

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira-Bejaia



Faculté de Technologie

Département Génie Electrique

Mémoire de fin de cycle

*En vue d'obtention du
Diplôme de master en Electrotechnique*

Option: Electromécanique

Thème

*Etude des Machines Asynchrones
Multiphasées en Régimes Normal et Dégradé*

Réalisé par :

Mr. MOUSLI

Mr. TAHIR

Rafik

Soufyane

Promoteurs:

Mr. AOUZELLAG Djamel

Mr. IFFOUZAR Kossaila

2014/2015

Remerciements

Au nom d'Allah, le Tout-Miséricordieux, le Très-Miséricordieux

La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Mr AOUZELLAG Djamel et Mr IFFOUZAR Koussaila qui ont proposé et dirigé ce travail.

Nous remercions également nos parents de nous avoir soutenus et encouragés tout le long de notre parcours. Nous remercions aussi nos frères (**Dhayaâ**), nos sœurs et toute la famille.

Nous remercions également à nos amis, nos collègues qui ont été à nos cotés durant la durée de ce travail. Surtout : Dalil, Nabil, Ouali, Nassim, Imad, Redha, Samir, Rabah, Massi et que tout ceux qui nous ont aidés de près ou de loin trouvent ici nos sincères remerciements.

Nous remercions également aux membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.

Dédicace

A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et la reconnaissance.

☉ *A ma très chère Mère et à mon cher Père ;*

☉ *A mes frères;*

☉ *A tous mes amis que j'ai connus le long de mes études ;*

☉ *A mes collègues du groupe électromécanique ;*

☉ *A tous les proches que j'ai mentionné et les autres que j'ai oublié veuillez m'excuser.*

Je vous remercie tous

TAHIR Soufyane

Dédicace

A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et la reconnaissance.

☺ *A ma très chère Mère et à mon cher Père ;*

☺ *A mes frères et mes sœurs;*

☺ *A tous mes amis que j'ai connus le long de mes études ;*

☺ *A mes collègues du groupe électromécanique ;*

☺ *A tous les proches que j'ai mentionné et les autres que j'ai oublié veuillez m'excuser.*

Je vous remercie tous

MOUSLI Rafik

Table des matières

Tables des matières.....	I
Liste des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	VIII
Liste des symboles.....	IV
Introduction générale.....	1
Chapitre I Généralités sur les machines asynchrones multiphasées et leurs alimentations.....	3
I.1. Introduction.....	3
I.2. Généralités sur les machines multiphasées.....	3
I.2.1. Origine des machines multiphasées.....	3
I.2.2. Caractéristiques des machines multiphasées.....	6
I.2.3. Machines multiphasées de Type 1.....	6
I.2.4. Machines multiphasées de type 2.....	6
I.2.5. Avantages et inconvénients des machines multiphasées.....	8
a. Avantages.....	8
b. Inconvénients de la machine multiphasées.....	9
I.2.5. Domaines d'application des machines multiphasées.....	10
I.3. Onduleurs multiniveaux.....	10
I.3.1. Onduleur à structure NPC.....	11
a. Avantage des structures NPC.....	12
b. Inconvénients.....	12
I.3.2. Convertisseur multicellulaire série (FC).....	12
a. Avantages.....	13
b. Inconvénient.....	13
I.3.3. Onduleurs multiniveaux en pont H (H-Bridge).....	13
I.3.3.1. H-Bridge classique.....	13
a. Avantages.....	14

b. Inconvénients	14
I.3.3.2. Topologies basées sur le pont H.....	14
I.3.3.3. Onduleurs multiniveaux hybrides	14
I.4. Conclusion.....	15
Chapitre II Modélisation des machines asynchrones multiphasées.....	16
II.1. Introduction.....	16
II.2. Machine asynchrone triphasée	17
II.2.1. Description de la machine asynchrone triphasée	17
II.2.2. Composition de la machine asynchrone triphasée	18
a. Stator	18
b. Rotor	18
c. Organes mécaniques	19
II.2.3. Modèle triphasé de la machine asynchrone	19
II.2.3.1. Equations électriques	19
II.2.3.2. Equations magnétiques	20
II.2.4. Modèle de Concordia de la Machine Asynchrone	21
II.2.4.1. Conventions	22
II.2.4.2. Expressions du couple électromagnétique	23
II.2.5. Simulation et interprétation des résultats	24
II.3. Machine asynchrone double étoile triphasée	25
II.3.1. Description de le machine asynchrone double étoile triphasée	25
II.3.2. Modèle triphasé de la MASDE	26
II.3.2.1. Equations électriques	26
II.3.2.2. Equations magnétiques	27
II.3.2.3. Expression du couple électromagnétique.....	28
II.3.2.4. Equations mécaniques.....	29
II.3.3. Modèle biphasé de la MASDE.....	29

II.3.3.1. Transformation de Concordia	29
II.3.3.2. Equations électriques et magnétiques	29
II .3.3.3. Puissance absorbée et couple électromagnétique.....	30
II.2.5. Simulation et interprétation des résultats	32
II.3. Machine asynchrone pentaphasée	33
II.3.1. Description de la machine asynchrone pentaphasée	33
II.3.2. Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée.....	33
II.3.2.1. Equations électriques	33
II.3.2.2. Equations magnétiques	34
II.3.2.3. Equation mécanique	35
II.3.3. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère stationnaire.....	35
II.3.3.1. Equations des tensions	37
II.3.3.2. Equations des flux	37
II.3.4. Simulation et interprétation des résultats	37
II.4. Conclusion	39
Chapitre III Modélisation et simulation de l'ensemble onduleurs-machines	40
III.1. Introduction.....	40
III.2. Modélisation des onduleurs de tensions	40
III.2.1. Cas d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	40
III.2.1.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	41
III.2.1.3. Stratégie de commande.....	42
III.2.1.4. Algorithme de commande.....	43
III.2.2. Cas d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux	44
III.2.2.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux	45
III.2.2.3. Modélisation de l'onduleur NPC trois niveaux	46
III.2.2.4. Commandabilité de l'onduleur trois niveaux	47
III.2.2.5. Fonction de connexion.....	48

a. Fonction de connexion des interrupteurs	48
b. Fonction de connexion des semi-bras.....	48
c. Fonctions de conversion	49
III.2.2.6. Stratégie de commande.....	50
a. Commande Triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.....	50
b. Algorithme de commande.....	50
III.2.3. Cas d'un onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux	51
III.2.3.2. Modélisation et commande de l'onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux	52
III.2.3.3. Stratégie de commande.....	53
III.2.3.4. Algorithme de commande.....	53
III.2.4. Cas d'un onduleur de tension pentaphasé (à 5-bras) à trois niveaux.....	54
III.2.4.2. Modélisation de l'onduleur.....	55
III.2.4.3. Algorithme de commande.....	56
III.3. Association onduleurs-machines asynchrones	56
III.3.1. Association de la machine asynchrone triphasée à un onduleur triphasé à deux niveaux.....	56
a. Simulation et interprétation des résultats.....	57
III.3.2. Association de la machine asynchrone triphasée à un onduleur triphasé à trois niveaux	57
a. Simulation et interprétation des résultats.....	57
III.3.3. Association de la MASDE à deux onduleurs triphasés à deux niveaux	58
a. Simulation et interprétation des résultats.....	58
III.3.4. Association de la MASDE à deux onduleurs triphasés à trois niveaux.....	60
a. Simulation et interprétation des résultats.....	60
III.3.5. Association machine asynchrone pentaphasée via onduleur pentaphasé à deux niveaux	61
a. Simulation et interprétation des résultats.....	61
III.3.6. Association machine asynchrone pentaphasée via onduleur pentaphasé à trois niveaux.....	62
a. Simulation et interprétation des résultats.....	62
III.4. Conclusion	63

Chapitre IV Etude du régime dégradé des machines multiphasées	64
IV.1. Introduction	64
IV.2. Régime dégradé de la machines asynchrone triphasée.....	64
IV.2.1. Cas de rupture de la phase (a).....	64
IV.2.2. Cas de rupture de deux phases (a) et (b).....	66
IV.3. Régime dégradé de la MASDE triphasée	67
IV.3.1. Cas de rupture d'une phase dans l'étoile 1 (a1)	67
IV.3.2. Cas de rupture d'une phase dans l'étoile 2 (a2)	68
IV.3.3. Cas d'une rupture de deux phases de l'étoile 1 (a1 et b1).....	68
IV.3.4. Cas d'une rupture de deux phases de l'étoile 1 (a1 et c1).....	69
IV.3.3. Cas de rupture de deux phases (a1 et a2) de l'étoile 1 et 2 respectivement	70
IV.4. Régime dégradé de la machines asynchrone pentaphasée	72
IV.4.1. Cas d'une rupture de la phase (a)	72
IV.4.2. Cas de rupture de deux phases (a) et (b)(deux phase adjacente).....	73
IV.4.3. Cas de rupture de deux phases (a) et (c) (non adjacente).....	74
IV.5. Conclusion.....	75
Conclusion générale.....	76
Annexes	XIII
Bibliographie	XVI

Liste des figures

Figure	Titre de la figure	N° Page
I.1	Exemples d'organisations des enroulements des machines polyphasées	4
I.2	Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC	12
I.3	Cellule de commutation d'un onduleur FC	13
I.4	Onduleur H-bridge monophasé à 5 niveaux	14
II.1	Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	17
II.2	Différents éléments constitutifs de la machine asynchrone	17
II.3	Stator d'une machine asynchrone	18
II.4	Représentation de la MAS triphasée dans l'espace électrique et dans le repère de Concordia	21
II.5	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	23
II.6	Résultats de simulation de la MAS triphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée	25
II.7	Représentation schématique des enroulements de la MASDE	26
II.8	Représentation de la MASDE dans le repère de Concordia	30
II.9	Résultats de simulation de la MASDE alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée	32
II.10	Enroulement statorique d'une machine a cinq phases	33
II.11	Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale pentaphasée	38
III.1	Structure de l'onduleur à deux niveaux	41
III.2	Principe de fonctionnement de la MLI triangulo-sinusoïdale à une porteuse	44
III.3	Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC	45
III.4	Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	46
III.5	Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuses	51
III.6	Structure de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux	51
III.7	Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC	54
III.8	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode	55
III.9	Résultats de simulation de la MAS triphasé alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux	58
III.10	Résultats de simulation de la MAS triphasé alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux	59

III.11	Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à deux niveaux	59
III.12	Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à trois niveaux	60
III.13	Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux	61
III.14	Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur pentaphasé à trois niveaux	62
IV.1	Schéma du système étudié en régime dégradé	64
IV.2	Evolution temporelle des grandeurs de la MAS en présence d'un défaut sur la phase (a) à $t = 2 s$	65
IV.3	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a) et (b) à $t = 2 s$	66
IV.4	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur la phase (a1) à $t = 2 s$	67
IV.5	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur la phase (a2) à $t = 2 s$	68
IV.6	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (b1) de l'étoile 1	69
IV.7	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (c1) de l'étoile 1	70
IV.8	Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (a2) de l'étoile 1 et 2 respectivement à $t = 2 s$	71
IV.9	Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en présence d'un défaut sur la phase (a) à $t = 2 s$	72
IV.10	Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en cas de rupture de phase (a) et (b) à $t = 2 s$	73
IV.11	Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en cas de rupture de phase (a) et (c) à $t = 2 s$	74

Liste des tableaux

N° du tableau	Titre du tableau	N° page
I.1	Machines multiphasées de Type 1	7
I.2	Machines multiphasées de Type 2	8
III.1	Table d'excitation caractérisant la commande complémentaire utilisée	48
III.2	Différentes combinaisons des interrupteurs	55

Liste des symboles

C	Capacité du bus continu (F)
C_{em}	Couple électromagnétique ($N.m$)
C_r	Couple résistant ($N.m$)
f	Fréquence de la tension de référence (Hz)
f_p	Fréquence de la porteuse (Hz)
f_s	Fréquence de la tension du réseau (Hz)
J	Moment d'inertie ($Kg.m^2$)
$i_{a,b,cr}$	Courants triphasés rotoriques (A)
$i_{a,b,cs}$	Courants triphasés statoriques (A)
$i_{a,b,cs1,2}$	Courants triphasés statoriques (étoile 1 et 2) (A)
$i_{a,b,cr1,2}$	Courants triphasés rotoriques (étoile 1 et 2) (A)
$i_{a,b,c,d,es}$	Courants pentaphasés statoriques (A)
$i_{a,b,c,d,er}$	Courants pentaphasés rotoriques (A)
$i_{\alpha,\beta,x,y}$	Courants statoriques dans le référentiel (α, β, x, y) (A)
$i_{\alpha,\beta,x,yr}$	Courants rotoriques dans le référentiel (α, β, x, y) (A)
$i_{\alpha 1}, i_{\beta 1}$	Courants statoriques de l'étoile 1 dans le référentiel de Concordia (α, β) (A)
$i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$	Courants statoriques de l'étoile 2 dans le référentiel de Concordia (α, β) (A)
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	Courants rotoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (A)
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (A)
$[i_s]$	Vecteurs des courants statoriques (A)
$[i_{s1}], [i_{s2}]$	Vecteurs des courants statoriques de l'étoile 1 et l'étoile 2 (A)
$[i_r]$	Vecteurs des courants rotoriques (A)

K_f	Coefficient de frottement ($N\ ms/rd$)
L_1	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)
L_2	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)
$[L_{1,1}]$	Matrice inductances propres statoriques de l'étoile 1 (H)
$[L_{2,2}]$	Matrice inductances propres statoriques de l'étoile 2 (H)
$[L_{1,2}]$	Matrice des inductances mutuelles statoriques entre l'étoile 1 et 2 (H)
$[L_{1,r}]$	Matrice inductance mutuelles entre le stator de l'étoile 1 et le rotor (H)
$[L_{2,r}]$	Matrice des inductances mutuelles stator/rotor de l'étoile 2 (H)
$[L_{r,r}]$	Matrice inductances propres rotoriques (H)
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage stator/rotor) (H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor (H)
L_{mr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique (H)
L_{ms}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique (H)
L_{sr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor (H)
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor de la MASDE (H)
\mathcal{L}_r	Inductances cycliques rotoriques
\mathcal{L}_s	Inductances cycliques statoriques
\mathcal{M}_{sr}	Inductances cycliques mutuelles entre le stator et le rotor
m	Indice de modulation
N	Vitesse mécanique de rotation du rotor (tr / mn)
P_a	Puissance active absorbée (W)
r	Coefficient de réglage en tension
r_1	Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1 (Ω)
r_2	Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2 (Ω)

r_s	Résistance d'une phase statorique (Ω)
r_r	Résistance d'une phase rotorique (Ω)
$[r_{s1}], [r_{s2}]$	Matrice des résistances statoriques de l'étoile 1 et l'étoile 2 (Ω)
$[r_s]$	Matrice des résistances statoriques (Ω)
$[r_r]$	Matrice des résistances rotoriques (Ω)
v_m	Amplitude de la tension de référence (V)
v_p	Valeur crête de l'onde de modulation (V)
$v_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques (V)
$v_{a,b,cs}$	Tensions triphasées statoriques (V)
$v_{a,b,cs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoile 1 et 2) (V)
$v_{a,b,cr1,2}$	Tensions triphasées rotoriques (étoile 1 et 2) (V)
$v_{a,b,c,d,es}$	Tensions pentaphasées statoriques (V)
$v_{a,b,c,d,er}$	Tensions pentaphasées rotoriques (V)
$v_{\alpha,\beta,x,ys}$	Tensions statoriques dans le référentiel (α, β, x, y) (V)
$v_{\alpha,\beta,x,yr}$	Tensions rotoriques dans le référentiel (α, β, x, y) (V)
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (V)
$v_{\alpha 1}, v_{\beta 1}$	Tensions statoriques de l'étoile 1 dans le référentiel de Concordia (α, β) (V)
$v_{\alpha 2}, v_{\beta 2}$	Tensions statoriques de l'étoile 2 dans le référentiel de Concordia (α, β) (V)
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$	Tensions rotoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (V)
$[v_{s1}], [v_{s2}]$	Vecteurs de tensions statoriques de l'étoile 1 et 2 (V)
$[v_r]$	Vecteur de tensions rotoriques (V)
$\Phi_{a,b,c,d,es}$	Flux pentaphasés statoriques (Wb)
$\Phi_{a,b,c,d,er}$	Flux pentaphasés rotoriques (Wb)

$\Phi_{a,b,c,r}$	Flux triphasés rotoriques (Wb)
$\Phi_{a,b,c,s1,2}$	Flux triphasés statoriques (étoile 1 et 2) (Wb)
$\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$	Flux rotoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (Wb)
$\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$	Flux statoriques dans le référentiel de Concordia (α, β) (Wb)
$\Phi_{\alpha 1}, \Phi_{\beta 1}$	Flux statoriques de l'étoile 1 dans le référentiel Concordia (α, β) (Wb)
$\Phi_{\alpha 2}, \Phi_{\beta 2}$	Flux statoriques de l'étoile 2 dans le référentiel Concordia (α, β) (Wb)
$\Phi_{\alpha, \beta, x, y s}$	Flux statoriques selon (α, β, x, y) (Wb)
$\Phi_{\alpha, \beta, x, y r}$	Flux rotoriques selon (α, β, x, y) (Wb)
γ	Angle électrique de décalage entre l'étoile 1 et 2 (rd)
$\theta_{éle}$	Angle électrique de rotation du rotor (rd)
$\theta_{géom}$	Angle géométrique de rotation du rotor (rd)
θ_r	Position du rotor par rapport à l'étoile 1
$\theta_r - \gamma$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2
P	Nombre de paires de pôles
\mathcal{W}	Énergie électromagnétique
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)
Ω_s	Vitesse mécanique de rotation du synchronisme (rd/s)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (rd/s)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (rd/s)

Introduction générale

Depuis plus d'un siècle les machines électriques jouent un rôle de premier plan dans les applications industrielles en raison de leur souplesse de mise en œuvre et de l'importance des applications dans lesquelles elles peuvent s'intégrer. Depuis la fin de la seconde guerre mondiale, hormis durant quelques rares périodes de crise ou de stagnation, ce recours aux machines électriques s'est vu stimuler par l'accroissement de l'usage de biens de consommation et des moyens de leur production industrielle. On en trouve ainsi partout, des systèmes les plus futiles pour la distraction du consommateur-acheteur, jusqu'aux applications les plus avancées attachées, par exemple, à la sante, à la production et au contrôle de l'énergie, aux transports ou a l'exploration spatiale. La réalité actuelle ne dément pas l'usage accru des machines électriques.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de tension. Or les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevée, pour éviter ceci, tout en conservant la structure triphasée de la machine, une solution consiste à réaliser des onduleurs multiniveaux procurant une alimentation de meilleure qualité tout en nécessitant des interrupteurs de plus faible calibre.

Les machines polyphasées, dont le nombre de phase est supérieure à trois offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de puissance de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus ces machines permettant de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettent à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin l'augmentation du nombre de phase offre une fiabilité accrue permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service.

Ce mémoire est réparti en quatre chapitres qui sont organisés de façon suivante :

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les différents types de machines asynchrones multiphasées, en présentant leurs avantages et leurs inconvénients et un aperçu sur les différentes structures des onduleurs multiniveaux suivi par la présentation des différents avantages et inconvénients que présente chaque structure.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des machines asynchrones multiphasées. Après la description de ces machines, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MAS et un modèle de la MASDE et enfin un modèle d'une machine asynchrone pentaphasée, en deuxième lieu un modèle

biphasé de ces machines basé sur la transformation de Concordia. Nous présentons ensuite la modélisation de ces machines alimentées directement par des systèmes de tensions sinusoïdales et équilibrés. Nous commentons enfin les résultats de simulation obtenus.

Le troisième chapitre est dédié à la modélisation des onduleurs multiniveaux commandés par la technique de Modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangulaire. Nous présentons par la suite la simulation des différentes machines multiphasées alimentées par les onduleurs multiniveaux. Nous commentons enfin les résultats de simulation obtenus.

Enfin, le quatrième chapitre est dédié à l'étude du comportement des machines multiphasées en régime dégradé.

I.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif assurent une rotation avec variation de vitesse dans les processus industriels et sont devenues des actionneurs incontournables de par leurs robustesses, leurs simplicités de fabrication et leurs alimentations réalisées à base d'onduleurs de tension, offrant ainsi de très bonnes performances [1].

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile. une autre solution consiste à réaliser des onduleurs multiniveaux procurant une alimentation de meilleure qualité tout en nécessitant des interrupteurs de plus faibles calibres [2][3].

Ces machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leurs fiabilités et de leurs possibilités de fonctionnement en mode dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [4].

L'évolution de l'outil informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels que le DSP, permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte la non linéarité du modèle de la machine à courant alternatif.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les différents types des machines multiphasées, leur avantages et leur inconvénients ainsi quelques domaines d'applications de ces machines et nous allons présenter aussi, les différentes topologies des onduleurs multiniveaux, leur avantages et leur inconvénients.

I.2. Généralités sur les machines multiphasées

I.2.1. Origine des machines multiphasées

Dès le début du XX^{ème} siècle, l'une des premières applications de motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernaient la propulsion de navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les masses des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec ses quatre moteurs de 30 MW [5]. A cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était

pas encore question de fractionner la puissance dans les phases des machines triphasées. Cette nécessité n'est apparue que bien plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie.

Une première solution de fractionnement consiste à doter les machines de six phases (hexaphasée) réparties en deux étoiles indépendantes. La machine polyphasée issue de cette association permet de bénéficier des acquis de la réalisation des bobinages triphasés. Dans cette association, les pôles magnétiques formés par les bobinages sont décalés d'un angle de 30° . Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courants entre les groupes de phases pour éviter les effets d'induction mutuelle. La référence [6] présente une synthèse de ces modes de réalisation de machines polyphasées multi étoiles ainsi que les études auxquelles elles ont donné lieu.

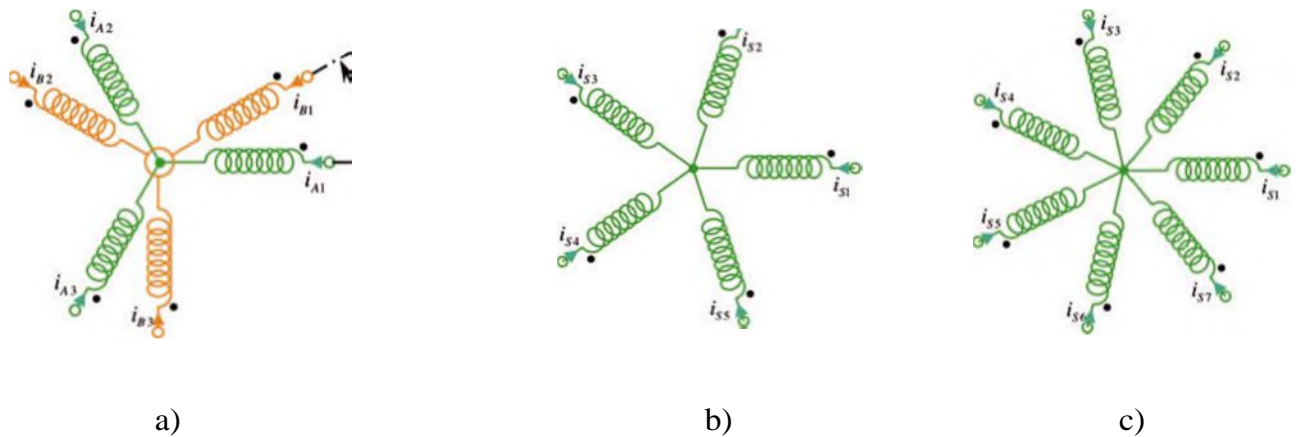


Figure I.1 Exemples d'organisations des enroulements des machines multiphasées : a) multi étoile (deux ici) ; b) mono étoile cinq phases ; c) mono étoile sept phases

Ne suscitant pas un intérêt industriel immédiat, les machines polyphasées non multi étoiles sont apparues plus tard avec les premières réalisations de la référence [7]. Le nombre d'enroulements, de préférence impair, n'utilise plus une « base triphasée » : ce sont des machines à 5 (Figure I-2b), 7 (Figure I-2c), 11 phases ou plus dans lesquelles les enroulements ne sont associés que par un seul couplage. Le choix d'un nombre de phases impair contribue à limiter les harmoniques d'espace, diminuant par la même l'amplitude des ondulations de couple [8]. Ceci est favorable aux organes mécaniques en mouvement, car les couples ondulateurs résiduels sont rejetés dans un domaine de fréquences élevées, là où elles sont naturellement filtrées par la charge mécanique [9][10].

Dés les années 80, une fois dépassé l'enjeu du fractionnement de la puissance ou celui du lissage du couple, un nouvel enjeu apparaît : la référence [11] expose le fait que le nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de la redondance parallèle des motorisations. Cette

propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile à la moitié de la puissance nominale. Elle s'étend alors aux machines polyphasées pourvues d'un nombre élevé de phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements polyphasés à la marche en régime dégradé d'alimentation. Dans ce cadre, les machines polyphasées assurent une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations électriques.

Le développement des machines polyphasées a aussi été favorisé par l'accroissement de la puissance de calcul des processeurs destinés à la commande (microprocesseurs ou microcontrôleurs) et au calcul (DSP) dans les années 90. Ces progrès ont en effet permis la mise en œuvre d'algorithmes de commande plus complexes pour les machines polyphasées que pour les machines triphasées.

À partir des années 90, les machines polyphasées font l'objet d'un intérêt croissant et la réflexion se porte sur la conception de machines visant à améliorer leurs performances lorsqu'elles sont alimentées par des onduleurs de tension pleine onde. C'est ainsi que selon la référence [12], sont développées des machines d'enroulements concentrés. En limitant les inductances mutuelles, cette structure est plus adaptée à la forme rectangulaire des tensions. Avec cette approche, l'auteur établit un modèle plus fin de la machine, valable aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Deux groupes de machines sont ainsi mis en évidence : celles de type 1 disposent de 3, 6 phases, etc. et celles de type 2 disposent de 5, 7, 9 phases, etc. Dans le cas particulier d'une machine à 5 phases, l'auteur exploite l'harmonique de rang 3 de la f.e.m. pour obtenir l'accroissement du couple produit de l'ordre de 10%, à pertes Joule fixées.

L'étude en fonctionnement normal des entraînements électriques polyphasés s'est poursuivie dans les années 90. Cela a produit de nombreuses références qui ont été synthétisées dans les références [14], [15] et [16].

Par ailleurs, des études récentes mettent en évidence sur le plan conceptuel que le fractionnement de la puissance dans des phases plus nombreuses, associée à la technique de bobinage employée, favorise le remplissage des encoches tout en réduisant la taille des têtes de bobine. Cette pratique est confortée par le constat que même en augmentant le nombre de composants de puissance, le volume global des composants reste plus faible qu'avec une solution triphasée [17]. Ces modes de réalisation permettent d'accroître la puissance volumique de la machine, ce qui est très apprécié dans les applications embarquées. Plus généralement, le nombre de phases tend à devenir un paramètre supplémentaire pour le dimensionnement des machines [18][19]. Il peut être utilisé dans la démarche de conception comme un nouveau terme d'optimisation pour les systèmes complexes ou avancés. Dans cet esprit, la banalisation du nombre de phases permet de ne plus présenter les machines polyphasées comme des objets curieux, mais comme des constituants favorables à l'équation technico-économique.

I.2.2. Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue deux types de machines multiphasées suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [20][21]. On peut ainsi les classer en deux groupes que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2".

I.2.3. Machines multiphasées de Type 1

Les machines multiphasées (machines multi-étoile) de type 1 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées

$$q = 3\eta \quad (I.1)$$

Avec : ($\eta = 1, 2, 3 \dots$)

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α , dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.2)$$

I.2.4. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statorique q est un nombre impair.

Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours : $q = q_\alpha = \pi/\alpha$.

Tableau I.1 Machines multiphasées de Type 1[4]

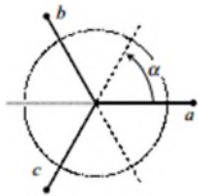
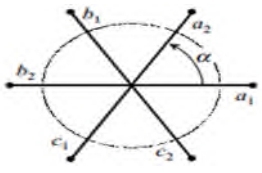
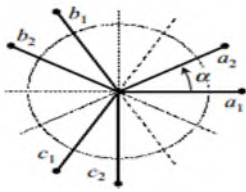
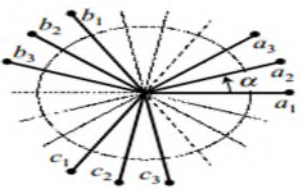
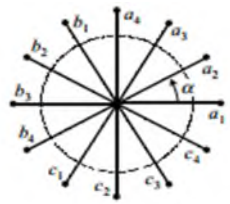
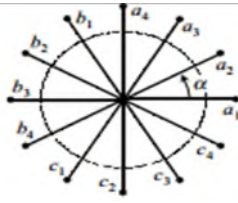
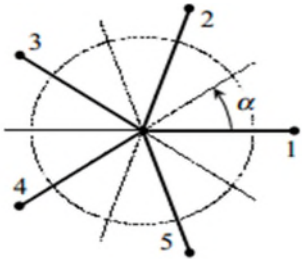
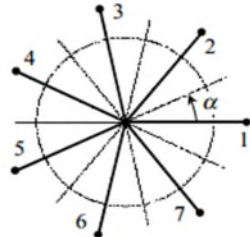
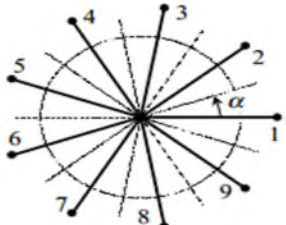
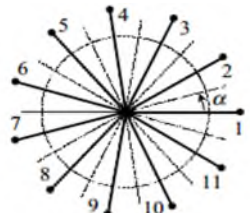

Nombre dephases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I.2 Machines multiphasées de Type 2[4]

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique position des bobines
5	5	$\pi/5$	 A circular diagram showing 5 phase windings. The windings are represented by lines radiating from the center to the circumference, labeled 1 through 5. The angle between adjacent windings is $\pi/5$. A dashed circle is drawn through the winding positions, and an angle α is indicated between the first winding (1) and the next one.
7	7	$\pi/7$	 A circular diagram showing 7 phase windings. The windings are represented by lines radiating from the center to the circumference, labeled 1 through 7. The angle between adjacent windings is $\pi/7$. A dashed circle is drawn through the winding positions, and an angle α is indicated between the first winding (1) and the next one.
9	9	$\pi/9$	 A circular diagram showing 9 phase windings. The windings are represented by lines radiating from the center to the circumference, labeled 1 through 9. The angle between adjacent windings is $\pi/9$. A dashed circle is drawn through the winding positions, and an angle α is indicated between the first winding (1) and the next one.
11	11	$\pi/11$	 A circular diagram showing 11 phase windings. The windings are represented by lines radiating from the center to the circumference, labeled 1 through 11. The angle between adjacent windings is $\pi/11$. A dashed circle is drawn through the winding positions, and an angle α is indicated between the first winding (1) and the next one.
13	13	$\pi/13$	 A circular diagram showing 13 phase windings. The windings are represented by lines radiating from the center to the circumference, labeled 1 through 13. The angle between adjacent windings is $\pi/13$. A dashed circle is drawn through the winding positions, and an angle α is indicated between the first winding (1) and the next one.

I.2.5. Avantages et inconvénients des machines multiphasées

a. Avantages

- **Elimination d'harmonique d'espace**

Les harmoniques d'espace d'un certain ordre sont diminuées dans les machines multiphasées. A noter que pour un nombre d'encoches donné, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôle et phase diminue, cela revient à dire que le facteur de distribution du fondamental augmente [22][23][24].

- **Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques**

Les machines multiphasées possèdent la propriété de diminuées les harmoniques du couple du rang faible. Les ondulations du couple sont, plus rapidement, amorties dans une machine ayant plus de phases.

Du fait que certains harmoniques de courant statorique ne créent pas de force magnétomotrice (f.m.m), donc, n'induisent pas de courant au rotor, la machine multiphasées aura moins de perte rotorique [4].

- **Segmentation de puissance**

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de couple [4].

- **Amélioration de la fiabilité**

Dans le cas des défaillances d'un bras ou de plusieurs bras de l'onduleur alimentant la machine multiphasées, le fonctionnement en ce régime dit "régime dégradé " est assuré tant qu'au moins trois phases restent actives.

Il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes sans que la connexion du neutre ne soit nécessaire.

De ce fait, la machine possédant un très grand nombre de phases offre plus de degré de liberté pour sa commande [25][26].

b. Inconvénients de la machine multiphasées

- **Courants harmoniques de circulation**

L'alimentation des machines double étoile par des onduleurs de tension, provoque l'apparition des courants harmoniques de circulation [27].

- **Coût**

Par le fait que le nombre de phases est important, le nombre de semi-conducteur utilisés augmente aussi, ce qui engendre surcroît du coût de l'ensemble convertisseur-machine [22].

- **Commande**

La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande [22][28].

I.2.5. Domaines d'application des machines multiphasées

Les machines électriques ayant un grand nombre de phase sont de plus en plus utilisées du fait qu'elles assurent un fonctionnement en mode dégradé.

Déjà, après la première guerre mondiale, dans le but d'augmenter la puissance des alternateurs, cette machine à grand nombre de phases remplacé les alternateurs conventionnels.

Aujourd'hui, la machine multiphasées est utilisée dans la traction ferroviaire et automobile, la marine, l'avionique et l'aérospatial offrant ainsi une sécurité supplémentaire du point de vue fonctionnement, couple, vibration et bruit.

Dans l'industrie, ces machines sont utilisées comme ventilateurs, compresseurs, moulins de compresseurs, moulins de ciment et comme pompe.

On peut citer quelques domaines d'applications de ces machines comme [29] :

- Machine quinze phases à trois étoiles de cinq phases de 20 MW de puissance pour la Royal Navy ;
- Machine six phases pour navire à propulsion ;
- Machine deux étoiles de treize phases pour le Framatome/Jeumont.

I.3. Onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multi-niveaux sont connus pour la bonne qualité du courant en raison de diminution des harmoniques par rapport à un onduleur classique. De plus un onduleur multi-niveaux inclut un bon comportement en compatibilité électromagnétique (CEM), surtout vis-à-vis de la tension homopolaire, et une diminution des contraintes aux bornes des interrupteurs statiques.

Ils sont divisés en deux catégories, la première catégorie regroupe les onduleurs à structure classique, on distingue trois groupes [30] :

- 1) Onduleurs à diodes de bouclage (clamping diodes), Neutral Point Clamped (NPC) et multiple point Clamped (MPC) ;
- 2) Onduleurs à condensateur flotteur (Flying Capacitor(FC)) ;
- 3) Onduleurs à pont en cascade H-bridge.

La deuxième catégorie des onduleurs multiniveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie où on distingue aussi trois autres groupes:

- 1) NPC en cascade (CDC) ;
- 2) H-bridge en cascade (CMH) ;
- 3) NPC et H-bridge en cascade (CDCH).

I.3.1. Onduleur à structure NPC

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) est proposé par Baker [31][32]. Cet onduleur permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé les différentes structures basées sur NPC. L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie. Cependant, l'onduleur Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de tensions [33].

On utilise cette structure dans :

- Entraînement moyenne tension ;
- Application maritime ou minière.

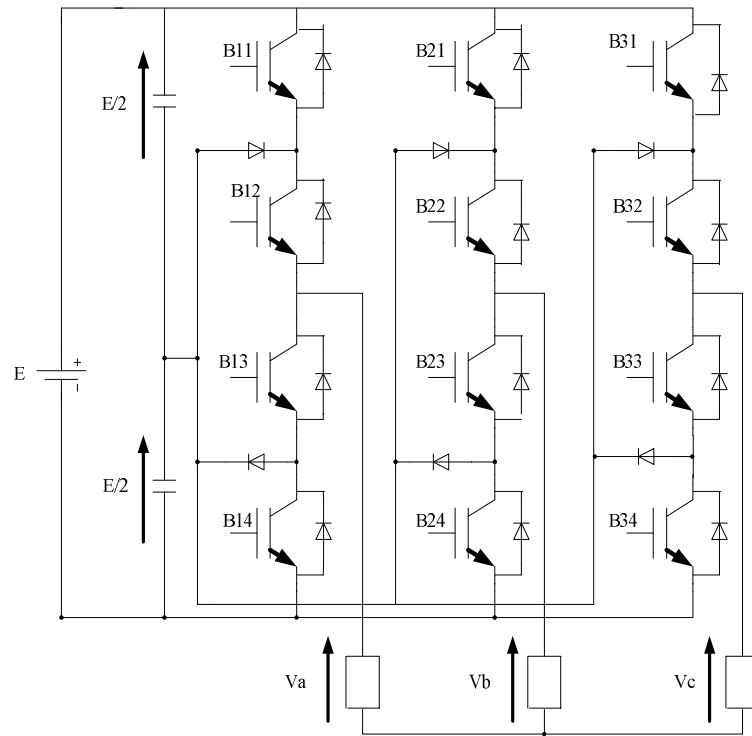


Figure I.2 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

a. Avantage des structures NPC

- Réduire les pertes globale dans les différentes interrupteurs, mais ces pertes sont pas bien réparties dans les différents interrupteurs.
- La topologie de base peut être facilement généralisée pour générer un convertisseur avec un nombre de niveau supérieur.

b. Inconvénients

- L'équilibrage du point milieu : celui-ci est réalisé la plupart du temps par un pont diviseur capacitif. Pour éviter la divergence des tensions pour des niveaux supérieurs à trois il faut un contrôle actif ou l'implantation d'une structure dédié à l'équilibrage des tensions des condensateurs ;
- Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.

I.3.2. Convertisseur multicellulaire série (FC)

Son principe est la mise en série de cellule de commutation. Les cellules sont connectées entre elle par une source de tension ce qui permet d'avoir une tension multi-niveaux.

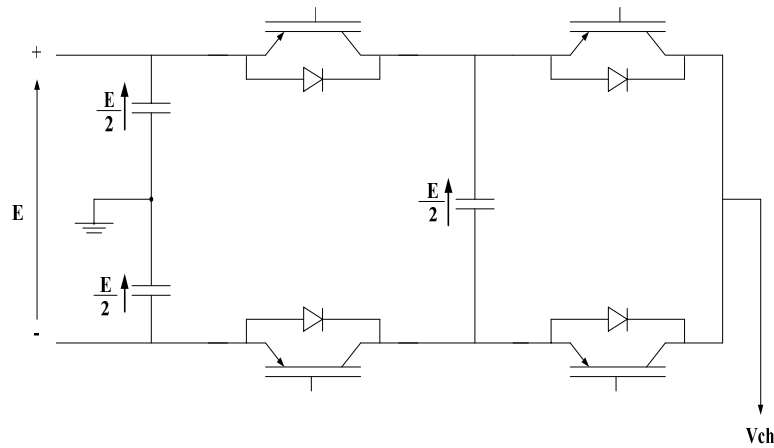


Figure I.3 Cellule de commutation d'un onduleur FC

a. Avantages

- Une bonne qualité de tension découpée ;
- Une faible ondulation des courants à la sortie ;
- Réduction des composantes de filtrage à la sortie de l'onduleur.

b. Inconvénient [33]

- Le contrôleur de la charge du condensateur augmente la complexité du contrôle du circuit entier ;
- Il exige des condensateurs mis en parallèle, dont les forts courants pourront circuler à travers ces condensateurs ;
- Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

I.3.3. Onduleurs multiniveaux en pont H (H-Bridge)

I.3.3.1. H-Bridge classique

Le premier modèle d'onduleur était en pont H (en anglais H-Bridge), apparu en 1975.

Un progrès des onduleurs multiniveaux a été dû au modèle H cascade en série. La première application d'onduleur pont H était pour la stabilisation des plasmas en 1988. Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie [33].

a. Avantages

- Le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants ;
- L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur.

b. Inconvénients

L'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

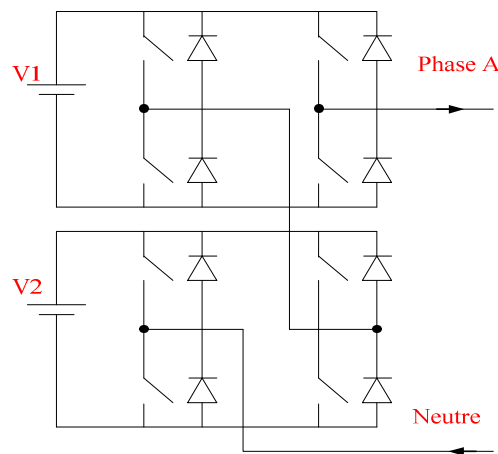


Figure I.4 Onduleur H-bridge monophasé à 5 niveaux

I.3.3.2. Topologies basées sur le pont H

Une autre structure couramment utilisée des onduleurs en pont H est la topologie parallèle de phase. Dans cette topologie chaque phase est connectée à un en pont H et reliée à un transformateur par des bobines d'interphase composées des enroulements de transformateurs avec différents rapports de transformation. Le grand avantage de cette structure est qu'elle utilise une seule source de tension continue, et par le biais d'interphase elle est utilisable pour les courants élevés, bien que les échelles de tension et de courant des transistors soient réduites [33].

I.3.3.3. Onduleurs multiniveaux hybrides

L'onduleur multiniveau triphasé hybride est spécialement dédié grâce à la mise en série ou en parallèle d'onduleurs de base. Les topologies hybrides permettent d'améliorer la qualité de puissance et l'augmentation de nombre de niveau de la tension en utilisant moins de source de tension continue à l'entrée et moins de commutations. Les modèles hybrides peuvent être générés à l'entraînement des moteurs synchrones et

asynchrones de grande puissance à tension moyenne. Les topologies hybrides permettent d'améliorer la qualité de puissance et l'augmentation de nombre de niveau de la tension en utilisant moins de sources de tension continue à l'entrée et moins de commutations [33].

Trois types d'hybridation sont développés dans l'industrie :

- Hybridation en pont, généralement entre onduleurs de même nature ;
- Hybridation en cascade, les topologies fournissent un effet multiplicateur du nombre de niveaux selon le modèle structuration ;
- Hybridation côte-à-côte pour alimenter deux charges.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi on a présenté les principales catégories des onduleurs multiniveaux et les avantages des différentes structures de base de ces derniers.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de quelques machines asynchrones (triphasee, double étoile et pentaphasée) alimentées directement par le réseau et d'étudier leurs comportements en fonctionnement à vide et en charge.

II.1. Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès réalisés dans le domaine de l'informatique et des micro-processeurs permettent d'élaborer des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Elle consiste essentiellement à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes ; tension aux bornes de la machine, courant absorbé et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude reposent sur la résolution des équations électromagnétiques et mécaniques.

Un certain nombre d'hypothèses simplificatrices peut être adopté, permettant une mise en équation particulièrement simple.

Dans ce chapitre plusieurs modèles des machines ont été mis au point en vue de l'analyse, ces modèles-là ont été alimentés par des sources de tension sinusoïdales, pour voir leurs comportements dans le cas d'un fonctionnement parfait. Et pour englober le concept des machines asynchrones multiphasées nous allons modéliser des machines symétriques (triphasee et pentaphasee), comme nous allons aussi élaborer un modèle de machines asymétriques (double étoile triphasée).

La modélisation des machines asynchrones multiphasées est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les forces magnétomotrices rotorique et statorique sont à représentation sinusoïdale dans l'entrefer ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux ;
- la constance des inductances propres ;
- la loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotorique en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques sont sinusoïdales.

Le modèle de la machine asynchrone multiphasée est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

L'utilisation d'une transformation dite de Concordia, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté [34].

II.2. Machine asynchrone triphasée

II.2.1. Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Elle est constituée d'un stator et d'un rotor munis d'un enroulement triphasé. L'angle θ représente la position du rotor (phase r_a) par rapport au stator (phase s_a). La figure II.1 représente les enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

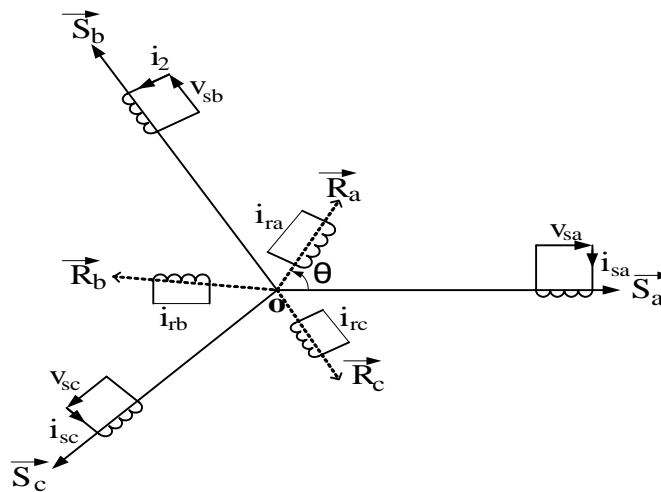


Figure II.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

La figure II.2 représente les différents éléments constitutifs de la machines asynchrone.



Figure II.2 Différents éléments constitutifs de la machine asynchrone

II.2.2. Composition de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone comporte deux éléments principaux, un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.

- Le stator (partie fixe) est constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) est constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine, il peut être massif ou bobiné.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

a. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter les courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulon ou de soudure pour former le circuit magnétique de la machine.

Le stator porte à l'intérieur des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements de la machine, ces enroulements peuvent être imbriqués, ondulés ou concentriques. L'isolation entre les enroulements électrique et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types.



Figure II.3 Stator d'une machine asynchrone

b. Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique est constitué de tôles d'acier qui sont en général, de même origine que celle utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators, les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

c. Organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces palier soutiennent le rotor et assure la libre rotation.

II.2.3. Modèle triphasé de la machine asynchrone

II.2.3.1. Equations électriques

Il est habituel de représenter les machines électriques dans un repère de Fresnel triphasé et équilibré. Considérons donc une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement sur la figure (II.3), dont les phases sont repérées respectivement par (S_a, S_b, S_c) et (R_a, R_b, R_c) . La position relative instantanée entre les deux axes S_a et R_a est définie par l'angle électrique θ variable en fonction de temps.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [v_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \tag{II. 1}$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}; \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \quad [r_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}.$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}.$$

Les paramètres r_s et r_r représentent respectivement les résistances statoriques et rotoriques par phase. Les vecteurs $[v_s], [i_s]$ et $[\Phi_s]$ sont les vecteurs : tension simple, courant et flux statoriques. Les vecteurs $[v_r], [i_r]$ et $[\Phi_r]$ sont les vecteurs : tension simple, courant et flux rotoriques.

II.2.3.2. Equations magnétiques

Les vecteurs $[v]$, $[i]$ représentent les tensions simples et les courants de lignes. Le couplage entre le rotor et le stator intervient dans les équations des flux $[\Phi]$ qui s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage stator-rotor) s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

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

$[L_s]$ et $[L_r]$: Matrices d'inductances propres statoriques et rotoriques respectivement;

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

M_s : Coefficient de mutuelle entre deux phases du stator ;

M_r : Coefficient de mutuelle entre deux phases du rotor ;

$m_{sr} = m_{rs}$: Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor.

Par substitution de (II.2) dans (II.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [v_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{[L_s][i_s]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{sr}][i_r]\} \\ [v_r] = [0] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{[L_r][i_r]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{rs}][i_s]\} \end{cases} \quad (II.4)$$

II.2.4. Modèle de Concordia de la Machine Asynchrone

La transformation de Concordia est constituée d'une transformation triphasée-diphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère abc vers le repère $\alpha\beta 0$.

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia, illustrée sur la figure II.4 permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan ($\alpha\beta$) et un troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit [35]:

$$x_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_a + x_b + x_c) \tag{II.5}$$

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré.

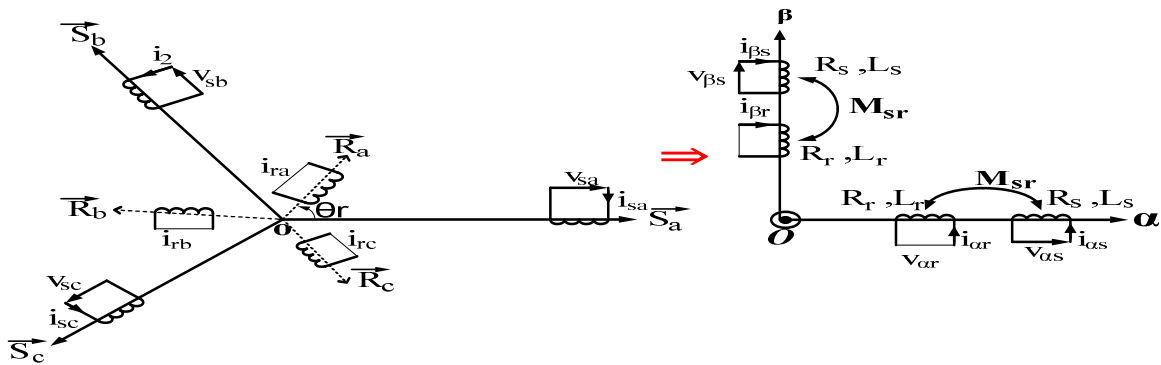


Figure II.4 Représentation de la MAS triphasée dans l'espace électrique et dans le repère de Concordia

Les matrices de passage directe T_{33} et inverse T_{33}^{-1} sont données par :

$$T_{33} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \tag{II.6}$$

$$T_{33}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

Et on a :

$$[X_\alpha X_\beta X_0]^t = \mathbf{T}_{33}[X_a X_b X_c]^t$$

$$[X_a X_b X_c]^t = \mathbf{T}_{33}^{-1}[X_\alpha X_\beta X_0]^t$$

Le vecteur X peut être le vecteur de tension, de courant, ou de flux.

II.2.4.1. Conventions

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

Où :

θ_s : Angle électrique entre (S_a, α) ;

θ_r : Angle électrique entre (R_a, α) ;

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse angulaire électrique des axes (α, β) par rapport au stator ;

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse angulaire électrique des axes (α, β) par rapport au rotor.

Dans le repère de Concordia les équations (II.1) et (II.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = r_s \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} \\ v_{\beta s} = r_s \cdot i_{\beta s} + \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} \end{cases}, \quad \begin{cases} 0 = r_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \Phi_{\beta r} \\ 0 = r_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = \mathcal{L}_s i_{\alpha s} + \mathcal{M}_{sr} i_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta s} = \mathcal{L}_s i_{\beta s} + \mathcal{M}_{sr} i_{\beta r} \end{cases}, \quad \begin{cases} \Phi_{\alpha r} = \mathcal{L}_r i_{\alpha r} + \mathcal{M}_{rs} i_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} = \mathcal{L}_r i_{\beta r} + \mathcal{M}_{rs} i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

Où $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ est la pulsation mécanique en rd/s.

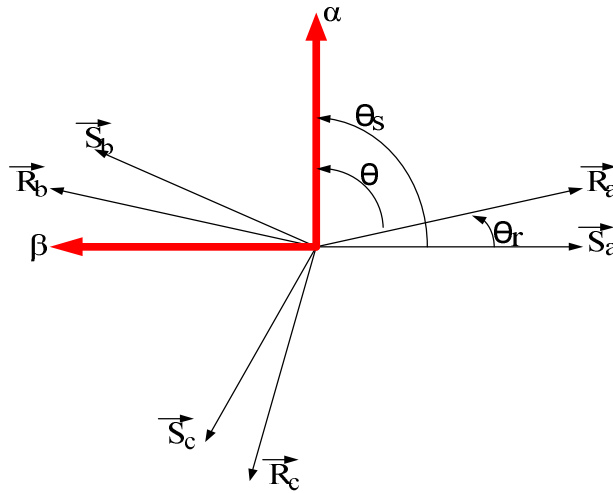


Figure II.5 Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique

II.2.4.2. Expressions du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statorique et rotoriques en fonction des grandeurs d’axe α, β , tout en négligeant les composantes homopolaires est donnée par :

$$P_a = v_{\alpha s} i_{\alpha s} + v_{\beta s} i_{\beta s} + v_{\alpha r} i_{\alpha r} + v_{\beta r} i_{\beta r} \tag{II. 10}$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d’énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique:

$$P_a = p_j + P_{em} + P_{me} \tag{II. 11}$$

Où

$$p_j = r_s \cdot (i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2) + r_r \cdot (i_{\alpha r}^2 + i_{\beta r}^2) \tag{II. 12}$$

$$P_{em} = i_{\alpha s} \cdot \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} + i_{\beta s} \cdot \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} + i_{\alpha r} \cdot \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + i_{\beta r} \cdot \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \tag{II. 13}$$

$$P_{me} = \omega_r (i_{\alpha r} \cdot \Phi_{\beta r} - i_{\beta r} \cdot \Phi_{\alpha r}) \tag{II. 14}$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l’expression suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \tag{II. 15}$$

Donc on obtient :

$$C_{em} = P \frac{\mathcal{M}_{sr}}{\mathcal{L}_r} (\Phi_{ar} i_{\beta s} - \Phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (\text{II. 16})$$

L'équation mécanique de la MAS triphasée est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II. 17})$$

II.2.5. Simulation et interprétation des résultats

Les courbes de la figure II.6 représentent les résultats de simulation d'un démarrage à vide et de la MAS triphasée alimentée par une source triphasée de tension (220V, 50Hz) suivi de l'application d'une charge de 14N.m dans l'intervalle de temps $t \in [2,4s]$. Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (1)

Lors du démarrage à vide et pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine, puis il se stabilise après la disparition de ce régime. La vitesse de rotation de l'arbre progresse d'une façon presque linéaire, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (157 rad /s).

Lors de l'application d'une charge ($C_r=14 \text{ N.m}$) à l'instant $t=2s$, on constate que la vitesse diminue et se stabilise à la valeur (155 rad/s).le couple électromagnétique augmente jusqu'à la valeur de (14.3 N.m), après la déconnexion de la charge à l'instant $t=4s$, le couple et la vitesse reprennent leurs valeurs de démarrage.

Dans ce type d'alimentation nous remarquons que le couple n'ondule pas et les courants de la machine sont propres non pollués vue que la source ne comporte pas des harmoniques temporelle. La courbe représentant la variation de la tension $v_{s\alpha}$ en fonction de la tension $v_{s\beta}$ est un cercle parfait.

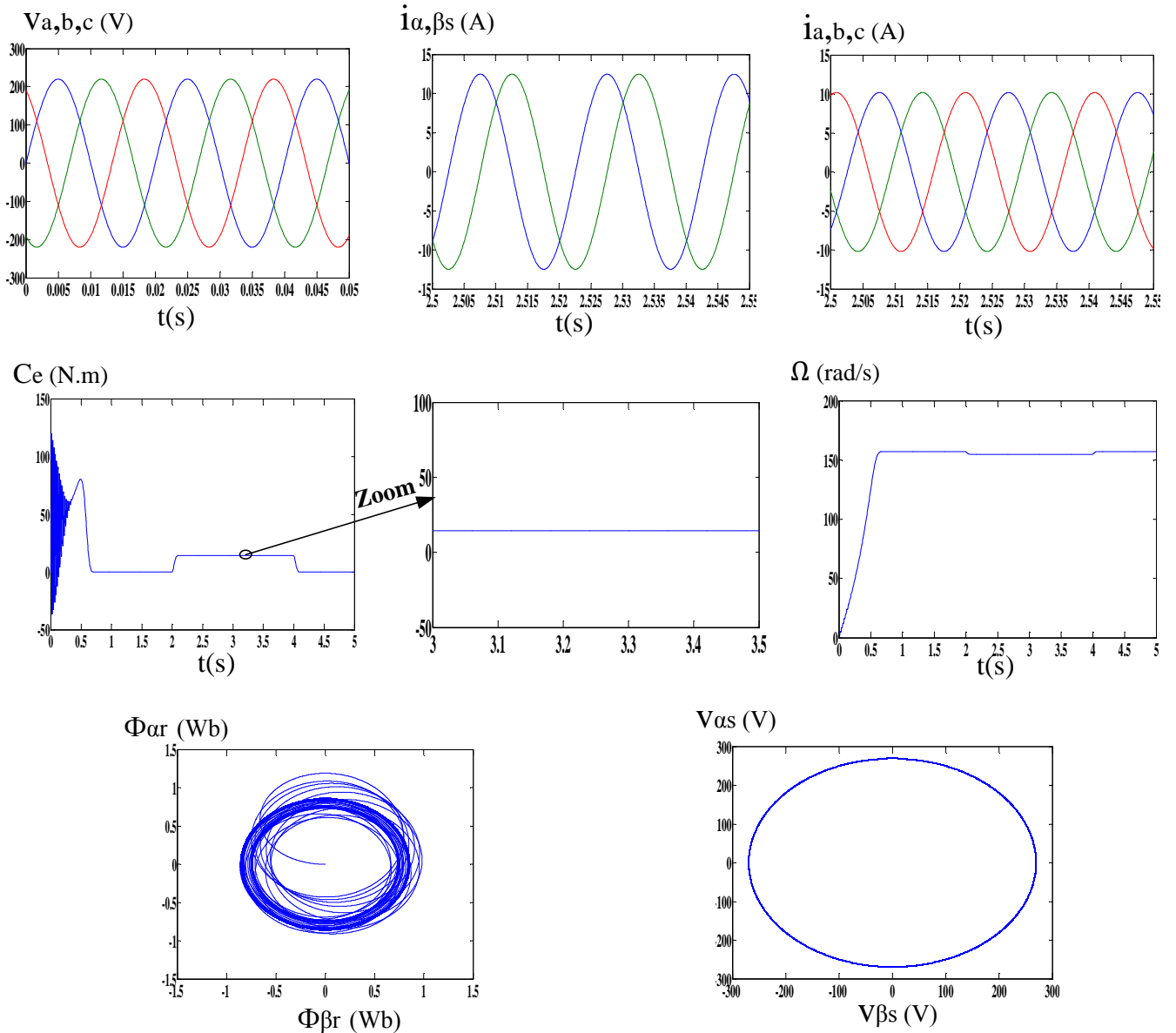


Figure II.6 Résultats de simulation de la MAS triphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée

II.3. Machine asynchrone double étoile triphasée

II.3.1. Description de le machine asynchrone double étoile triphasée

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\gamma = 30^\circ$, et d'un rotor. La figure II.7 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \gamma)$ représente respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}) et à l'étoile 2 (phase a_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [4].

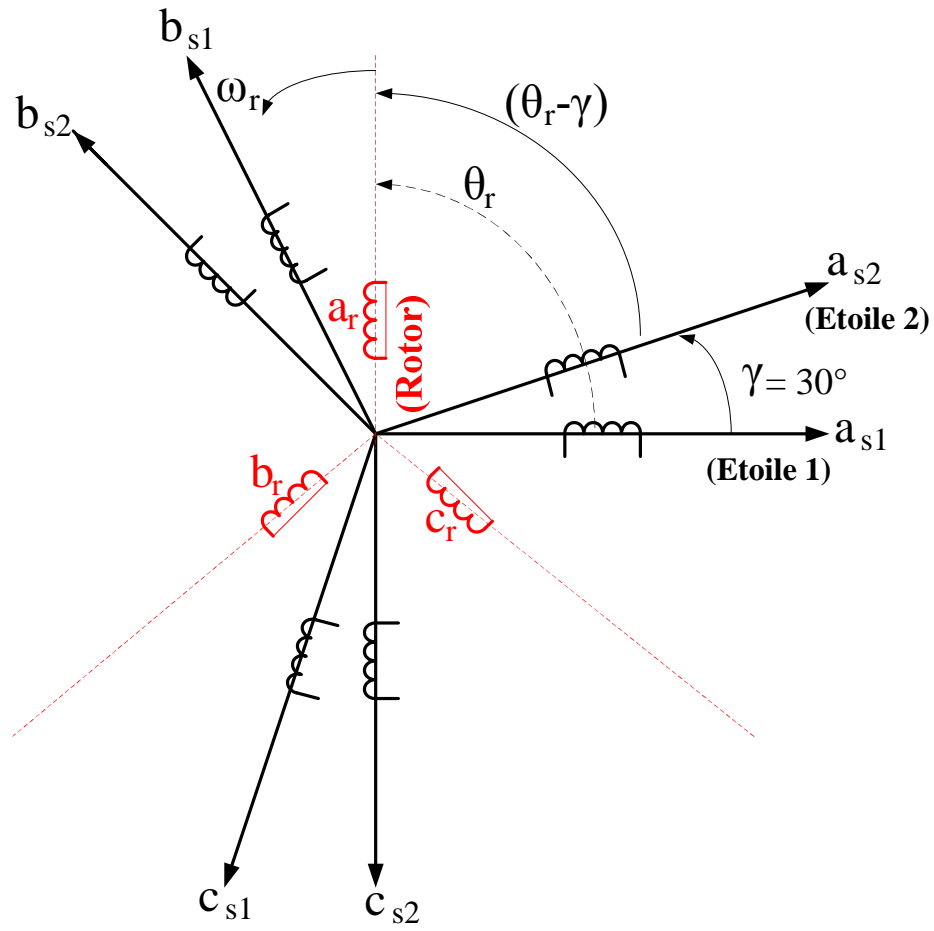


Figure II.7 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

II.3.2. Modèle triphasé de la MASDE

II.3.2.1. Equations électriques

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont respectivement exprimées par :

$$[v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \tag{II. 18}$$

$$[v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \tag{II. 19}$$

$$[v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{II. 20}$$

Avec :

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}, [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} \text{ et } [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}, [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} \text{ et } [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}, [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix} \text{ et } [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[r_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs1} \end{bmatrix}, [r_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs2} \end{bmatrix} \text{ et } [r_r] = \begin{bmatrix} r_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & r_{br} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cr} \end{bmatrix}.$$

Où : $r_{as1} = r_{bs1} = r_{cs1} = r_1, r_{as2} = r_{bs2} = r_{cs2} = r_2$ et $r_{ar} = r_{br} = r_{cr} = r_r$.

II.3.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoile 1 et étoile 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par [36][37] :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{1,1}] & [L_{1,2}] & [L_{1,r}] \\ [L_{2,1}] & [L_{2,2}] & [L_{2,r}] \\ [L_{r,1}] & [L_{r,2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{1,1}] = \begin{bmatrix} (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{2,2}] = \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{1,2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos\left(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos\left(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{2,1}] = [L_{1,2}]^t$, $[L_{r,1}] = [L_{1,r}]^t$ et $[L_{r,2}] = [L_{2,r}]^t$.

Avec : $L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3}L_m$.

II.3.2.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation de rotor [38] :

$$C_{em} = \frac{\partial \mathcal{W}}{\partial \theta_{géom}} = P \frac{\partial \mathcal{W}}{\partial \theta_{éle}} \tag{II. 22}$$

Avec :

$$\mathcal{W} = \frac{1}{2} \{ [i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r] \} \tag{II. 23}$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{2,r}] [i_r]^t \right\} \quad (\text{II. 24})$$

II.3.2.4. Equations mécaniques

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{II. 25})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{II. 26})$$

D'autre part :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II. 27})$$

II.3.3. Modèle biphasé de la MASDE

II.3.3.1. Transformation de Concordia

La modélisation de la MASDE passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela, on applique les matrices de passage de Concordia direct et inverse.

II.3.3.2. Equations électriques et magnétiques

On appliquant les équations de transformation de Concordia (II.6) et (II.7) aux équations des tensions (II.18), (II.19) et (II.20), on obtient :

$$\begin{cases} v_{\alpha 1} = r_1 i_{\alpha 1} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} = r_1 i_{\beta 1} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta 1} \\ v_{\alpha 2} = r_2 i_{\alpha 2} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} = r_2 i_{\beta 2} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta 2} \\ v_{\alpha r} = r_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ v_{\beta r} = r_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

De même manière on applique cette transformation aux équations des flux on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha 1} = L_1 i_{\alpha 1} + L_m (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2} + i_{\alpha r}) \\ \Phi_{\beta 1} = L_1 i_{\beta 1} + L_m (i_{\beta 1} + i_{\beta 2} + i_{\beta r}) \\ \Phi_{\alpha 2} = L_2 i_{\alpha 2} + L_m (i_{\alpha 2} + i_{\alpha 1} + i_{\alpha r}) \\ \Phi_{\beta 2} = L_2 i_{\beta 2} + L_m (i_{\beta 2} + i_{\beta 1} + i_{\beta r}) \\ \Phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m (i_{\alpha r} + i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) \\ \Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m (i_{\beta r} + i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

Avec : $\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$.

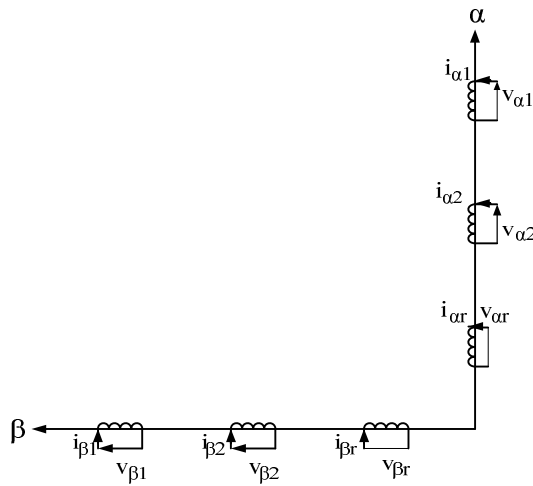


Figure II.8 Représentation de la MASDE dans le repère de Concordia

II .3.3.3. Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axes $\ll \alpha, \beta \gg$, tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{\alpha 1} i_{\alpha 1} + v_{\beta 1} i_{\beta 1} + v_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + v_{\beta 2} i_{\beta 2} \quad (\text{II. 30})$$

En remplaçant les tensions ($v_{\alpha 1}, v_{\beta 1}, v_{\alpha 2}$ et $v_{\beta 2}$) par leurs expressions dans (II.30), on trouve :

$$P_a = [r_1 i_{\alpha 1}^2 + r_1 i_{\beta 1}^2 + r_2 i_{\alpha 2}^2 + r_2 i_{\beta 2}^2] + \left\{ \frac{d\Phi_{\alpha 1}}{dt} \cdot i_{\alpha 1} + \frac{d\Phi_{\beta 1}}{dt} \cdot i_{\beta 1} + \frac{d\Phi_{\alpha 2}}{dt} \cdot i_{\alpha 2} + \frac{d\Phi_{\beta 2}}{dt} \cdot i_{\beta 2} \right\} + \omega_s \cdot (\Phi_{\alpha 1} \cdot i_{\alpha 1} - \Phi_{\beta 1} \cdot i_{\beta 1} + \Phi_{\alpha 2} \cdot i_{\alpha 2} - \Phi_{\beta 2} \cdot i_{\beta 2}) \quad (\text{II.31})$$

L'expression (II.31) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le deuxième représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.32})$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\Phi_{\alpha 1} i_{\alpha 1} - \Phi_{\beta 1} i_{\beta 1} + \Phi_{\alpha 2} \cdot i_{\alpha 2} - \Phi_{\beta 2} \cdot i_{\beta 2}) \quad (\text{II.33})$$

En remplaçant les flux ($\Phi_{\alpha 1}, \Phi_{\beta 1}, \Phi_{\alpha 2}$ et $\Phi_{\beta 2}$) donné par (II.29) dans (II.33), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) i_{\alpha r} - (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) i_{\beta r}] \quad (\text{II.34})$$

A partir des équations des flux rotoriques ($\Phi_{\alpha r}$ et $\Phi_{\beta r}$) exprimées par (II.29), on tire :

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{\alpha r} - L_m (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2})] \quad (\text{II.35})$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{\beta r} - L_m (i_{\beta 1} + i_{\beta 2})] \quad (\text{II.36})$$

En introduisant (II.35) et (II.36) dans l'équation (II.34), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère $\ll \alpha, \beta \gg$ suivant :

$$C_{em} = P \frac{1}{L_m + L_r} [(i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \Phi_{\alpha r} - (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) \Phi_{\beta r}] \quad (\text{II.37})$$

II.2.5. Simulation et interprétation des résultats

La figure II.9 représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MASDE alimentée par deux sources de tension triphasées équilibrées décalées entre elles d'un angle $\gamma = 30^\circ$. Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (2).

La machine, tout d'abord tourne à vide, puis dans un intervalle de temps [2s, 4s] est appliquée une charge d'une valeur du couple résistant égale à 14N.m. Au démarrage à vide et pendant le régime transitoire, on remarque que la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire jusqu'à elle atteint la vitesse de synchronisme (3000 tr/mn). Le couple électromagnétique au début atteint sa valeur maximale de 60 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 27 N.m, puis il diminue d'une manière presque linéaire et se stabilise sur la valeur de zéro.

En appliquant une charge ($C_r=14$ N.m) à la MASDE après un démarrage à vide pendant l'intervalle de temps $t \in [2,4s]$. On constate que le couple augmente et il se stabilise à une valeur de 14 N.m afin de compenser la charge. La vitesse rotorique chute à environ de 2550 tr/mn.

On remarque que avec ce type d'alimentation le couple n'ondule pas et les courant de la machine sont propres, non pollués vue que la source ne comporte pas des harmonique temporelle, et les courant $i_{\alpha 1}$ et $i_{\beta 1}$ ont une forme sinusoïdale et ils sont décalé entre eux d'un angle de $\pi/2$. Et ce qui concerne la courbe de la tension $v_{s\alpha}$ en fonction de la tension $v_{s\beta}$ est un cercle parfait.

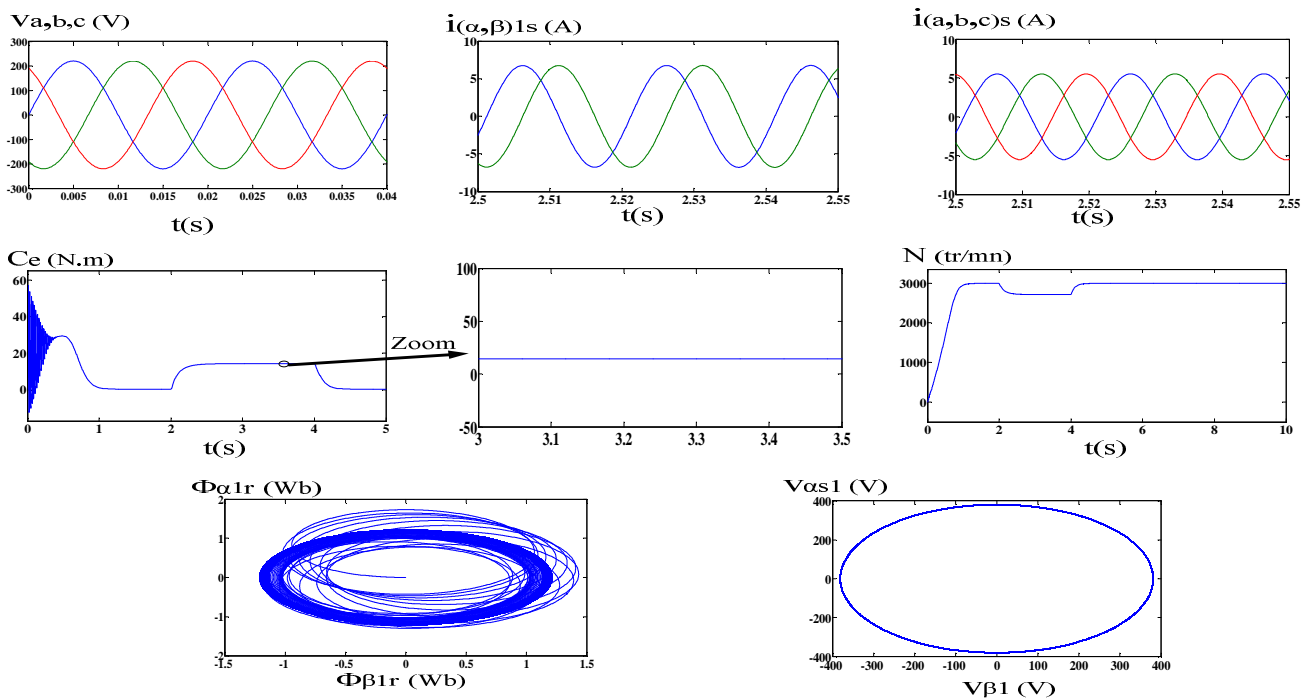


Figure II.9 Résultats de simulation de la MASDE alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée

II.3. Machine asynchrone pentaphasée

II.3.1. Description de la machine asynchrone pentaphasée

Une machine pentaphasée est composée de cinq bobinages déphasés spatialement de $2\pi/5$ et alimentés par des tensions sinusoïdales équilibrées déphasées temporellement de $2\pi/5$. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases.

II.3.2. Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (a, b, c, d, e)

II.3.2.1. Equations électriques

Le comportement dynamique de la machine à induction pentaphasée est décrit par les équations suivantes écrites en termes d'espace vectoriel dans la base stationnaire de référence :

$$\begin{cases} [v_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \tag{II. 38}$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix}, [r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}, [r_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix},$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_d \\ \Phi_e \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{re} \end{bmatrix}.$$

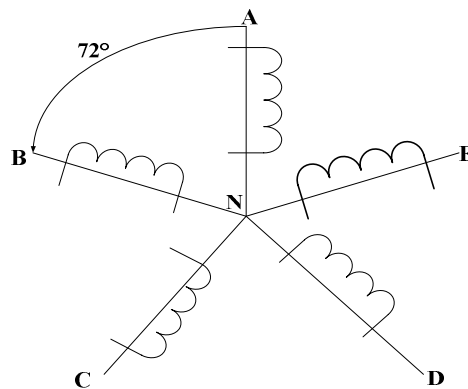


Figure II.10 Enroulement statorique d'une machine pentaphasée

II.3.2.2. Equations magnétiques

Les équations du flux magnétiques de la machine sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (\text{II. 39})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{fs} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fs} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fs} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fs} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fs} + l_m \end{bmatrix};$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_{fr} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fr} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fr} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fr} + l_m & l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ l_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & l_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & l_{fr} + l_m \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage stator-rotor) s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m \end{bmatrix}$$

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

Par substitution, on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_s]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][i_r]\} \\ [0] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}\{[L_r][i_r]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{rs}][i_s]\} \end{cases} \quad (\text{II. 40})$$

II.3.2.3. Equation mécanique

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement mécanique sont données par

$$C_{em} = \frac{P}{2}(\Phi_s i_s) = \frac{P}{2}(\Phi_r i_r) \quad (\text{II. 41})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II. 42})$$

II.3.3. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère stationnaire

Vu la difficulté de résoudre le système dans la base naturelle donc on utilise un référentielle stationnaire (α, β, x, y) . La matrice de passage est donné par :

$$T_5 = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\lambda) & \cos(2\lambda) & \cos(3\lambda) & \cos(4\lambda) \\ 0 & \sin(\lambda) & \sin(2\lambda) & \sin(3\lambda) & \sin(4\lambda) \\ 1 & \cos(2\lambda) & \cos(4\lambda) & \cos(6\lambda) & \cos(8\lambda) \\ 0 & \sin(2\lambda) & \sin(4\lambda) & \sin(6\lambda) & \sin(8\lambda) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Tel que $\lambda = \frac{2\pi}{5}$

Pour les tensions statorique :

$$[T_5][v_s] = [T_5][r_s][i_s] + \frac{d}{dt}\{[T_5][L_s][i_s] + [T_5][M_{sr}][i_r]\}$$

$$[v_{\alpha,\beta,x,ys}] = [T_5][r_s][T_5]^t [i_{\alpha,\beta,x,ys}] + \frac{d}{dt}\{[T_5][L_s][T_5]^t [i_{\alpha,\beta,x,ys}] + [T_5][M_{sr}][T_5]^t [i_{\alpha,\beta,x,yr}]\}$$

Avec :

$$[T_5][r_s][T_5]^t = r_s$$

$$[T_5][L_s][T_5]^t = \begin{bmatrix} l_{fs} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix}$$

$$[T_5][M_{sr}][T_5]^t = \frac{5}{2}M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{s\alpha} + \frac{5}{2}M_{sr} (\cos(\theta) \cdot i_{r\alpha} - \sin(\theta) \cdot i_{r\beta}) \right\} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{s\beta} + \frac{5}{2}M_{sr} (\sin(\theta) \cdot i_{r\alpha} + \cos(\theta) \cdot i_{r\beta}) \right\} \\ v_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) \cdot i_{sx} \right\} \\ v_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) \cdot i_{sy} \right\} \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

Pour les équations du flux statoriques :

$$[T_5][\Phi_s] = [T_5][L_s][i_s] + [T_5][M_{sr}][i_r]$$

$$[\Phi_{s\alpha,\beta,x,y}] = [T_5][L_s][T_5]^t [i_{s\alpha,\beta,x,y}] + [T_5][M_{sr}][T_5]^t [i_{r\alpha,\beta,x,y}]$$

Donc :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{s\alpha} + \frac{5}{2}M_{sr} (\cos(\theta) \cdot i_{r\alpha} - \sin(\theta) \cdot i_{r\beta}) \\ \Phi_{s\beta} = \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{s\beta} + \frac{5}{2}M_{sr} (\sin(\theta) \cdot i_{r\alpha} + \cos(\theta) \cdot i_{r\beta}) \\ \Phi_{sx} = \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{sx} \\ \Phi_{sy} = \left(l_{fs} + \frac{5}{2}l_m \right) i_{sy} \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

De même manière on trouve les équations de tensions rotoriques et les équations des flux rotorique :

II.3.3.1. Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{r\alpha} + \frac{5}{2} M_{rs} (\cos(\theta) \cdot i_{s\alpha} - \sin(\theta) \cdot i_{s\beta}) \right\} \\ v_{r\beta} = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{r\beta} + \frac{5}{2} M_{rs} (\sin(\theta) \cdot i_{s\alpha} + \cos(\theta) \cdot i_{s\beta}) \right\} \\ v_{rx} = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) \cdot i_{rx} \right\} \\ v_{ry} = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \left\{ \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) \cdot i_{ry} \right\} \end{cases} \quad (II. 45)$$

II.3.3.2. Equations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{ra} = \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{r\alpha} + \frac{5}{2} M_{rs} (\cos(\theta) \cdot i_{s\alpha} - \sin(\theta) \cdot i_{s\beta}) \\ \Phi_{r\beta} = \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{r\beta} + \frac{5}{2} M_{rs} (\sin(\theta) \cdot i_{s\alpha} + \cos(\theta) \cdot i_{s\beta}) \\ \Phi_{sx} = \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) \cdot i_{rx} \\ \Phi_{sy} = \left(l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) \cdot i_{ry} \end{cases} \quad (II. 46)$$

II.3.4. Simulation et interprétation des résultats

La figure II.11 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pentaphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale pentaphasée (220V, 50Hz) à vide puis en charge (Cr=20 N.m) pendant l'intervalle de temps $t \in [1.5 \text{ 2s}]$. Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (3).

Les résultats de simulation montrent que le couple électromagnétique à vide passe par un régime transitoire d'où il représente des oscillations d'amplitudes importantes, puis il se stabilise aux alentours de zéro. Lors de l'application de la charge à l'instant $t=1.5s$ le couple électromagnétique augmente afin de subvenir au besoin de la charge, après la déconnexion de la charge à $t=2s$ il reprend sa valeur à vide.

La vitesse rotorique à vide évolue d'une façon presque linéaire jusqu'à elle atteint sa valeur de synchronisme. Lors de la connexion de la charge à $t=1.5$ on constate que la vitesse chute et elle reprend sa valeur à vide à $t=2s$. On remarque aussi qu'avec ce type d'alimentation le couple n'ondule pas et les courants de la machine sont propres non pollués vue que la source ne comporte pas des harmoniques temporelles. La courbe représentant la variation de la tension $v_{s\alpha}$ en fonction de la tension $v_{s\beta}$ est un cercle parfait, la

courbe de la tension v_{xs} en fonction la tension v_{ys} montre que les fuites au sein de la machine sont négligeables.

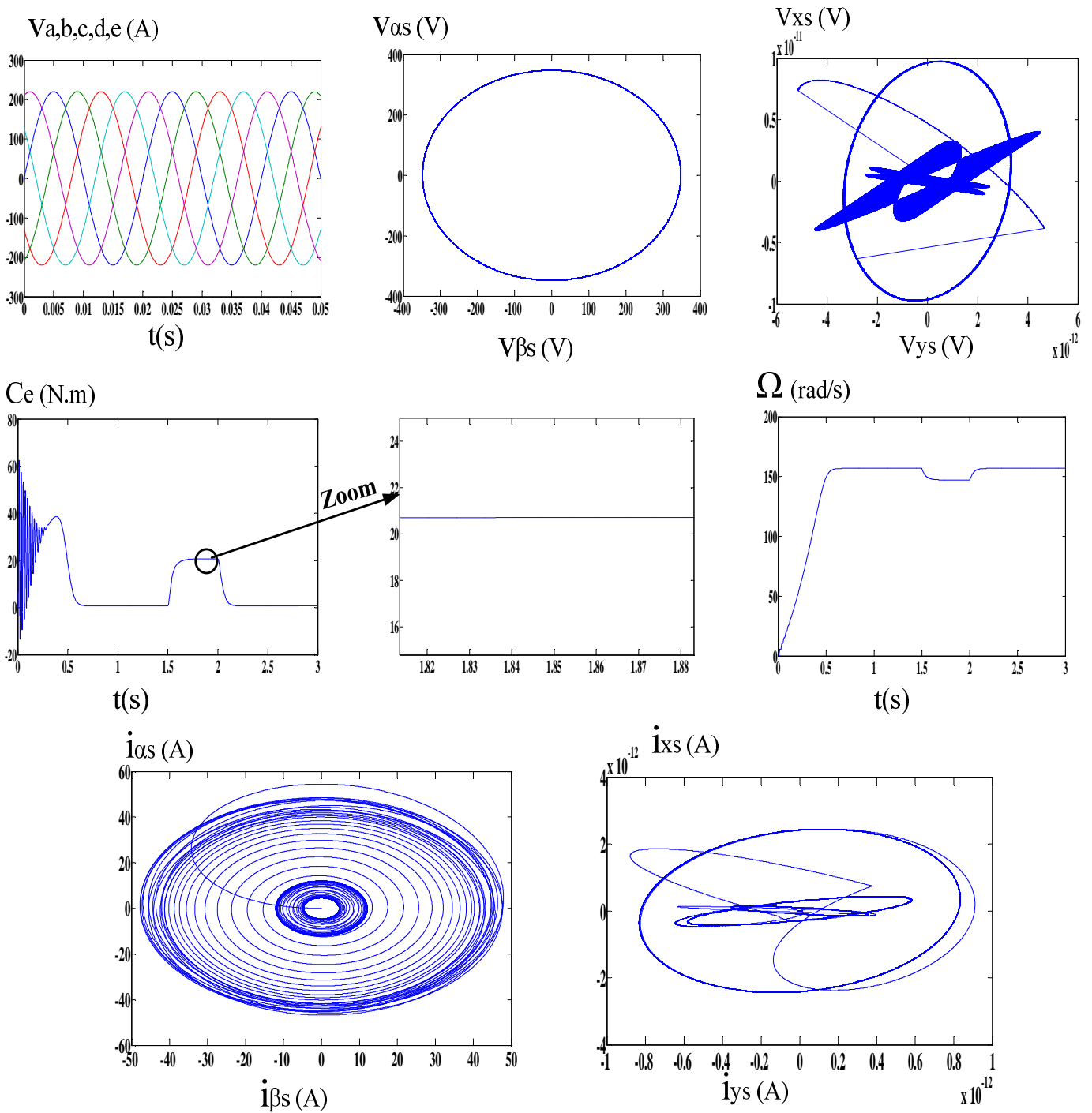


Figure II.11 Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimenté par une source de tension sinusoïdale pentaphasée

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu présenter un modèle mathématique des trois machines asynchrones (triphasee, double étoile et pentaphasee), dont les complexités ont été réduites en utilisant un certain nombre des hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'élaborer un modèle dans la base Concordia qui réduit le système d'état électrique de ces machines. Plusieurs simulations ont été effectuées sous Matlab/Simulink afin d'analyser leur comportement lors de leur alimentation par des tensions sinusoïdales supposées être délivrées par un réseau d'alimentation directe.

Le modèle de la machine pentaphasée présenté dans ce chapitre permet de voir l'évolution des fuites au sein de cette dernière ; puisque la partie qui ne donne pas du couple est l'image des fuites à l'intérieur de la machine c'est pour cela que la prise en compte des composantes non séquentielles (x, y) est primordiale, c'est l'un des défauts majeurs des machines polyphasées.

Avec une alimentation directe (supposée parfaite) ces composantes sont nulles, ce qui n'est pas le cas en cas d'alimentation via des onduleurs de tension.

Ce chapitre nous a permis de voir le comportement parfait des machines et aussi d'avoir un point de repère et de comparaison avec une alimentation via des onduleurs de tension ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

III.1. Introduction

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de telles machines asynchrones, il est nécessaire d'utiliser une source à fréquence variable contrôlable. Pour cela, ces machines doivent être alimentées par des onduleurs de tensions.

Les onduleurs de tension font la partie essentielle du système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement commandables, puissants, robustes et rapides). Et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère noble de cette fonction (forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes [39].

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à multi-niveaux, nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Natural Point Clamping), c'est-à-dire une structure à point milieu.

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'architecture et le principe de fonctionnement des onduleurs de tension à deux niveaux et trois niveaux et les performances de chaque type d'onduleur associé aux différentes machines asynchrones (triphasee, double étoile et pentaphasee).

III.2. Modélisation des onduleurs de tensions

Il existe plusieurs types d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé où permettant des performances recherchées. En effet, la modélisation des onduleurs est une étape indispensable afin d'aboutir à des performances de haute qualité au niveau de leurs composants.

III.2.1. Cas d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras. Chaque bras comprend deux interrupteurs. Et pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en anti parallèle avec le transistor (Figure III.1).

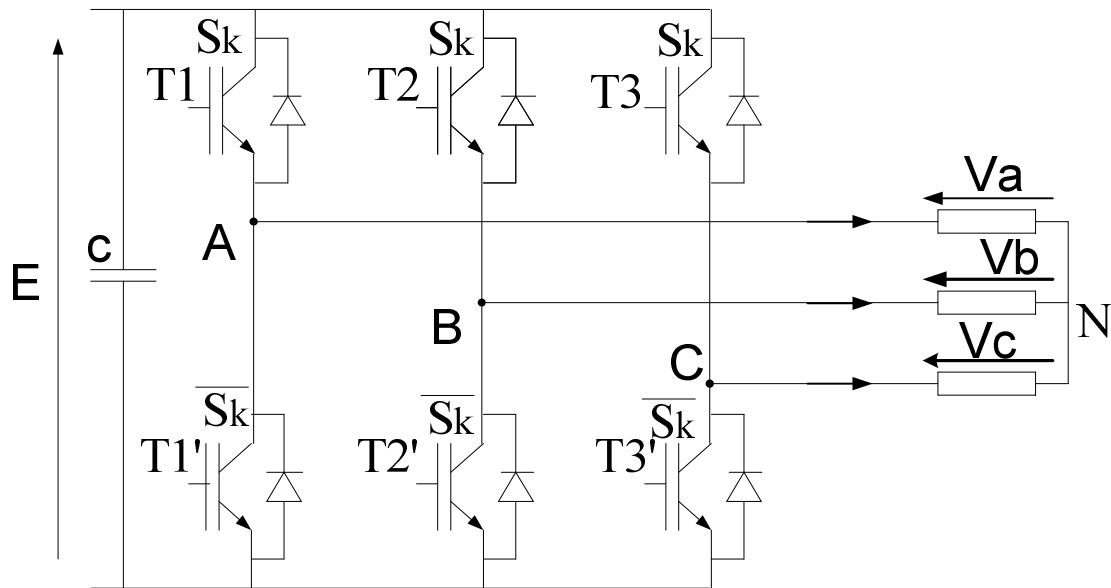


Figure III.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux

III.2.1.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- Le premier, qu'on peut appeler la commande externe s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion. C'est cette commande que nous utiliserons par suite.

- Le second définit par la commande interne revient à contrôler les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

Pour simplifier notre étude, nous supposons que :

- La source d'entrée est parfaitement continue.
- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

Le récepteur étant équilibré, les tensions de phases V_a, V_b et V_c ont nécessairement une somme nulle. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les paires d'interrupteurs (S_k et $\overline{S_k}$) doivent être contrôlées de manière complémentaire.

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, sont représentés en théorie par trois grandeurs de commande $f_k (k = A, B, C)$ telles que :

- $f_k = 1$: L'interrupteur k est fermé (S_k conduit, $\overline{S_k}$ bloqué).
- $f_k = 0$: L'interrupteur k est ouvert (S_k bloqué, $\overline{S_k}$ conduit).

Avec : $f_k + \overline{f_k} = 1$ et ($k = A, B, C$) ;

La relation entre le vecteur $[f_A f_B f_C]^t$ et le vecteur des tensions des lignes $[U_{AB} U_{BC} U_{CA}]^t$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées, on peut déduire les expressions des tensions de lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_b = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

A partir des équations (III.1) et (III.2), le vecteur des tensions de phase est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

III.2.1.3. Stratégie de commande

La limitation des valeurs des harmoniques dans la machine asynchrone nécessite le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur. Ceci permet d'améliorer les performances du système [40].

On commande l'onduleur par la technique à MLI triangulo-sinusoïdale. Cette dernière présente plusieurs avantages.

- Elle permet de générer les ordres de commande des interrupteurs de manière simple et extrêmement rapide.

- Elle repousse vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie.

- Elle permet d'obtenir un fondamental de tension variable en amplitude et en fréquence.

Le principe de la commande à MLI triangulo-sinusoidale est basé sur la comparaison de trois sinusoides de référence à un signal triangulaire de haute fréquence, dans notre cas, on choisit une porteuse avec une amplitude V_p .

Les tensions de références sinusoidales sont exprimées par :

$$V_{réf} = V_m \sin(2\pi f t)$$

$$V_{réf} = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{réf} = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$\begin{cases} V_p \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p \\ V_p \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \end{cases}$$

Cette technique est caractérisée par les paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f) ;
- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation (V_p).

La figure III.2 représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$.

III.2.1.4. Algorithme de commande

On définit l'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k ($k=A, B, C$) par les deux étapes suivantes [41].

- Etape 1 :

$$\begin{cases} V_{réfK} \geq V_p \Rightarrow S_K = 1 \\ V_{réfK} < V_p \Rightarrow S_K = 0 \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

- Etape 2 :

$$\begin{cases} T_K = 1 & \Rightarrow V_k = \frac{E}{2} \\ T_K = 0 & \Rightarrow V_k = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (III.5)$$

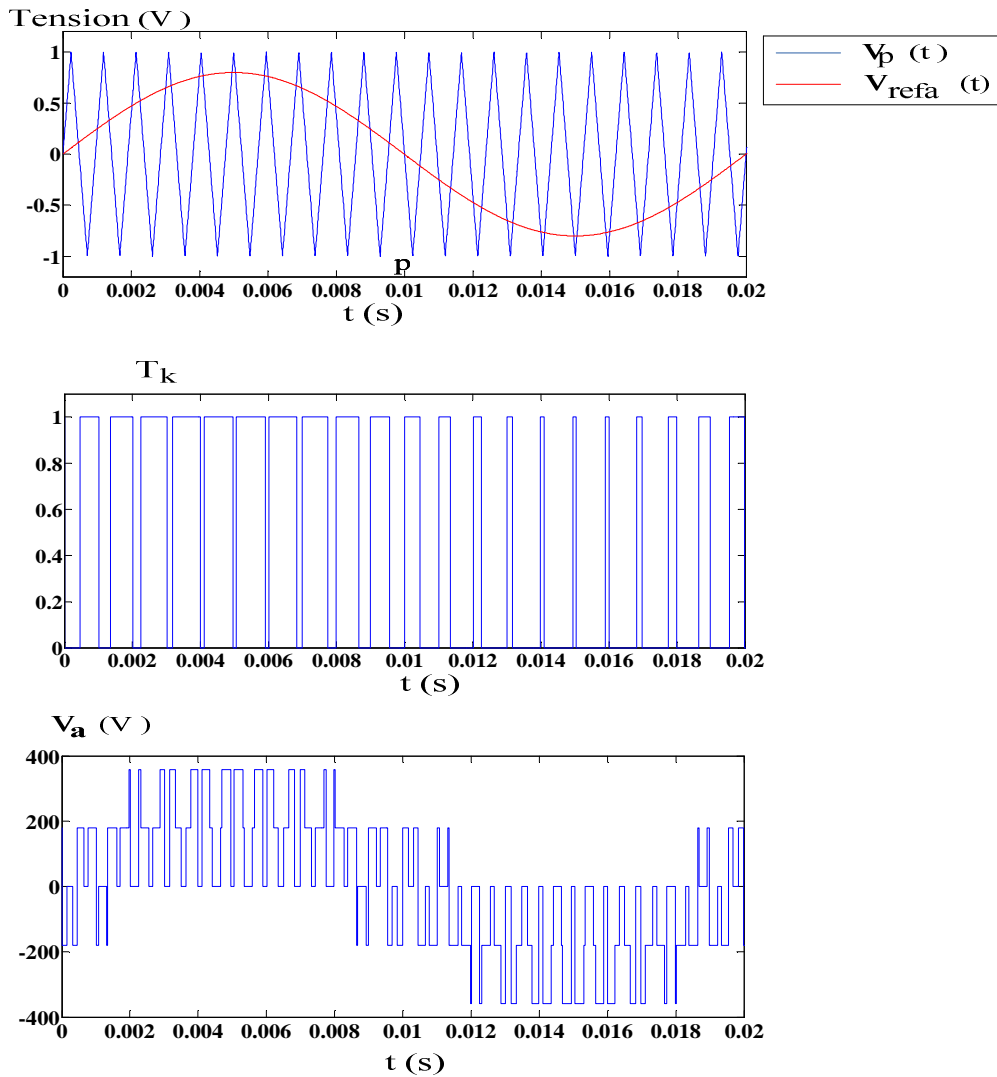


Figure III.2 Principe de fonctionnement de la MLI triangulo-sinusoidale à une porteuse

III.2.2. Cas d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux peut être considéré comme une mise en série de deux onduleurs de tension à deux niveaux. De ce fait, que sa modélisation est une extrapolation de l'onduleur de tension à deux niveaux.

L'onduleur trois niveaux peut être réalisé par plusieurs structures. Pour notre étude, nous avons opté pour la structure NPC (Natural Point Clamped), cette structure est appelée aussi à point milieu.

Cette structure est représentée sur la figure III.3. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C_1 et C_2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes : c'est l'hypothèse que retiendra la suite.

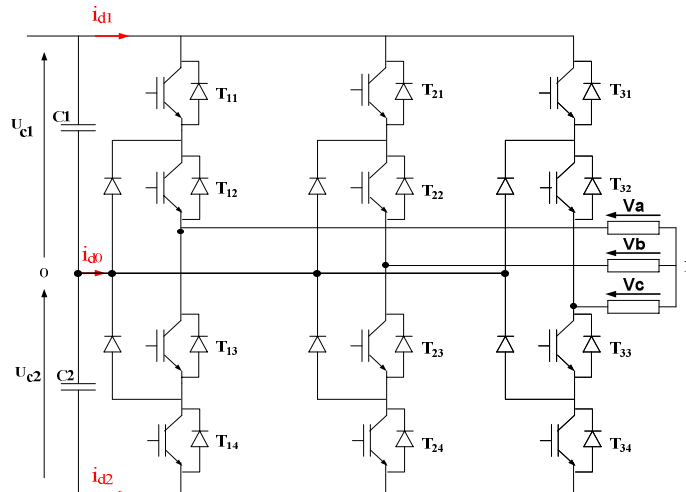


Figure III.3 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.2.2.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

En fonction de la commutation des interrupteurs, chaque tension simple (V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}) entre une phase (A, B ou C) et le point milieu (O) du bus continu peut prendre les valeurs $U_{c1}, 0$ et $-U_{c2}$. Ainsi un bras de l'onduleur définit cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure III.4. Le tableau (III.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

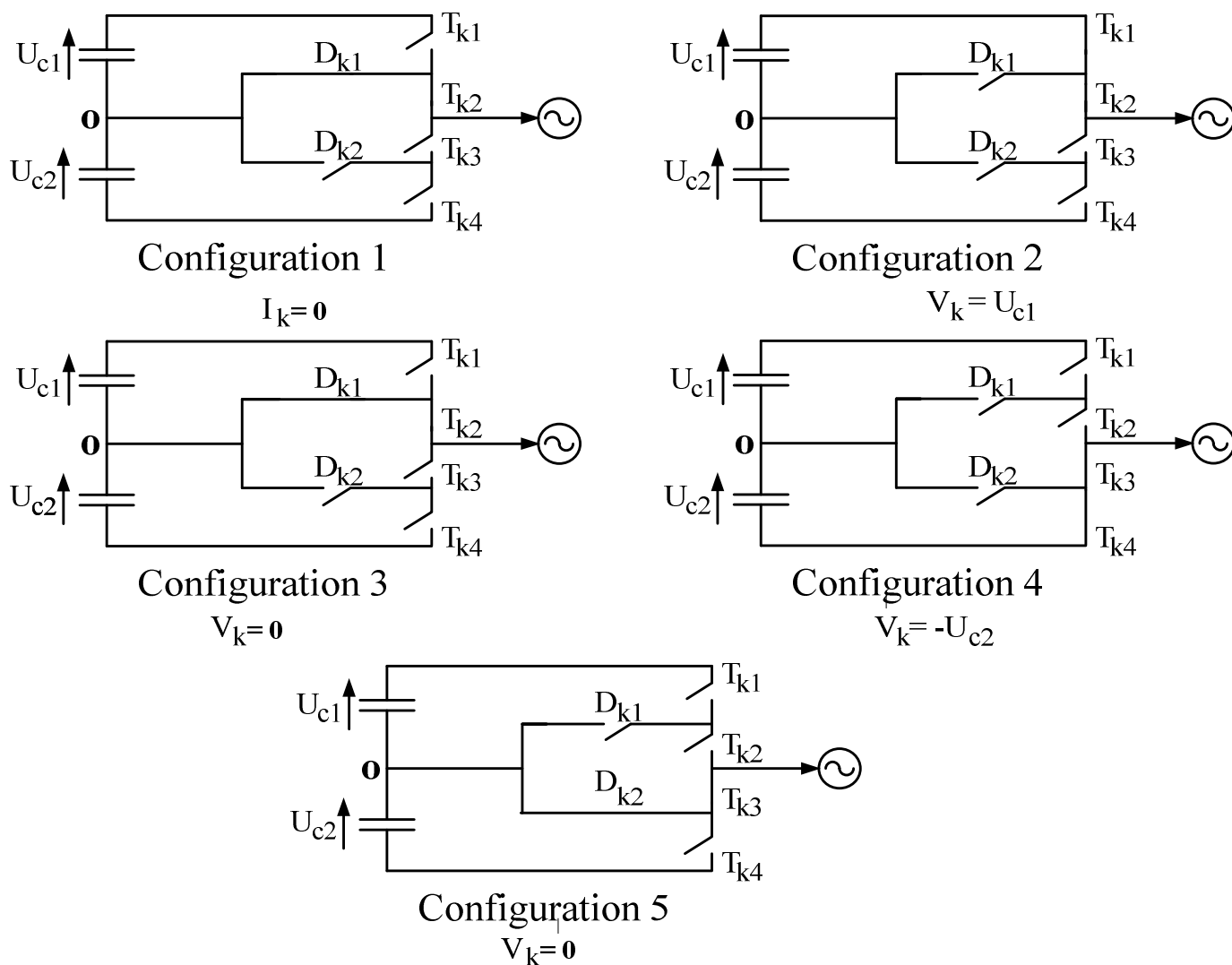


Figure III.4 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

III.2.2.3. Modélisation de l'onduleur NPC à trois niveaux :

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à structure NPC, on définit un modèle global d'un bras, ensuite, on déduit celui de l'onduleur.

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe. [42] Dans ce qui suit, on suppose que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion, avec les hypothèses suivantes :

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable ;
- La charge est triphasée, équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

III.2.2.4. Commandabilité de l'onduleur à trois niveaux

De même que pour l'onduleur à deux niveaux, l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs T_{kS}) ;
- La commande interne (grandeurs électriques).

Dans le cadre de notre étude, la condition de commandabilité implique que les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes, donc le convertisseur est dit en mode commandable et par la suite on a une conduction continue de ce convertisseur.

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion en utilisant les hypothèses suivantes :

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant E).
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_a + V_b + V_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

Avec :

V_a, V_b, V_c : Tensions alternatives simples à la sortie de l'onduleur ;

i_a, i_b, i_c : Courants à la sortie de l'onduleur.

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

Avec :

B_{kS} , le signal de la commande du transistor T_{kS} du bras k.

Tableau III.1 Table d'excitation caractérisant la commande complémentaire utilisée

T_{k1}	T_{k2}	T_{k3}	T_{k4}	V_{k0}
1	1	0	0	U_{c1}
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{c2}$

III.2.2.5. Fonction de connexion

a. Fonction de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur T_{KS} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci.

$$\begin{cases} F_{KS} = 1 \text{ si } T_{KS} \text{ est fermé} \\ F_{KS} = 0 \text{ si } T_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

En introduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K, on trouve :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases}$$

b. Fonction de connexion des demi-bras

La fonction de connexion F_{Km}^b est associée au demi bras m avec $m = 1$ pour le demi bras du haut et $m = 0$ pour le demi bras du bas.

Les fonctions de connexion des demi-bas s'expriment au moyen des fonctions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

c. Fonctions de conversion

Pour l'onduleur à trois niveaux, les potentiels des nœuds A, B et C par rapport au point milieu O s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{aO} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} \\ V_{bO} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} \\ V_{cO} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} \end{cases} \quad (III. 9)$$

En introduisant les fonctions de connexion des semi-bras, on obtient :

$$\begin{cases} V_{aO} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} \\ V_{bO} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} \\ V_{cO} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} \end{cases} \quad (III. 10)$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{bc} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{ca} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (III. 11)$$

En utilisant les équations (III.10), le système (III.11) se met sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{ac} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (III. 12)$$

En utilisant les équations (III.2) et (III.8), les tensions simples sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (III. 13)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment en fonction des courants de charge comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_a + F_{21}F_{22}i_b + F_{31}F_{32}i_c \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_a + F_{23}F_{24}i_b + F_{33}F_{34}i_c \end{cases} \quad (III. 14)$$

D'où :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{d2} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants de la charge tel que :

$$i_{d0} = F_{11} F_{13} i_a + F_{21} F_{23} i_b + F_{31} F_{33} i_c \quad (\text{III.16})$$

A partir des relations (III.15) et (III.16) ; on peut déduire que i_{d0} s'écrit sous la forme suivante :

$$i_{d0} = i_a + i_b + i_c - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{III.17})$$

D'où:

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_a + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_b + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_c \quad (\text{III.18})$$

III.2.2.6. Stratégie de commande

a. Commande Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f ;
- Taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse V_p .

b. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse pour cet onduleurs s'écrit :

$$\begin{cases} \text{si } (|V_{ref}| \leq V_p \rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ \text{si } (|V_{ref}| > V_p \text{ et } V_{ref} > 0 \rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 1 \\ \text{si } (|V_{ref}| > V_p \text{ et } V_{ref} < 0 \rightarrow B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

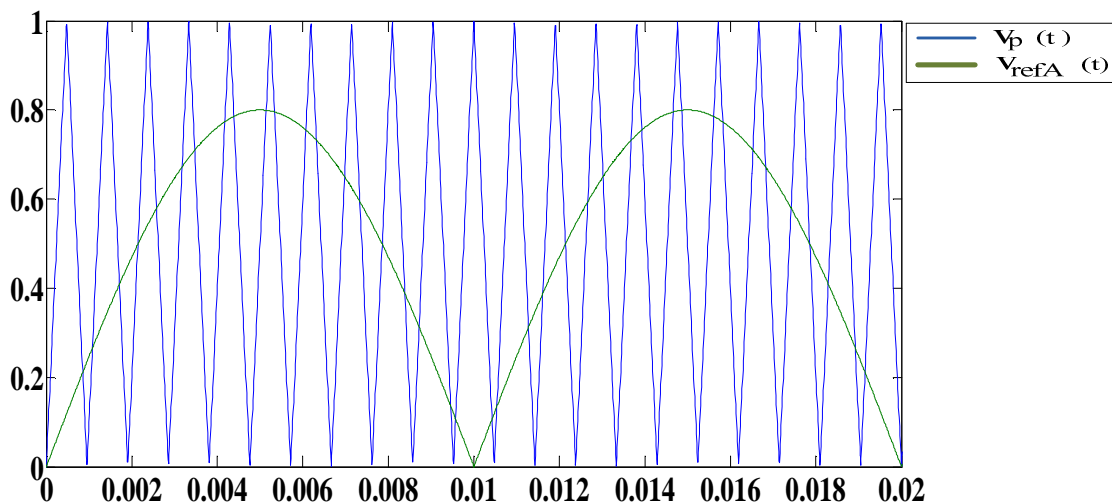


Figure III.5 Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

III.2.3. Cas d'un onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux est constitué de cinq bras. Chaque bras comprend deux interrupteurs. Et pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en anti parallèle avec le semi-conducteur contrôlable (Figure III.6).

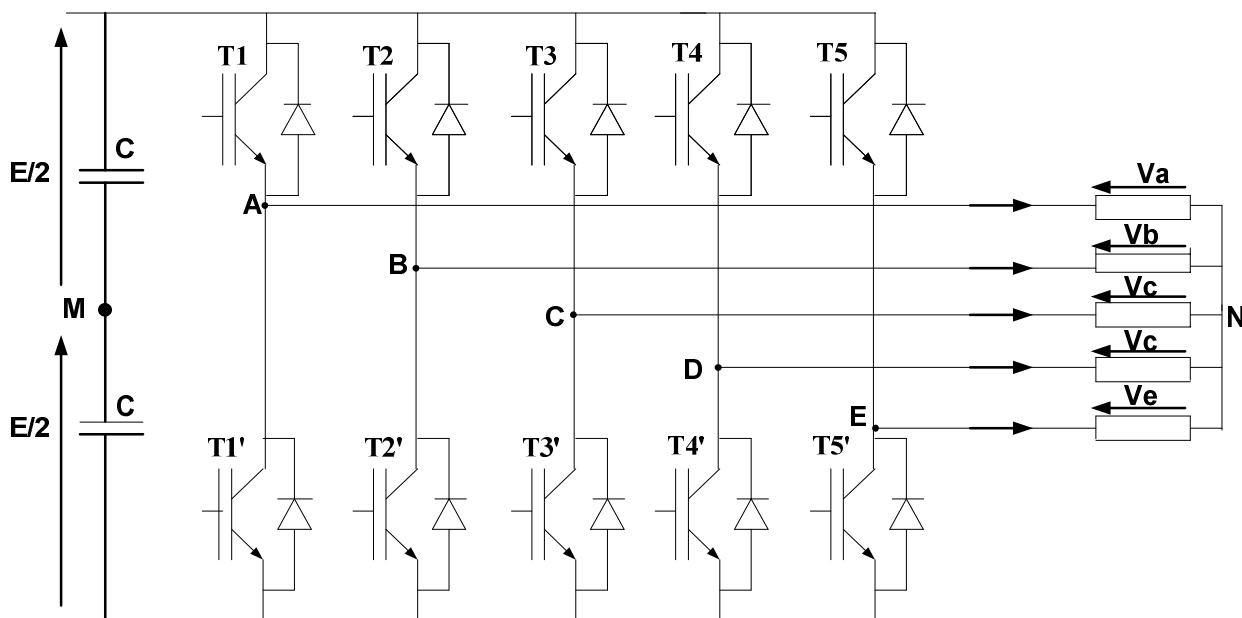


Figure III.6 Structure de l'onduleur pentaphasé à deux niveaux

III.2.3.2. Modélisation et commande de l'onduleur de tension pentaphasé à deux niveaux

D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- Le premier, qu'on peut appeler la commande externe s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion. C'est cette commande que nous utiliserons par suite.

- Le second défini par la commande interne revient à contrôler les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

Pour simplifier notre étude, nous supposons que :

- La source d'entrée est parfaitement continue.
- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, sont représentés en théorie par trois grandeurs de commande f_k ($k = A, B, C, D, E$) telles que :

- $f_k = 1$: L'interrupteur du haut est fermé et par conséquent celui du bas ouvert.
- $f_k = 0$: L'interrupteur du haut est ouvert et par conséquent celui du bas fermé.

Les tensions simples de la machine sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_a = V_{aM} - V_{NM} \\ V_b = V_{bM} - V_{NM} \\ V_c = V_{cM} - V_{NM} \\ V_d = V_{dM} - V_{NM} \\ V_e = V_{eM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

La relation entre les tensions de phases V_a, V_b, V_c, V_d et V_e les fonctions de commande f_a, f_b, f_c, f_d, f_e est donnée par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{aM} = f_a E - \frac{E}{2} \\ V_{bM} = f_b E - \frac{E}{2} \\ V_{cM} = f_c E - \frac{E}{2} \\ V_{dM} = f_d E - \frac{E}{2} \\ V_{eM} = f_e E - \frac{E}{2} \end{cases} \quad (III.21)$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c + V_d + V_e = 0 \quad (III.22)$$

La résolution des équations (III.20) et (III.22) donne :

$$V_{NM} = \frac{1}{5} (V_{aM} + V_{bM} + V_{cM} + V_{dM} + V_{eM}) \quad (III.23)$$

On remplace les équations (III.21) et (III.23) dans le système (III.20), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{E}{5} \cdot \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \\ f_d \\ f_e \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

III.2.3.3. Stratégie de commande

La limitation des valeurs des harmoniques dans la machine asynchrone nécessite le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur. Ceci permet d'améliorer les performances du système [40].

On commande l'onduleur par la technique à MLI triangulo-sinusoidale.

III.2.3.4. Algorithme de commande

On définit l'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k (k=A, B, C, D, E) par les deux étapes suivantes [41].

- Etape 1 :

$$\begin{cases} v_{refK}(t) \geq v_p(t) \Rightarrow f_K = 1 \\ v_{refK}(t) < v_p(t) \Rightarrow f_K = 0 \end{cases} \quad (III.25)$$

- Etape 2 :

$$\begin{cases} f_K = 1 & \Rightarrow V_k = \frac{E}{2} \\ f_K = 0 & \Rightarrow V_k = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (III.26)$$

III.2.4. Cas d'un onduleur de tension pentaphasé (à 5-bras) à trois niveaux

L'onduleur pentaphasé à trois niveaux de type NPC, se compose de cinq bras identiques constitué chacun de quatre interrupteurs bicommandables montés en série, chaque interrupteur est composé d'un transistor/IGBT et d'une diode montée en tête bêche. Plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension de sortie.

Le schéma structurel d'un onduleur pentaphasé à trois niveaux est illustré par la figure (III.7)

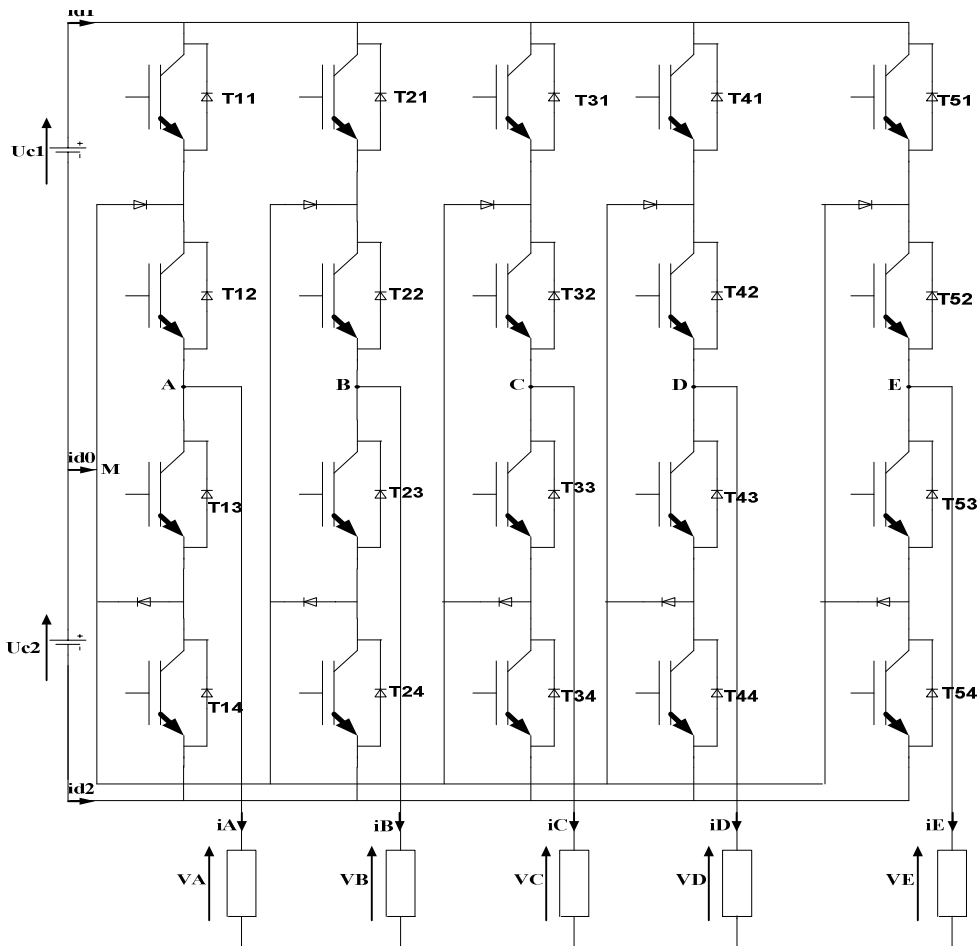


Figure III.7 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Les interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part.

III.2.4.2. Modélisation de l'onduleur

La symétrie des bras nous permet de simplifier l'étude de l'onduleur à un seul bras.

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- Les tensions d'entrée U_{c1} et U_{c2} sont égales et continues ;
- La chute de tension aux borne des interrupteurs est négligeable (supposés idéalisés) ;
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec le neutre isolé.

Sur la base de ces hypothèses, chaque couple transistor-diode est équivalent à un seul interrupteur bidirectionnel commandé par le signal B_{ks} (Figure III.8).

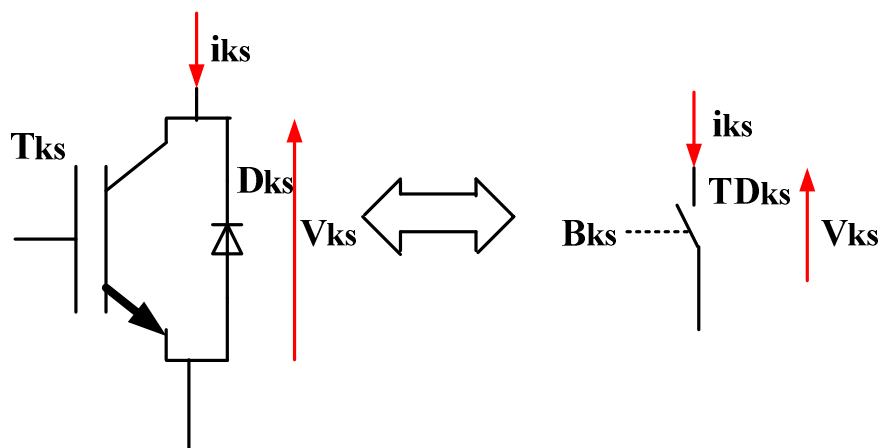


Figure III.8 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

Tableau III.2 Les différentes combinaisons des interrupteurs

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	B_K
1	1	0	0	U_{c1}
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{c2}$

Donc, on définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ks} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 \text{ si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{k1} = 0 \text{ si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du K, on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k1} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

Où k est le numéro du bras (k=1,2...5)

Les tensions de sortie sont données par

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_{11} - B_{12} \\ B_{21} - B_{22} \\ B_{31} - B_{32} \\ B_{41} - B_{42} \\ B_{51} - B_{52} \end{pmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{III. 28})$$

III.2.4.3. Algorithme de commande

Les tensions de référence de l'onduleur multiphasé à trois niveaux, sont données par l'équation suivante:

$$V_{ref} = V_m \sin \left(wt - \frac{2n\pi}{k} \right) \quad (\text{III. 29})$$

Tel que n=(0, 1, 2, ..., 4) et « k » est le nombre de phases

$$v_p(t) = \begin{cases} 2V_p \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{t}{T_p} \\ 2V_p \left(1 - \frac{t}{T_p} \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{III. 30})$$

Avec :

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse pour l'onduleur trois niveaux pour un bras "k" peut être résumé par :

$$\begin{cases} si |V_{ref}| \leq V_p \rightarrow B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 1 \\ si |V_{ref}| > V_p \text{ et } V_{ref} > 0 \rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 1 \\ si |V_{ref}| > V_p \text{ et } V_{ref} < 0 \rightarrow B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 1 \end{cases}$$

III.3. Association onduleurs-machines asynchrones

A l'aide de Matlab/Simulink, nous étudierons le comportement des machines présentées dans le chapitre précédent lors de leur alimentation par onduleur de tension à deux niveaux puis par onduleur de tension à trois niveaux.

III.3.1. Association de la machine asynchrone triphasée à un onduleur triphasé à deux niveaux

La machine asynchrone triphasée est alimentée par un onduleur de tension triphasé piloté par MLI sinus-triangle, avec $m=21$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (1).

a. Simulation et interprétation des résultats

A l'aide de Matlab/Simulink, Nous avons simulé l'association de l'onduleur à deux niveaux commandé en MLI($r=0.8$ et $m=21$) à une machine asynchrone triphasée à vide et en charge, les résultats de simulation sont illustrés sur la figure III.9. La montée de la vitesse est effectuée dans un temps d'environ 0.5 secondes pour atteindre une valeur de (157 rad/s). Le couple est nulle en régime permanent, mais quand on applique une charge $C_r=14$ N.m à l'instant $t=2s$ il augmente. Dans ce type d'alimentation nous remarquons que le couple s'ondule et les courant de la machine ne sont pas propres ils sont pollués vue que l'onduleur à deux niveaux comporte des harmonique temporelle qui pousse vers des ordres trop élevés.

III.3.2. Association de la machine asynchrone triphasée à un onduleur triphasé à trois niveaux

La machine asynchrone triphasée est alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux commandé par MLI sinus-triangle, avec $m=42$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (1).

a. Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation de l'ensemble machine asynchrone triphasée et onduleur de tension à trois niveaux représentés sur la figure III.10 montrent que les courbes sont similaires à celles obtenues par l'alimentation par onduleur à deux niveaux. Cependant, on constate qu'il y a une diminution des ondulations du couple électromagnétique et des courants de la machine, cette diminution est due par le fait de la minimisation des effets des harmoniques injectées par l'onduleur à deux niveaux.

L'allure de la tension à la sortie de l'onduleur a une forme proche de la sinusoïde.

III.3.3. Association de la MASDE à deux onduleurs triphasés à deux niveaux

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la technique MLI sinus-triangle, avec $m=21$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (2).

a. Simulation et interprétation des résultats

La figure III.11 représente les résultats de simulation de l'alimentation de la MASDE avec deux onduleurs de tension à deux niveaux, commandés par la technique MLI ($r=0.8$, $m=21$), à vide puis l'application d'un couple résistant égale à (14 N.m), dans un intervalle de temps [2s, 4s].

Pour un démarrage à vide la vitesse augmente progressivement et elle se stabilise au voisinage de 3000 tr/mn (vitesse de synchronisme), après la connexion de la charge à l'instant $t= 2$ s, elle diminue jusqu'à la valeur de 2550 tr/mn, puis elle revient à la valeur initiale après la déconnexion de la charge à l'instant $t=4$ s.

Le couple et les courants statoriques de la machine évoluent exactement de la même manière qu'avec alimentation directe par le réseau triphasé. Cependant, il ne peut être possible de ne pas remarquer les ondulations représentées sur les courbes du couple et des courants statoriques, qui sont dues essentiellement à la présence des harmoniques engendrés par les onduleurs de tensions.

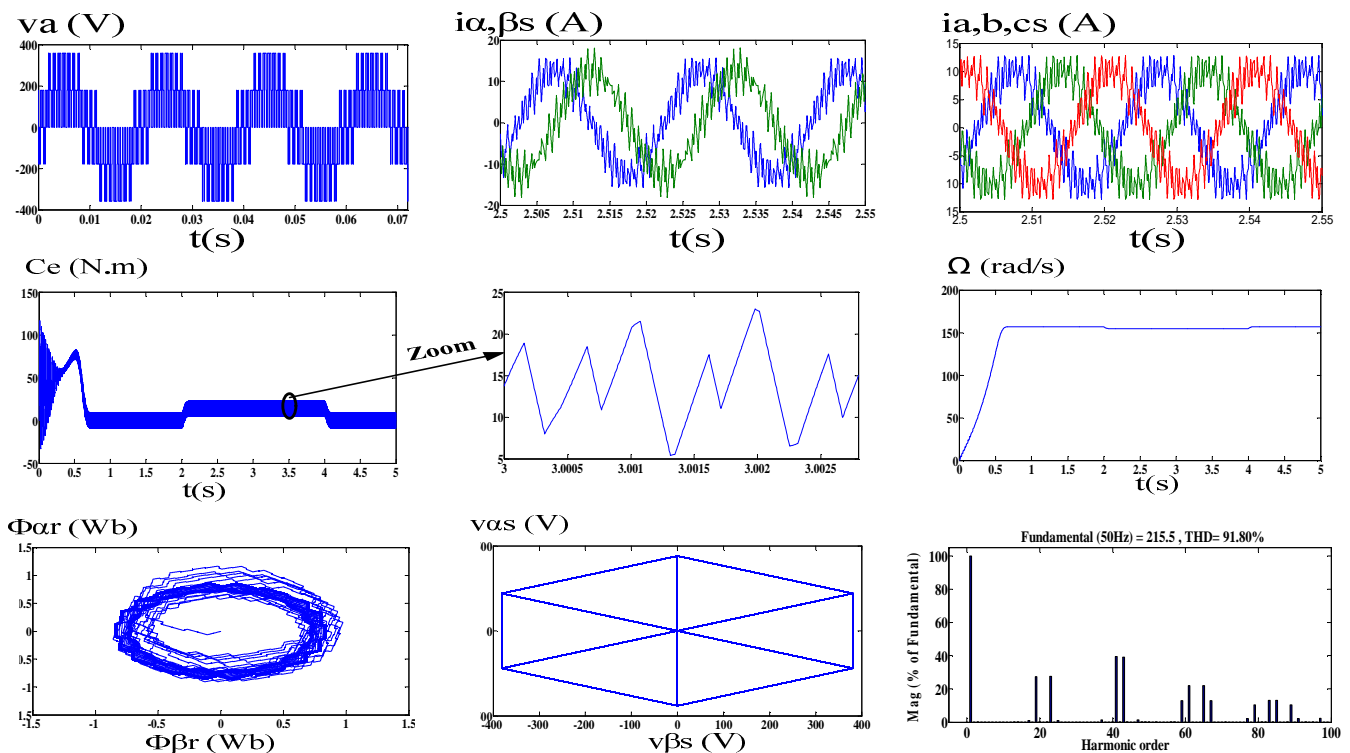


Figure III.9 Résultats de simulation de la MAS triphasé alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux

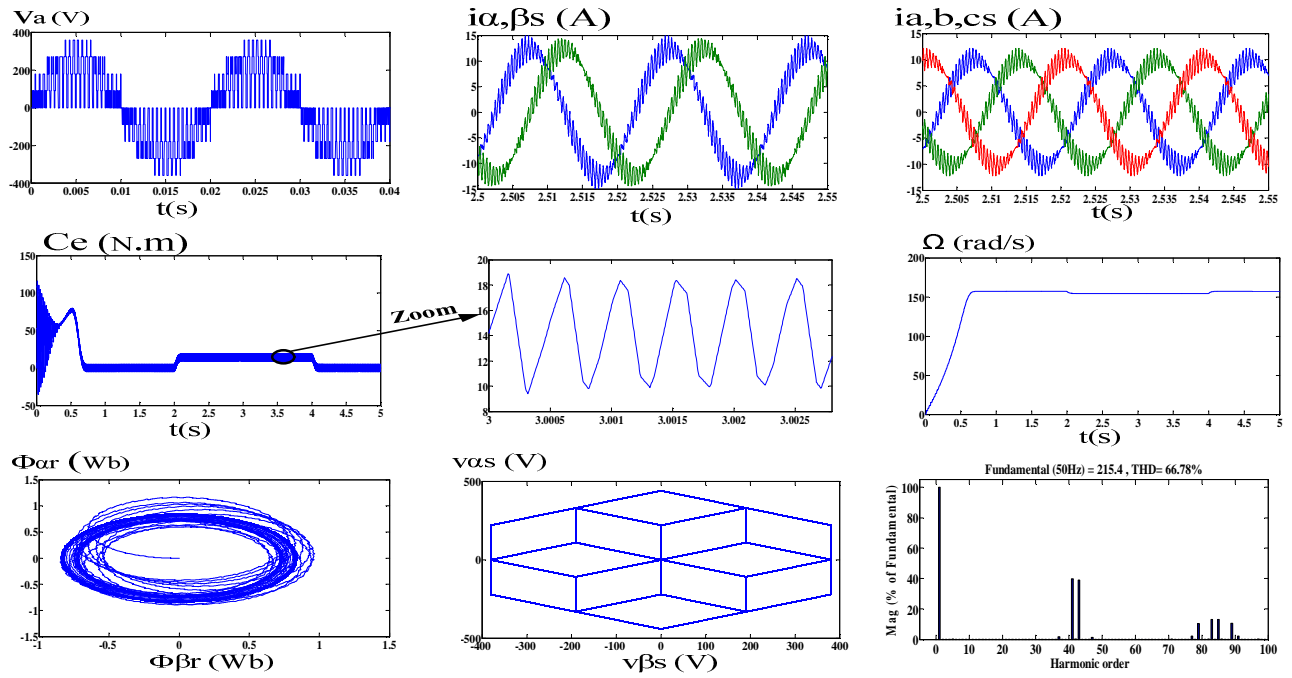


Figure III.10 Résultats de simulation de la MAS triphasé alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux

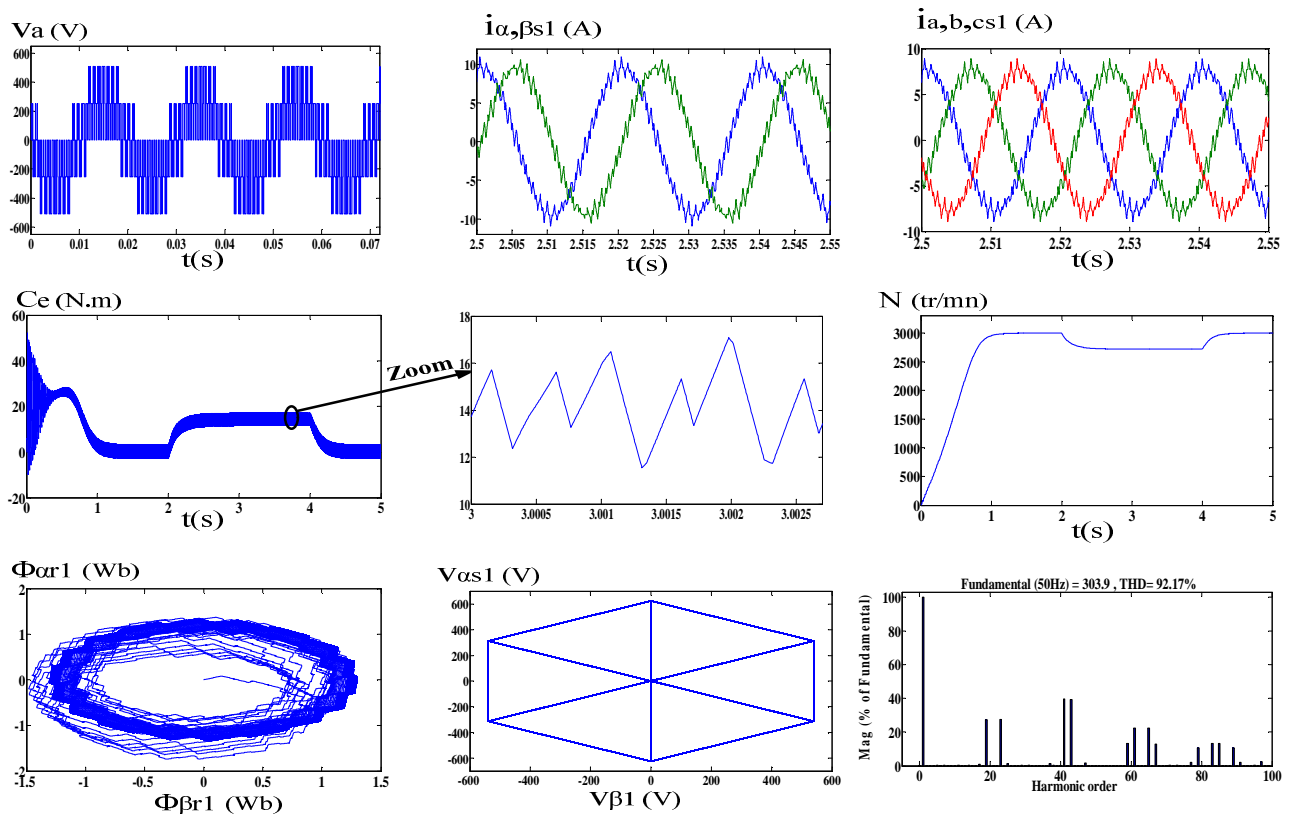


Figure III.11 Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à deux niveaux

III.3.4. Association de la MASDE à deux onduleurs triphasés à trois niveaux

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique MLI sinus-triangle, avec $m=42$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (2).

a. Simulation et interprétation des résultats

Les simulations reportées sur la figure III.12 concernent le démarrage de la MASDE triphasée alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, pilotés par la modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale à vide, puis l'application d'un couple de charge de 14 N.m à $t \in [2, 4s]$.

Par comparaison des résultats de simulation de l'alimentation cette machine par les deux onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux, on constate que l'évolution des grandeurs de la machine sont similaires, la seule différence c'est que l'amplitude des ondulations enregistrés sur les courbes du couple et des courants statoriques a diminué. Ainsi que la courbe de la tension à la sortie de l'onduleur montre que cette dernière prend une forme très proche de la sinusoïde.

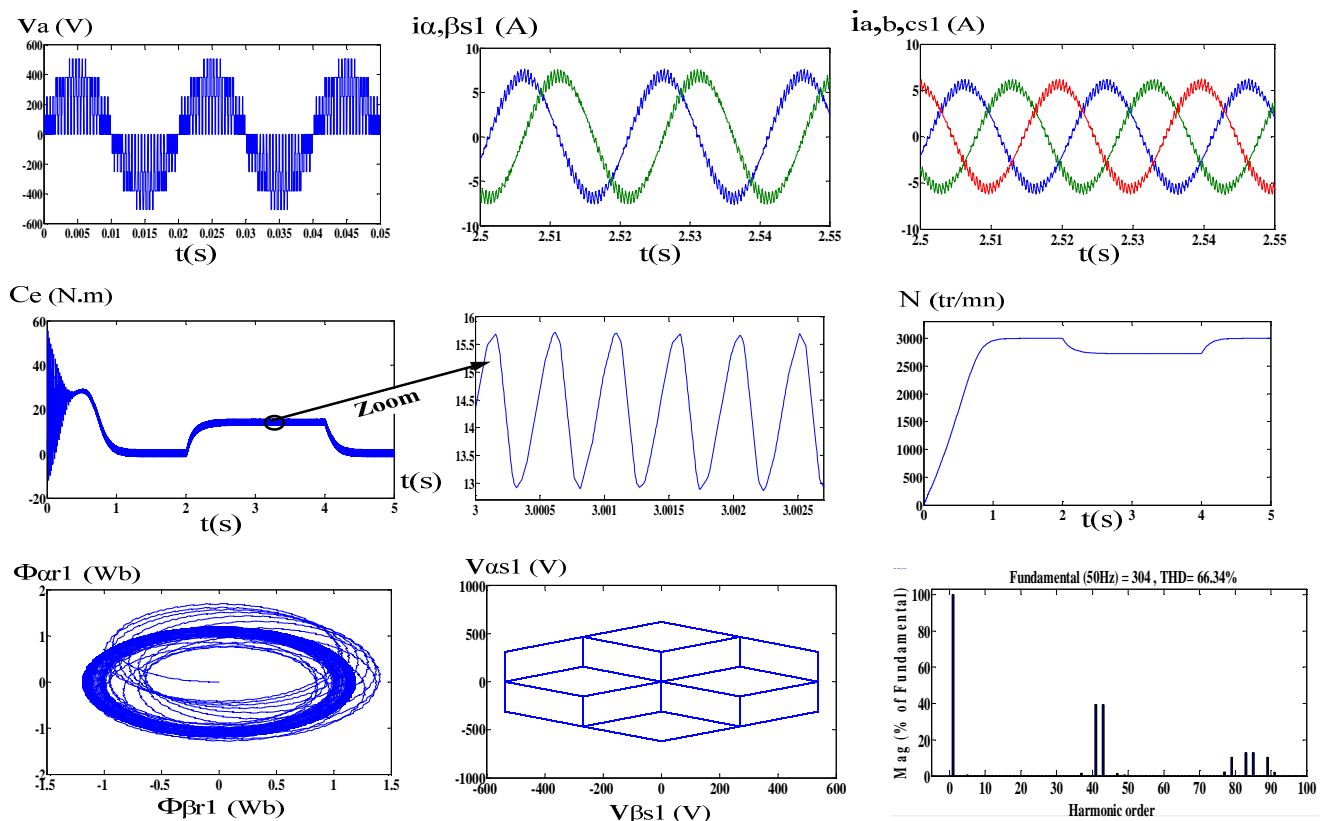


Figure III.12 Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à trois niveaux

III.3.5. Association de la machine asynchrone pentaphasée à un onduleur pentaphasé à deux niveaux

La machine asynchrone pentaphasée est connectée à un onduleur pentaphasé à deux niveaux commandé par MLI sinus-triangle, avec $m=21$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (3).

a. Simulation et interprétation des résultats

La figure II.13 représente l'évolution des caractéristiques de la machine pentaphasée alimentée par un onduleur pentaphasé à deux niveaux à vide puis en charge ($C_r=20$ N.m) pendant l'intervalle de temps $t \in [1.5 \text{ 2s}]$.

L'analyse des courbes de la figure III.13 montre que les résultats obtenus avec ce type d'alimentation sont presque similaire à ceux obtenus par l'alimentation directe par le réseau. Cependant une modification importante de ces allures et en particulier celles du couple et des courants, où nous visualisons des ondulations considérablement élevées, ces ondulations ne peuvent être démontrées que par l'effet des harmoniques induits par l'onduleur. La courbe représentant la variation de la tension v_{sx} en fonction de v_{sy} montre que les fuites au sain de la machine augmentant et ont des valeurs importantes.

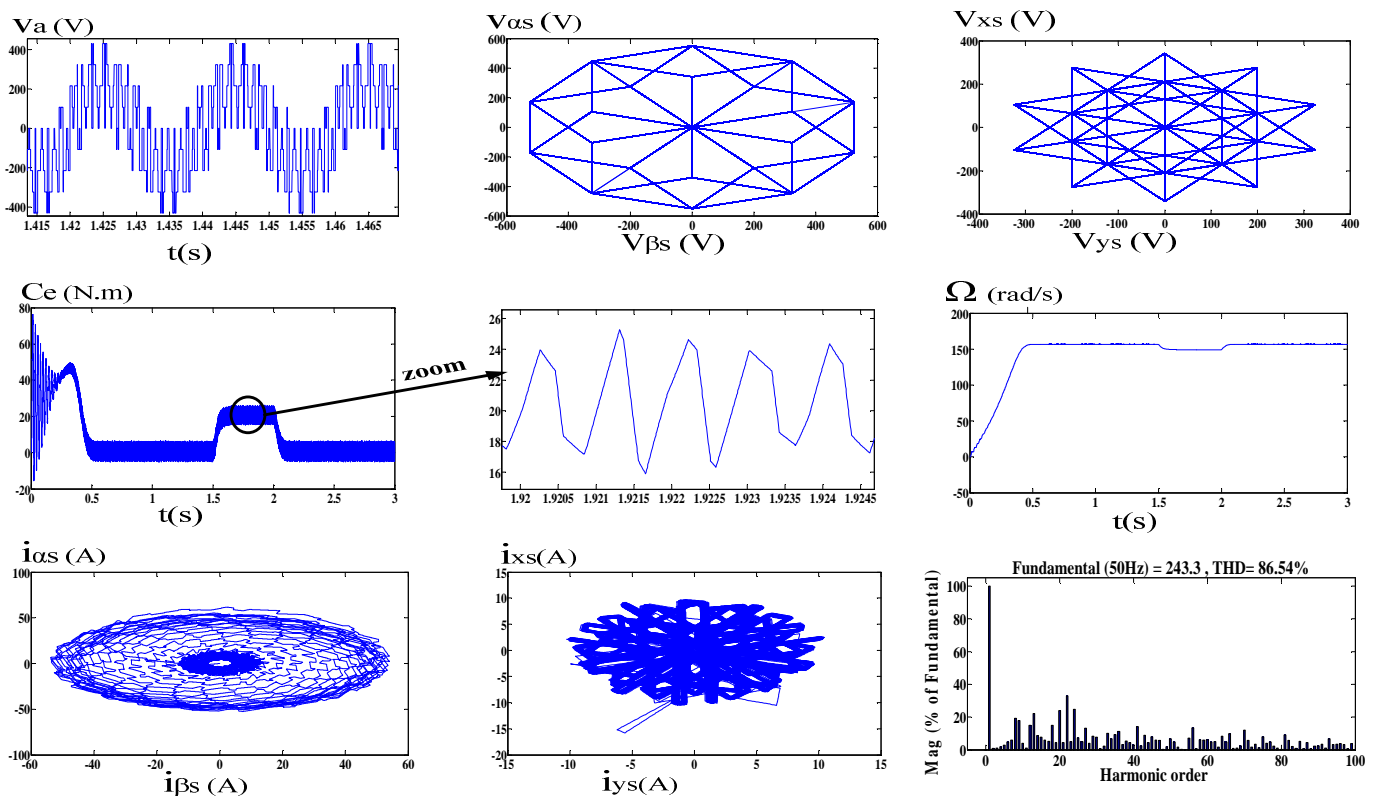


Figure III.13 Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimenté par un onduleur pentaphasé à deux niveaux

III.3.6. Association de la machine asynchrone pentaphasée à un onduleur pentaphasé à trois niveaux

La machine asynchrone pentaphasée est connectée à un onduleur pentaphasé à trois niveaux commandé par MLI sinus-triangle, avec $m=21$ et $r = 0.8$. Notons que les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe (3).

a. Simulation et interprétation des résultats

L'analyse des courbes de la figure III.14 qui représente les résultats de simulation de l'alimentation de la machine asynchrone pentaphasée par un onduleur pentaphasé à trois niveaux, nous a permis de constater une amélioration des performances de la machine, où les ondulations et les fuites à l'intérieure de la machine sont diminuées par rapport à l'alimentation par un onduleur à deux niveaux. Cette diminution ne peut s'expliquer que par la minimisation de l'effet des harmoniques due principalement aux niveaux de tension augmentés à la sortie de l'onduleur. La courbe représentant la variation de la tension v_{sx} en fonction de v_{sy} montre que les fuites au sein de la machine sont diminuées par rapport à l'alimentation par onduleur à deux niveaux.

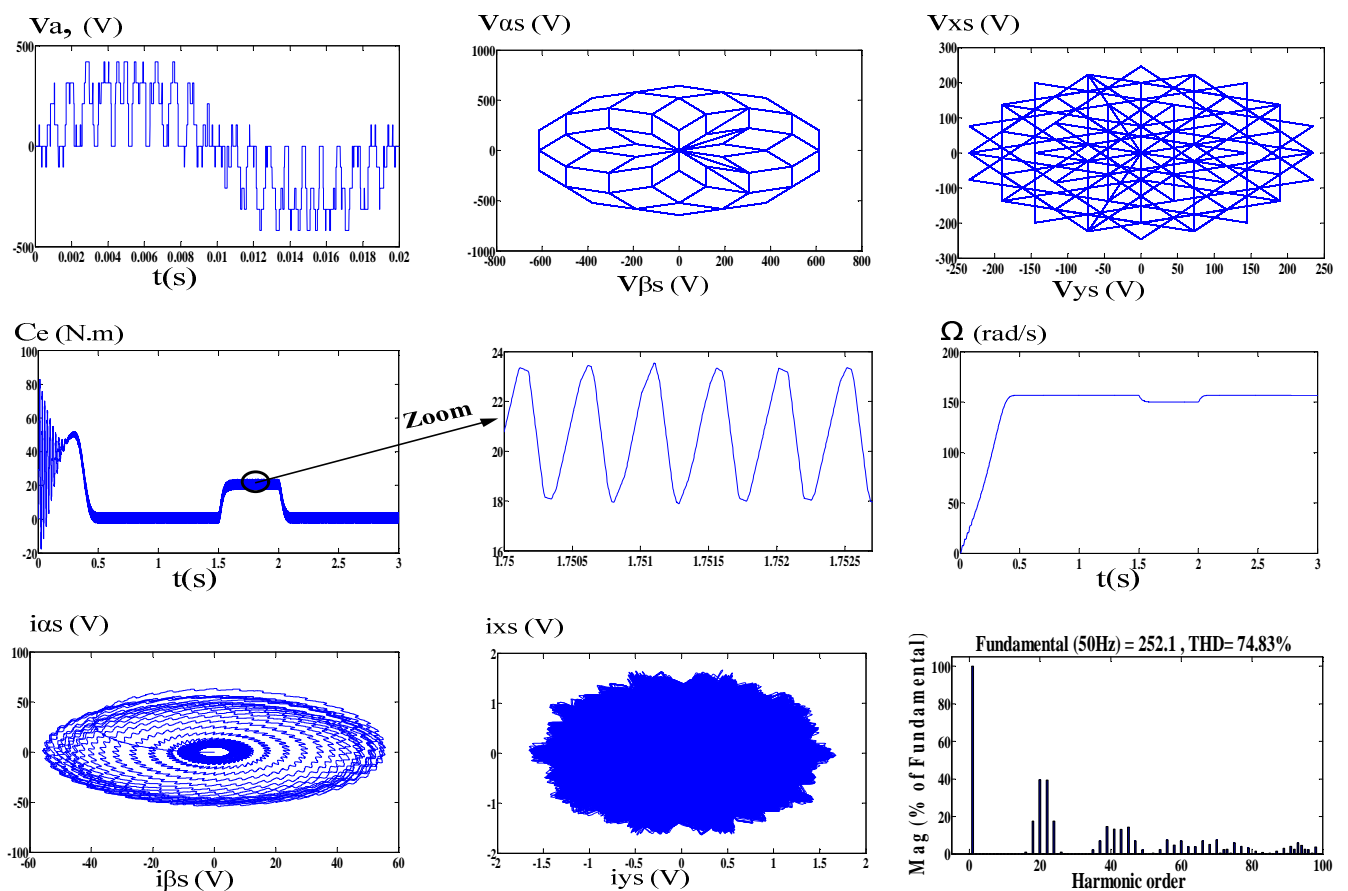


Figure III.14 Résultats de simulation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur pentaphasé à trois niveaux

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons analysé le comportement des machines asynchrones polyphasées alimentées par des onduleurs de tensions. L'un des inconvénients de ces machines est les composantes non séquentielles qui ne contribuent pas à la création du couple mais, elles engendrent des pertes sous forme de fuites aux niveaux du stator. Ces fuites sont les résultats de l'apparition des courants de circulations causé par la commande des onduleurs (MLI), la fréquence de hachage de la MLI induit ces courants là et par la suite l'apparition des fuites, des ondulations du couple ainsi que le son magnétique.

Mais lors de l'augmentation des niveaux de l'onduleur ces fuites décroissent ainsi que les ondulations du couple, les courants statoriques sont plus propres et moins pollués par ce type d'alimentation. Cette analyse nous permet de bien connaître le comportement de ces machines et elle nous insiste à la prise en compte de l'importance des composantes non séquentielles et leur prise en compte en cas de l'élaboration d'une commande. Ces composante non séquentielles peuvent induire en erreur, les différents estimateurs utilisés dans les commandes classiques tel que la commande à flux rotorique/statorique orienté, une bonne connaissance du comportement contribue énormément à la commande que ce soit en mode sein ou en mode dégradé.

Parmi les avantages des machines asynchrones multiphasées outre que la densité du couple, est leur fiabilité en cas d'un défaut que ce soit au niveau de l'onduleur ou au niveau de la machine, une étude de ce mode s'avère intéressante pour la complémentation du travail et c'est ce qui sera l'objet de notre prochain chapitre.

IV.1. Introduction

Plusieurs solutions existent dans la littérature offrant la possibilité d’un fonctionnement en mode dégradé. Nous avons pu distinguer celles qui prévoient un bras supplémentaire pour remplacer le bras défaillant, celle multipliant les nombres de convertisseur et de phases de machine (multi étoile, multi-convertisseur), ou bien les structures multi-phase qui consistent à augmenter le nombre de phases, réciproquement de cellules de commutation, de façon à maintenir la continuité de service après la défaillance d’une cellule (ou phase). Nous avons rencontré plusieurs variantes, suivant les nombres de phases installées. Leur majeur inconvénient est le nombre important de composant semi-conducteurs requis et la complexité de la machine associée. Ces derniers sont soumis à de fortes contraintes en courants. Cela implique l’utilisation de dispositifs de refroidissement de volume important, complexifiant le système. L’avantage des systèmes multiphasées est la grande fiabilité et tolérance aux pannes et la capacité de filtrer plus efficacement les pulsations de couple.

Nous allons analyser dans cette section le régime dégradé des machines modélisées précédemment (MAS triphasée, MASDE triphasée et machine asynchrone pentaphasée) tout en prenant en compte que le neutre de la machine est relié au neutre de la source.

La figure IV.1 décrit le schéma du système étudié en régime dégradé.

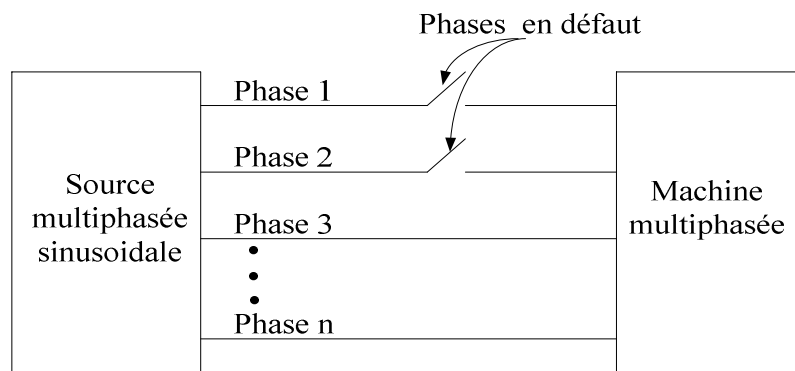


Figure IV.1 Schéma du système étudié en régime dégradé

IV.2. Régime dégradé de la machines asynchrone triphasée

Les types de défauts que nous étudierons sont : la rupture de la première phase (a), puis la rupture des deux phases (a) et (b). Nous allons montrer l’impact de ce défaut sur l’évolution temporelle des différentes grandeurs de la machine.

IV.2.1. Cas de rupture de la phase (a)

Nous présentons sur la figure IV.2 l’évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone

triphasée lorsque nous passons d'un fonctionnement sain à un fonctionnement défaillant. Pour analyser l'effet de la rupture de la phase (a) sur ces grandeurs, nous avons déconnecté la phase (a) à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

L'analyse du couple électromagnétique montre un changement important de son allure lorsque le défaut apparaît se manifestant avec un pic important suivie d'oscillations qui varient entre une valeur maximale de 75 Nm et une valeur minimale de -140 Nm, ce qui entraîne une forte vibration qui conduit à une détérioration totale du moteur et du système dont il est inséré.

La vitesse de rotation diminue d'une valeur de 3.2 rd/s à environ, nous visualisons l'apparition d'une légère ondulation lorsque le défaut de rupture apparaît.

L'allure représentant l'évolution temporelle des courants absorbés par les phases statoriques montre que le défaut de rupture de la phase (a) induit un déséquilibre et une augmentation de l'amplitude des courants des deux phases restées connectées.

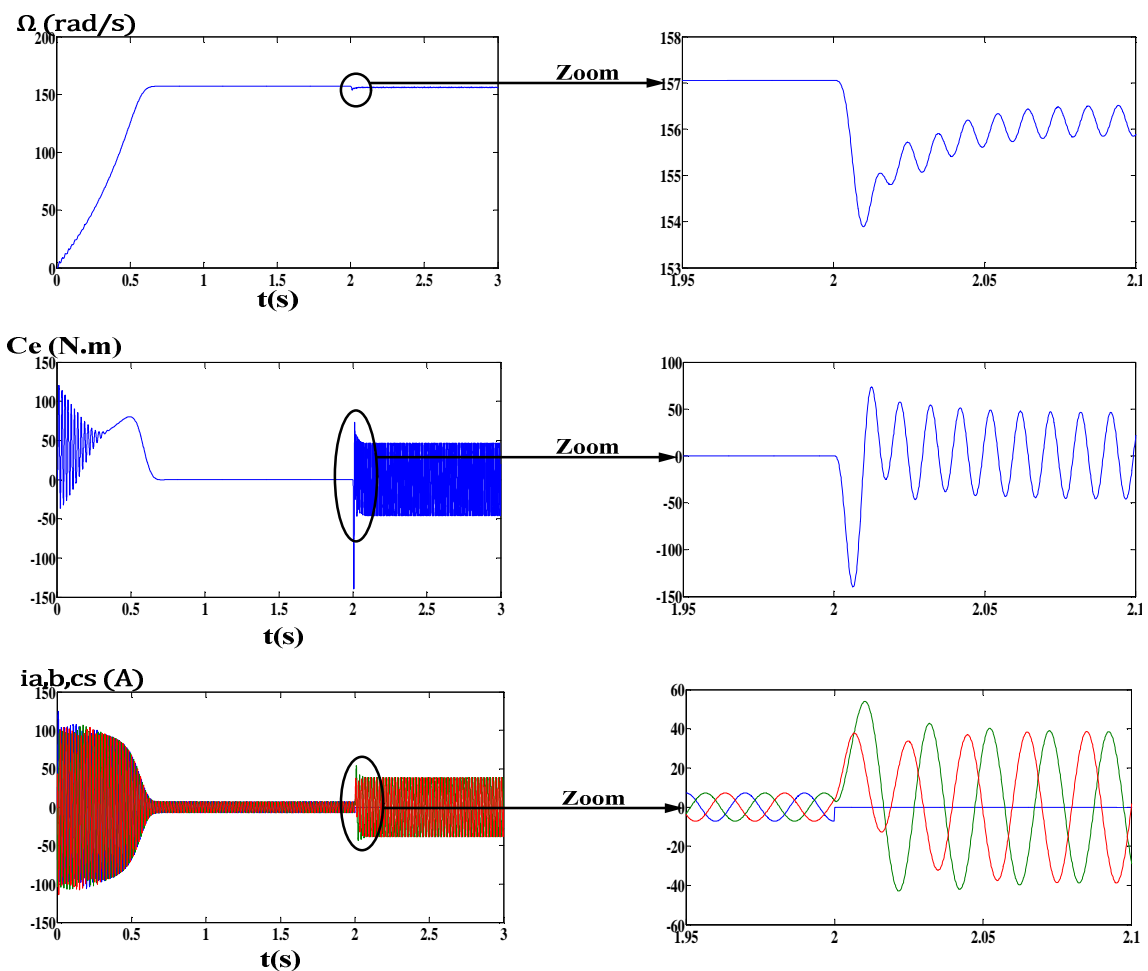


Figure IV.2 Evolution temporelle des grandeurs de la MAS en présence d'un défaut sur la phase (a) à $t = 2 \text{ s}$

IV.2.2. Cas de rupture de deux phases (a) et (b)

La figure IV.3 représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS triphasée lors de l'ouverture de la phase (a) et (b).

Lors de l'apparition de défaut de rupture des phases (a) et (b), la machine continue de fonctionner et se comporte comme une machine asynchrone monophasée dont son neutre est relié au neutre de la source.

La vitesse de rotation de la machine diminue d'une valeur très importante comparativement à celle obtenue dans le cas de rupture d'une seule phase. Le couple électromagnétique représente des oscillations d'amplitude importante qui varient entre 40 et -190 Nm. Le courant statorique de la phase restée connectée prend une forme autre que la sinusoïde dont son amplitude varie d'une manière irrégulière en fonction du temps.

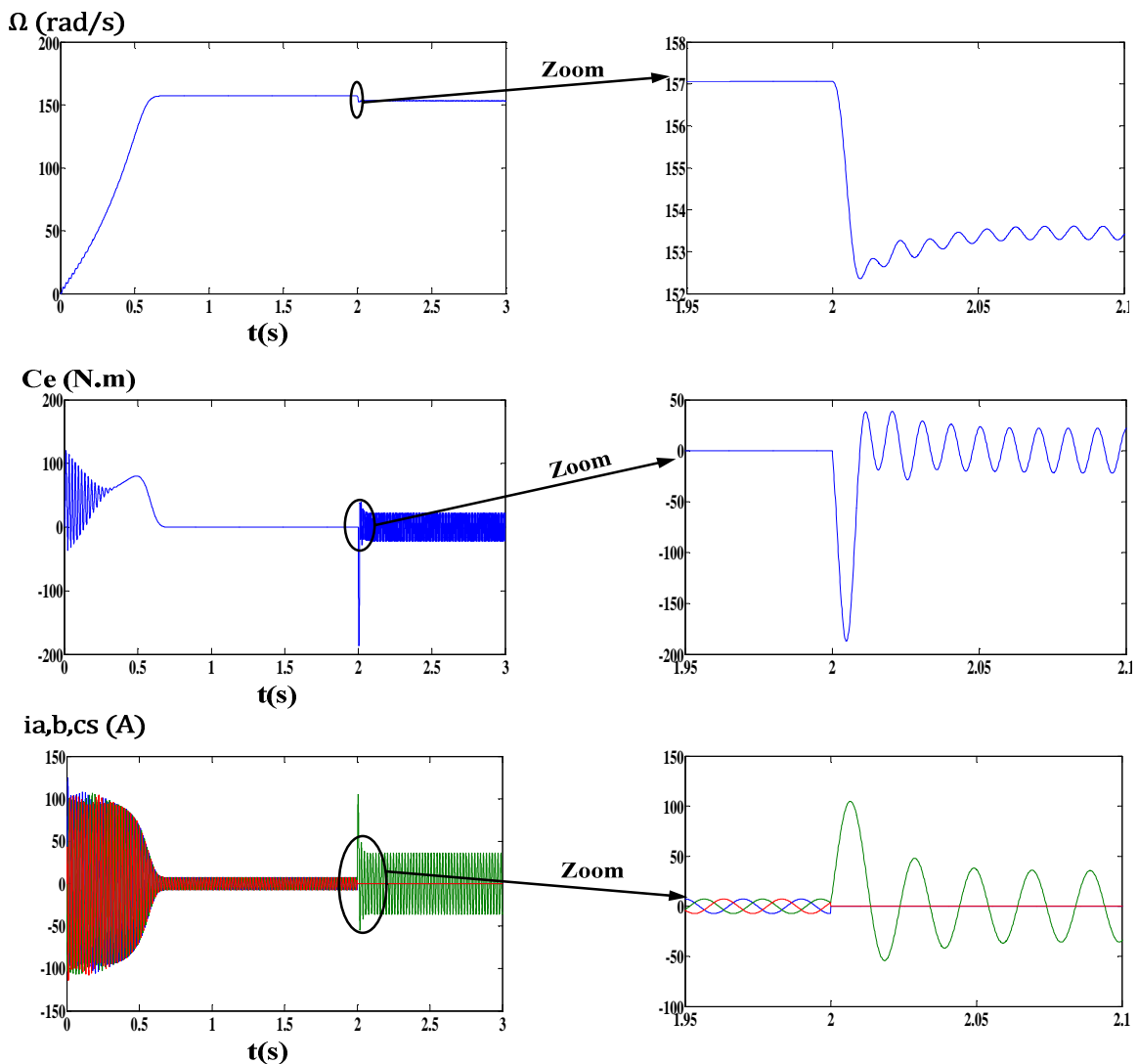


Figure IV.3 Evolution temporelle des grandeurs de la MAS en présence d'un défaut sur les phases (a) et (b) à $t = 2$ s

IV.3. Régime dégradé de la MASDE triphasée

Les types de défauts que nous étudierons pour cette machine sont : la rupture de la phase (a1) de la première étoile, la rupture de la phase (a2) de la deuxième étoile, ensuite la rupture de la phase (a1) et (b1) de l'étoile 1 puis la rupture de la phase (a1) et (c1) de l'étoile 1 et en finale la rupture des phases (a1) et (a2) simultanément. Nous allons montrer l'impact de ces défauts sur l'évolution temporelle des différentes grandeurs de la machine.

IV.3.1. Cas de rupture d'une phase dans l'étoile 1 (a1)

La figure IV.4 représente l'évolution des grandeurs de la MASDE triphasée en fonctionnement normal puis en fonctionnement dégradé après la déconnexion de la phase (a1) à l'instant $t = 2$ s.

On constate que le fonctionnement de la MASDE en régime dégradé est possible. Lors de l'ouverture de la phase (a1), une légère perturbation est survenue sur la vitesse de rotation d'où on visualise une diminution aux tours de 7 tr /mn. Le couple électromagnétique est trop perturbé en visualisant un pic important suivi de fortes ondulations comprises entre 15 et -20 Nm. Les courants absorbés par les enroulements statoriques se manifestent avec un certain déséquilibre de phase et en amplitude.

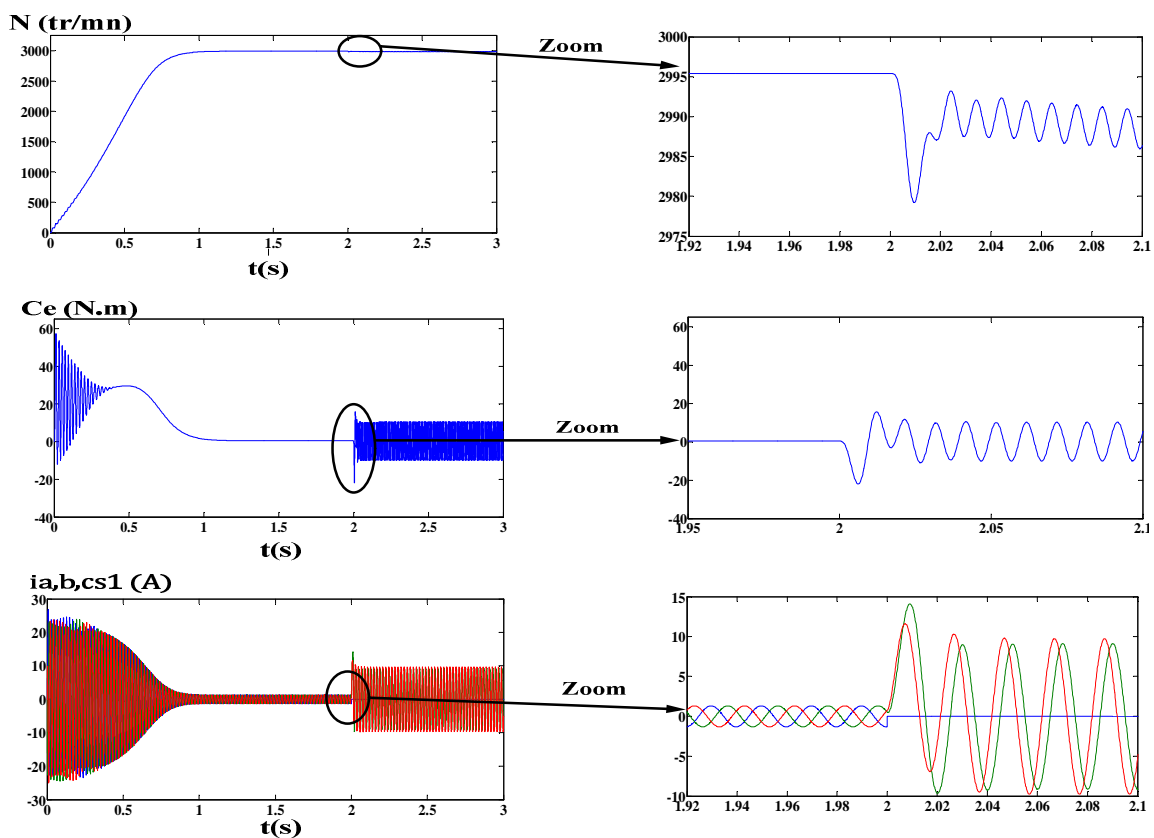


Figure IV.4 Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur la phase (a1) à $t = 2$ s

IV.3.2. Cas de rupture d'une phase dans l'étoile 2 (a2)

Nous présentons sur la figure IV.5 l'évolution temporelle des grandeurs de la MASDE triphasée lors de l'ouverture de la phase (a2) à l'instant $t = 2$ s.

Lors de l'application du défaut on constate que la vitesse de rotation diminue d'une valeur de 10 tr/mn, avec l'apparition d'une légère ondulation. Le couple électromagnétique est très ondulatoire et très perturbé par rapport au fonctionnement normal. Les courants absorbés par les deux phases restées connectées sont fortement déséquilibrés en phase et en amplitude.

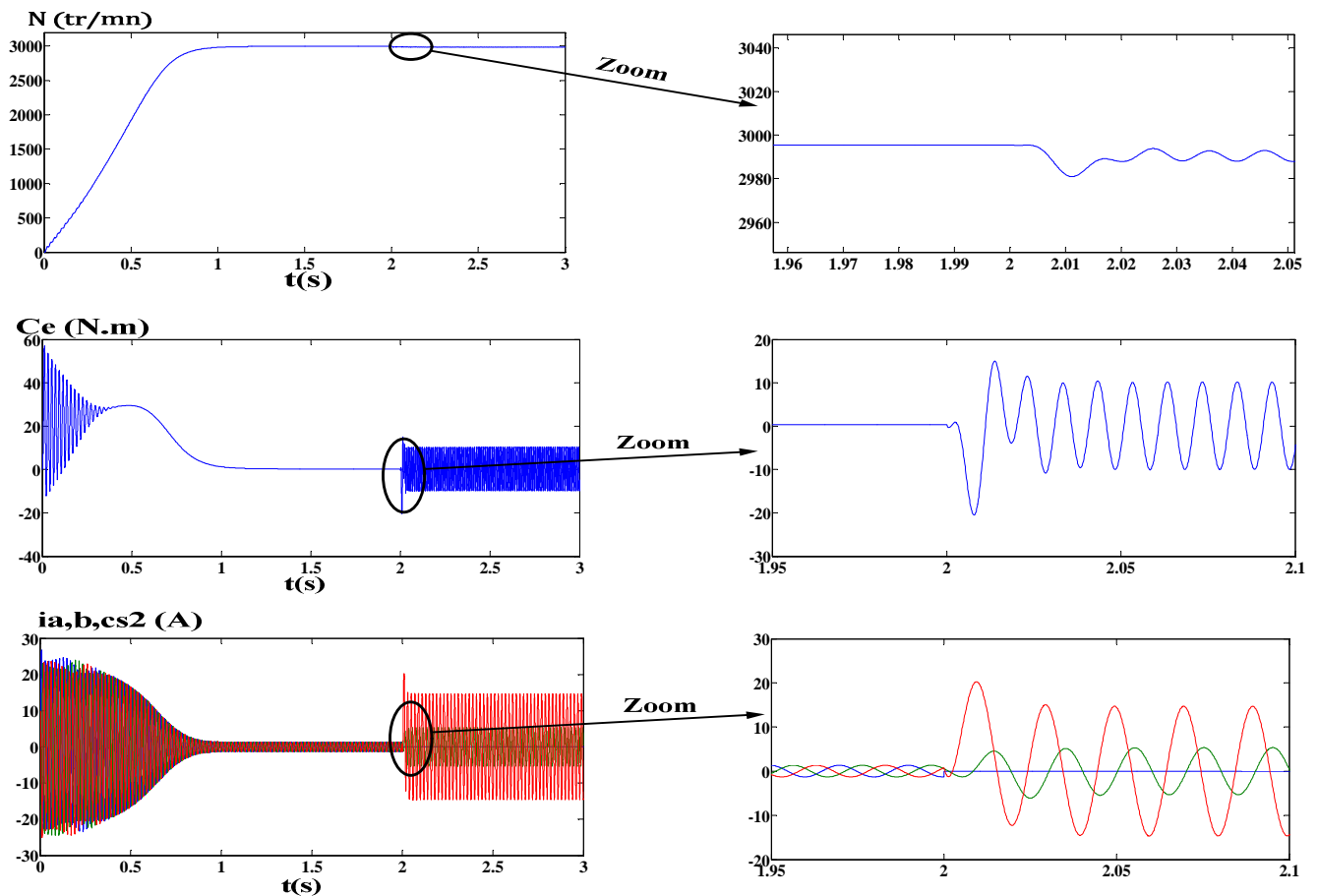


Figure IV.5 Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur la phase (a2) à $t = 2$ s

IV.3.3. Cas d'une rupture de deux phases de l'étoile 1 (a1 et b1)

La figure IV.6 remporte les allures représentant l'évolution des caractéristiques de la MASDE triphasée lorsque les deux phases (a1) et (b1) de l'étoile 1 sont atteintes d'un défaut de rupture à l'instant $t = 2$ s.

Lors de l'apparition du défaut on observe une diminution importante de la vitesse de rotation. Le pic du couple électromagnétique est plus important comparativement à celui observé dans le cas d'une rupture

d'une seule phase et les ondulations du couple sont comprises entre 10 et -30 Nm . Le courant absorbé par la phase restée connectée de l'étoile 1 est fortement déséquilibré en phase et en amplitude.

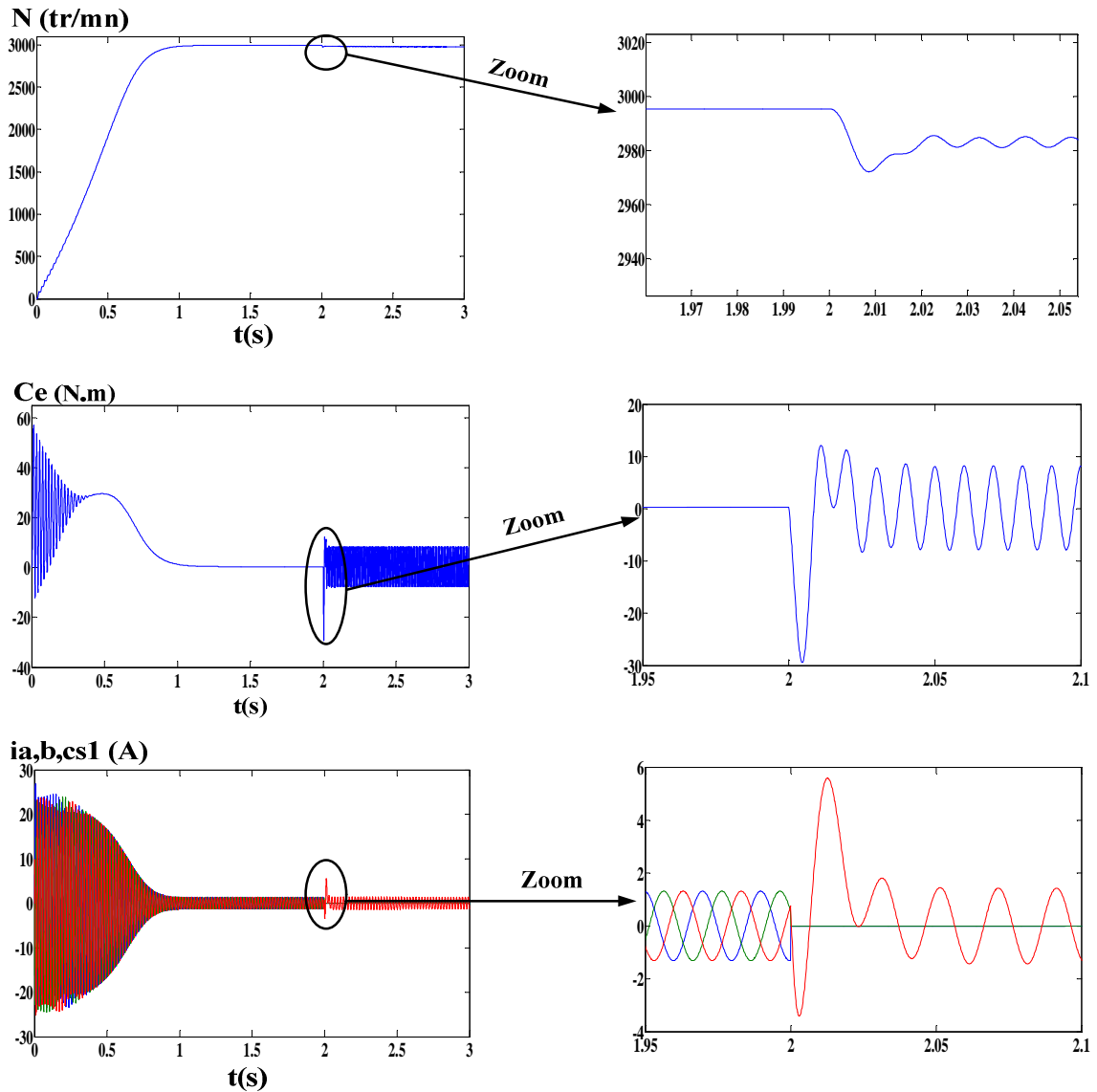


Figure IV.6 Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (b1) de l'étoile 1

IV.3.4. Cas d'une rupture de deux phases de l'étoile 1 (a1 et c1)

La figure IV.7 montre l'impact du défaut de rupture des deux phases (a1) et (c1) sur l'évolution temporelle des grandeurs de la MASDE.

Lors de l'apparition du défaut on remarque que la vitesse de rotation chute et varie d'une manière irrégulière. Le couple électromagnétique est fortement pulsatoire dont en observant un pic moins important par rapport à ce observé dans le cas de rupture des phases (a1) et (b1), ainsi que le couple oscille dans

l'intervalle de 15 et -25 Nm. Le courant statorique perd sa forme sinusoïdale dont en visualisant un courant tout à fait déséquilibré.

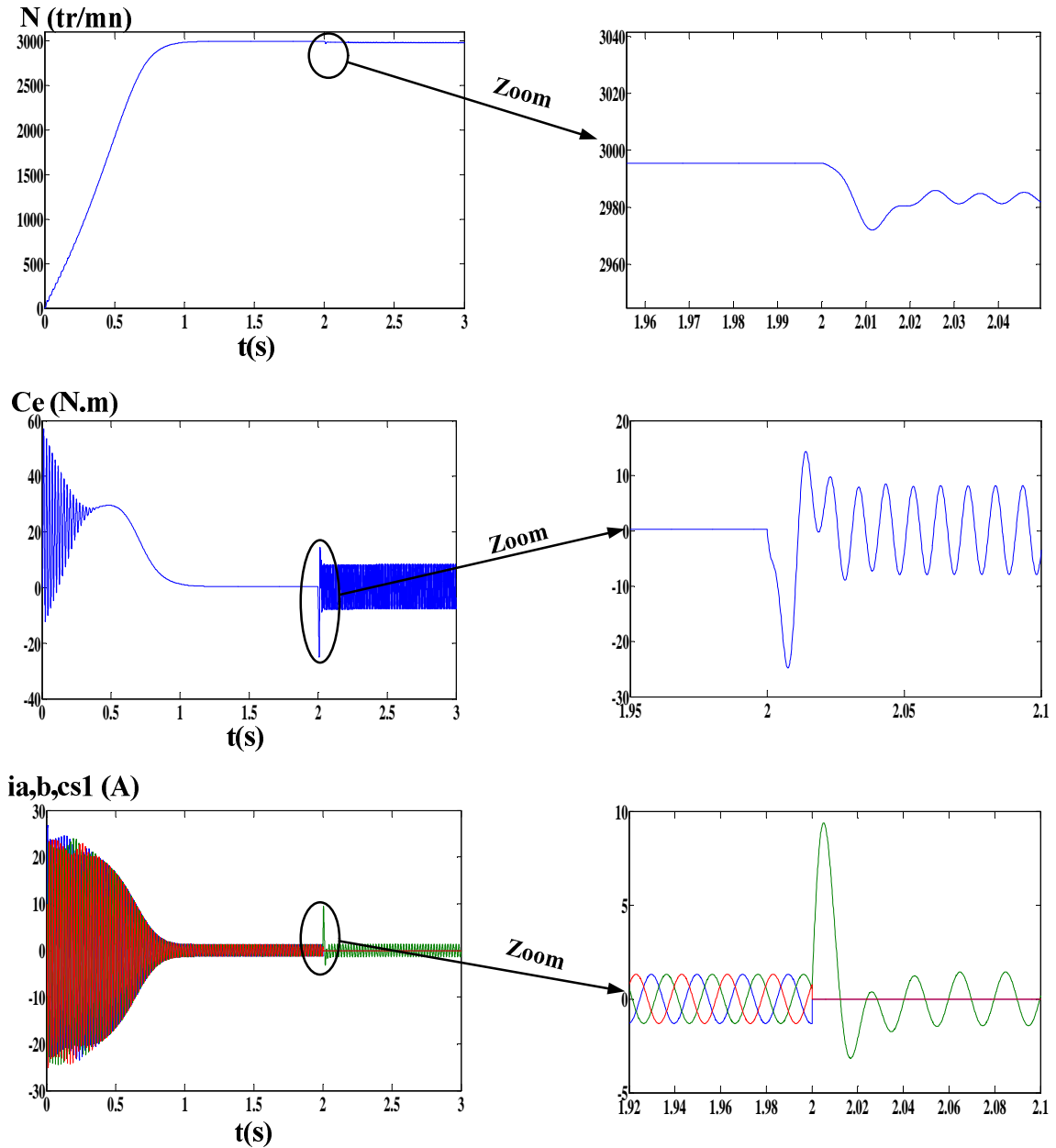


Figure IV.7 Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (c1) de l'étoile 1

IV.3.3. Cas de rupture de deux phases (a1 et a2) de l'étoile 1 et 2 respectivement

Nous présentons sur la figure IV.8 l'évolution temporelle des grandeurs de la MASDE triphasée lorsque nous passons d'un fonctionnement sain à un fonctionnement défaillant. Pour analyser l'effet de la rupture de deux phases (a1) et (a2) de l'étoile 1 et 2 sur ces grandeurs, nous avons choisi de les rendre déconnectées à l'instant $t = 2 s$.

Lors de l'apparition d'un défaut sur les deux phases (a1) et (a2), une diminution importante de la vitesse de rotation est survenue. Le couple électromagnétique est très perturbé et très ondulatoire comparativement au cas de rupture de deux phases ces ondulations sont comprises entre 20 et -40 Nm. Les courants statoriques se manifestent avec un certain déséquilibre de phase et en amplitude.

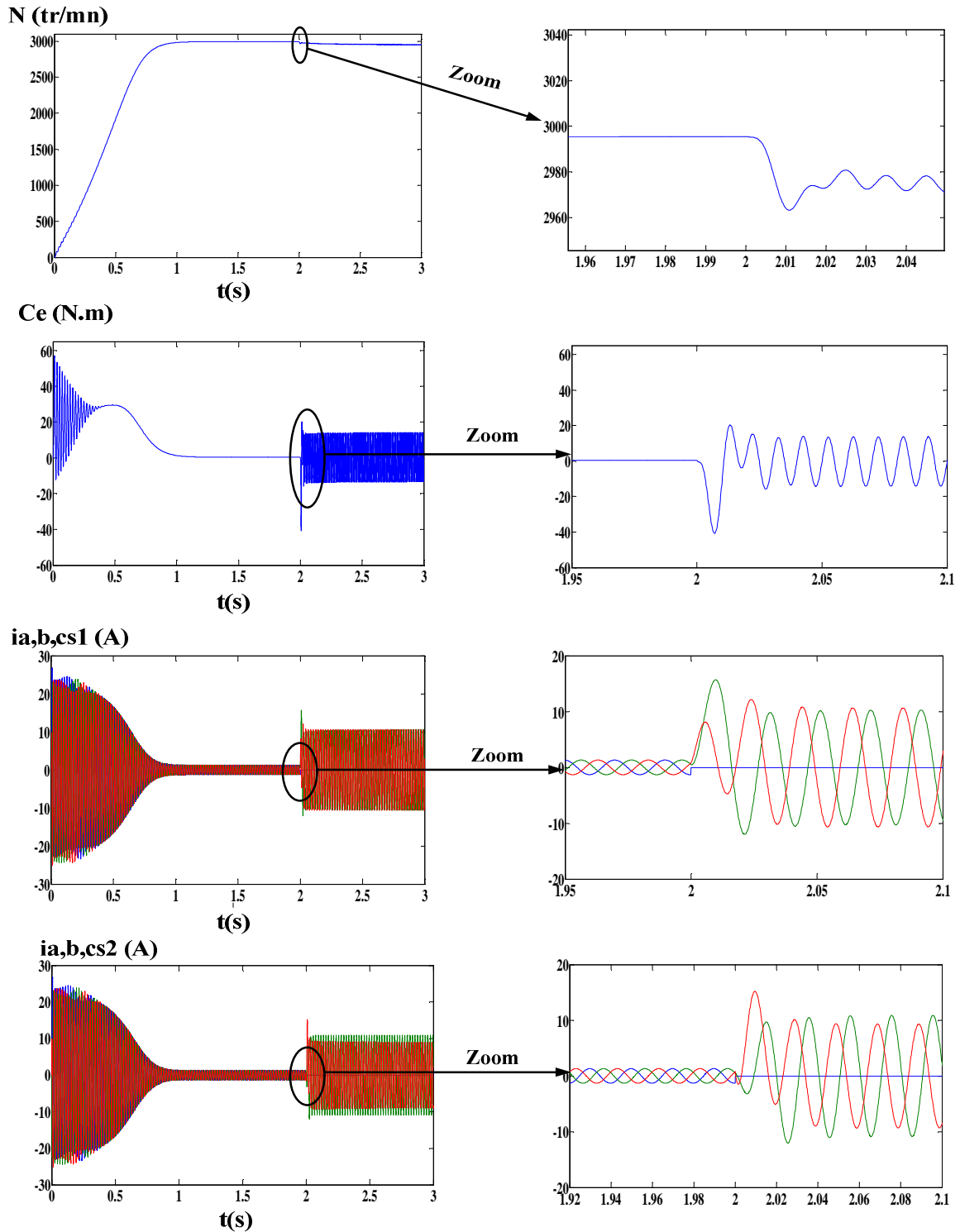


Figure IV.8 Evolution temporelle des grandeurs de la MASDE en présence d'un défaut sur les phases (a1) et (a2) de l'étoile 1et 2 respectivement à $t = 2$ s

IV.4. Régime dégradé de la machines asynchrone pentaphasée

Les types de défauts que nous étudierons pour cette machine sont : la rupture de la phase (a) ensuite, la rupture de la phase (a) et (b) puis, la rupture de la phase (a) et (c). Nous allons montrer l'influence de ces défauts sur l'évolution temporelle des différentes grandeurs de la machine.

IV.4.1. Cas d'une rupture de la phase (a)

La figure IV.9 représente l'évolution des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en fonctionnement normal puis en fonctionnement dégradé après la déconnexion de la phase (a) à l'instant $t = 2 s$.

Lorsque le défaut de phase apparaît on remarque que la vitesse de rotation chute de sa valeur de référence. Le couple électromagnétique présente un pic important sur son allure suivi par des oscillations qui varie entre 20 et -38 Nm, ce qui induit à une détérioration totale de la machine. Les courants statoriques sont perturbés et déséquilibrés par rapport à ceux du fonctionnement normal.

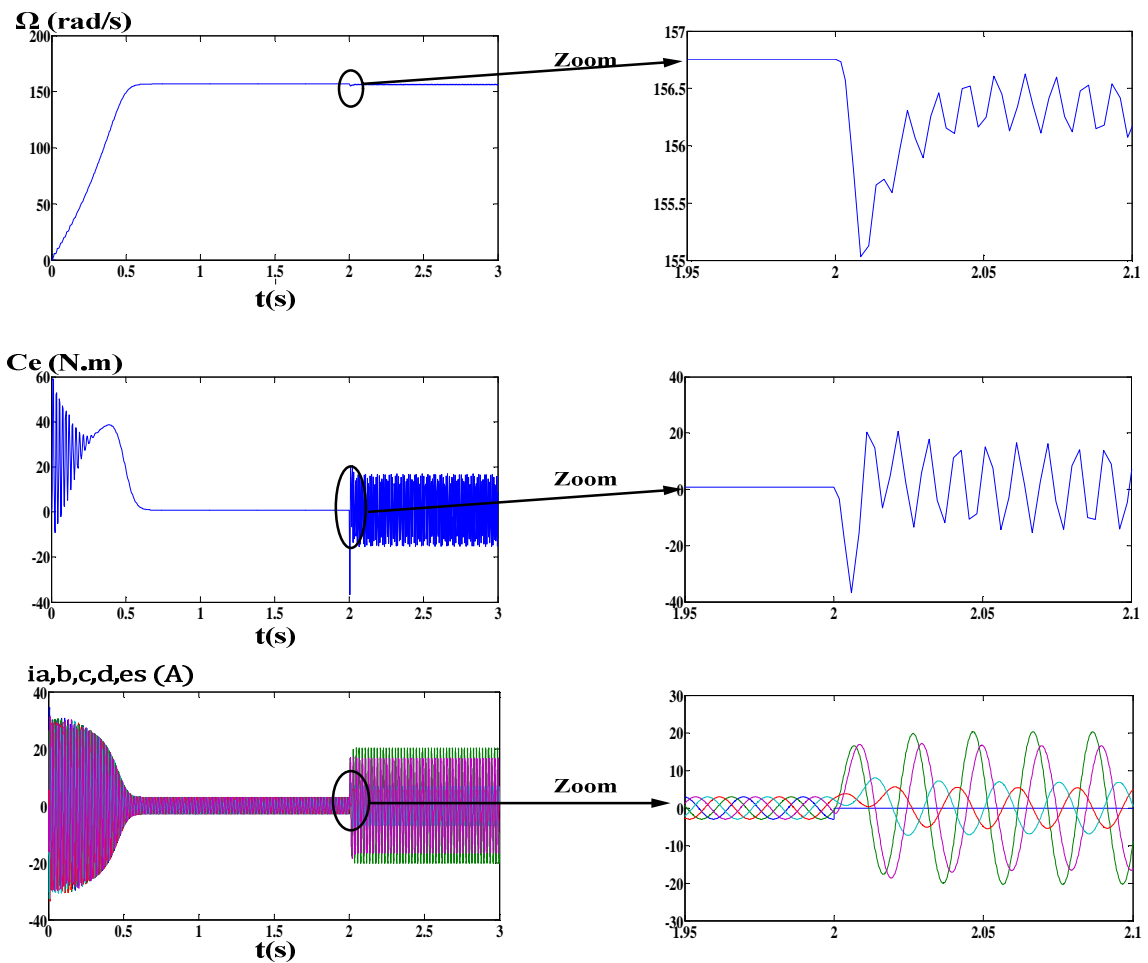


Figure IV.9 Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en présence d'un défaut sur la phase (a) à $t = 2 s$

IV.4.2. Cas de rupture de deux phases (a) et (b) (deux phases adjacentes)

La figure IV.10 représente l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée lorsque deux phases (a) et (b) sont en défauts à $t = 2$ s.

La machine continue de tourner avec seulement trois phases saines. L'analyse du couple électromagnétique montre une modification importante de son allure lorsque le défaut apparaît se manifestant avec un pic important (diminution de zéro jusqu'à - 30 N.m) suivi par des oscillations de la grandeur sensée être continue et constante, le couple oscille entre une valeur maximale de 15 Nm et une valeur minimale de -35 Nm. La courbe qui représente les courants statoriques montre que ces derniers sont perturbés et déséquilibré par rapport à ceux du fonctionnement normal. La vitesse de rotation diminue de 157 rad/s jusqu'à 154 rad/s lors de la déconnexion des deux phases (a) et (b), avec l'apparition d'une légère ondulation.

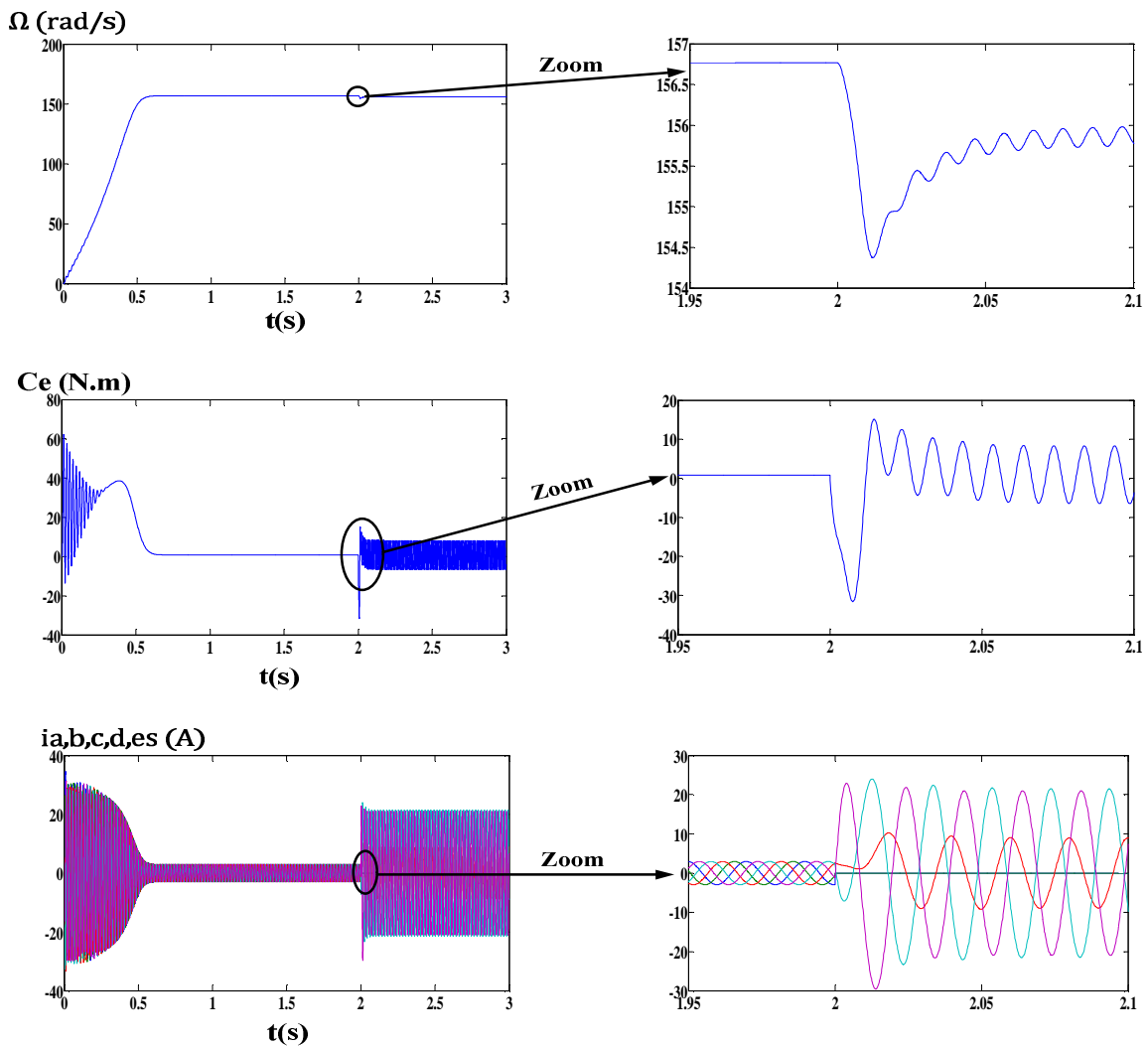


Figure IV.10 Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en cas de rupture de la phase (a) et (b) à $t = 2$ s

IV.4.3 Cas de rupture de deux phases (a) et (c) (deux phases non adjacentes)

La figure IV.11 représente l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée lorsque les deux phases (a) et (c) sont déconnectées à $t = 2 \text{ s}$.

La machine continue de tourner avec seulement trois phases. Les ondulations du couple électromagnétique sont comprises entre 25 et -65 Nm cet intervalle est plus important par rapport au cas de la rupture de la phase (a) et (b). Les courants absorbés par les phases restées connectées sont totalement perturbés et déséquilibré par rapport à ceux du fonctionnement normal. La vitesse de rotation diminue de 157 rad/s jusqu'à 153 rad/s lors de la déconnexion des deux phases a et b, avec l'apparition d'une légère ondulation.

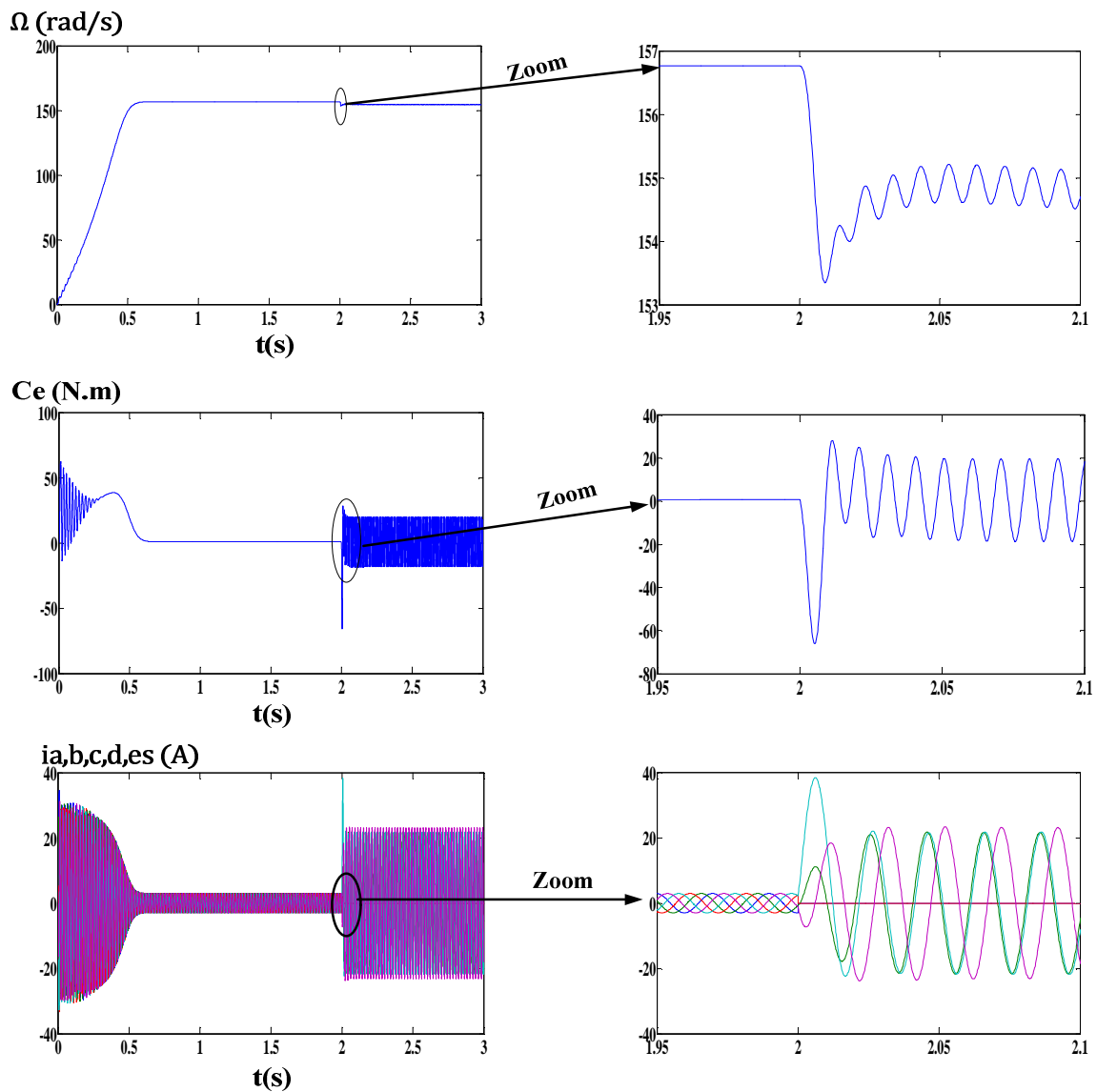


Figure IV.11 Evolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pentaphasée en présence d'un défaut sur les phases (a) et (c) à $t = 2 \text{ s}$

IV.5. Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre, nous permettent de déduire que les machines asynchrones multiphasées (triphasée, double étoile et pentaphasée) peuvent fonctionner en régime dégradé, soit avec une ou deux phases déconnectées. Ce qui justifie notre travail et étude en montrant l'intérêt des machines multiphasées qui nous assurent la continuité de travail (sûreté de fonctionnement) en mode dégradé mais avec une dégradation des performances des machines (couple très perturbé et ondulé. Vitesse diminuée et courants statoriques déséquilibrés en phase et en amplitude).

Ces résultats sont une introduction à la commande des machines asynchrones dans le régime dégradé. Une bonne connaissance du comportement de la machine permet d'obtenir de meilleurs résultats coté commande.

Conclusion générale

Afin de pouvoir contrôler la vitesse des machines asynchrones multiphasées, il est nécessaire de les alimenter par des onduleurs de tensions commandés par la technique MLI. Ces onduleurs engendrent des courants harmoniques de circulation et par conséquent l'apparition des fuites, des ondulations du couple ainsi que le son magnétique. Pour minimiser l'effet de ces courants il est nécessaire d'augmenter les niveaux des onduleurs de tension (onduleurs multiniveaux).

Parmi les avantages des machines asynchrones multiphasées est leur possibilité de fonctionnement en régime dégradé, mais avec une dégradation des grandeurs électriques et mécaniques de ces machines (ondulations du couple, courants statoriques perturbés et déséquilibrés et diminution de la vitesse de rotation).

Nous nous sommes tout d'abord intéressés dans le premier chapitre aux machines asynchrones multiphasées afin de présenter leurs caractéristiques, ainsi aux onduleurs multiniveaux avec présentation des avantages et des inconvénients des différentes structures de ces onduleurs.

Dans le deuxième chapitre nos efforts ont été consacrés à la modélisation des machines asynchrones multiphasées. Après la description de ces machines, nous avons développé en premier lieu un modèle triphasé de la MAS, un modèle de la MASDE et un modèle d'une machine asynchrone pentaphasée, en deuxième lieu un modèle biphasé de ces machines basé sur la transformation de Concordia. Ensuite nous avons analysé le comportement de ces machines alimentées directement par des systèmes de tensions sinusoïdales et équilibrés.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation des onduleurs multiniveaux (à deux et à trois niveaux) commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangulaire. Nous présentons par la suite les résultats de simulation des différentes machines multiphasées alimentées par les onduleurs multiniveaux, et nous avons montré les performances et les avantages des onduleurs à trois niveaux vis-à-vis des onduleurs à deux niveaux à partir des résultats de simulations effectuées sur le logiciel MATLAB.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié le comportement des machines multiphasées en régime dégradé (déconnexion d'une ou de deux phases).

Et comme perspective nous proposons :

- Elaboration d'un modèle en défaut de l'association onduleur-machine ;
- La prise en compte de la variation de la mutuelle stator/rotor dans le cas d'un défaut ;
- Validation des résultats par expérimentation.

ANNEXE 1

Paramètres de la machine asynchrone triphasée

La machine utilisée en simulation est une machine asynchrone triphasée dont les paramètres utilisés sont comme suit:

Puissance: $P = 7.5KW$

Couple de charge : $C_r = 14N.m$

:

Paramètres électriques	MAS triphasé
r_s : Résistance statorique [Ω]	0.63
r_r : Résistance rotorique [Ω]	0.4
\mathcal{L}_s : Inductance cyclique statorique [H]	0.097
\mathcal{L}_r : Inductance cyclique rotorique [H]	0.091
\mathcal{M}_{sr} : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]	0.091
P : Nombre de paire de pôles	2
Paramètres mécaniques	
J : Inertie mécanique [$kg.m^2$]	0.22
K_f : Coefficient de frottement [$kg.m^2/s$]	0.001

ANNEXE 2

Paramètres de la MASDE

La machine double étoile simulée possède les caractéristiques suivantes :

Puissance : $P = 4.5 \text{ KW}$

Couple de charge : $C_r = 14 \text{ Nm}$

Paramètres électriques	MASDE
r_s : Résistance d'une phase statorique (étoile 1 et 2) [Ω]	3.72
r_r : Résistance d'une phase rotorique [Ω]	2.12
$L_1 = L_2$: Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoile 1 et 2) [H]	0.022
L_r : Inductance propre cyclique d'une phase rotorique [H]	0.006
L_m : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor [H]	0.3672
P : Nombre de paire de pôles	1
Paramètres mécaniques	
J : Inertie mécanique [Kg.m^2]	0.0625
K_f : Coefficient de frottement [$\text{Kg.m}^2/\text{s}$]	0.001

ANNEXE 3

Paramètres de la machines asynchrone pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée simulée possède les caractéristiques suivantes :

Puissance : $P = 3 \text{ KW}$

Couple de charge : $C_r = 20 \text{ N.m}$

Paramètres électriques	Machine asynchrone pentaphasée
r_s : Résistance d'une phase statorique [Ω]	2.47
r_r : Résistance d'une phase rotorique [Ω]	1.8
l_{fs} : Inductance de fuite d'une phase statorique [H]	0.01
l_{fr} : Inductance de fuite d'une phase rotorique [H]	0.01
l_m : Coefficient d'inductance mutuelle [H]	0.226
P : Nombre de paire de pôles	2
Paramètres mécaniques	
J : Inertie mécanique [Kg.m^2]	0.085
K_f : Coefficient de frottement [$\text{Kg.m}^2/\text{s}$]	0.005

Bibliographie

- [1] A. Adjati, "Etude des machines asynchrone à double étoile en pompage", Mémoire de Magister, Université de Bejaia, 2012.
- [2] S. Arezki, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multiniveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.
- [3] K. Dahmane, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [4] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2001.
- [5] G.Filliau, A. Alain Bondu, L. Mazodier, « Le navire tout électrique -évolutions et systèmes de conduite d'énergie », traite « les techniques de l'ingénieur », réf. D 5 610, 2000.
- [6] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés », thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille, 4 décembre 2003.
- [7] EE. Ward, H. Harer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor", Proc. IEE, 1969, 116,(6), pp. 980-984
- [8] E.A. Klingshirn, "High phase order induction motors - Part 1 - Description and theoretical considerations and Part 2 - Experimental results", IEEE Transaction On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No 1, January 1983.
- [9] J.P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, P. Letellier, « Synthèse des méthodes de filtrage du Couple des MSAP Polyphasées en modes normal et dégradé », Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 10/1-2-2007, pp. 117-149.
- [10] E. Semail, A. Bouscayrol, Hautier J.P. "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines", European Physical Journal-Applied Physics, Vol. 22 n°3, 2003, pp207-221.
- [11] T.M. Jahns, "Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA16, pp. 321-331, May/June 1980.

- [12] H.A. Toliyat, T.A. Lipo, J.C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications - Part 1 (Motor Analysis)", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No.4, December 1991.
- [13] H.A. Toliyat, T.A. Lipo, J.C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications - Part 2 (motor design and Performances)", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No.4, December 1991.
- [14] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge, "Polyphase PM brushless DC motor for high reliability application", Proc. of EPE 2003, Toulouse (France), Sept. 2003, CD-ROM.
- [15] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge, "Generalized transformations for polyphase phase-Modulation motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 21, Issue 2, pp. 332-341, June 2006, ISSN: 0885-8969.
- [16] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - A technology status review", Electric Power Applications, IET Volume 1, Issue 4, July 2007, Page(s) : 489 -516.
- [17] A. Bruyère, « Modélisation et commande d'un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride », thèse de Doctorat soutenue le 6 mai 2009, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers.
- [18] F. Locment, « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2006.
- [19] F. Scuiller, « Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant 1 'approche multi machine », thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers et Ecole Navale, Brest, 13 décembre 2006.
- [20] Klingshirn, E. A., "High phase Order Induction Motors-Part I – Description and Theoretical Considerations", IEEE Trans. Power App Syst., Vol. PAS-102, no. 1, pp.47-53, jan. 1983.
- [21] Toliyat, H. A. Lipo, T. A. Coleman W., " Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications Part 2 (Motor Design an Performance)", IEEE Trans. Energ. Conv., Vol. 6, No. 4, pp. 684-692, Dec. 1991.
- [22] H.A. Toliyat, T.A.Lipo, W. Coleman, «Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Part 2 (Motor Design and Performance)», IEEE Trans. Energ.Conv., Vol. 6, No. 4,pp.684-692, Dec.1991.

- [23] E.A.Klingshin, «High phase order induction motors-part ii – experimental results», IEEE trans. Power App. Syst., Vol. PAS-102, no. 1, pp.54-59, Jan.1983.
- [24] G.Seguir, F. Notelet, «Electrotechnique industrielle, technique et documentation», page 484, édition Lavoisier, Paris, 1994.
- [25] T.H.Liu, J.r.fu and T.A. Lipo, «A Strategy for Improving the Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives», IEEEtrans. Ind. Appl., Vol.29, No. 5, pp. 910-917, Sept./Oct. 1993.
- [26] J.P.Martin, F.Meibody-Tabar, ;B.Davat, «Multiple-phase Permanent Magnet Synchronous Machine supplied by VSIs, Working Uder Fault Conditions», Conf. Record of 2000 IEEE IAS Annual Meeting (CD-ROM), 8-12 Octobre 2000, Roma, Italy.
- [27] M.A.Abbas, R.Christen, T.M.Jahns,«Six-phase voltage source inverter driven induction motor», IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 5, pp. 1251-1259, Sept./Oct 1984.
- [28]Z.YE, D.Boroyevich, F.C.LEE,«Modiling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters», Proc. PESC 2000 (CD-ROM), 18-23, Galway, Ireland, June 2000.
- [29] Y van crévits « Caractérisation et commande des entrainements polyphasés en mode dégradé d'alimentation », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, juillet 2010.
- [30] K. HIMOUR,," Optimisation Des Systèmes Photovoltaïques Par Insertion Des Onduleurs Multiniveaux", Thèse de doctorat , Université de Béjaia.
- [31] Bridge Converter Circuit. R. H. Baker, U. S. Patent n°4 270 163, 26 Mai 1981.
- [32] H. D. Lee and S.-k. Sul , "A Common Mode Voltage Reduction in Boost Rectifier/ Inverter System by Shifling Active Voltage Vector in a Control Period", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 15, No. 6, Novembre 2000.
- [33] Kambiz ARAB TEHRANI " Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux.
- [34]F.BRICHANT, " Les onduleurs autonomes-conception et application industrielles ", DUNOD, 1982.
- [35] B Robyns, B François, P Degobert, J.P Hautier«commande vectorielle de la machine asynchrone». Edition TCHNIP 2007.
- [36] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, "Indirect space vector control of a double star induction machine fed by two five-levels NPC VSI," International Conference on Electric Machine, ICEM'04, Poland, 2004.

- [37] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'07, University of Setif, F10 (CDROM), 03–04 November 2007.
- [38] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université Batna, Algérie, 1997.
- [39] H.FOCH, F.FOREST « Onduleurs de tension Structures. Principes. Applications».Technique d'ingénieur.
- [40] F.BRICHANT, " Les onduleurs autonomes-conception et application industrielles ", DUNOD, 1982.
- [41] Holtz J.: « Sensorless control of induction motor drives ». Proceeding of IEEE, Vol 99, N° 8, 2000.
- [42] J.CHATELAIN, " Machines électriques, traité d'électricité, Vol X ", Presse Polytechniques romandes, édition GEORGI, 1983.