلك قمنا بدراسة وتقديم مجموعة من التقنيات لتحسين خصائص لغرض تخفيض الذبذبات وتحسين زمن الإستجابة. بالإضافة قطاع من أجل الحصول على شعاع فرق جهد امثل و استعمال موج ثلاثي المستويات. تم تقديم نتائج المحاكاة الرقمية ومقارنتها. باستعمال برنامج Matlab/SIMULINK

دراسة لوحة تحويل للتحكم في عزم الدوران المباشر متوافقة مع نوعين من محولات ذات المستويات الخمسة وثلاث مستويات.

كلمات مفتاحية

آلة لا متزامنة، تحكم مباشر في العزم، جدول تبديل وضعيات 12



INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique. La commande directe de couple a été introduite par Takahashi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [1].

L'objectif principal de ce mémoire est la conception d'un système de commande qui sera appliqué à une machine asynchrone. Pour sa conception, nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC d'un système mono onduleur deux niveaux sur une MAS est Commande DTC d'un système Bi-machines Mono-onduleur multi niveaux trois et cinq niveaux.

-Ce mémoire contient trois chapitres organisés comme suit:

Le premier chapitre : est consacré à la présentation et à la modélisation de la machine asynchrone MAS dans le repère de Park (d, q) et ensuite dans le repère (α, β) . La modélisation de l'onduleur et de sa technique de commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) seront aussi présentés dans ce chapitre. Pour valider le modèle de la machine et celui de l'onduleur et qui seront utilisés par la suite, des simulations de la MAS alimentée par le réseau de tension triphasée et aussi par l'onduleur seront effectuées.

Le deuxième chapitre :

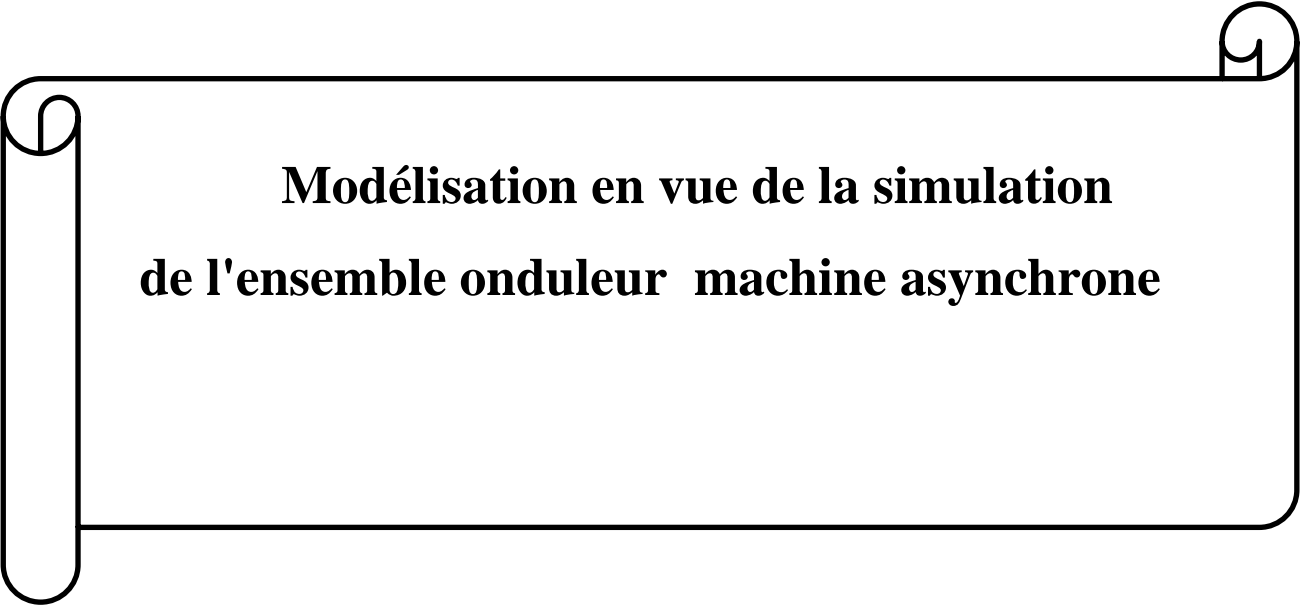
On rappelle le principe de la commande directe de couple de Takahashi appliquée à la machine asynchrone. Dans ce chapitre, deux approches d'observation du flux statorique de la machine asynchrone sont présentées et développées. Ces deux observateurs sont : observateur à grand gain et observateur à mode glissant. Les observateurs permettent de reconstruire les variables d'état qui ne sont pas mesurables. Ces méthodes permettent essentiellement de

réduire le coût de fabrication, de maintenance et de proposer une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci. Une étude comparative des résultats de simulation de la commande DTC avec observateur et estimateur du flux statorique d'une machine asynchrone fait l'objet de ce chapitre.

Le troisième chapitre :

Dans ce chapitre nous présenterons une commande de type contrôle direct du couple (DTC). Comme pour la machine asynchrone par onduleur de tension à cinq niveaux (DTC-5N) et trois niveaux (DTC-3N), on présentera un tableau de commutation à 12 secteurs de contrôle direct du couple à cinq niveaux de la MAS. D'un autre côté, une comparaison entre la commande DTC cinq niveaux (DTC-5N) et la commande DTC trois niveaux (DTC-3N), sont implémentées et les résultats de simulation obtenus seront illustrés.

Chapitre I



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

I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Dans ce chapitre, nous avons près comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

L'alimentation de la machine est également modélisée, il s'agit d'un onduleur de tension commandé en tension. On présentera par la suite les résultats de simulation obtenus par le logiciel SIMULINK sous MATLAB.

I.2 Bilan sur la topologie de machines asynchrone triphasée

I.2.1 Avantage

Fabrication maîtrisée, structure mécanique robuste, montage en survitesse aisée.

I.2.2 Inconvénients

Rendement (pertes Joule rotorique), électronique coûteuse et commande complexe.

I.3 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

I.3.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ tournant.

La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.3.2 Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur.

La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements

formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit.

I.4 Modélisation de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (I.1) et dont les phases sont repérées respectivement par S_a, S_b, S_c . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases S_a et R_a choisis comme axes de référence [2].

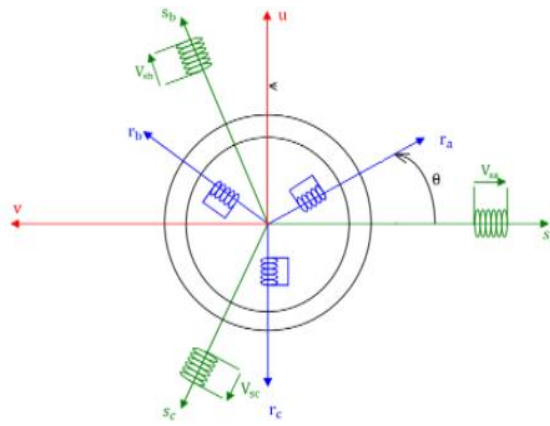


Figure (I.1) : Modèle triphasé de la machine asynchrone

I.4.1 Equations des tensions

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

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

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.4})$$

I.4.2 Equations des flux

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

Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.5})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Pour le rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}]^t \cdot [I_s] \quad (\text{I.7})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{rr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

Avec :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

I.5 Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature (o, u, v).

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u.v.» en fonction des anciens axes « X_a, X_b, X_c » présentés dans la Figure (I.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [3] [4].

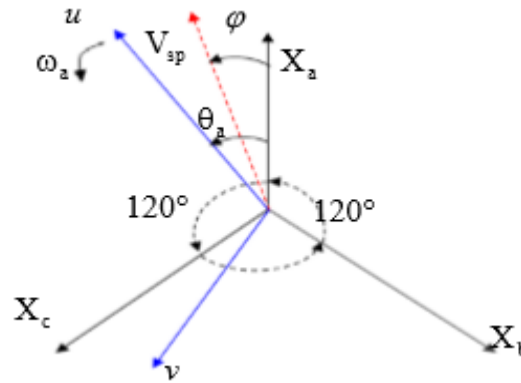


Figure (I.2) : Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé

θ_a = Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta}{dt}$ Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes

d'axes triphasés.

Selon la Figure (I-2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne

$$\begin{aligned} V_{su} &= \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cos \theta_a + V_{sb} \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_{sv} &= \frac{2}{3} \left[V_{sa} \sin \theta_a + V_{sb} \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (I.11)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.11) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.12)$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle.

$$[p(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice inverse de la transformation de PARK a pour expression

$$p(\theta_a^{-1}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.

Le système « u, v » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.5.1 Modèle biphasé de la MAS

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes (u, v).

I.5.1.1 Forme générale des équations transformées

Equations des tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Equations des flux :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

I.6 Conditions de simplification

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés.

Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.3).

- Référentiel d'axe (α, β) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a=0$)
- Référentiel d'axes (x, y) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a=\theta_r$)
- Référentiel d'axes (d, q) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$)

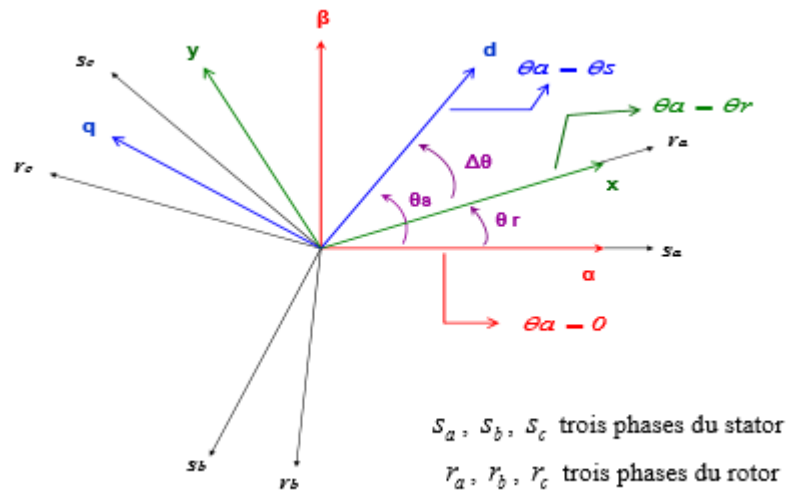


Figure (I.3) : Orientation des (u,v.) par aux différents référentiels

I.6.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator, dans ce cas on a

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} ; \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.15 et I.16), deviennent

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s\alpha} \\ \mathbf{V}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s\alpha} \\ \mathbf{I}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{r\alpha} \\ \mathbf{V}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \omega_r \\ -\omega_r & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Les équations magnétiques données par les équations (I.17 et I.18) deviennent

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s\alpha} \\ \mathbf{I}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{r\alpha} \\ \mathbf{I}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{r\alpha} \\ \mathbf{I}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s\alpha} \\ \mathbf{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I.6.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r , dans ce cas:

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases} ; \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.15 et I.16) deviennent:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sx} \\ \mathbf{V}_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sx} \\ \mathbf{I}_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_r \\ \omega_r & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{rx} \\ \mathbf{V}_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rx} \\ \mathbf{I}_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.6.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse du champ tournant ω_s créée par les enroulements du stator, dans ce cas

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{cases} ; \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s \text{ et } \omega_{gi} = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.15 et I.16) deviennent

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{dy}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (-\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Ce référentiel est souvent utilisé pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment pour la commande des machines électriques en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés) [5] [6].

I.7 Représentation d'état du modèle de la MAS [7]

Orme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[X'] = AX + BU \quad (I.27)$$

$$[X] = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta}]^T : \text{Vecteur d'état } V_{s\alpha} \ V_{s\beta}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande}$$

[A] : Matrice évaluation d'état du système

[B] : Matrice du système de commande

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dx} = -\frac{Rt}{\sigma Ls} i_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma Ls Lr Tr} \phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma Ls Lr} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma Ls} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{Rt}{\sigma Ls} i_{s\beta} + \frac{M}{\sigma Ls Lr Tr} \phi_{r\alpha} - \frac{M}{\sigma LSLR} \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma Ls} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{Tr} i_{s\alpha} - \frac{1}{Tr} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{Tr} i_{s\beta} - \frac{1}{Tr} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.28)$$

Ou :

$$\sigma = 1 - \frac{Lm^2}{LsLr} \text{ Est le coefficient de dispersion.}$$

$$Tr = \frac{Lr}{Rr} \text{ est la constate de temps rotorique}$$

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{LrTr} \text{ est la résistance totale ramenée au stator.}$$

En identifiant le système (I-28) à la forme $\frac{dx}{dt} = AX + BU$ on aura :

Donc :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_s \alpha \\ I_s \beta \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_s \alpha \\ V_s \beta \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r M}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r M}{L_r^2} \right) \\ \frac{R_r M}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

I.7.1 Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique T_e peut se mettre sous la forme :

$$[C_e] = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (I.30)$$

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (I.31)$$

Où:

J : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : le couple de charge.

F: Coefficient du frottement visqueux.

I.8 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension

I.8.1 Onduleur de tension

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif.

La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine [8]. L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras [9].

I.8.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure(I.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f é m égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 .

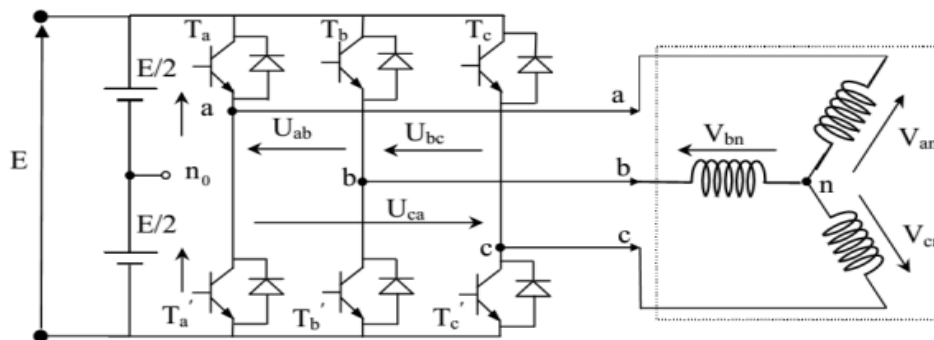


Figure (I.4) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [10] [11]:

$S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert ;

$S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant.

Avec $i = a, b, c$

I.8.1.2 Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Où « o » point milieu fictif à l'entrée continu Figure (I.4)

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} Sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} a0 = V_{an} - V_{n0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} Sont les tensions de phase.

V_{n0} La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$\text{Si } V_{i0} = \frac{E}{2} \text{ avec } i = abc \begin{cases} S_i = v_{i0} = \frac{E}{2} \\ S_i = v_{i0} = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5E) \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5E) \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5E) \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \mathbf{E} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Si V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors $V_{an},$

V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu alternatif.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Les composantes de la tension U_s alimentant la machine ($V_{s\alpha} V_{s\beta},$) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphasé par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

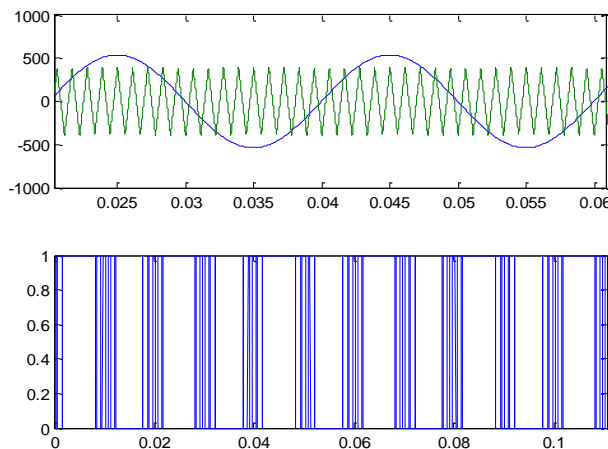


Figure (1.5) : Principe de la technique MLI

I.8.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

La figure 1 montre la structure d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux. On commence par définir la fonction de connexion F_{ki} de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation.

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (I.40)$$

Avec $k = 1, 2$ ou 3 représente le numéro du bras

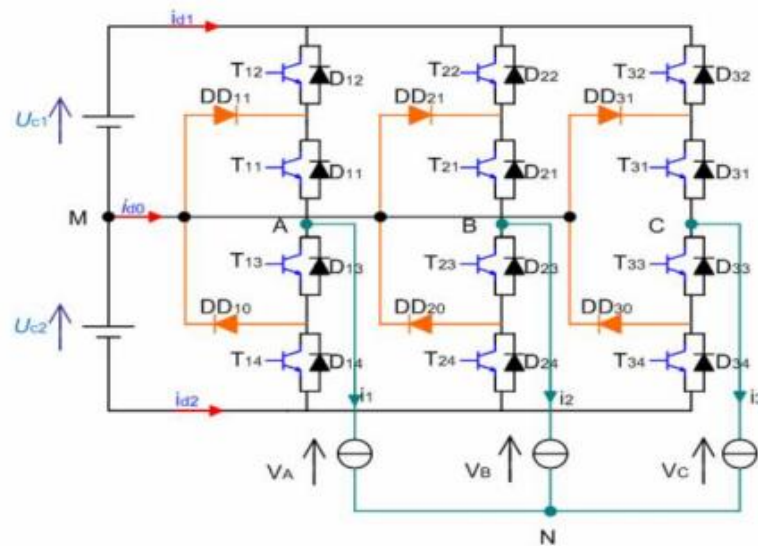


Figure (1.6) : Onduleur triphasé à trois niveaux

On définit la fonction de connexion F_{km}^b du demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \times F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \times F_{k4} \end{cases} \quad (I.41)$$

On désigne par: $m = 1$: le demi-bras du haut et $m = 0$: le demi-bras du bas. Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \times U_{c1} - F_{10}^b \times U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \times U_{c1} - F_{20}^b \times U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \times U_{c1} - F_{30}^b \times U_{c2} \end{cases} \quad (I.42)$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & 1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{I.43})$$

I.8.3 Onduleur a cinq niveaux

Chaque phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux de tensions est composée de huit interrupteurs commandés qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle) et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus continu. L'onduleur est alimenté par une source continue E, que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension E/4 [7]. La structure triphasée de l'onduleur à cinq niveaux de tensions est présentée sur la figure 1. Les tensions simples fournies par l'onduleur sont exprimées par le système matriciel suivant [12, 13].

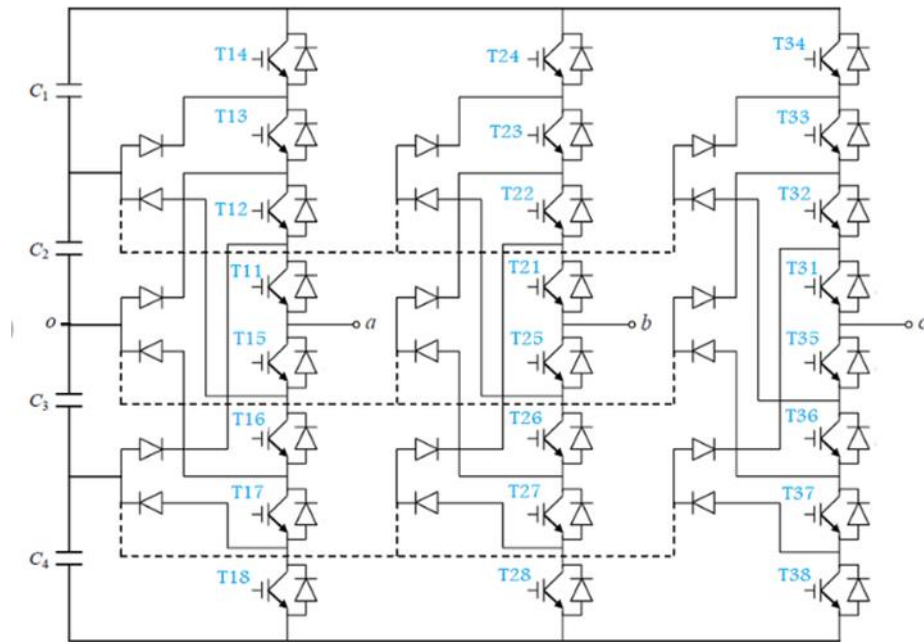


Figure (I.7) : Schéma d'un onduleur à cinq niveaux

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{22}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{32}^b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + 2F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + 2F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + 2F_{30}^b \end{bmatrix} \right) \frac{E}{4} \quad (\text{I.44})$$

Avec F, fonction de connexion du demi-bras, est donnée comme suit:

$$\begin{cases} K^b_1 = K_1 K_2 \\ K^b_0 = K_3 K_4 \end{cases} \quad (I.45)$$

On désigne par :

$\begin{cases} 1 = \text{le domi} - \text{bras du haut} \\ 0 = \text{le domi} - \text{bras du bas} \end{cases}$

I.9 Simulation du modèle de la machine asynchrone et simulation de l'association convertisseur machine

I.9.1 Schéma de simulation

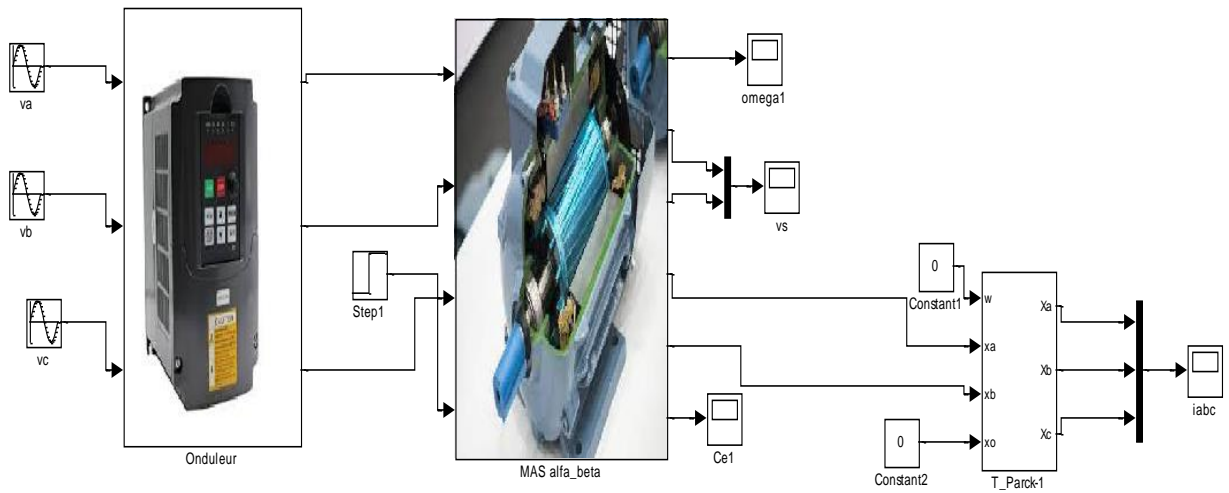
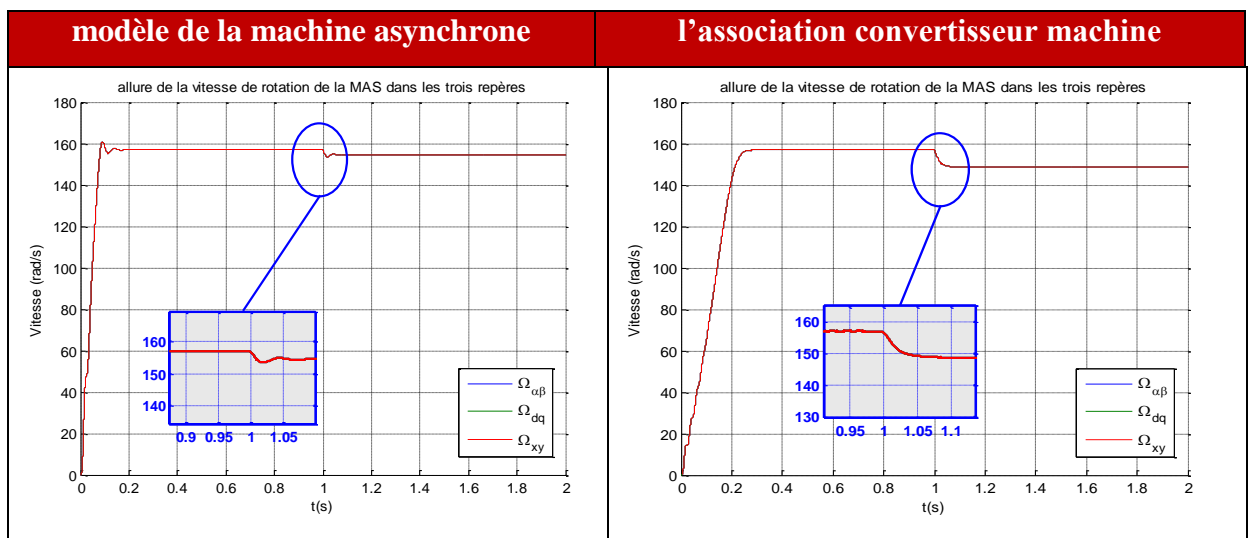
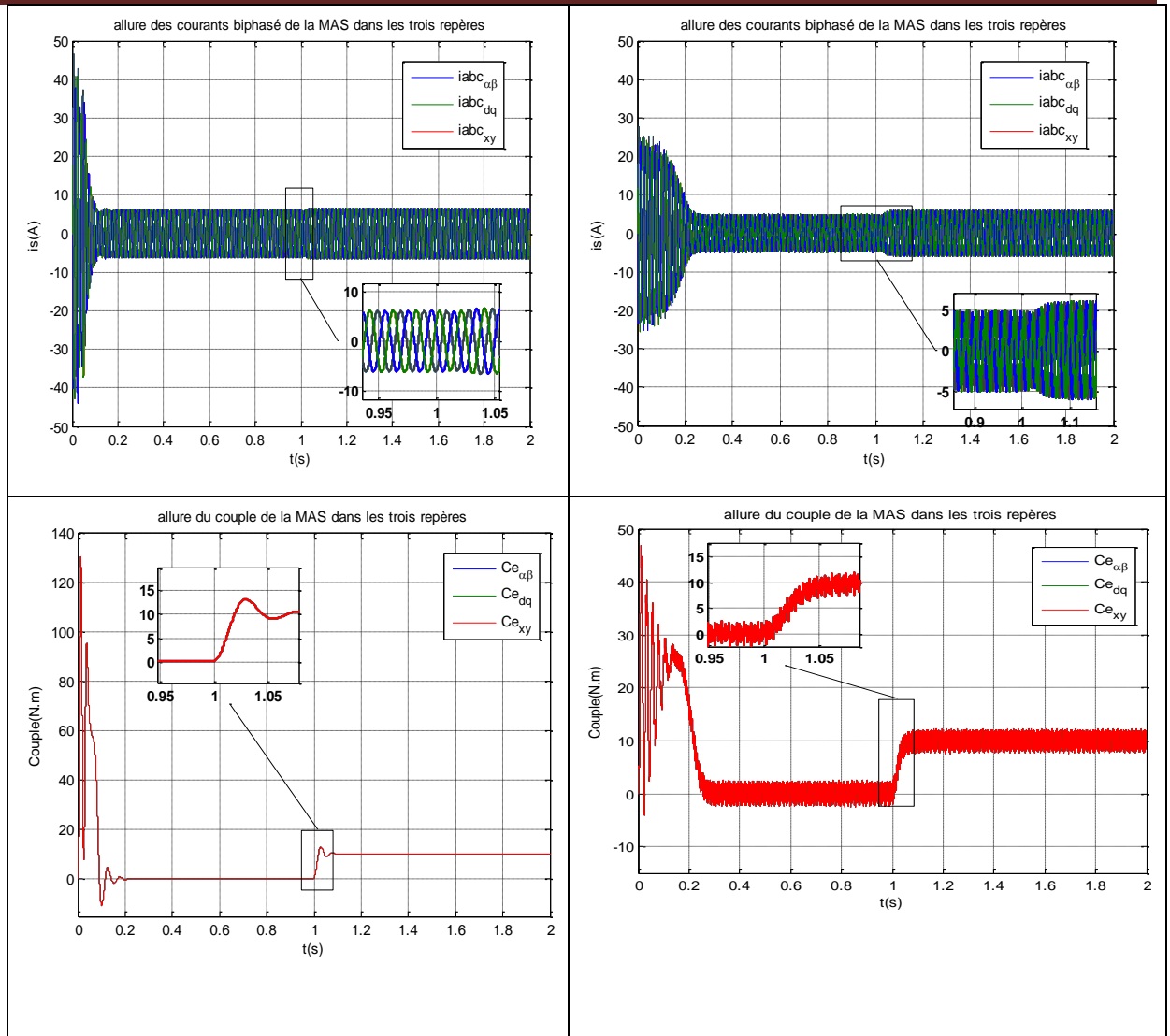


Figure (I.8) : Schéma de simulation de l'association convertisseur machine





Figure(I.9) : Fonctionnement à charge du MAS et association l'ondeur-Machin

I.9.2 Interprétation

À l'instant $t=1s$ on applique à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant $C_r=10Nm$ nous constatons que :

- La vitesse présente des oscillations avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme 157 rad/s.
- Le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant.
- Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- Une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est due au fait qu'il n'y a pas de régulation.

Pour l'association l'onduleur-Machine remarque que la vitesse se stabilise à une valeur de 157 rad/s. Au démarrage, les courants statoriques présentent des pulsations importantes qui disparaissent après que le régime permanent s'établit. Le couple électromagnétique présente des ondulations dues à la forme de tension délivrée par le convertisseur. Ainsi, on a vu des petites oscillations dans l'allure de la vitesse provoquée par le convertisseur.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK qui ramène la machine triphasée en une machine diphasé équivalente. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. L'application d'une commande MLI de l'onduleur en boucle ouverte provoque des inconvénients au fonctionnement de la machine comme les harmoniques de courant, les oscillations du couple et du flux, ce qui implique d'appliquer une commande qui sert à réaliser les exigences industrielles comme la Commande DTC qui sera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

**Différentes stratégies de la commande DTC d'un système
mono onduleur deux niveaux mono machine asynchrone**

II.1 Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par Takachachiet Depenbrokest apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [14] [15]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur La DTC est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [16].

II.2 Stratégie de commande directe de couple et de flux

II.2.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

Dans le repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante [17]

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Soit encore :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.2})$$

Pour les grandes vitesses, la chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée, la relation (II-2) se trouve simplifiée ainsi :

$$\bar{\phi}_s \simeq \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s dt) \quad (\text{II.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MAS reste constant.

On peut écrire alors :

$$\bar{\phi}_s(\mathbf{k} + 1) \simeq \bar{\phi}_s(\mathbf{k}) + \bar{v}_s(\mathbf{k}) T_e \quad (\text{II.4})$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(\mathbf{k} + 1) - \bar{\phi}_s(\mathbf{k}) = \bar{v}_s(\mathbf{k}) T_e \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$\bar{\phi}_s(\mathbf{k})$: Vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel

$\bar{\phi}_s(\mathbf{k} + 1)$: Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant

$\Delta \bar{\phi}_s$: Variation du vecteur flux statorique

T_e : Période d'échantillonnage

II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

L'expression pour déterminer sa valeur est donnée par :

$$T_e = k(\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r') = k |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r'| \sin(\delta) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$\bar{\phi}_s$: est le vecteur flux statorique

$\bar{\phi}_r'$: est le vecteur flux rotorique ramené au stator

δ : est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

Lorsque les deux flux statorique et rotorique sont maintenus constants, par limitation du flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa consigne, le couple sera fonction de l'angle de déphasage entre ces deux flux.

Pour agir sur cet angle, on doit varier la position du vecteur flux statorique dans le repère (α, β) , en appliquant une vectrice tension appropriée. Ainsi, pour augmenter au maximum la valeur du couple, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur est en quadrature avance par rapport au vecteur de flux statorique, et vice versa [18] [19].

II.3 Principe de la commande directe du couple

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées de la vectrice tension.

Un onduleur triphasé peut fournir huit vectrices tensions de base instantanées, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir la vectrice tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple.

Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone.

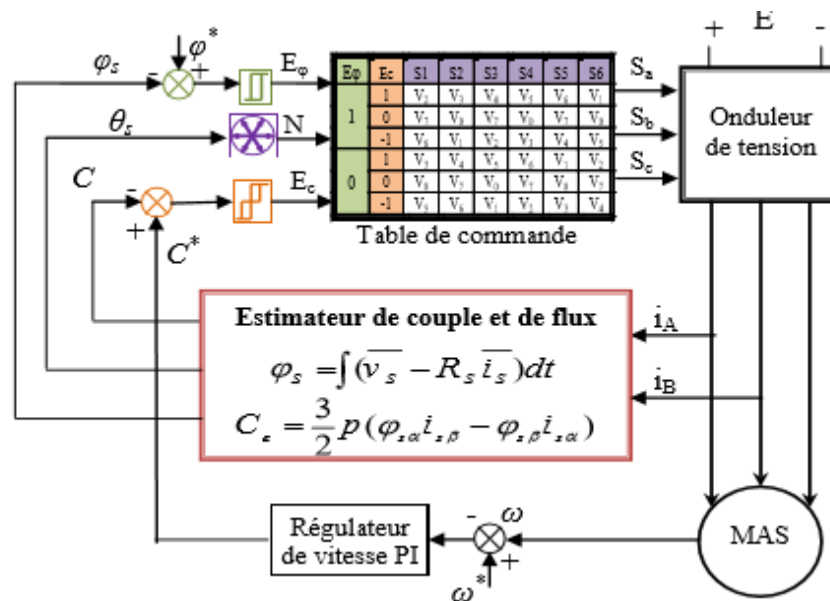


Figure (II.1) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

II.3.1 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.

II.3.2 Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.

II.4 Choix du vecteur de tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de :

La position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (stator)

La variation souhaitée pour le module de $(\bar{\phi}_s)$

La variation souhaitée pour le couple et du sens de rotation de $(\bar{\phi}_s)$

L'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le stator est décomposé en six zones symétriques, Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions ;

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît C_e croît
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît C_e décroît

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_s reste inchangée.

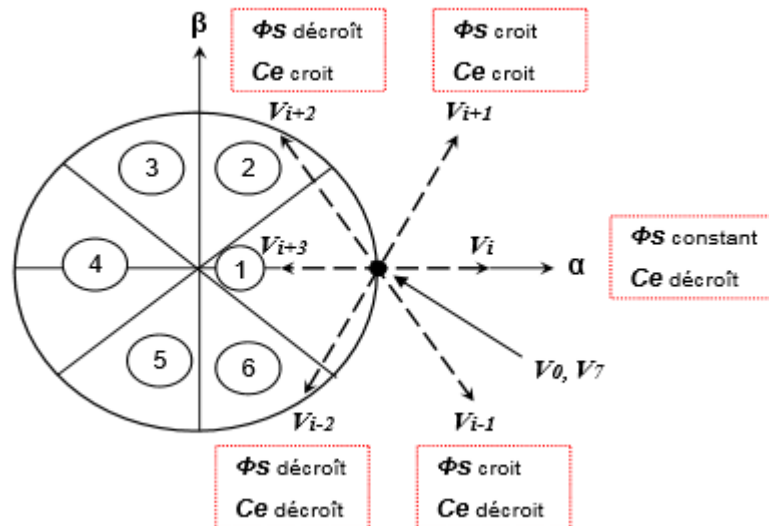


Figure (II.2) : Choix de la vectrice tension

En début de zone, voir là les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires

ϕ_s D'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ_s

Alors en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude ϕ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont pas utilisés quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur ϕ_s . Les variations du flux après l'application de ces deux vectrices tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

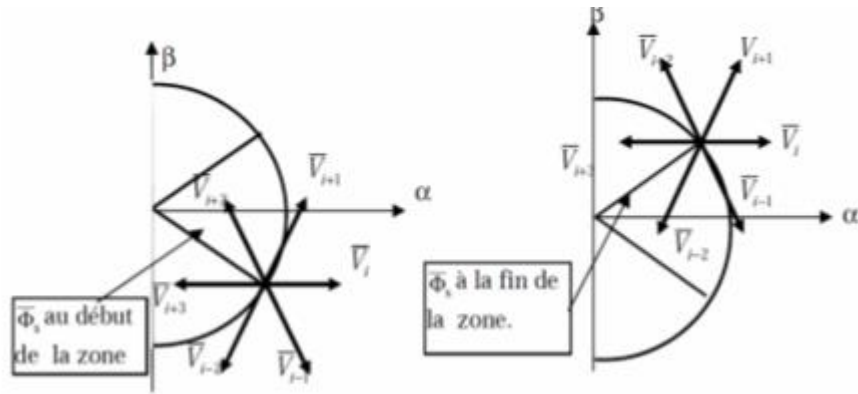


Figure (II.3) : Différents effets de vectrices tensions au début et à la fin de la zone

II.5 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique

La position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques, voir la figure (II-4)

$$-\frac{\pi}{6} + (i - 1) \frac{\pi}{3} \leq \theta_i \leq \frac{\pi}{6} (i - 1) \frac{\pi}{3}$$

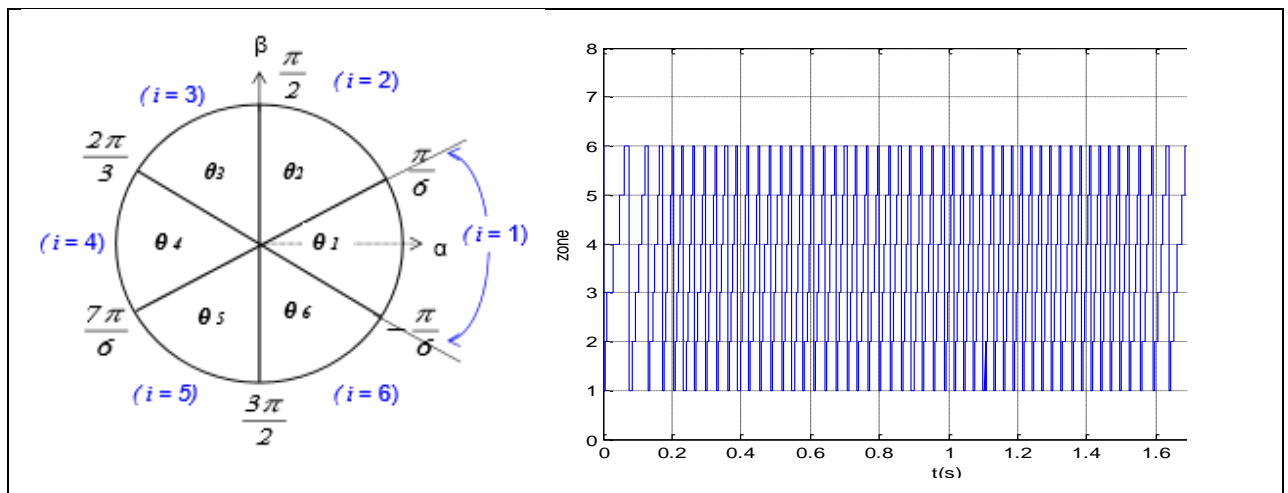


Figure (II.4) : Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

II.6 Estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [20].

II.6.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine l'expression du flux statorique s'écrit [21] [22].

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^T (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s dt) \quad (II.7)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α , β) tel que :

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + \mathbf{J}\Phi_{s\beta} \quad (II.8)$$

Les composantes de dans le plan (α , β) :

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (II.9)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$

Les calculs sont effectués dans le repère (α , β) quel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants ($i_{sa} i_{sb} i_{sc}$) et des tensions statoriques (déduites de U_0).

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_{s\alpha} \mathbf{I}_{s\beta}, \mathbf{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{i}_{sa}, \mathbf{I}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{i}_{sb} - \mathbf{i}_{sc}) \quad (II.10)$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha} V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande abc ($S_a S_b S_c$), soient.

$$\begin{aligned}
 V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\
 V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c)
 \end{aligned}
 \tag{II.11}$$

Le module du flux statorique s'écrit

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2}
 \tag{II.12}$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à

II.6.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple est estimé directement à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$ $\phi_{s\beta}$ et des grandeurs calculées du courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha})
 \tag{II.13}$$

II.7 Elaboration du vecteur de commande

II.7.1 Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $s \Phi$ dans une couronne circulaire la sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$ afin de sélectionner la vectrice 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 [23].

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

Avec : $(\phi_s)_{ref}$ est le flux de référence $\Delta\phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

II.7.2 Correcteur du couple

II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de, n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [24]. 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 [25].

II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple. Pour mieux contrôler le couple dans les quatre quadrants de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux [26]. Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif

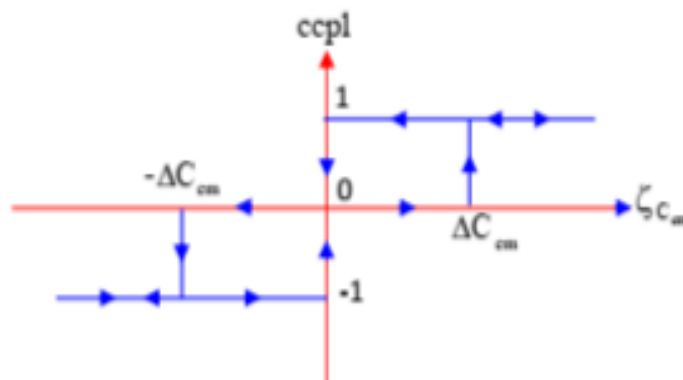


Figure (II.5) : Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

II.8 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE

II.8.1 Table de commande du flux

Table (II.1) : de commande du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\phi_s \uparrow$	$\bar{V}_6, \bar{V}_1, \bar{V}_2$	$\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3$	$\bar{V}_2, \bar{V}_3, \bar{V}_4$	$\bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5$	$\bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$	$\bar{V}_5, \bar{V}_6, \bar{V}_1$
$\phi_s \downarrow$	$\bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5$	$\bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$	$\bar{V}_5, \bar{V}_6, \bar{V}_1$	$\bar{V}_6, \bar{V}_1, \bar{V}_2$	$\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3$	$\bar{V}_2, \bar{V}_3, \bar{V}_4$

II.8.2 Table de commande du couple

Table (II.2) : de commande du couple

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_e \uparrow$	\bar{V}_2, \bar{V}_3	\bar{V}_3, \bar{V}_4	\bar{V}_4, \bar{V}_5	\bar{V}_5, \bar{V}_6	\bar{V}_6, \bar{V}_1	\bar{V}_1, \bar{V}_2
$C_e \downarrow$	\bar{V}_5, \bar{V}_6	\bar{V}_6, \bar{V}_1	\bar{V}_1, \bar{V}_2	\bar{V}_2, \bar{V}_3	\bar{V}_3, \bar{V}_4	\bar{V}_4, \bar{V}_5

II.8.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Table (II.3) : Tableau de la DTC conventionnelle définissant les séquences d'un onduleur

Secteur		S1	S2	S3	S4	S5	S6
C_{flx}	C_{cpt}						
0	1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1
	0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0
	-1	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5
1	1	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2
	0	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7
	-1	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4

II.9 Résultats de simulation et interprétation

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 1.5KW, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Simulink /Matlab.

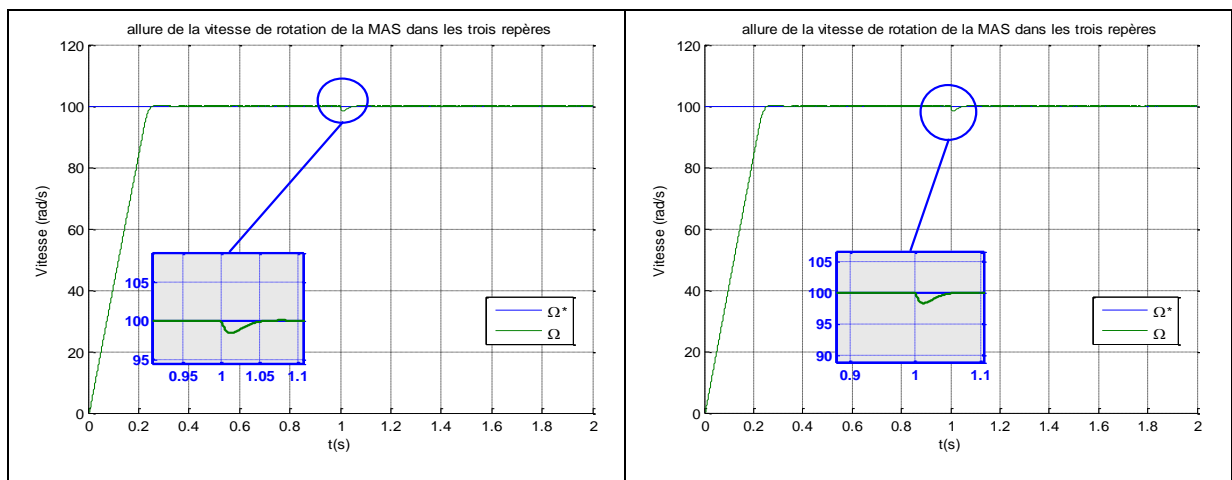
✚ En Charge : $C_r = 10N.m$ à $t=1s$

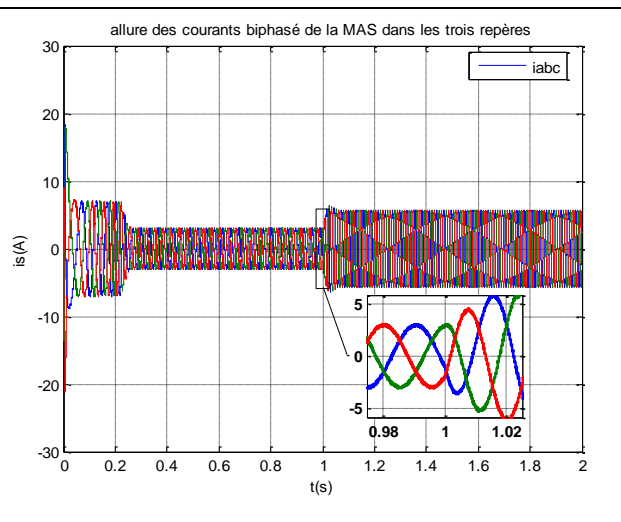
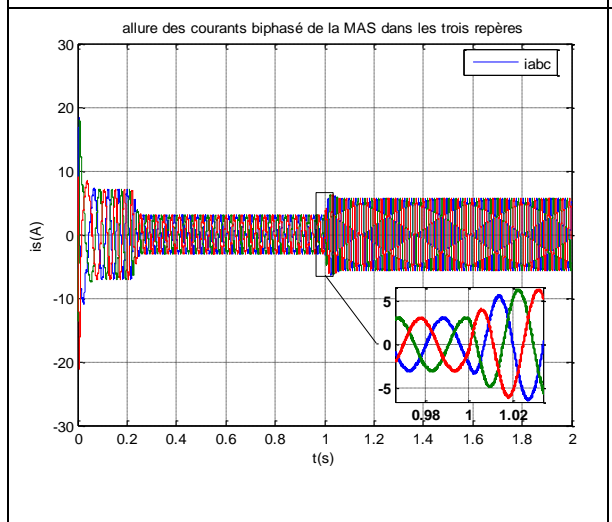
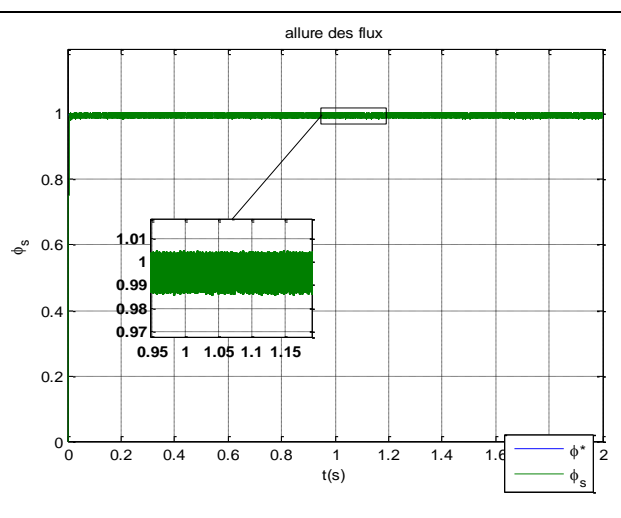
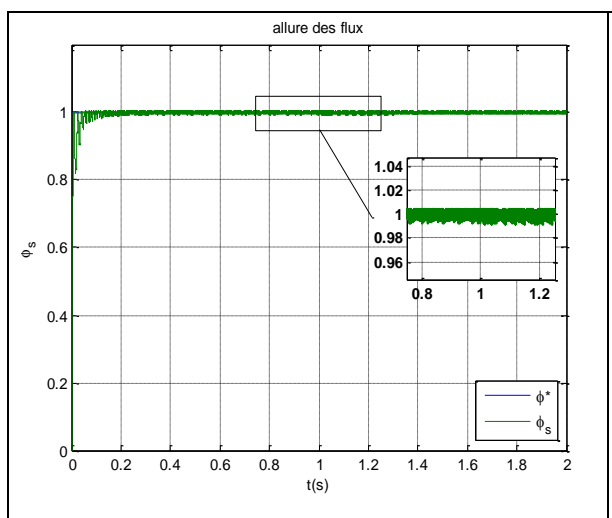
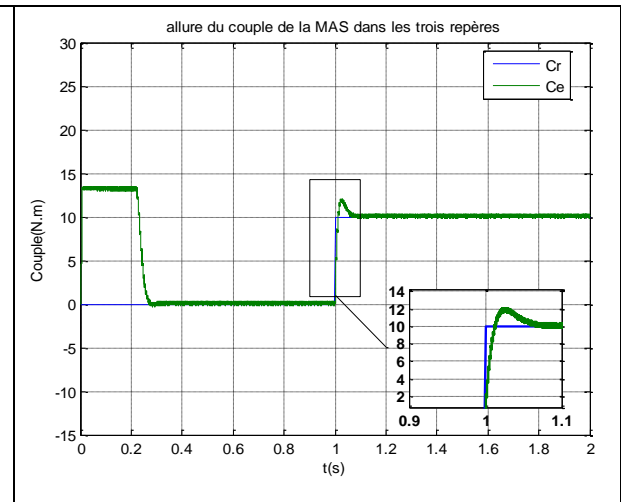
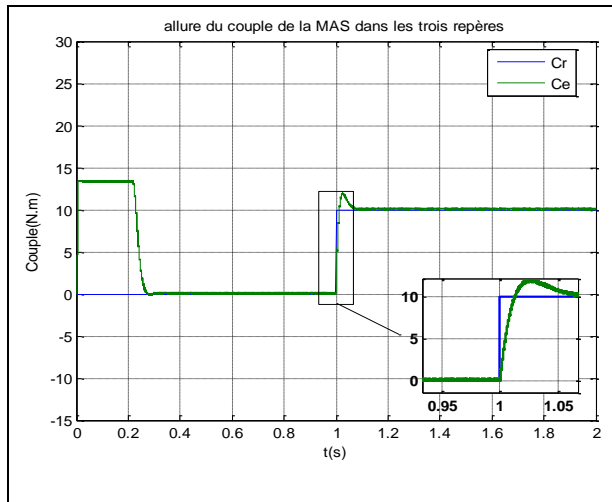
Figure (II.9), présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple charge de 10 N.m à l'instant 1s.

Les composantes du courant statorique présentent un taux d'harmonique faible pour DTC-2n3 niveaux comparativement aux DTC-2n2 niveaux.

- Le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente une diminution remarquable des oscillations pour les DTC-2n3 niveaux par rapport à DTC2n2 niveaux.
- On constate que le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence pour les deux commandes proposées.
- La réponse de la vitesse montre que la DTC présente une bonne performance dynamique sans dépassement au démarrage.

2N2N	2N3N
-------------	-------------





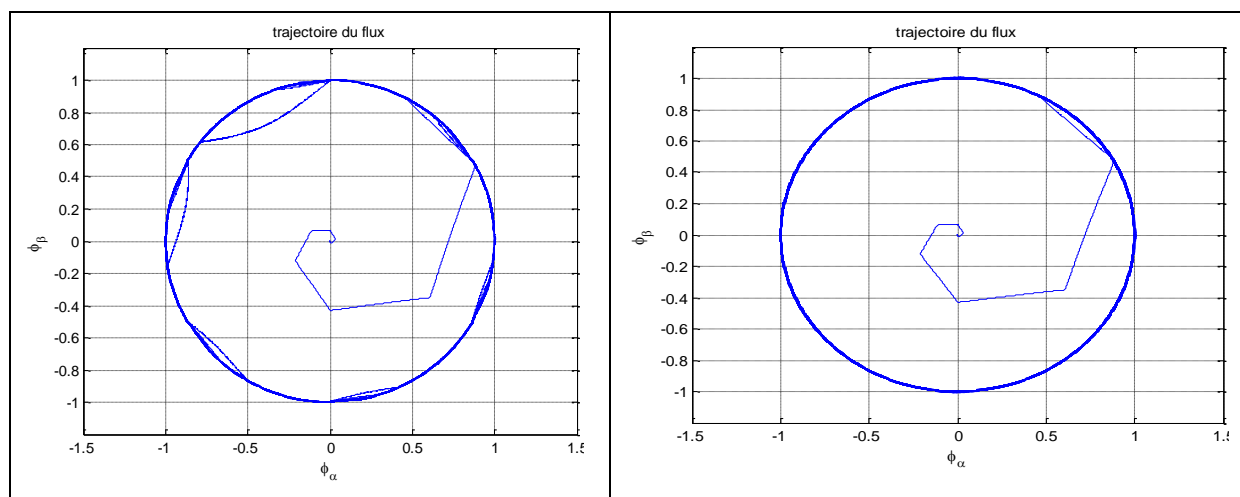
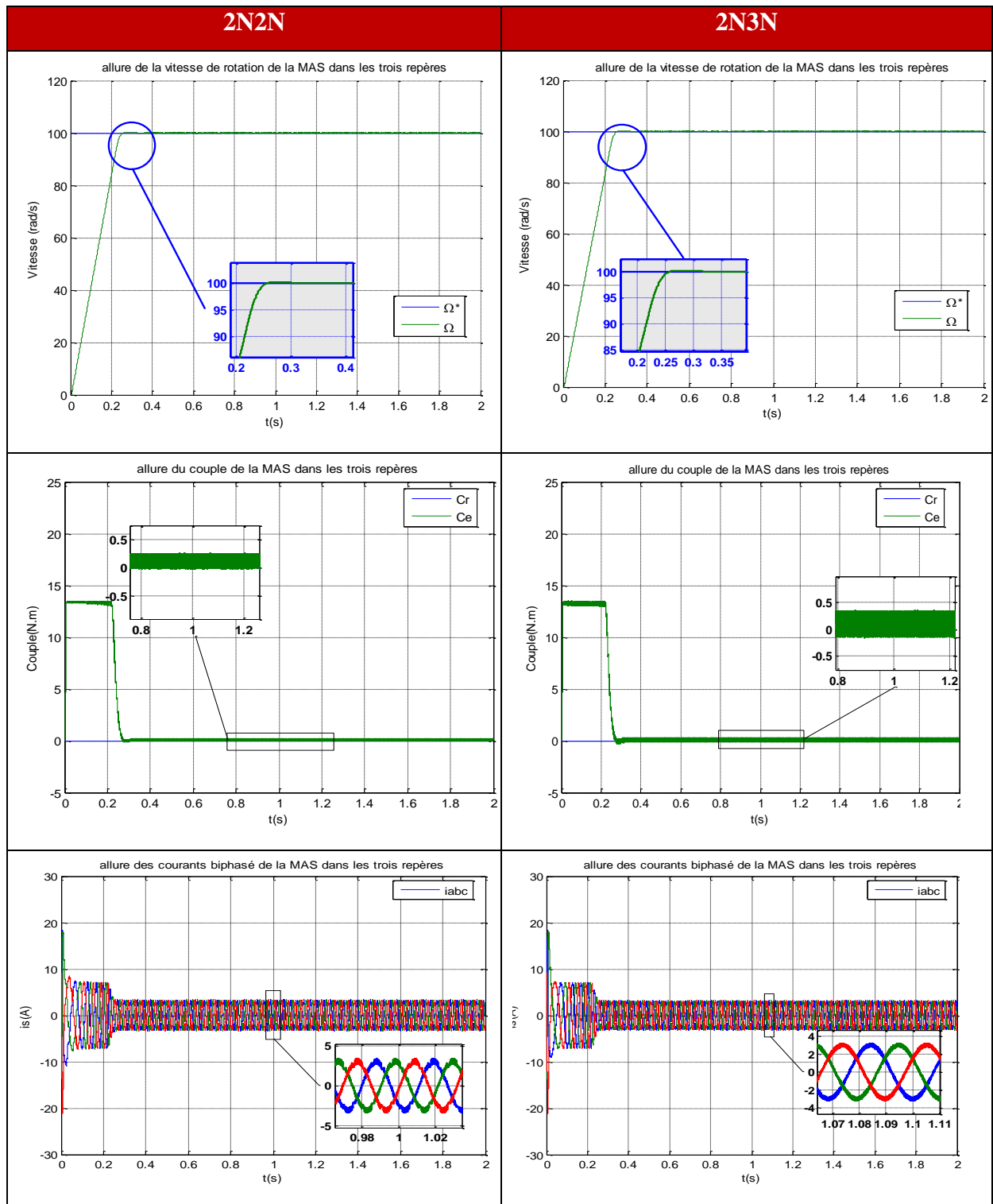


Figure (II.6) : Réponses du système à un échelon du couple de charge

✚ Démarrage à vide

- On remarque que de bonnes performances dynamiques et statiques sont obtenues.
- La réponse de la vitesse à un échelon de 100 rad/s montre que la DTC présente une bonne performance dynamique sans dépassement au démarrage, et atteint la valeur de consigne au bout de 0.3s.
- On constate d'après les résultats de simulation de la figure(II.7), que le couple électromagnétique présente un pic au démarrage et se stabilise après 0.3 s à une valeur pratiquement nulle, il présente une diminution remarquable des oscillations pour les DTC-2n3 niveaux par rapport à DTC2n2 niveaux. et la même remarque pour les composantes en courant qui présentent des allures sinusoïdales.
- Pour l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) , On remarque que le module du flux a une valeur pratiquement constante 1Wb qui suit la valeur de référence, et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan (α, β) .



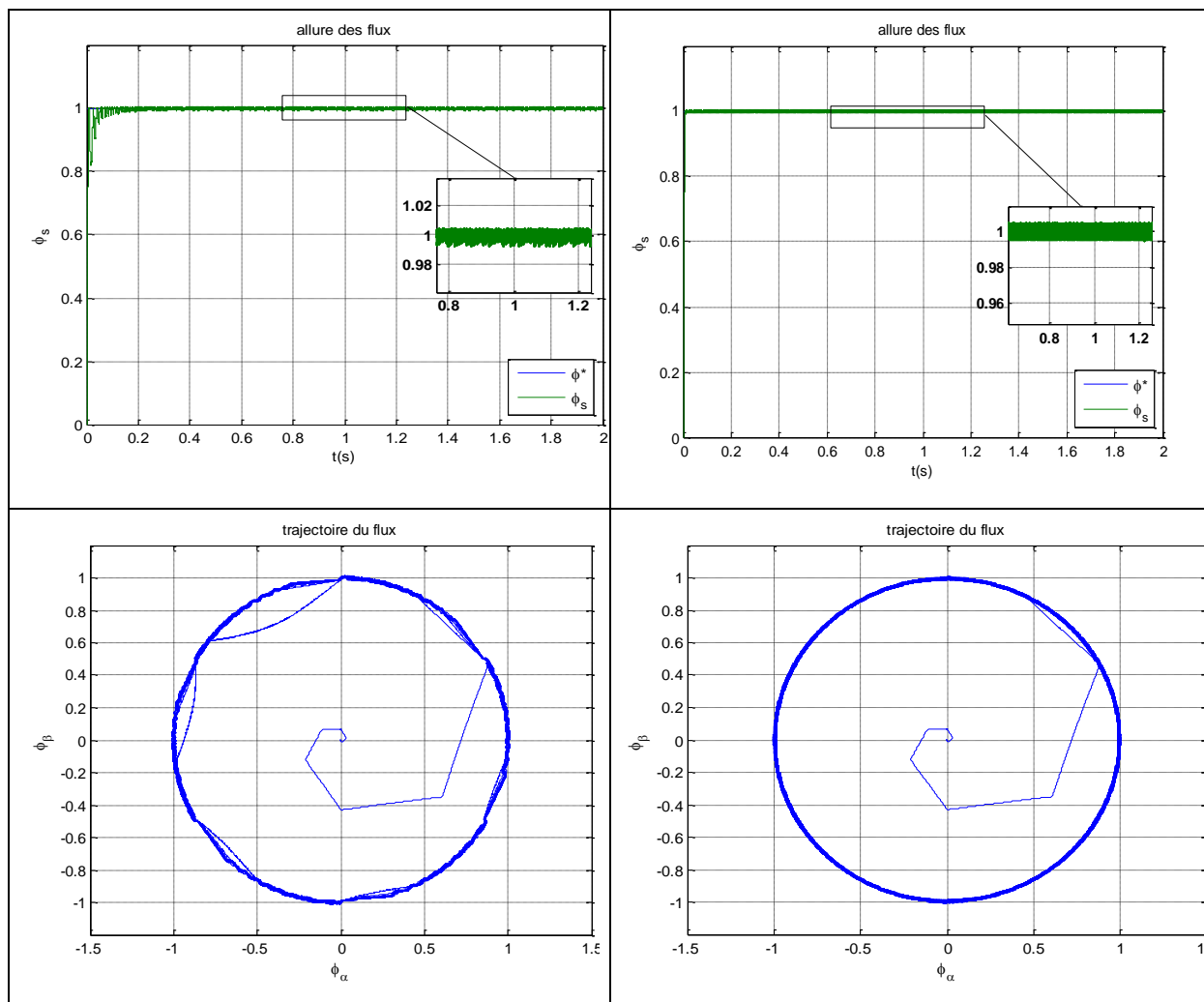
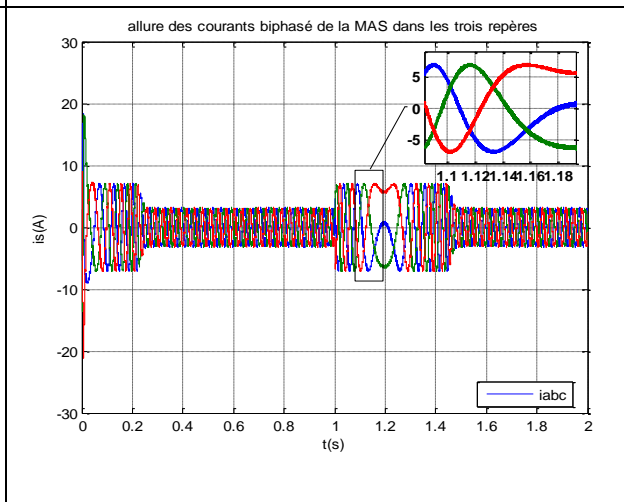
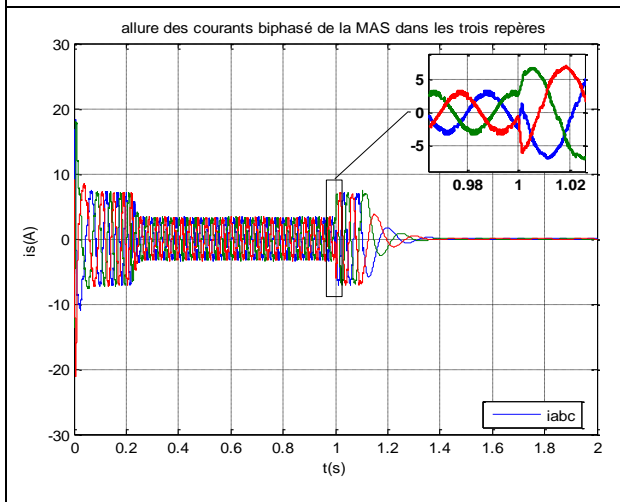
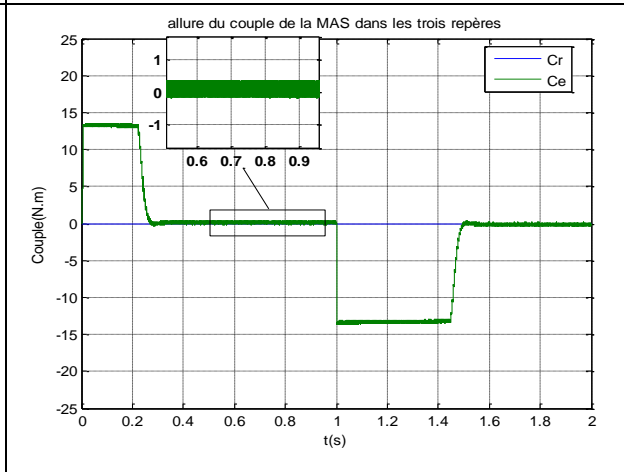
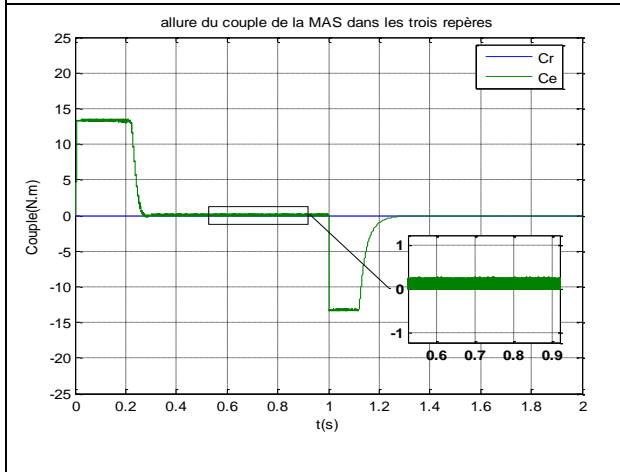
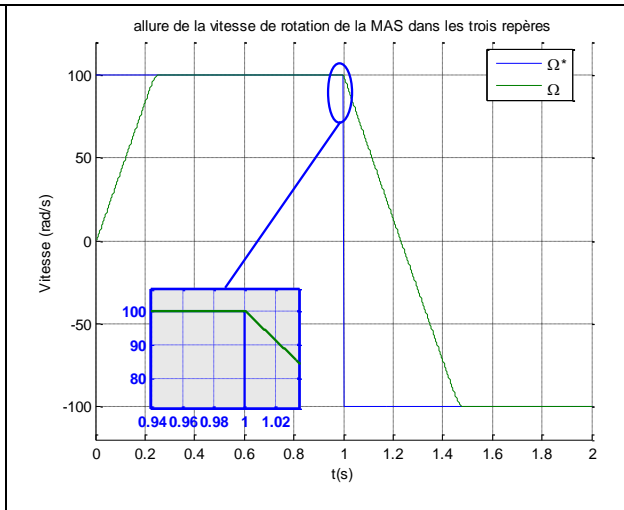
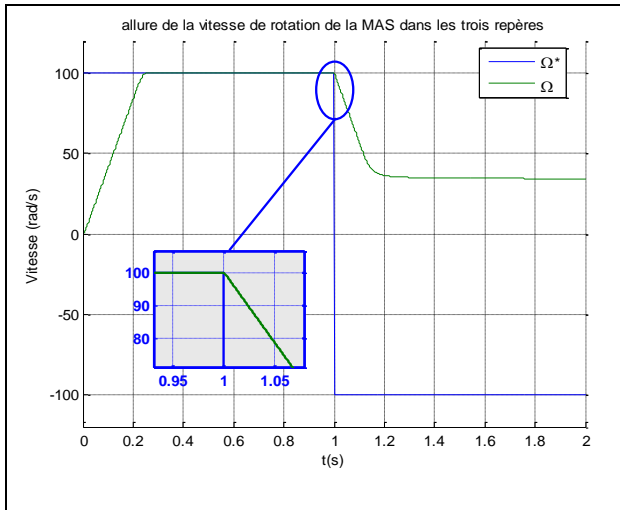


Figure (II.7) : Réponses du système à vide

✚ Test avec inversion de sens de rotation

- Pour teste la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit dans la figure3, un changement de consigne de vitesse de $\omega = 100 \text{ s /rad}$ à $\omega = -100 \text{ s /rad}$ à l'instant $t= 1\text{s}$ après un démarrage à vide.
- Nous remarquons après l'inversion de la vitesse que la poursuite de vitesse s'effectue avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser à la valeur $Ce = 0 \text{ N.m}$ du couple.
- Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. L'influence de cette variation est plus claire sur la réponse du flux (trajectoire et module).

2N2N **2N3N**



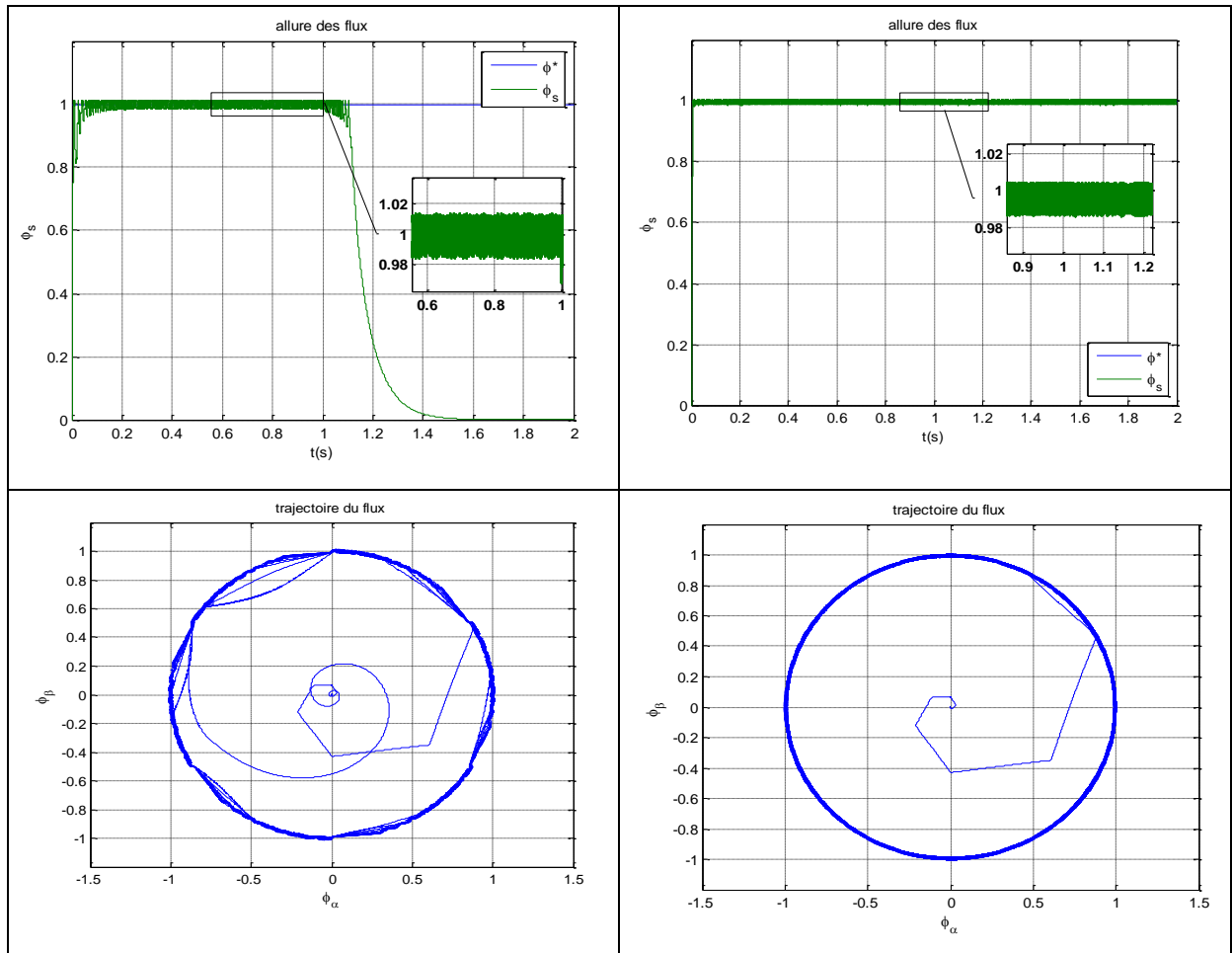


Figure (II.8) : Réponses du système en inversion du sens de rotation

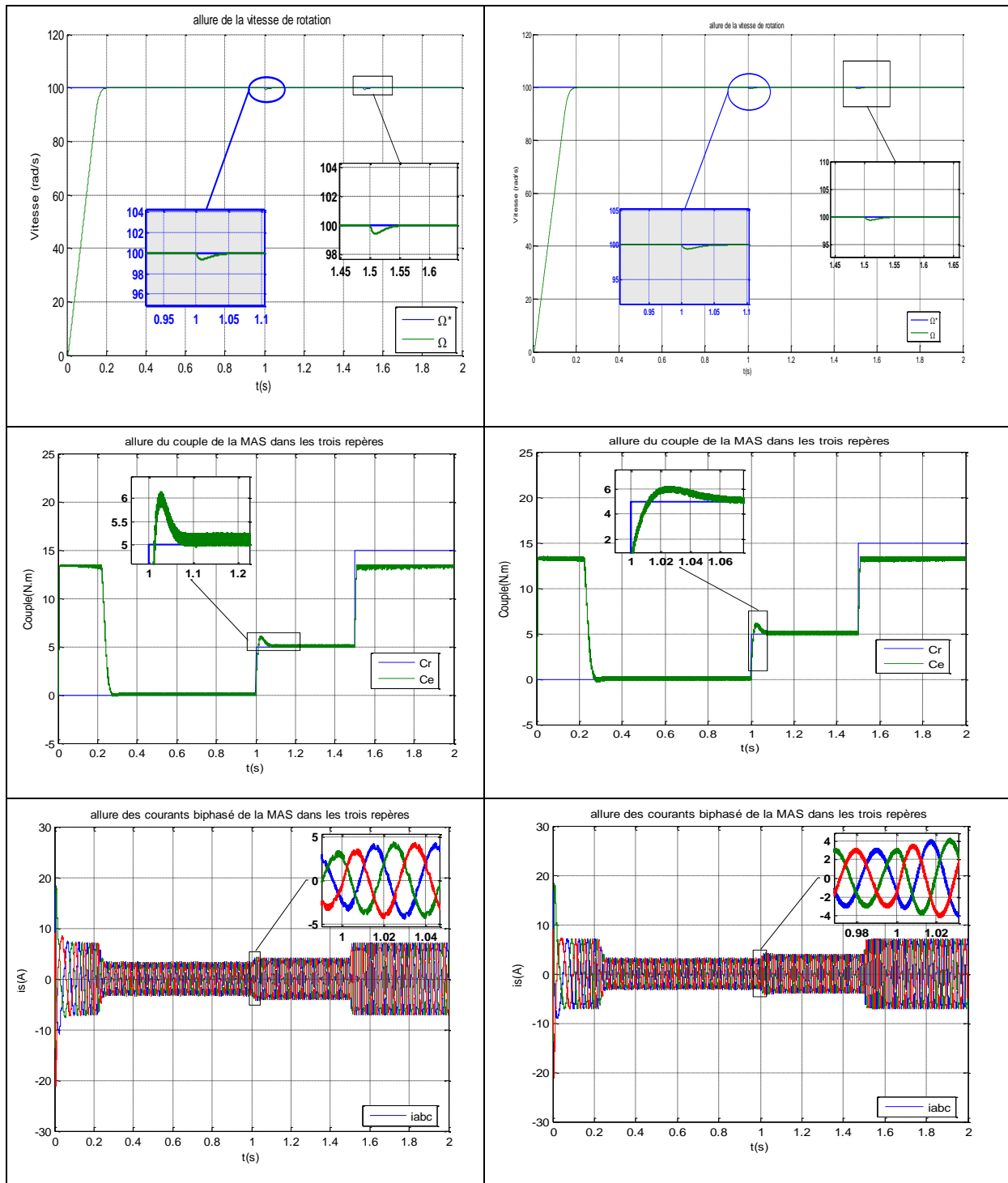
✚ Test avec couple de charge variable

La Figure (II.9) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 10N.m à 1s ; 15N.m à 1.5s.

- On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes.
- Le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée.
- Le module du flux s'établit instantanément à sa valeur de référence dès le départ (régime transitoire), après coup il garde la même allure tout au long du régime permanent pour DTC2n3n.
- le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge pour DTC 2n2n.

2N2N

2N3N



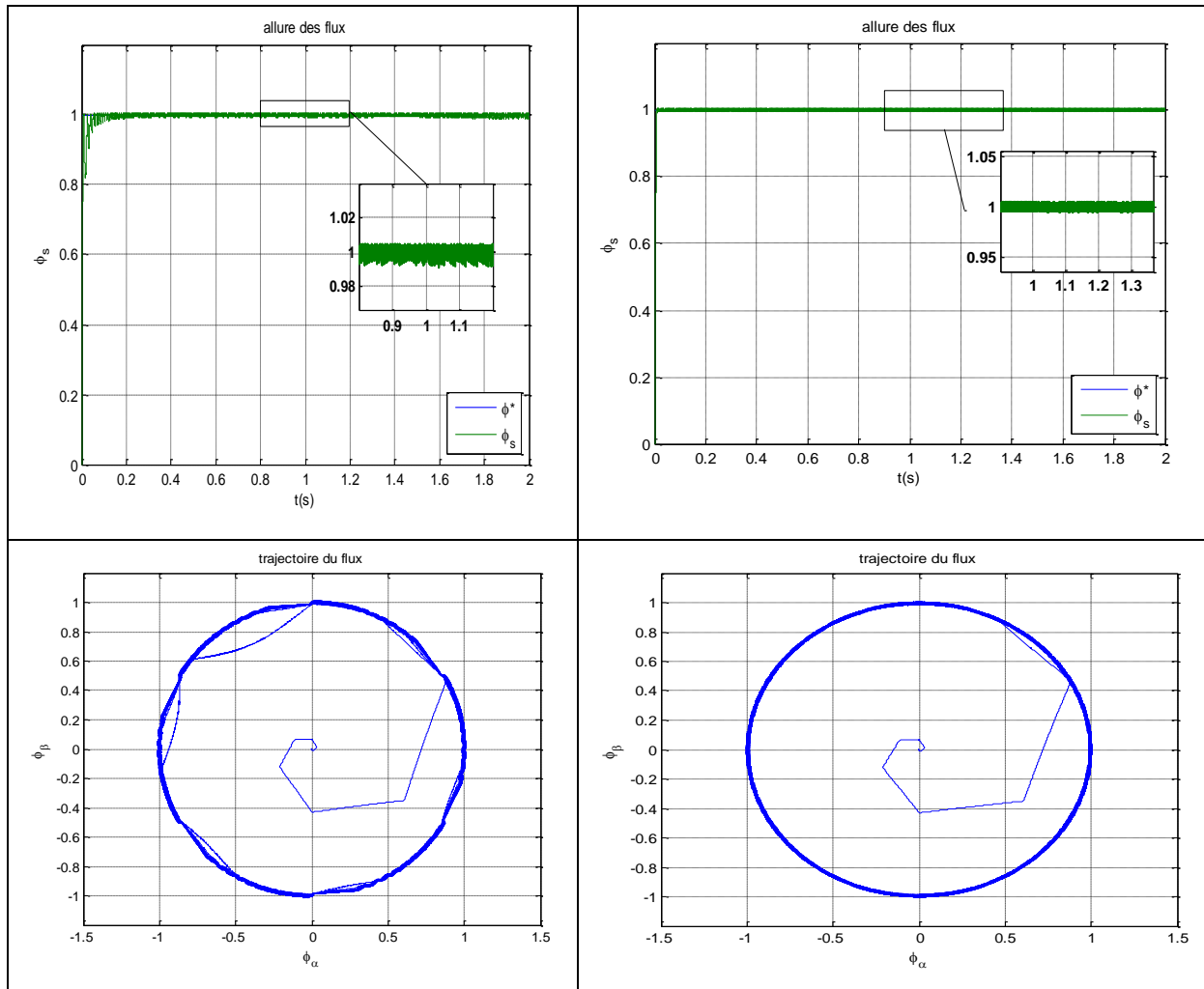
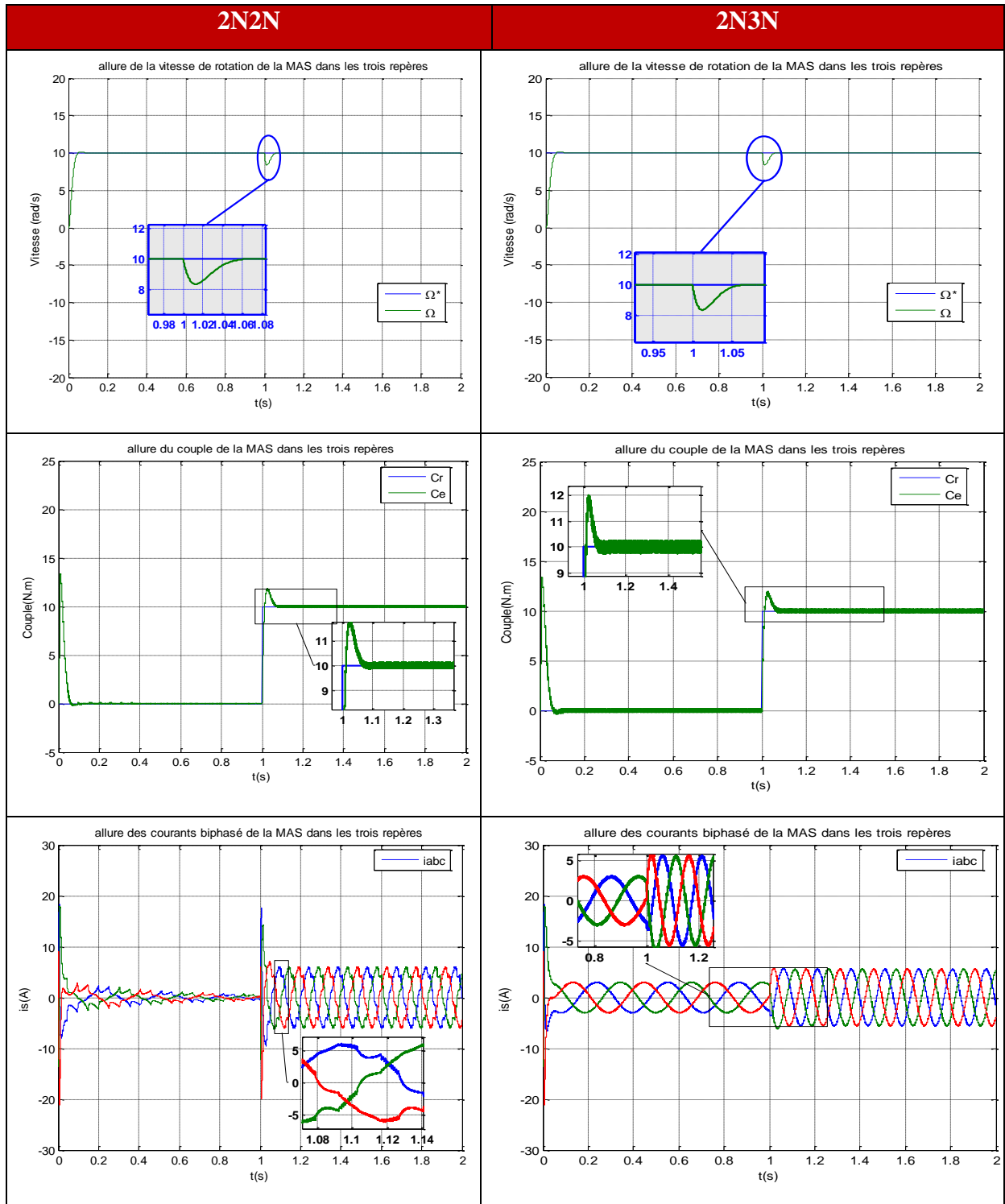


Figure (II.9) : Réponse du système à couple de charge variable

✚ Test pour faible vitesse de rotation

La figure (II.11) montre les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 10rd/s à l'instant $t=1$ s.

- On constate que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement. On remarque, l'influence de la diminution de la vitesse sur le module du flux, son trajectoire dans le plan (α, β) , ainsi que le couple électromagnétique



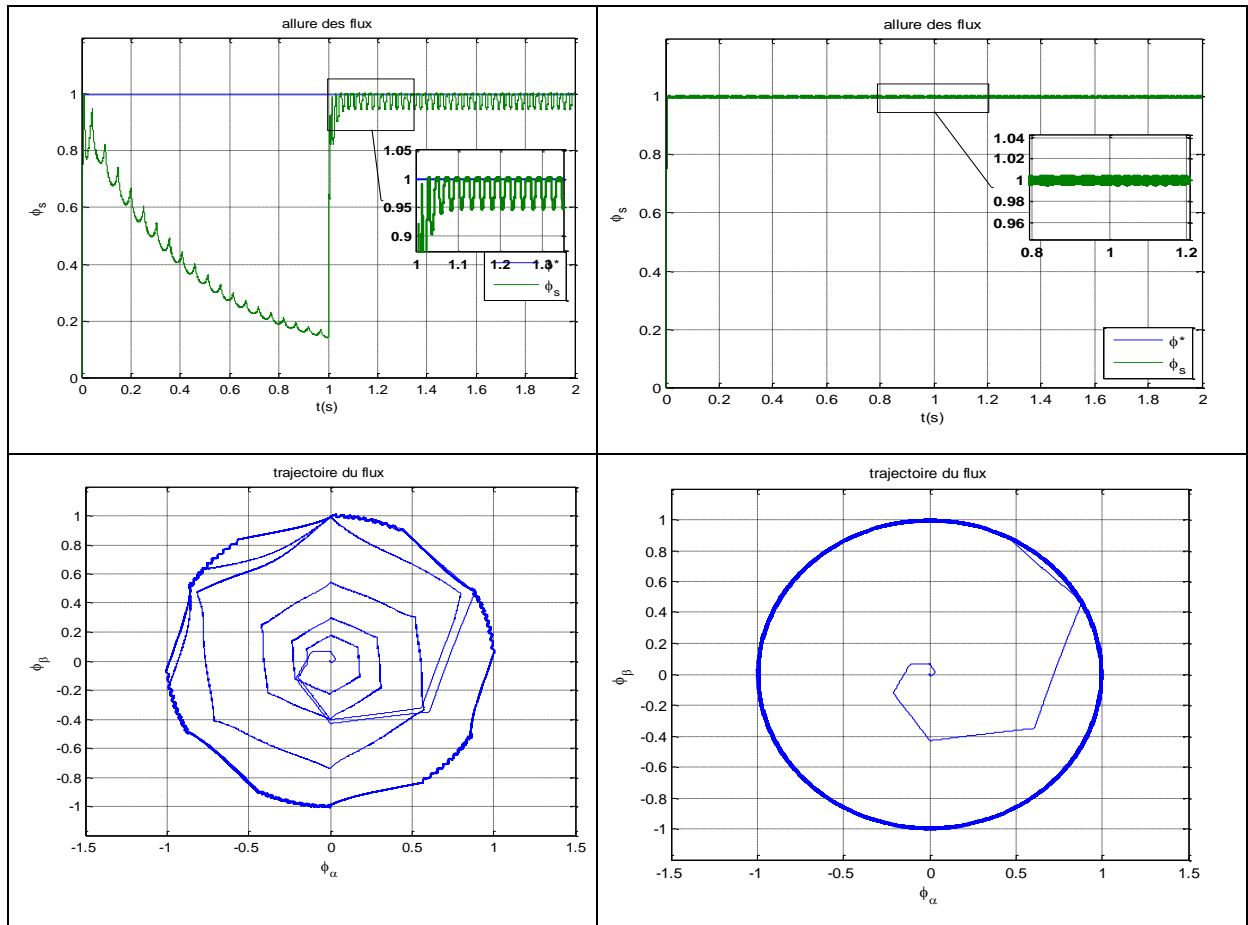


Figure (II.10) : Réponses du système en faible vitesse de rotation

II.9.1 Comparaison

On peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux Correcteur à trois niveaux à un apport certain comparé à la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux Correcteur à deux niveaux, et cela ce voie à la minimisation des ondulations du couple électromagnétique. Et les formes des grandeurs (courant, flux...) ont une forme plus sinusoïdale avec l'alimentation de la MAS via un onduleur à trois niveaux.

De cette petite comparaison on peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux Correcteur à trois niveaux contribue énormément à la longévité de la MAS, donc c'est un apport tout à fait non négligeable du point de vue économique et industriel.

II.10 Conclusion

Le principe du contrôle direct de couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

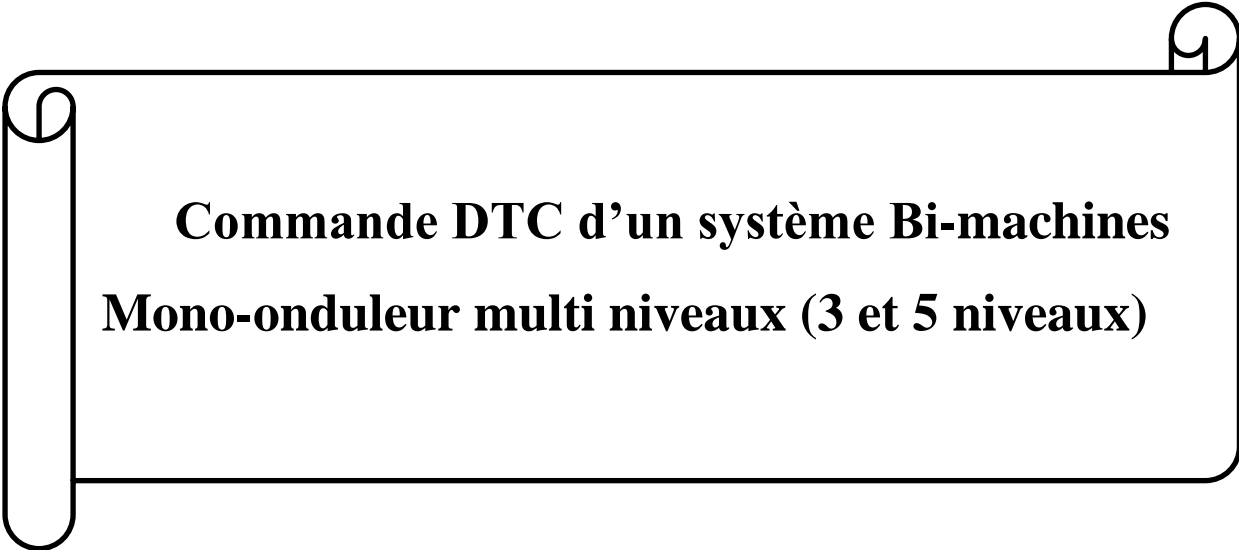
On a constaté d'après les tests de simulation que la variation de la résistance statorique et la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Néanmoins, cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator.

En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs de

La DTC.

Chapitre III



**Commande DTC d'un système Bi-machines
Mono-onduleur multi niveaux (3 et 5 niveaux)**

III.1 Introduction

L'une des thématiques intéressantes dans le cadre des études des SMM, concerne la réduction des coûts, de fabrication et de maintenance. Néanmoins, dans la traction électrique, il est nécessaire d'optimiser en plus, les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système. C'est le cas des systèmes de transport (traction électrique et ferroviaire,...) avec la propulsion réalisée au moyen de plusieurs moteurs électriques [27] [28].

L'utilisation de plusieurs actionneurs dans les systèmes embarqués implique des systèmes multi machines multi-convertisseurs dont il peut être intéressant de chercher à réduire le volume et le poids. Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines électriques en parallèle. De nombreuses études ont été réalisées afin de diminuer le nombre de composants électroniques pour des systèmes comprenant plusieurs machines électriques [27] [28] [29] [30].

Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple électromagnétique de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension à l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. IL s'agit de maintenir les grandeurs du flux, et du couple à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [31].

III.2 Structures de Commande des SMM

L'approche proposée consiste à utiliser une méthode d'inversion des fonctions des constituants physiques du système, principe développé entre autre dans les Graphes Informationnels Causaux [32]. Elle est basée sur la modélisation des processus en accord avec la causalité intégrale : le système se résume alors à une suite de causes et d'effets. La commande consiste à trouver la bonne cause pour produire l'effet désiré, à l'aide de règles définies. On "inverse" ainsi les relations de cause à effet. Ce principe est ici étendu à la représentation proposée pour les SMM. Cette démarche permet de proposer des structures de commande, sans pour autant avoir la prétention de donner toutes les solutions possibles [33].

III.2.1 Structure de commande d'un système mono machine mono convertisseur

Pour imposer l'évolution d'une variable mécanique selon une trajectoire donnée et avec des performances définies, il faut agir de manière adaptée sur la variable de réglage choisie. Une chaîne de réglage est ainsi définie : suite de cause et d'effets (X_{2_ce} et X_{2_me}) reliant la variable de réglage C_{ereg} à la sortie X_{2_cm} qui doit suivre le cahier des charges prédéfini.

La structure de contrôle global vise à déterminer la variable de réglage en fonction de la référence $X_{2_cm}^*$ de la sortie à maîtriser x_{2_cm} , au travers d'algorithmes adaptés et de mesures disponibles. La commande a pour objectif d'inverser la fonction globale des éléments de conversion. Elle est représentée par un parallélogramme puisqu'elle ne manipule que des informations.

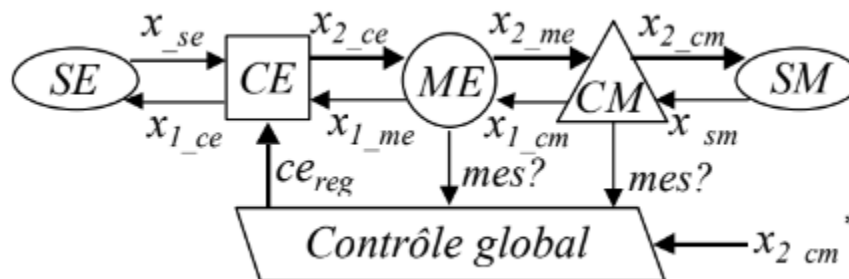


Figure (III.1) : Structure globale de contrôle d'un système mono machine mono convertisseur

III.3 Stratégies d'observation coopérative pour un système bimoteur

Comme il a été mentionné précédemment, un observateur déterministe dit observateur de Luenberger d'ordre complet a été retenu comme méthode d'estimation des grandeurs électromagnétiques d'une machine asynchrone. Le référentiel stationnaire α, β lié au stator a été choisi pour cet observateur afin de réduire le nombre d'opérations dans l'algorithme. Dans le cas d'un système bimoteurs mono-onduleur, contrôlé à partir d'une commande dite moyenne, la fonction d'observation peut être définie de deux différentes façons.

III.3.1 L'observateur "moyen"

La première structure d'observation qui est d'ailleurs la plus simple est celle composée d'un seul observateur, soit un "observateur moyen". Dans ce cas la pondération est déplacée en amont de l'observateur de flux et s'effectue sur les mesures des machines. C'est-à-dire que cet observateur est activé par les valeurs moyennes provenant des deux moteurs asynchrones (courants statoriques et vitesses de rotation), comme il est montré dans la figure (III.2).

Cette fonction d'observation peut être établie à partir de ses grandeurs d'entrée et de sortie, de la manière suivante

$$\text{obs_moy} (\bar{I}_{sa}, \bar{I}_{sb}, \bar{\omega}_e, V_{sa}^* V_{sb}^*) = (\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}, \hat{I}_{sa}, \hat{I}_{sb}) \quad (\text{III.1})$$

$$I_{sa} = \frac{I_{sa_m1} + I_{sa_m2}}{2}$$

$$I_{sb} = \frac{I_{sb_m1} + I_{sb_m2}}{2}$$

$$\bar{\omega}_e = \frac{\omega_{e_m1} + \omega_{e_m2}}{2}$$

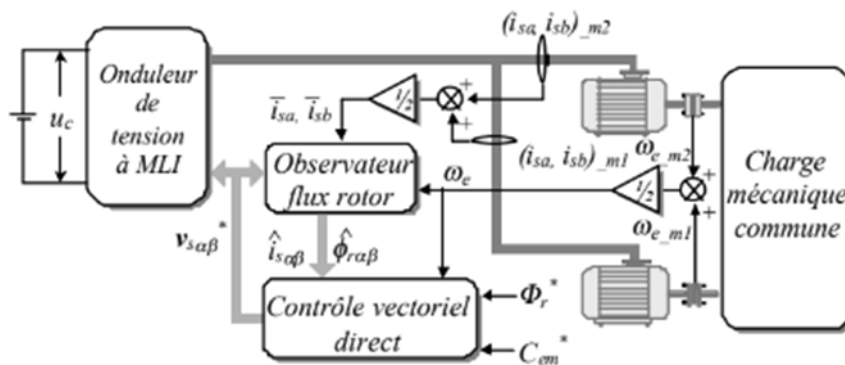


Figure (III.2) : L'observateur moyen dans une structure bimoteur mono convertisseur

III.3.2 L'observateur "dual"

La deuxième structure utilise un observateur pour chaque moteur, afin d'obtenir la valeur moyenne des variables essentielles à partir des sorties des observateurs. La pondération est déplacée en amont de la commande vectorielle, en l'effectuant sur les grandeurs

observées. Cette configuration qui est montrée dans la Figure (III.3) a été appelée “observateur dual” [34]. Dans ce cas, la fonction qui détermine l'opération de l'observateur est définie par :

$$\text{Obs_dual}(I_{sa_m1}, I_{sa_m2}, \omega_{e_m1}, \omega_{e_m2}, I_{sb_m1}, I_{sb_m2}, V_{s\alpha}^*, V_{s\beta}^*) = \overline{\phi}_{r\alpha}, \overline{\phi}_{r\beta}, \overline{I}_{s\alpha}, \overline{I}_{s\beta} \quad (\text{III.2})$$

$$\phi_{r\alpha} = \frac{\phi_{r\alpha_m1} + \phi_{r\alpha_m2}}{2}$$

$$\phi_{r\beta} = \frac{\phi_{r\beta_m1} + \phi_{r\beta_m2}}{2}$$

$$I_{r\alpha} = \frac{I_{r\alpha_m1} + I_{r\alpha_m2}}{2}$$

$$I_{r\beta} = \frac{I_{r\beta_m1} + I_{r\beta_m2}}{2}$$

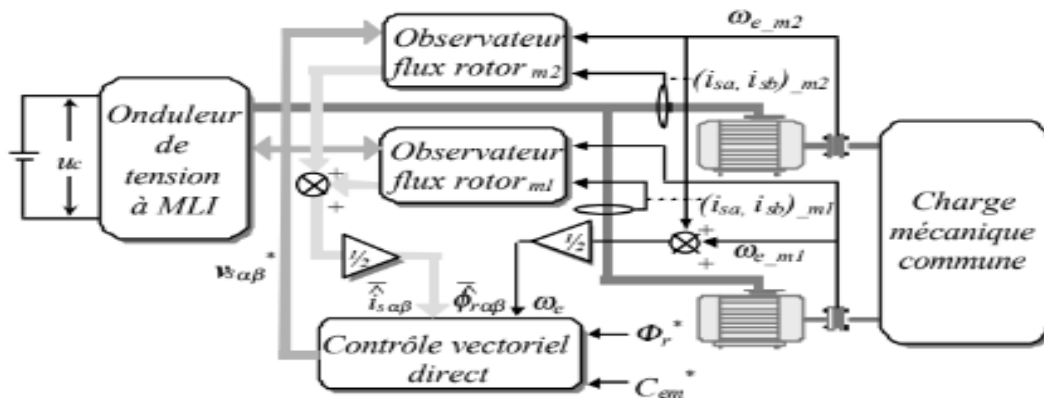


Figure (III.3) : L'observateur dual dans une structure bimoteur mono convertisseur

III.4 Structures de commande DTC pour le cas d'un système mono-onduleur bimoteur

Les structures de commande dédiées aux systèmes de type mono-onduleur bimoteur sont fondées, dans une grande majorité, sur la commande DTC classique. Parmi les diverses méthodes retrouvées dans la littérature, d'abord on peut citer la commande moyenne qui prend en compte les valeurs moyennes obtenues à partir des grandeurs des deux machines, pour faire le contrôle d'une “machine moyenne imaginaire” [35].

Ensuite, la commande maître - esclave qui ne prend n'en compte que les valeurs d'une seule machine. Pendant que l'autre, agit en fonction des tensions imposées par le contrôle sur la première [36].

Puis, le contrôle pondéré dans lequel deux facteurs complémentaires dont la somme est égale à un, déterminent la prise en compte des grandeurs des machines. Par ailleurs, le système travaille normalement sous l'action d'une commande moyenne jusqu'à la détection d'une variation de l'accélération des moteurs [37].

III.4.1 La commande moyenne simple (CMS)

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en recréant les grandeurs correspondantes à un "moteur moyen imaginaire" avec l'application d'un critère de pondération identique pour chaque moteur ($p=0.5$). Le système étant commandé au moyen d'une commande vectorielle directe classique, il est nécessaire d'alimenter les entrées de la commande soit par mesures moyennes soit par les valeurs moyennes des grandeurs observées. Cependant, comme il a été présenté dans le paragraphe précédent, les grandeurs nécessaires peuvent être recrées à partir de l'une parmi les deux possibles structures d'observation.

Suite aux résultats de simulation obtenus plus satisfaisants en présence des perturbations, on a décidé d'utiliser tout au long de ce travail "l'observateur dual" en association avec toutes les commandes. La commande dite "moyenne simple" à structure d'observation duale est montrée dans la Figure (III.4). Elle peut être définie par la fonction suivante :

$$\text{Com_moy} (\bar{\phi}_{r\alpha}, \bar{\phi}_{r\beta}, \bar{I}_{s\alpha}, \bar{I}_{s\beta}, \bar{\omega}_e) = (V_{s\alpha}^* V_{s\beta}^*) \quad (\text{III.3})$$

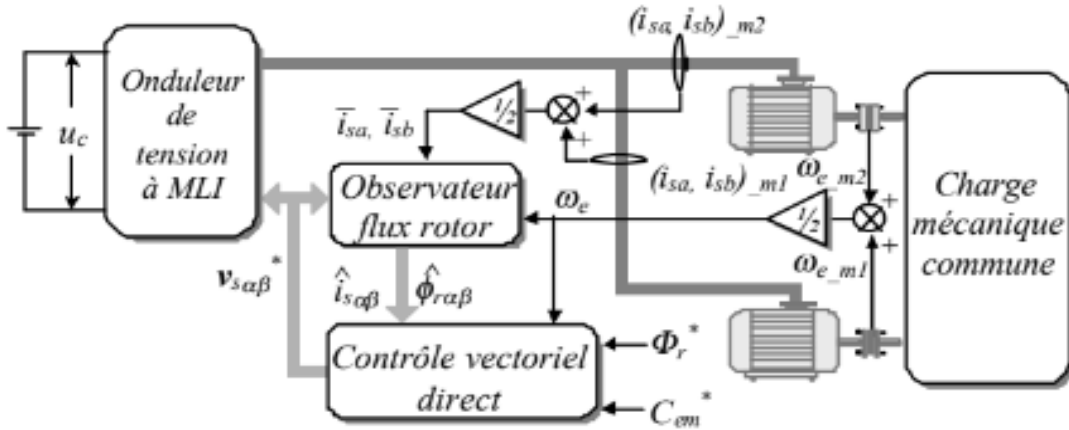


Figure (II.4) : Commande moyenne simple appliquée dans une structure mono-onduleur bimoteur

III.4.2 Commande moyenne double (CM2)

Com-moydou (com_{-m1}, com_{-m2})=Com-moydou($\bar{v}_{sa}^*, \bar{v}_{sb}^*$) (III.4)

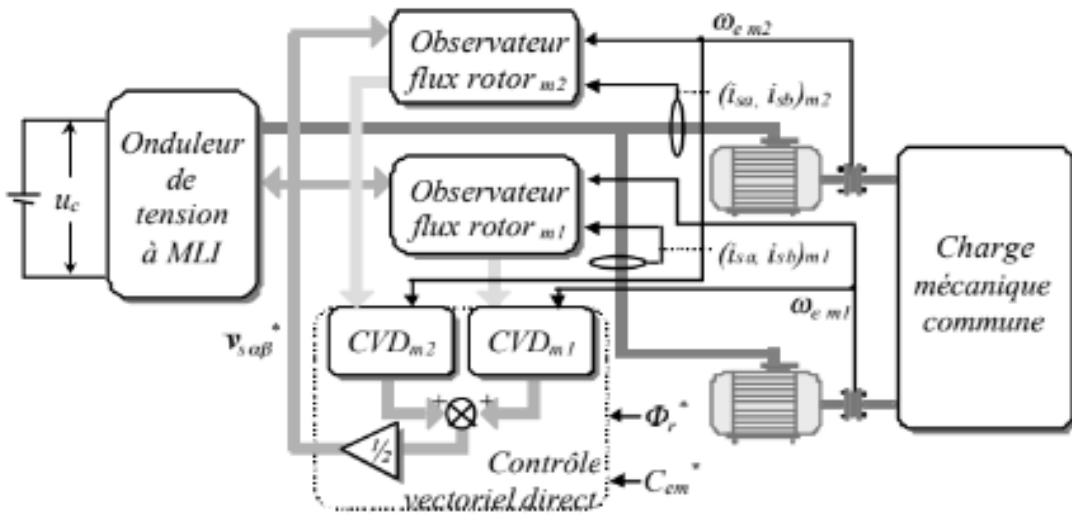


Figure (III.5) : La commande moyenne double dans une structure bimotrice mono convertisseur

III.4.3 La commande maître – esclave (CME)

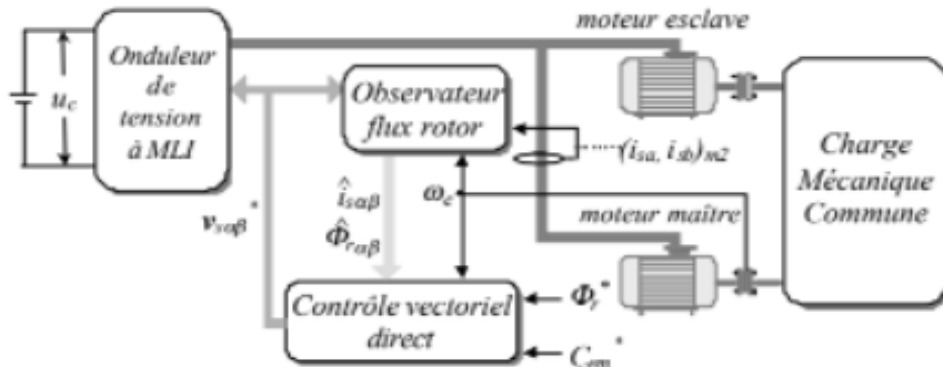


Figure (III.6) : La commande maître - esclave appliquée dans une structure bimoteur mono- onduleur

$$Com_me (\phi_{ra_{m1}}, \phi_{r\beta_{m2}}, I_{sa_{m1}}, I_{s\beta_{m2}}, \omega_{e_{m2}}) = (V^*_{sa} V^*_{s\beta}) \tag{III.5}$$

III.4.4 La commande pondérée (CP)

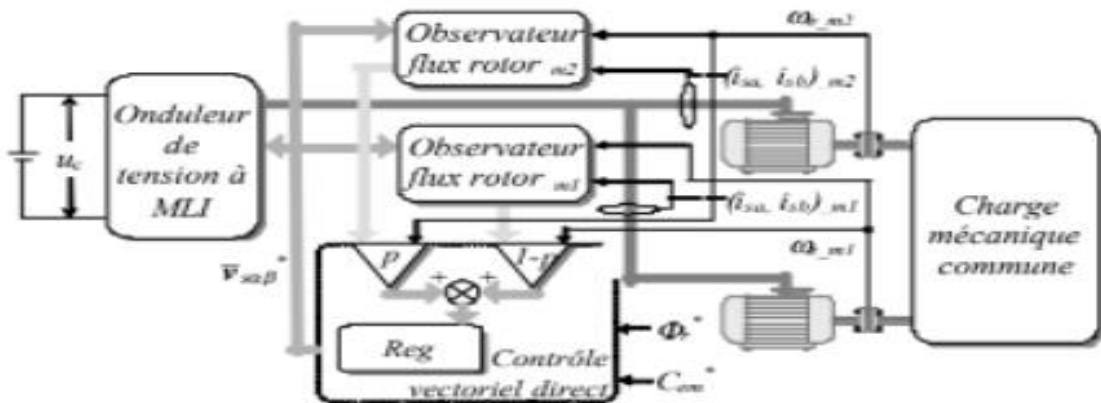


Figure (III.7) : La commande pondérée dans une structure bimoteur mono convertisseur

$$\ddot{X} = \frac{pX_{m1} + (1 - p)X_{m2}}{2}$$

$$Com_pon (\phi_{ra}, \phi_{r\beta}, I_{sa}, I_{s\beta}, \omega_e) = (V^*_{sa} V^*_{s\beta}) \tag{III.6}$$

III.5 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique DC-AC est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension de sortie découpée composée au moins de trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux 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 du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux 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. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet, en outre, de supprimer certaines familles de raies harmoniques.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme de Synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs Niveaux de tension discrets [38].

III.6 Commande DTC trois niveaux

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple, ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié, est appliqué pour ramener la grandeur concernée de sa bande d'hystérésis. Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle directe de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux [39].

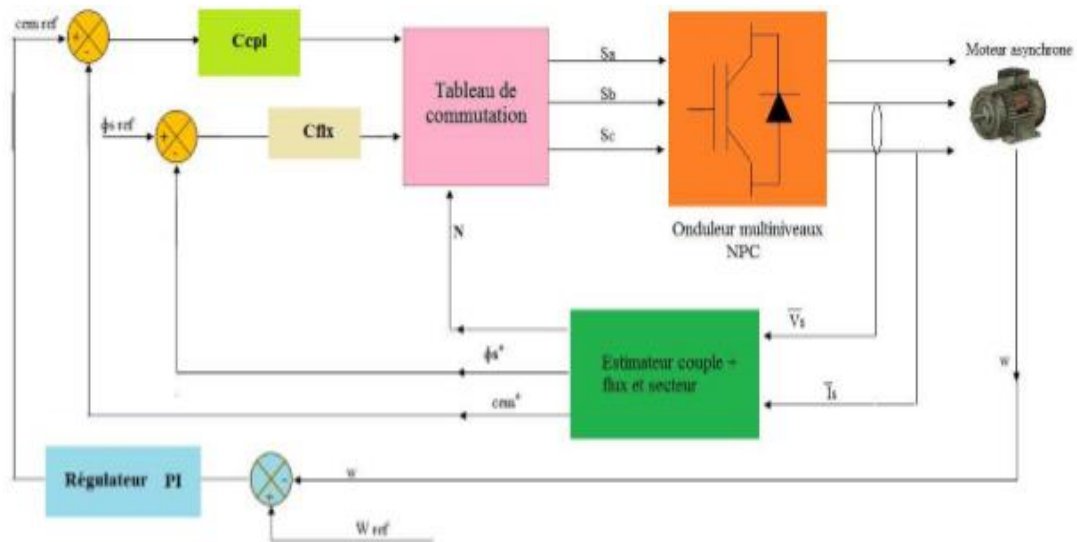


Figure (III.8) : Synoptique de la commande DTC

Le flux statorique et le couple électromagnétique sont calculés à partir des équations suivantes :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{\alpha s}^2 + \Phi_{\beta s}^2} \quad (III.7)$$

$$\Phi_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \quad (III.8)$$

$$\Phi_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt$$

L'angle θ_s , C_{em} est le calculé à partir de:

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{\beta s}}{\Phi_{\alpha s}}\right) \quad (III.9)$$

$$C_{em} = \frac{2}{3} P (\Phi_{\alpha s} I_{\beta s} - \Phi_{\beta s} I_{\alpha s})$$

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

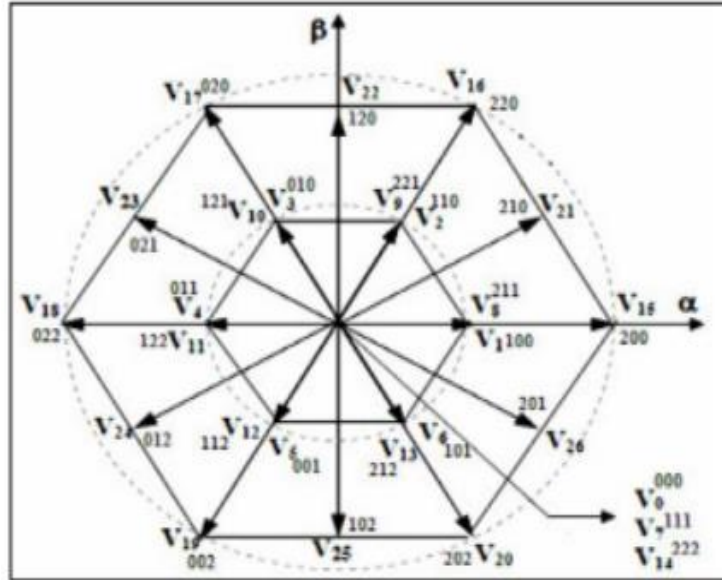


Figure (III.9) : Vecteurs de tension que peut fournir l'onduleur NPC à 3 niveaux

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.11) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et la vectrice tension sera plus optimal [40] [41] [42].

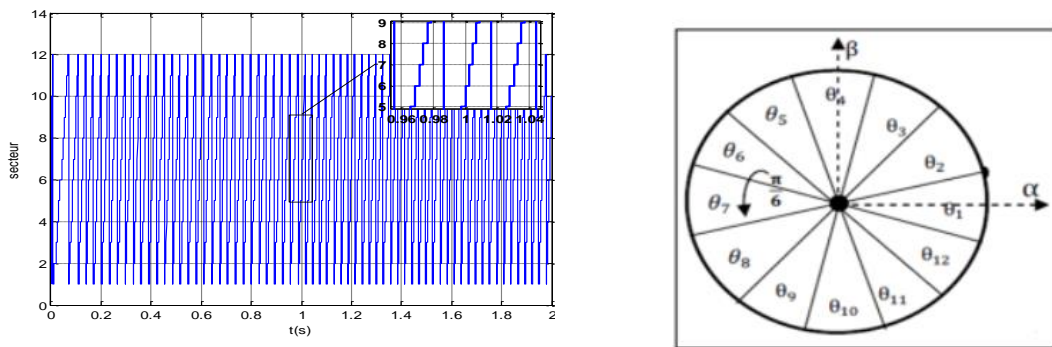


Figure (III.10) : Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

III.7 Approche de sélection de vectrices tensions

Tableau (III.1) : Répartition en trois groupes des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC a trois niveaux

Vecteurs tensions nulles	(000) ; (111) ;(222)
Vecteurs tensions du premier hexagone	(100) ;(110) ;(010) ;(011) ;(001) ;(101) ;(211) ;(121) ;(122) ;(112) ;(212)
Vecteurs tensions du deuxième hexagone	(200);(220) ;(020) ;(022) ;(002) ;(202) ;(210) ;(120) ;(021) ;(012) ;(102) ;(201)

III.8 DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur trois 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 œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis [43,44].

III.9 Construction de la table de commutation

La construction des tables de commutation Tableau (III, 2), se base effectivement sur le choix de la vectrice 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.

Tableau (III.2) : Tableau de vérité de stratégie classique de l'onduleur a trois niveaux à correcteur du flux à 2niveaux et correcteur de couple à 5 niveaux avec 12 secteurs

ΔC_{em}	$\Delta \phi_s$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
-2	1	\bar{V}_{20}	\bar{V}_{26}	\bar{V}_{15}	\bar{V}_{21}	\bar{V}_{16}	\bar{V}_{22}	\bar{V}_{17}	\bar{V}_{23}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{19}	\bar{V}_{25}
	0	\bar{V}_{25}	\bar{V}_{20}	\bar{V}_{26}	\bar{V}_{15}	\bar{V}_{21}	\bar{V}_{16}	\bar{V}_{22}	\bar{V}_{17}	\bar{V}_{23}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{19}
-1	1	\bar{V}_{13}	\bar{V}_8	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_9	\bar{V}_{10}	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_{11}	\bar{V}_{12}	\bar{V}_5	\bar{V}_6
	0	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_{13}	\bar{V}_8	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_9	\bar{V}_{10}	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_{11}	\bar{V}_{12}
0	1	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}
	0	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_{14}
1	1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_{10}	\bar{V}_{11}	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_{12}	\bar{V}_{13}	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_8	\bar{V}_9
	0	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_{11}	\bar{V}_{12}	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_{13}	\bar{V}_8	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_9	\bar{V}_{10}
2	1	\bar{V}_{22}	\bar{V}_{17}	\bar{V}_{23}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{19}	\bar{V}_{25}	\bar{V}_{20}	\bar{V}_{26}	\bar{V}_{15}	\bar{V}_{21}	\bar{V}_{16}
	0	\bar{V}_{17}	\bar{V}_{23}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{19}	\bar{V}_{25}	\bar{V}_{20}	\bar{V}_{26}	\bar{V}_{15}	\bar{V}_{21}	\bar{V}_{16}	\bar{V}_{22}

III.10 Commande DTC a cinq niveaux

Dans la figure 4, on distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créé par cinq états redondants (000, 111, 222, 333, 444). On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances. Les 61 positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires [45]. On répartit les 61 vecteurs de tensions et les vecteurs des tensions nuls en cinq groupes Tableau (III.3).

Tableau (III.3) : Répartition en cinq groupes des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Vecteurs tensions nulles	(000) ; (111) ; (222) ; (333) ; (444)
Vecteurs tensions du premier hexagone	(100) ; (110) ; (010) ; (011) ; (001) ; (101)
Vecteurs tensions du deuxième hexagone	(200) ; (210) ; (220) ; (120) ; (020) ; (021) (022) ; (012) ; (002) ; (102) ; (202) ; (201)
Vecteurs tensions du troisième hexagone	(300) ; (310) ; (320) ; (330) ; (230) ; (130) ; (030) (031) ; (032) ; (033) ; (023) ; (013) ; (003) ; (103) (203) ; (303) ; (302) ; (301)
Vecteurs tensions du quatrième hexagone	(400) ; (410) ; (420) ; (430) ; (440) ; (340) ; (240) (140) ; (040) ; (041) ; (042) ; (043) ; (044) ; (034) (024) ; (014) ; (004) ; (104) ; (204) ; (304) ; (404) (403) ; (402) ; (401)

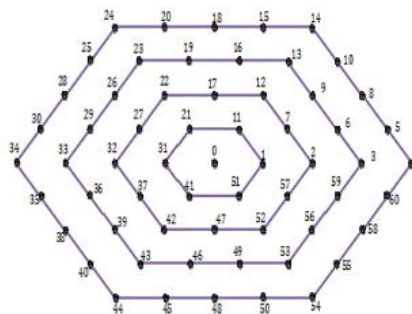


Figure (III.11) : Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux. La construction de table de commutation Tableau (III.4), se base effectivement sur le choix du vecteur de tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique.

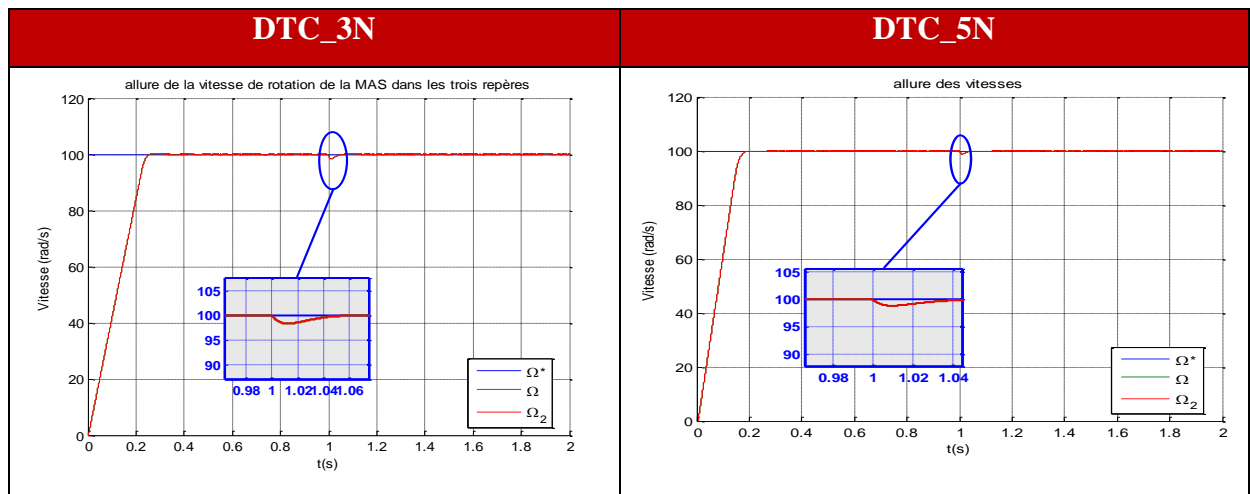
Tableau (III.4) : Tableau de vérité de stratégie de l'onduleur à cinq niveaux à correcteur du flux à 2 niveaux et correcteur de couple à 3niveaux avec 12 secteurs

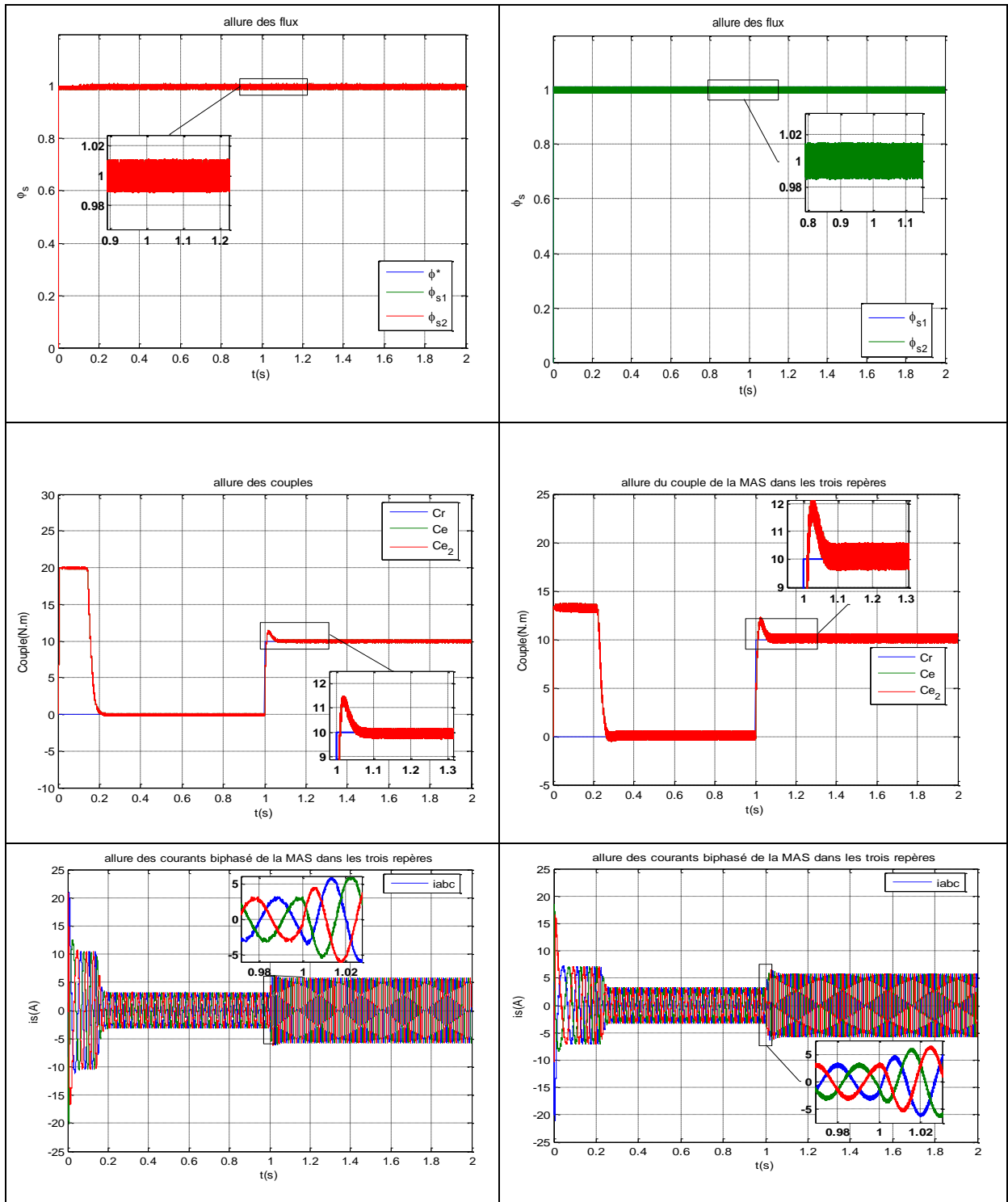
Secteur	Cflx					
	1			0		
	Cepl					
	1	0	-1	1	0	-1
1	\bar{V}_{14}	\bar{V}_2	\bar{V}_{54}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{32}	\bar{V}_{44}
2	\bar{V}_{18}	\bar{V}_7	\bar{V}_{58}	\bar{V}_{28}	\bar{V}_{37}	\bar{V}_{48}
3	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{12}	\bar{V}_4	\bar{V}_{34}	\bar{V}_{42}	\bar{V}_{54}
4	\bar{V}_{28}	\bar{V}_{17}	\bar{V}_8	\bar{V}_{38}	\bar{V}_{47}	\bar{V}_{58}
5	\bar{V}_{34}	\bar{V}_{22}	\bar{V}_{14}	\bar{V}_{44}	\bar{V}_{52}	\bar{V}_4
6	\bar{V}_{38}	\bar{V}_{27}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{48}	\bar{V}_{57}	\bar{V}_8
7	\bar{V}_{44}	\bar{V}_{32}	\bar{V}_{24}	\bar{V}_{54}	\bar{V}_2	\bar{V}_{14}
8	\bar{V}_{48}	\bar{V}_{37}	\bar{V}_{28}	\bar{V}_{58}	\bar{V}_7	\bar{V}_{18}
9	\bar{V}_{54}	\bar{V}_{42}	\bar{V}_{34}	\bar{V}_4	\bar{V}_{12}	\bar{V}_{24}
10	\bar{V}_{58}	\bar{V}_{47}	\bar{V}_{38}	\bar{V}_8	\bar{V}_{17}	\bar{V}_{28}
11	\bar{V}_4	\bar{V}_{52}	\bar{V}_{44}	\bar{V}_{14}	\bar{V}_{22}	\bar{V}_{34}
12	\bar{V}_8	\bar{V}_{57}	\bar{V}_{48}	\bar{V}_{18}	\bar{V}_{27}	\bar{V}_{38}

III.11 Résultats de simulation et interprétation

✚ En Charge : Cr =10N.m à t=1s

- Le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente une diminution remarquable des oscillations pour les DTC_5 niveaux par rapport à DTC_3niveaux.
- Le flux à un peu de mal pour s'établir en régime transitoire, mais dès la fixation de ce dernier autour de ca valeur de référence il ne la quitte plus.
- On constate aussi que l'évolution de l'allure de $\phi_{s\beta}$ en fonction de $\phi_{s\alpha}$ est parfaitement Circulaire





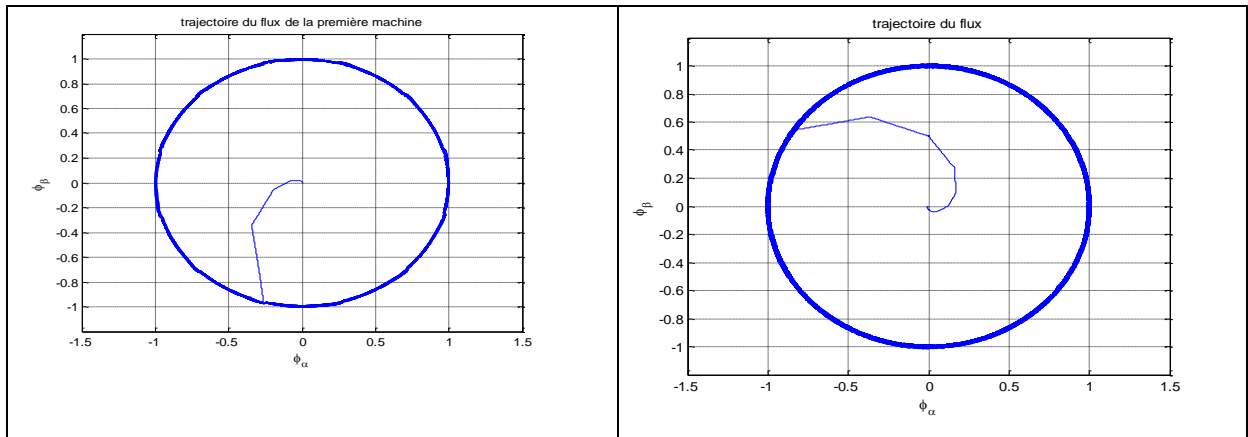
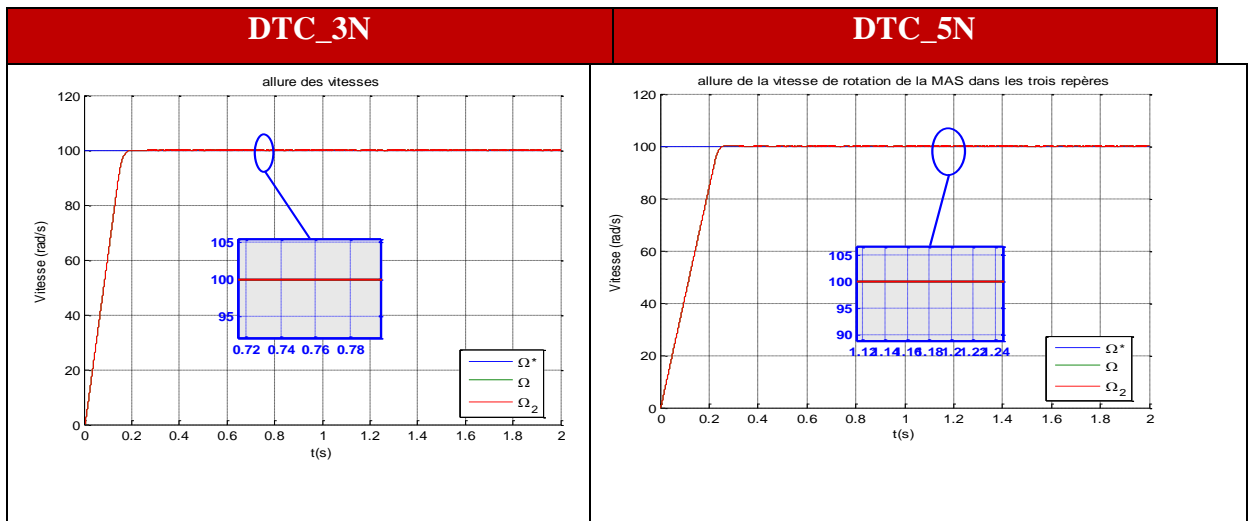
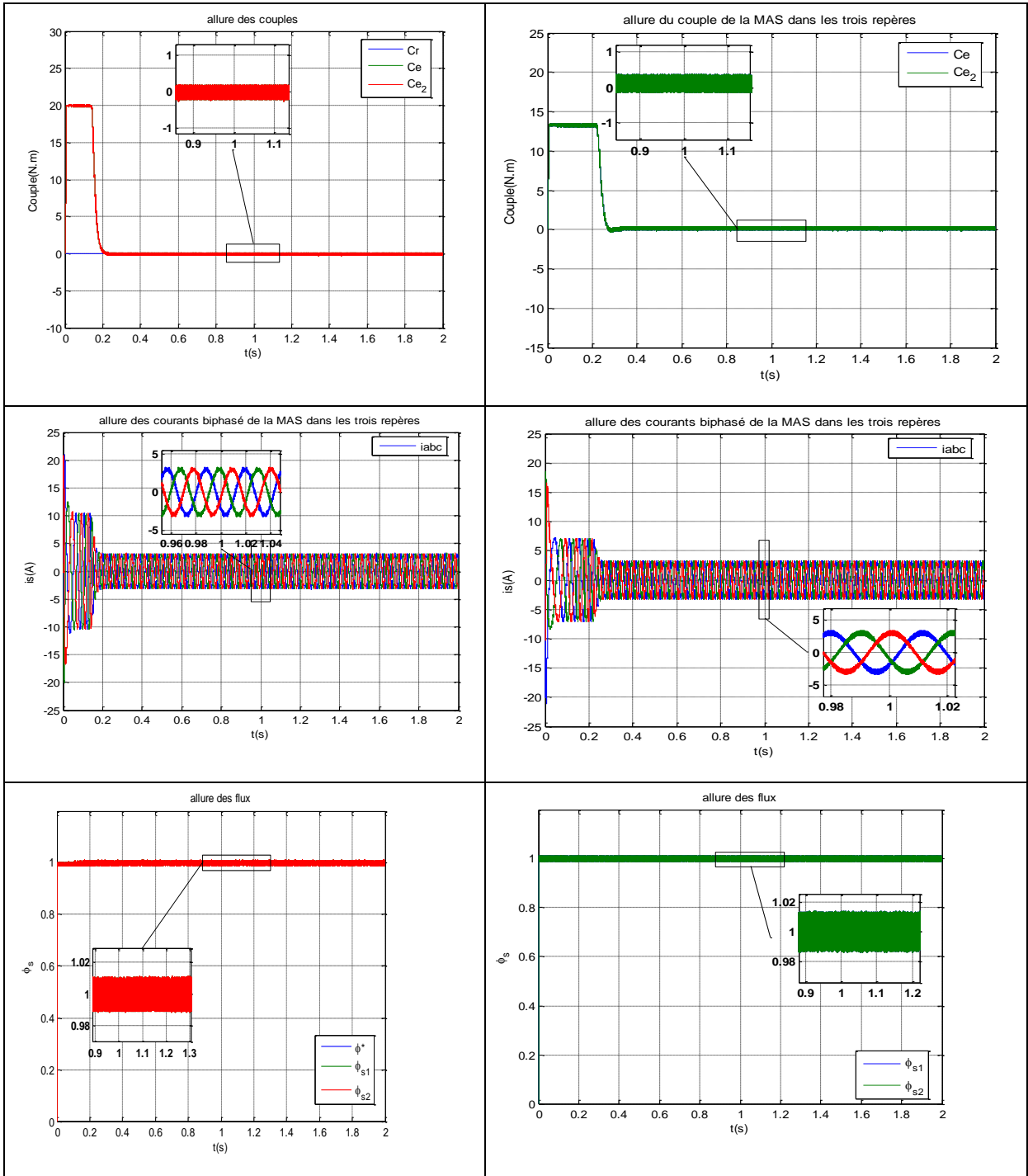


Figure (III.12) : Réponses du système un échelon du couple de charge

✚ Démarrage à vide

- On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{réf} = 100$ rd /s.
- Il est noté que le flux de la DTC_5 s'établit plus rapidement que celui de la DTC-3 et son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire.
- On observe une diminution des oscillations pour les DTC-2n3 niveaux par rapport à DTC2n2 niveaux. et la même remarque pour les composantes en courant qui présentent des allures sinusoïdales.





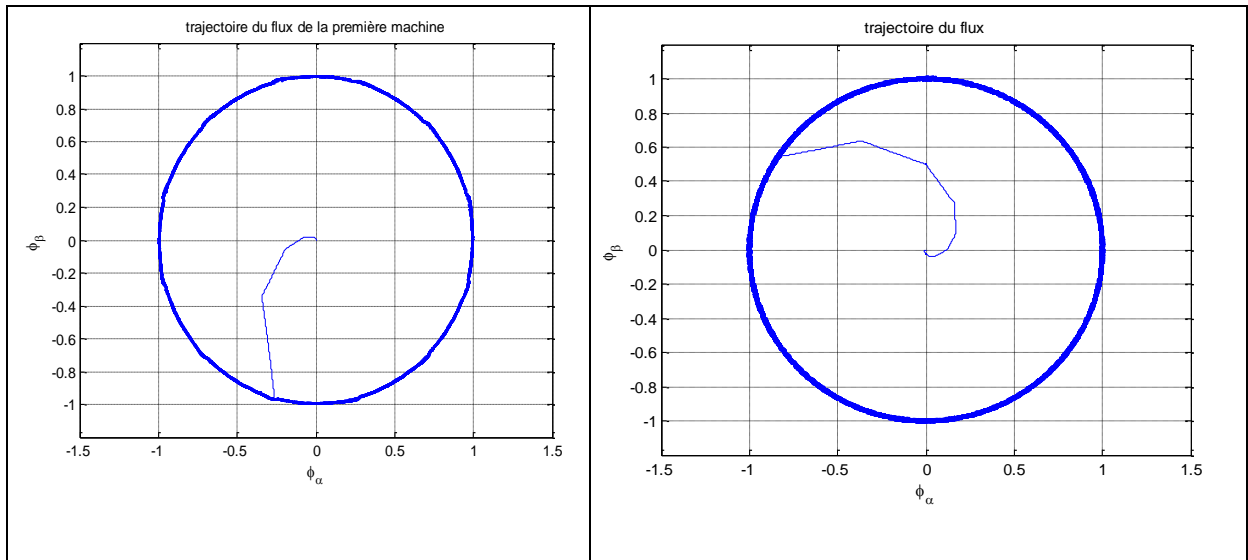
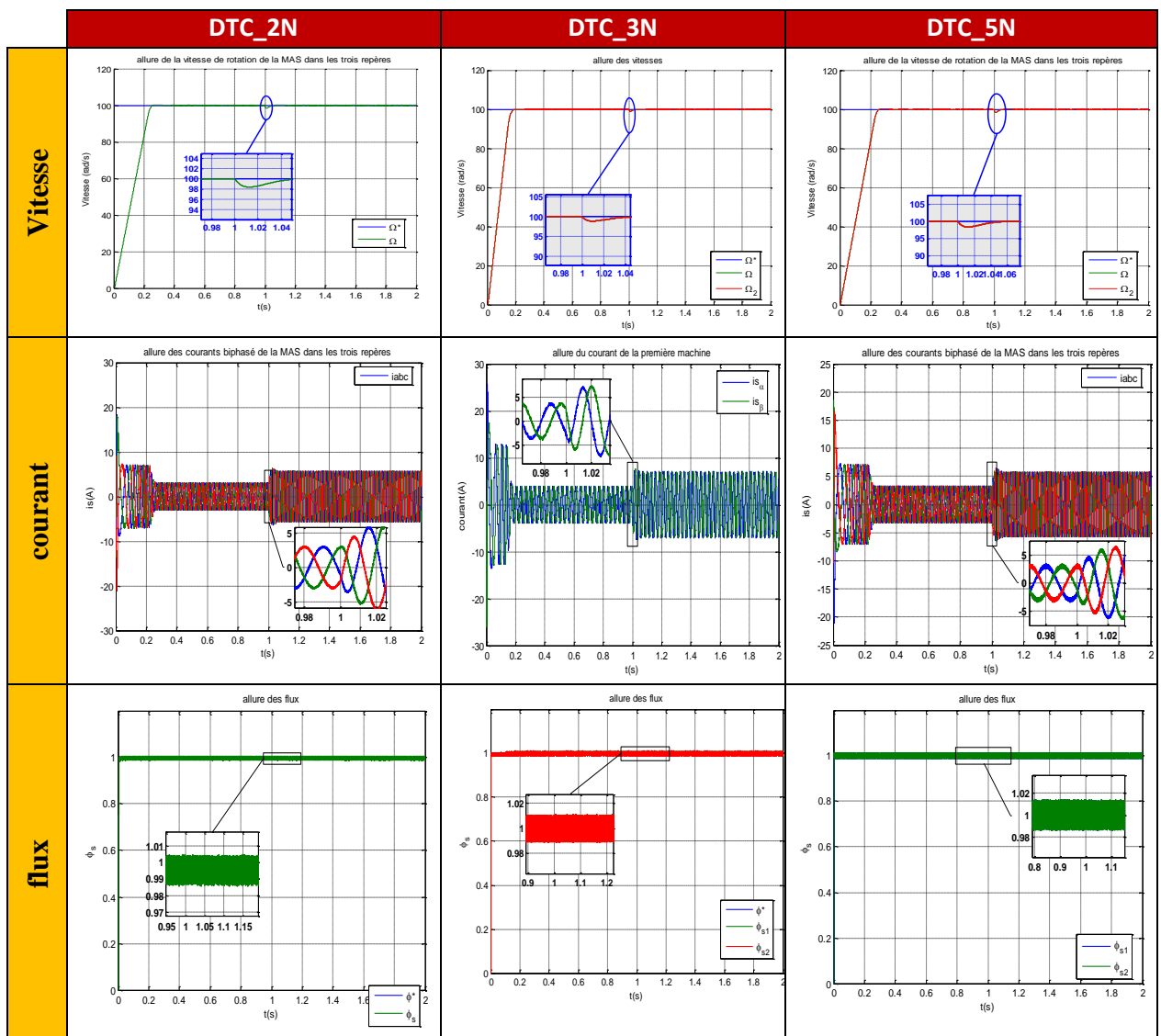


Figure (III.13) : Réponses du système à vide

III.12 Comparaison



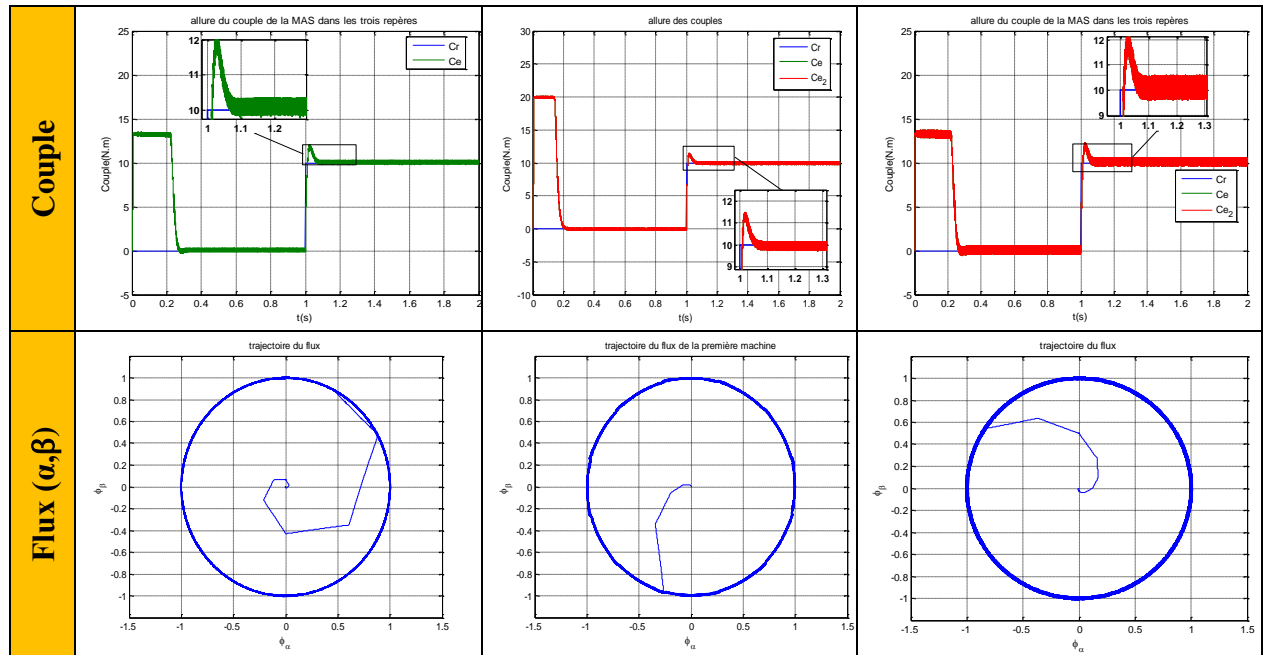


Figure (III.14) : Résultats de simulation pour la DTC doux et trois et cinq niveaux

III.12.1 Interprétation

- ✚ Les résultats de simulations montre que l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux entraine une diminution des ondulations du courant au démarrage de la machine c'est-à-dire, des pics faibles que celle de l'onduleur trois niveaux et deux niveaux. D'un notre côté les résultats des simulations montre une bonne caractéristique dynamique du flux statorique dans le régime transitoire pour nouveau stratégie de DTC-3 niveaux par rapport de la commande DTC-3 niveaux classique avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls dans les trois cas de commande DTC proposé.
- ✚ On peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux a un apport certain comparé à la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux et trois niveaux, et cela cette voie à la minimisation des ondulations du couple.
- ✚ Il est noté que le flux de la DTC cinq niveaux s'établit plus rapidement que celui de la DTC Doux niveaux et son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire.
- ✚ De cette petite comparaison on peut dire que la DTC appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux contribue énormément à la longévité de la MAS, donc c'est un apport tout à fait non négligeable du point de vue économique et industriel.

III.13 Conclusions

Dans ce chapitre on a présenté deux types de la commande DTC d'un moteur asynchrone de DTC trois niveaux et DTC cinq niveaux, La stratégie de contrôle direct du couple est un moyen efficace et simple pour piloter une machine asynchrone.

La comparaison entre les DTC_5et DTC-3 montré les avantages apportés par DTC_5 La minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple, le flux, et courant statorique, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

Les résultats obtenus montrent que la commande DTC-5 niveaux avec régulation de vitesse Est très efficace.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier différentes structures de commande DTC permettant d'améliorer les performances de la DTC classique.

Dans un premier lieu, on a établi le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère (α, β) et le modèle de l'onduleur qui ont été validés par des simulations numériques. Malgré les hypothèses simplificatrices introduites et les transformations triphasés- biphasées utilisées, le modèle de la MAS est complexe (couplé, non linéaire et multi variable).

La difficulté majeure, rencontrée dans cet actionneur, réside dans le fait que le couple électromagnétique et le flux sont des variables fortement couplées et c'est le rôle de la commande qui assure le découplage entre ces deux variables. Dans un second lieu, On a abordé l'étude de la commande directe du couple (DTC), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations

Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé les principes 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 des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple.

L'étude par simulation numérique du fonctionnement de la structure du contrôle direct du couple dédiée au premier lieu à l'onduleur 2Niveaux, est faite à l'aide de comparateurs à hystérésis à 2Niveaux pour le flux et à deux niveaux pour le couple pour le premier cas, et à 2Niveaux pour le flux et à trois niveaux pour le couple pour le second, a révélé une amélioration des performances dynamiques et statiques dégagé du deuxième cas par rapport au premier.

Le troisième chapitre comparateur à hystérésis à 3Niveaux pour le flux et à cinq niveaux pour le couple pour le premier cas, et à 5Niveaux pour le flux et à niveaux pour le couple pour le second.

Perspectives

Comme perspective pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- Réalisation du contrôle direct du couple de la MAS avec une boucle de réglage de vitesse, en utilisant un correcteur PI, IP...etc.
- L'implication de la structure de DTC sur site réel.
- Estimation de la résistance statorique

ANNEXE

Paramètres de la machine asynchrone

Grandeurs Nominales :

Puissances nominales $P_n = 1.5 \text{ KW}$

Tension efficace nominale 220 / 380 V

Fréquence nominale 50 Hz

Nombre de paires de pôles : $p=2$

Paramètres Electriques :

Résistance de l'enroulement statorique $R_s = 4.85\Omega$

Résistance de l'enroulement rotorique $R_r = 3.805 \Omega$;

Inductance de l'enroulement statorique $L_s = 0.274 \text{ H}$

Inductance de l'enroulement rotorique $L_r = 0.0.274 \text{ H}$

Valeur maximum des inductances mutuelle $M=0.25\text{H8}$

Paramètres Mécaniques :

Moment d'inertie $J = 0.031\text{kg.m}^2$

Coefficient de frottement visqueux $f = 0.001136\text{N.m / (rad/sec)}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] 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.
- [2] Tamrabe Thanene « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone », Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006. 754 – 2761.
- [3] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER, Modélisation et Commande de la machine asynchrone, « Editions TECHNIP, Paris (1995) ».
- [4] J. CHATELIN, Machines électrique Tome, « Editions DUNOD, Paris (1983) Référentiel fixe par rapport.
- [5] Riad TOUFOUTI, « Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone » Thèse de doctorat de L'université de Mentouri de Constantine, 02/06/2008.
- [6] Abdelhamid ZEKKOUR, « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif » mémoire de Magister, université de Batna, 11/07/2010.
- [7] Zaidi Saida, « Commande non linéaire du moteur à induction », thèse de magister, Université de Batna.
- [8] J- P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [9] C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [10] B. Mohamed, « Contribution à la Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarrage-Intégré », Thèse de Doctorat, USTO juin 2010.
- [11] M. Boussak, « Commande Numérique Vectorielle de Machine Asynchrone Triphasée », Ecole Supérieur d'ingénieurs de Marseille, Version 2.1, Août 1994.
- [12] N.Lourci, E.M.Berkouk, DJ.Lalili, “cascade d'un redresseur à deux Niveaux-Onduleur à cinq Niveaux à diodes Flottantes-machines asynchrone,” Revue des sciences et de la technologie-RST, volume 1 No1, janvier 2009.
- [13] M. Nadhir, “Contribution à l'étude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution,” Thèse de Doctorat en sciences, université Badji mokhtar-Annaba, 201.
- [14] A. Rahal et M.F Edjiri, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université Msila 2004.

-
- [15] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD, centre université d'Eloued 2009.
- [16] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [17] M. Faouzi Mimouni, «Commande De Machines Electriques». Cours Mastère Génie Electrique. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir 2008.
- [18] Y.A. Chapuis, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'Orientation de son Flux Statique », Thèse de Doctorat, INP de Grenoble, France, 1996.
- [20] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, G. Cirrincione, «A new direct torque control strategy for the minimization of common mode emissions», Industry applications, IEEE transactions on volume 42, issue 2, march-april 2006 pages: 504-517.
- [21] L. Hoang, « Comparison of field-oriented control and direct torque control», IEEE, 1999.
- [22] J. Rodreguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, «A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation», 35th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen, Germany, pp. 1392-1397, 2004.
- [23] L. Tang and M.F. Rahman, «A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive-A Mat lab/Simulink Model», School of lectrical engineering and telecommunications the university of New South Wales Sydney, Australia, pp. 1-7, 2002.
- [24] Y. Benbouazza, Y. Ait Gougam, R. Ibtouen, «Régulation par logique floue d'une PMS Malimentée par onduleur de tension contrôlé en courant», COMAEI'98, Bejaia, décembre 1998.
- [25] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.
- [26] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005.
- [27] A. Bouscayrol. «Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi machines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile». PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
- [28] A. Bouscayrol, et al., Control Structures for Multimachine Multiconverter Systems with Dawnstream Coupling, in EPE 2001 Conf. Record, Graz.
- [29] D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel, Commande cooperative des systèmes mono convertisseur multi machines pour une application aéronautique, REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, Tribune des Jeunes Chercheurs, vol.6, pp. 87-90, 2010.

-
- [30] D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel, Mono inverter Multi parallel PMSM- Structure and Control strategy, IET Electric Power Applications.
- [31] H. Benbouhenni, R. Taleb, « Nouveaux tableaux de commutations de la commande DTC d'une MAS alimentée par onduleur NPC à trois niveaux, » Proceedings of Engineering and Technology (PET), Vol. 14, pp. 123-128, 2016.
- [32] J. P. Hautier et J. P. Faucher, «Le graphe informationnel causal», Bulletin de l'Union Des Physiciens, vol. 90, juin 1996, pp. 167-189.
- [33] A. Bouscayrol, « Structures de commande des Systèmes Multi-machines Multi-Convertisseurs» Journée du GDR-SDSE, Lyon, 2001, pp. 87-92.
- [34] R. Peña-Eguiluz, M. Pietrzak-David and B. de Fornel, «Observation Strategy in a Mean Control Structure for Parallel Connected Dual Induction Motors in a Railway Traction Drive System, »in EPE 2001 Conf. Record, Graz.
- [35] C. Lochot, «Modélisation et caractérisation des phénomènes couplés dans une chaîne de Traction ferroviaire asynchrone, » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1999.
- [36] P. Escané, C. Lochot, M. Pietrzak-David and B. de Fornel, "Electromechanical interactions in a high speed railway traction system - Comparison between two drive control structures," in EPE 1999 Conf. Record, Lausanne.
- [37] P. Escané, M. Pietrzak-David and B. de Fornel, «Optimisation of a railway traction System drive control vs slip perturbation,» in IEEE IAS Ann. Meet. Conf. Rec., Roma, 2000.
- [38] K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini, «Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.
- [39] H. Benbouhenni, R. Taleb, H. Mellah, «Techniques neuromimétiques pour la correction d'ondulations du couple et du flux de la DTC sept niveaux à 6 secteurs d'une machine asynchrone, » Proceedings of Engineering and Technology, Vol. 24, pp. 24-32, 2017.
- [40] C. Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs Asynchrones-1 », Edition HERMES Science Europe, Paris 2000.

- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] Anne Marie Arker Hissel « Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance », Thèse Doctorat ENSEEIHT, Toulouse 1999.
- [44] 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.
- [45] H. Yantour, J. Saadi et A. Kroumir, « Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple Appliquée à la Machine Asynchrone (DTC), » 6ème Conférence Francophone de Modélisation et Simulation-MOSIM'06, Rabat, Maroc, du 3 au 5 avril 2006.