

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electronique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Electronique

Spécialité : Industries électroniques

Présenté par :

- **DEFFAF Badreddine**
- **SEKHRI Mohammed Elhadj**

Intitulé :

*Commande du system d'entrainement électrique en présence des défauts
d'onduleur multi-niveaux*

Évalue-le : 27/06/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>D. BOUDECHICHE</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>S. MEZAACHE</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>E. ZAIDI</i>	<i>Docteur</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>D. DJELLEL</i>	<i>MAA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de master de Département d'Electronique de la Faculté des Sciences et de la Technologie d'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj.

Tout d'abord, on tient à remercier Dieu le tout puissant pour ses bienfaits inestimables, de nous avoir permis de terminer nos études ainsi que ce modeste travail dans de bonnes conditions.

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur Dr. S. MEZAACHE, maitre conférence de l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour sa contribution et sa disponibilité à l'élaboration de ce travail.

Nous adressons nos remerciements à notre Co-Rapporteur Mr Zaidi Elyazid, Doctorant à l'Ecole Militaire polytechnique de Bordj El-Bahri, pour sa contribution et sa disponibilité à l'élaboration de ce travail.

On remercie les enseignants pour leur assistance que nous avons ressenti durant notre travail, aussi tout au long du cursus de notre formation, et aussi pour leurs orientations, leurs conseils. Durant tout ce temps, on a su apprécier leurs qualités scientifiques, leurs humanismes et surtout leur modestie.

Nous voulons aussi remercier le personnel de laboratoire d'électronique pour leurs soutiens durant la réalisation de notre travail.

On profite également pour remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicace

*Enfin, nous avons obtenu notre diplôme et enfin levé le chapeau par respect pour des années d'études. Les adieux ont commencé avec chaque sourire avec chaque coup qui a pris le début des adieux, et d'abord grâce à Dieu, et à ceux qui donnent la vie, symbole de beauté, d'orgueil, de sagesse et de patience. Pour ceux qui sont notre inspiration et notre courage, à qui nous devons amour et gratitude. Chers **parents**. Nos **frères**. Nos **sœurs**. Nos **familles** et tous nos **proches**. Tout le **monde** nous connaît et dépend de nous. Et tous nos **amis (es)***

DEFFAF BADREDDINE

&

SEKHRI MOHAMMED EL HADHJ

Table des matières

Remerciements.....	ii
Table des matières.....	ii
Liste des tableaux.....	ii
Liste des figures	ii
Liste des Abréviations & Symboles	ii
Introduction Générale	1
Chapitre 1 Etat d'art sur les défauts dans l'association onduleur multi niveaux/machine asynchrone.....	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Onduleur de tension	3
1.3 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	3
1.3.1 Onduleur Pont H en cascade	4
1.3.2 Onduleur multi-niveaux NPC (Diode Clamped)	5
1.3.3 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées	6
1.4 Etude statistique des défaillances au niveau des IGBT	7
1.5 Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur	8
1.6 Etude de défauts de type circuit-ouvert	8
1.6.1 Défauts à un seul commutateur (circuit-ouvert).....	9
1.6.2 Défauts de double commutateur dans le même bras de pont (T11-T41)	10
1.6.3 Défauts de double commutateur dans différents bras de liaison (T11-T42) ..	10
1.7 Défaut de type court-circuit	11
1.8 Définition de la machine asynchrone.....	12
1.8.1 Défauts de la machine asynchrone	12
1.8.2 Défaut au stator de la machine	13

1.8.3	Défauts dans les enroulements statoriques	13
1.8.4	Défauts de circuit magnétique	15
1.8.5	Défaut rotorique	15
1.8.6	Les conditions qui aggravent le défaut	16
1.9	Conclusion	17
 Chapitre 2 Modélisation et commande de l'association machine asynchrone/onduleur trois niveaux		18
2.1	Introduction.....	18
2.2	Modélisation de la machine asynchrone	18
2.3	Modelé dynamique de la machine asynchrone (MAS).....	18
2.4	Modelé dynamique de la machine asynchrone	19
2.5	Equation générale de la machine asynchrone	19
2.5.1	Equations électriques.....	19
2.5.2	Equations magnétiques	20
2.5.3	Equations mécaniques	21
2.6	La transformation de Park.....	22
2.7	Transformation de PARK appliquée à la MAS triphasée :.....	23
2.7.1	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	23
2.7.2	Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	25
2.8	Modélisation de l'onduleur de tension.....	27
2.9	Stratégie de commande MLI-ST.....	29
2.10	Simulation de l'association machine-onduleur sans commande	31
2.10.1	Résultats de simulation.....	32
2.11	Conclusion	34
 Chapitre 3 Commande de la MAS en mode normal et mode dégradé.....		34
3.1	Introduction.....	34
3.2	Principe de la commande vectorielle	34
3.3	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	35

3.3.1	Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS37	
3.3.2	Simulation de la commande vectorielle du système en mode dégradé	38
3.4	Conclusion	47
	Conclusion générale.....	48
	Références.....	49
	Annexe 54	
	Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.....	54
	Annexe B: Les paramètres du système	59
	Résumé :.....	61

Liste des tableaux

Tableau 1:1 Origines des défauts des onduleurs statiques.....	7
Tableau 1:2 Classification des défauts en circuit ouvert.	9

Liste des figures

Figure 1.1 Topologies des onduleurs multi niveaux.....	4
Figure 1.2 Onduleur multi-niveau H Bridge monophasé de niveau m en cascade.....	4
Figure 1.3 Onduleurs multi-niveaux <i>NPC</i>	5
Figure 1.4 Cellules imbriquées.	7
Figure 1.5 Répartition des défaillances dans les convertisseurs de puissance.....	8
Figure 1.6 Défaut à un seul commutateur (circuit-ouvert).....	9
Figure 1.7 Défaut de double commutateur dans le même bras de pont (T11-T41).....	10
Figure 1.8 Défaut de double commutateur dans différents bras de liaison (T11-T42).	11
Figure 1.9 Le chemin d'un défaut court-circuit d'un IGBT.	12
Figure 1.10 Répartition des défauts statoriques.....	13
Figure 1.11 Représentation des différents défauts statoriques de la MAS.	14
Figure 1.12 Répartition des défauts rotoriques de la MAS.....	15
Figure 1.13 Facteurs aggravants le défaut.	16
Figure 2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	19
Figure 2.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS	23
Figure 2.3 Représentation des enroulements fictifs des axes (d-q).....	26
Figure 2.4 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	27
Figure 2.5 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux.....	30
Figure 2.6 Les tensions de référence avec le signal porteuse de l'onduleur à trois niveaux. ..	31
Figure 2.7 Modèle de simulation sous <i>Matlab/Simulink</i> de l'association machine-onduleur trois niveaux.....	32
Figure 2.8 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS sans commande.....	32
Figure 2.9 Allures des courants des phases de la MAS sans commande.....	33
Figure 2.10 Allures de deux courants direct et quadratique de la MAS sans commande.....	33
Figure 2.11 Allure des tensions aux bornes de la MAS sans commande.....	33

Figure 3.1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continue et de la machine asynchrone triphasé.....	35
Figure 3.2 Schéma de bloc global de la commande vectorielle de la MAS	37
Figure 3.3 Schéma de la commande vectorielle du système sous Matlab/Simulink.	38
Figure 3.4 Allures de la vitesse de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	39
Figure 3.5 Allures du couple de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	40
Figure 3.6 Allures du courant de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux Niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	40
Figure 3.7 Zoom sur les courants des phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux	40
Figure 3.8 Allures des courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux ..	41
Figure 3.9 Zoom sur les courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux ..	41
Figure 3.10 Allures des fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	41
Figure 3.11 Zoom sur les fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	42
Figure 3.12 Allures des tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.	42
Figure 3.13 Zoom sur les tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux	42
Figure 3.14 Allures de la vitesse de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....	43
Figure 3.15 Allures du couple de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux	44

Figure 3.16 Allures des courants de phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....44

Figure 3.17 Zoom sur les courants des phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....44

Figure 3.18 Allures des courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....45

Figure 3.19 Allures des fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.....45

Figure 3.20 Zoom sur les fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux45

Figure 3.21 Allures des tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : Onduleur deux niveaux, (b) : Onduleur trois niveaux.....46

Figure 3.22 Zoom sur les tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : Onduleure deux niveaux, (b) : Onduleur trois niveaux46

Liste des Abréviations & Symboles

FOC : Commande à flux orienté

MAS : Machine asynchrone triphasée

MLI-ST : Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle

PI : Proportionnelle-Intégrateur

IGBT : Insulted Gate Bipolar Transistor

NPC: Neutral Point Clamped

GTO: Gate Turn-off Thyristor

CHB : Cascade H-bridges

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

I_{ds} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (d)

I_{qs} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (q)

V_{ds} : Composante de tension rotorique suivant l'axe (d)

V_{qs} : Composante de tension rotorique suivant l'axe (q)

K_i et K_p : Coefficients du régulateur conventionnel de la vitesse

L_s : Inductance cyclique propre d'une phase statorique

L_r : Inductance cyclique propre d'une phase rotorique

R_r : Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique

R_s : Résistance d'une phase de l'enroulement statoriques

V_{sabc} : Tensions instantanées des phases statoriques

V_{rabc} : Tensions instantanées des phases rotoriques

Φ_{sabc} :Flux des phases statoriques

Φ_{rabc} : Flux des phases rotoriques

Φ_{ds} : Composante du flux statorique suivant l'axe (d)

Φ_{qs} : Composante du flux statorique suivant l'axe (q)

Φ_{dr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (d)

Φ_{qr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (q)

\mathbf{J} : moment d'inertie du rotor

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

\mathbf{f} : Coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : Couple résistant, ou de charge

ω : vitesse angulaire électrique du rotor

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

θ_{obs} : angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au stator

θ_r : angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au rotor

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

Introduction Générale

Aujourd'hui, les progrès technologiques ont permis d'envisager des applications de conversion de l'énergie électrique, en moyenne et forte puissance, de manière efficace. Cependant, avec les structures classiques des onduleurs de tension à deux niveaux alimentant des charges de forte puissance, la puissance transmise entre la source et le récepteur ne peut être traitée convenablement. D'où l'intérêt d'utilisation des chaînes de conversion d'énergie à structure segmentée et notamment la possibilité d'utiliser des onduleurs multi-niveaux sur une large gamme de puissance et de fonctionner en mode dégradé avec une puissance réduite [1].

Les onduleurs multi-niveaux offrent des degrés de liberté très intéressants, et permettent de s'adapter à un cahier des charges nécessitant une haute tension et d'améliorer la qualité spectrale des formes d'ondes obtenues sans augmenter les fréquences de découpage. Néanmoins, les onduleurs multi-niveaux nécessitent des architectures de commandes plus complexes, afin de garantir un fonctionnement correct avec un transit de puissance équilibré. Aussi, on peut imaginer des stratégies de reconfiguration permettant de faire face à la défaillance d'un composant par exemple. Si cette problématique est évidemment une préoccupation de premier plan dans les applications de très forte puissance, de par la nature même des systèmes mis en jeu (ex. transport et distribution de l'énergie, traction ferroviaire, réseaux de bord) où des techniques de ségrégation et d'association de l'onduleur procurent naturellement des redondances [2].

La sécurité, la fiabilité, la performance et la continuité de service constituent, aujourd'hui, des préoccupations majeures dans le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable. Les défaillances du système d'entraînement électrique, qu'elles proviennent des onduleurs multi-niveaux ou de la machine d'entraînement, conduisent à la perte totale ou partielle du contrôle du système. Ces défaillances peuvent provoquer de graves dysfonctionnements du système. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre en danger le système ou avoir des répercussions économiques considérables suite à l'arrêt d'une chaîne de production. Par conséquent, afin d'empêcher la propagation de défauts aux autres composants et assurer la continuité de service en toute circonstance en présence d'une défaillance dans le système, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation du défaut doivent être mises en œuvre [3].

Tout au long de ce mémoire, nous intéressons à la commande de l'onduleur de tension à trois niveaux **DC/AC** destinés à une application de moyenne puissance en présence du défaut. Le système étudié est un entraînement électrique, basé sur la commande d'une machine asynchrone triphasée de moyenne puissance alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux en mode sain et en mode dégradé.

Le mémoire est composé de trois chapitres structurés de manière suivante :

Le premier chapitre est consacré au contexte de l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique d'un certain nombre de travaux effectués, nous dressons un premier bilan sur les onduleurs multi-niveau et les machines électriques. En premier lieu, nous présentons un état de l'art sur les structures générales des onduleurs multi-niveaux et les machines asynchrones en présence des défauts. En second lieu, un bilan des avantages, des inconvénients et des défauts structurels des onduleurs multi-niveaux. Nous orienter vers une configuration utilisant un onduleur de tension a trois niveaux de type **NPC**.

Le deuxième chapitre traite la modélisation mathématique de la machine asynchrone dans le but de synthétiser le modèle général dans le plan réel, puis le modèle simplifié (réduit) présenté sous forme d'équations d'état et qui sera exploité par la suite pour la commande du système. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation d'un système d'alimentation basé sur l'onduleur de tension à trois niveaux et qui alimentent une machine asynchrone triphasée.

Le dernier chapitre sera dédié à la simulation de la commande vectorielle du système, basé sur le modèle obtenu dans le deuxième chapitre, incluant la régulation de la vitesse de la MAS triphasée. De plus, une analyse des résultats de simulation numérique effectuée avec les différents types des onduleurs. Cette analyse permettra de choisir le meilleur architecteur d'onduleur pour l'alimentation du système en mode sain et mode dégrade.

Chapitre 1

*Etat d'art sur les défauts dans l'association onduleur
multi-niveaux / machine asynchrone*

Chapitre 1 Etat d'art sur les défauts dans l'association onduleur multi niveaux/machine asynchrone

1.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la fiabilité des systèmes des entraînements électriques et les systèmes des conversions des énergies électriques a été le centre d'intérêt de plusieurs travaux de recherche actuelle. De plus, diverses mesures d'évaluation de la fiabilité des systèmes ont été définies et analysées. Afin d'analyser la fiabilité des systèmes électriques, l'estimation mathématique de la fiabilité est nécessaire. Des modèles de défaillance au niveau composant ont été étudiés, ainsi que plusieurs méthodologies quantitatives pour construire des modèles de fiabilité au niveau système. Ces deux approches se combinent pour donner une prévision précise de la fiabilité.

Dans de nombreux cas, la conception classique des systèmes électriques ne permet pas de satisfaire l'exigence de la fiabilité et le fonctionnement en mode dégradé. De nombreuses solutions sont alors proposées pour améliorer la fiabilité, comme la surveillance active en ligne, la gestion des défauts, le fonctionnement en mode dégradé avec reconfiguration des stratégies de commande [2].

1.2 Onduleur de tension

Un onduleur transforme la tension continue en une tension alternative. En règle générale, la tension **DC** d'information est généralement inférieure tandis que le résultat **AC** équivaut à la tension d'alimentation du réseau de **120 volts** ou de **240 volts** selon le pays.

L'onduleur peut être utilisé comme matériel indépendant pour des applications telles que l'alimentation basée sur la lumière du soleil, ou pour remplir une alimentation de renforcement à partir de batteries chargées indépendamment [4].

1.3 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Au cours des dernières années, un certain nombre de topologies d'onduleurs à plusieurs niveaux ont été introduits dans les industries, mais trois de ces topologies qui sont appelés célèbres topologies classiques sont plus fréquents dans l'industrie [5] :

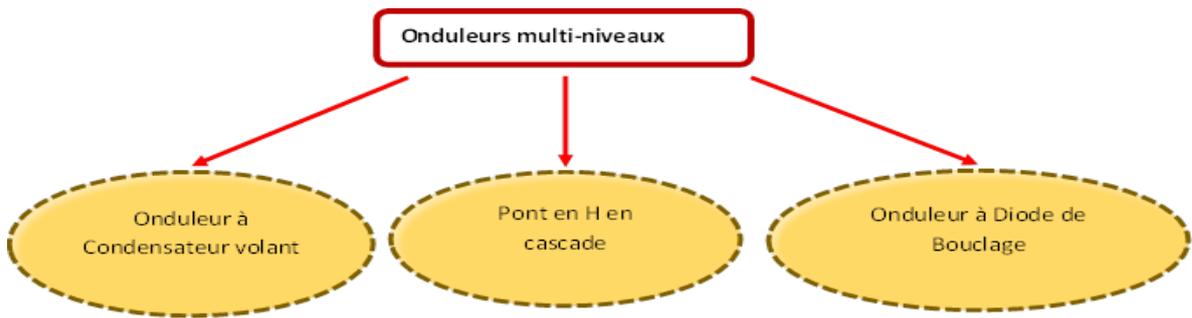


Figure 1.1 Topologies des onduleurs multi niveaux.

1.3.1 Onduleur Pont H en cascade

La configuration du circuit fondamental de la géographie **H-Bridge (CHB)** en flux de **MLI** est montré sur la Figure 1:2. Cette figure et illustré la **CHB** qui comprend quelques modules d'onduleur à un étage qui sont associés dans séries et par la suite leur résultat obtient équivalait à façonner un rendement échelonné. Le côté information de chaque module est associé à des sources **DC** indépendantes. Chaque module de convertisseur peut produire trois niveaux de tension distincts, soit **+V_{dc}**, **0**, **- V_{dc}**. Ces niveaux de tension sont obtenus en associant la source **DC** d'entrée au côté **AC** en activant et en désactivant différents mélanges de commutateurs **S1**, **S2**, **S3** et **S4** [6].

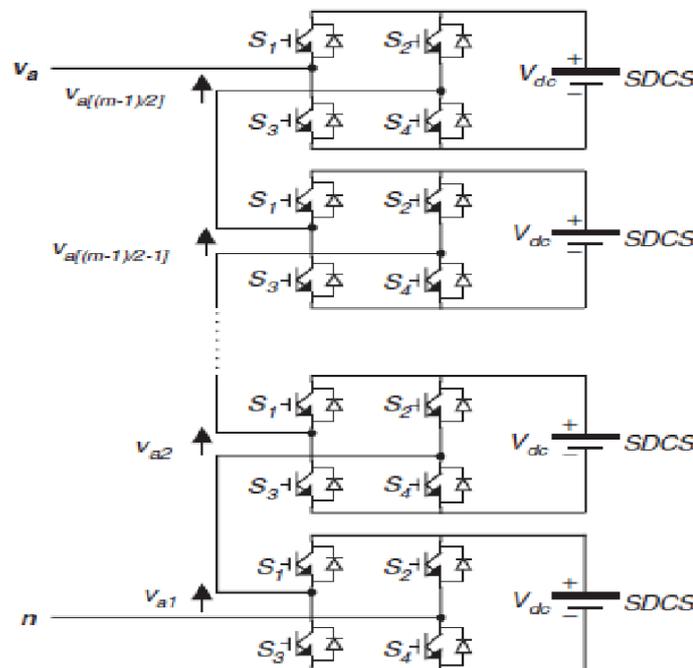


Figure 1.2 Onduleur multi-niveau H Bridge monophasé de niveau m en cascade

❖ Les avantages des convertisseurs de type H-Bridge

- Le nombre total de niveaux de tensions résultantes est supérieur à deux fois celui du nombre de sources **AC** accessibles ;
- L'utilisation de sources de courant continu indépendantes permet la déconnexion entre les ressorts de puits de chaque module ;
- Depuis les résultats de la multitude relative de modules est ajouté de sorte que la tension nominale du module individuel est faible et donc le poids sur les gadgets individuels obtient également diminuer.

1.3.2 Onduleur multi-niveaux **NPC** (Diode Clamped)

Nabae a introduit la structure initiale, de l'onduleur de type **NPC** à trois niveaux, dans les années **1980** [7]. Comme le montre la Figure **1.3**, l'onduleur **NPC** est construit en utilisant de nombreux bus continus de capacité égale alimentés par une seule source d'alimentation **DC**. Les diodes de serrage relient chaque paire d'interrupteurs à un bus afin que les niveaux de tension puissent être construits dans leur séquence de commutation. La réversibilité du courant est également assurée par ces diodes. Le nombre de condensateurs, d'interrupteurs d'alimentation et de diodes requis pour chaque pied d'un onduleur **NPC** de niveau m est [8]:

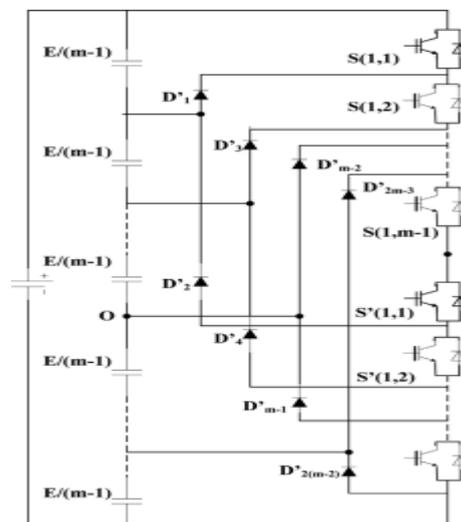


Figure 1.3 Onduleurs multi-niveaux **NPC**

avec :

- ✓ $C = m1$: Nombre de condensateurs.
- ✓ $K = 2 (C=m1)$: Nombre d'interrupteurs.
- ✓ $D = 2 (C=m 2)$: Nombre de diodes de serrage.

❖ Les avantages de l'onduleur étagé à diodes :

- Capacité minimale requise du convertisseur en raison du partage d'une tension **DC** de transport typique par chacune des trois étapes. Par conséquent, cette géographie est appropriée pour les interconnexions consécutives à haute tension et les entraînements de vitesse flexibles ;
- Condensateurs peuvent être pré-chargés collectivement ;
- Au cas où l'échange serait effectué à une récurrence cruciale, l'efficacité de l'onduleur est élevée ;
- Il faut moins de gadgets par rapport à la géographie du pont **H**.

1.3.3 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées

En outre appelés onduleurs de limite de dérive (Flying Capacitor), cellules décantées (Figure 1.4) ont des cellules totalement libres et la proposition caractéristique de jouer sur un niveau supplémentaire d'opportunité, spécifiquement déphasant [9].

Cela permet à certaines procédures de contrôle d'utiliser ce changement d'étape pour déplacer légèrement les commandes des deux cellules et, par conséquent, rester à l'écart de la sommation des angles d'échange de temps (**dV/dt**) [9]. Il s'agit également d'une méthode réglage des tensions aux bornes des condensateurs [10].

❖ Avantages de l'onduleur multi-niveaux à cellules imbriquées :

- Redondances des étages sont accessibles pour ajuster les niveaux de tension des condensateurs ;
- Partage des transports **DC** est terminé ;
- Pour le même niveau de tension de résultat, on s'attend à ce qu'il y ait moins de gadgets ;
- On peut contrôler le flux de puissance réelle et réceptive.

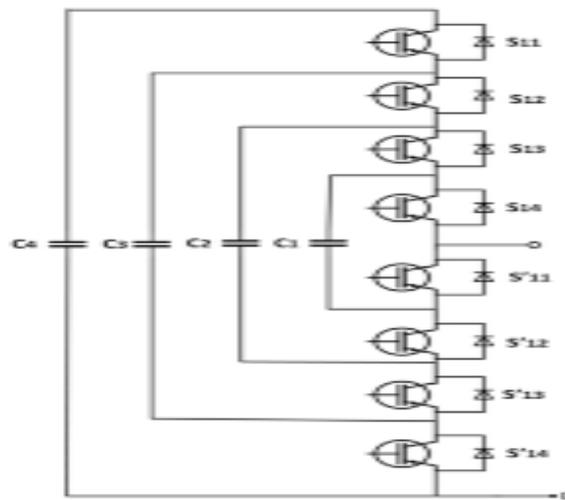


Figure 1.4 Cellules imbriquées.

1.4 Etude statistique des défaillances au niveau des IGBT

Les cadres d'entraînement à la lumière d'un mélange de convertisseurs et de machines, il est souvent travaillé dans des circonstances antagonistes qui peuvent produire ce qui se passe d'avilissement en raison de la présence de déceptions dans les modules de convertisseur du changement d'énergie.

Les causes ou les sources de défaillance d'un **IGBT** peuvent être classées en trois catégories : les défauts de commande, les régimes transitoires de fonctionnements en particulier ceux concernant la tension aux bornes, les surcharges thermiques et les conditions environnementales d'usage [11]. En effet, les conditions environnementales engendrant une défaillance de l'**IGBT** sont principalement les températures ambiantes extrêmes, l'humidité, les radiations ionisantes naturelles et les vibrations mécaniques [12], [13]. D'une manière moins fréquente, la contamination et la poussière sont aussi sources de dysfonctionnement de l'**IGBT** comme le montre le tableau suivant

Tableau 1-1 Origines des défauts des onduleurs statiques.

Composants principaux	Pourcentage de défauts
Condensateur du circuit intermédiaire	32%
Circuits de commande	28%
Joint de soudure	22%
Semi-conducteur	14%
Connecteur	4%

1.5 Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur

Les entraînements électriques à vitesse variable à base d'une association machine convertisseur fonctionnent souvent dans des conditions industrielles hostiles qui peuvent générer des dégradations totales ou partielles des performances de l'ensemble à cause de l'apparition des défaillances dans les différents sous-blocs de la chaîne de conversion d'énergie. Selon des études statistiques, parmi les différents types de défaillance dans ces applications, les défauts du convertisseur de puissance représentent un pourcentage assez important d'environ **80%** [14], [15], [16].

La Figure 1.5 montre que nombreux types de défauts peuvent apparaître dans les éléments constituant le convertisseur lui-même tels que les composants semi-conducteurs de puissance, les capacités du bus continu, les circuits d'alimentation, etc. La répartition de ces défauts est aussi illustrée par la même Figure 1.5, nous constatons que les modules de puissances sont considérés comme les composants les plus sensibles aux défauts avec un pourcentage de **34%** [17], [18], [13], [19]. Tous ces défauts entraînent une détérioration des performances du convertisseur ou même un arrêt imprévu du système d'entraînement. Les défauts des interrupteurs de puissance dans un convertisseur statique font l'objectif de ce travail et peuvent être classés en deux types : défauts de type **court-circuit** et les défauts de type **circuit-ouvert** [16].

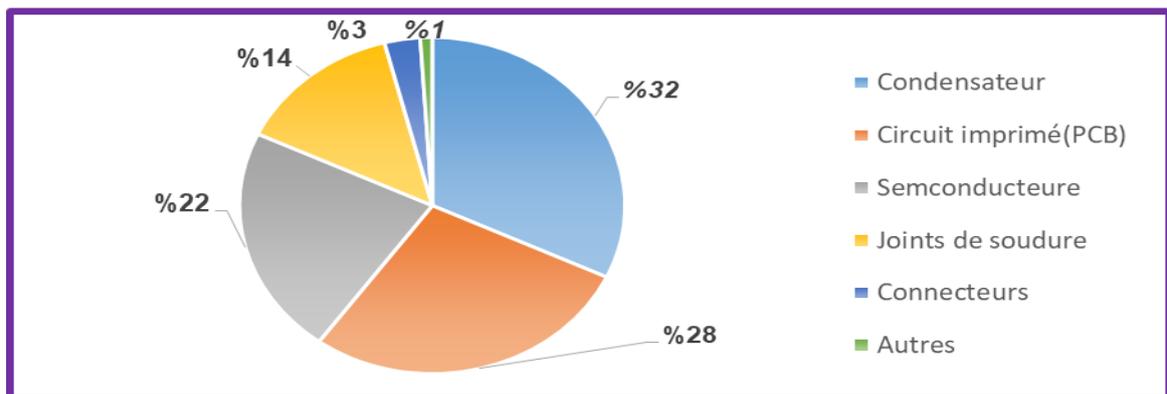


Figure 1.5 Répartition des défaillances dans les convertisseurs de puissance.

1.6 Etude de défauts de type circuit-ouvert

Les lacunes en circuit ouvert à un seul commutateur et à plusieurs commutateurs sont regroupées et envisagées. En effet, les types des défauts sont divisés en trois catégories [20] :

- ✓ Problèmes de commutation simple ;

- ✓ Lacunes de commutation double dans un bras d'échafaudage similaire ;
- ✓ Lacunes de commutation double dans divers bras d'extension.

Il y a 42 cas de ces trois types de problèmes en **circuit ouvert**, comme le montre dans le **Tableau 1-2**.

Tableau 1-2 Classification des défauts en circuit ouvert.

Type de défaut	Localisation des défauts
Défaut à un seul commutateur	T11, T12, T13, T21, T22, T23, T31, T32, T33, T41, T42, T43
Défaut de double commutateur dans le même bras de pont	T11 & T21, T11 & T31, T11 & T41, T21 & T31, T21 & T41, T31 & T41, T12 & T22, T12 & T32, T12 & T42, T22 & T32, T22 & T42, T32 & T42, T13 & T23, T13 & T33, T13 & T43, T23 & T33, T23 & T43, T33 & T43
Défaut de double commutateur dans différents bras de pont	T11 & T32, T11 & T43, T11 & T12, T11 & T13 T12 & T31, T12 & T21, T12 & T43, T12 & T33 T12 & T23, T13 & T21, T13 & T42, T13 & T12

1.6.1 Défauts à un seul commutateur (circuit-ouvert)

Le problème de circuit ouvert **T11** est accepté ici pour servir d'illustration aux fins d'enquête, au motif que l'onduleur à trois niveaux a une conception et une capacité uniformes. De plus, le cycle d'examen des interrupteurs restants est équivalent à celui du **T11** [20].

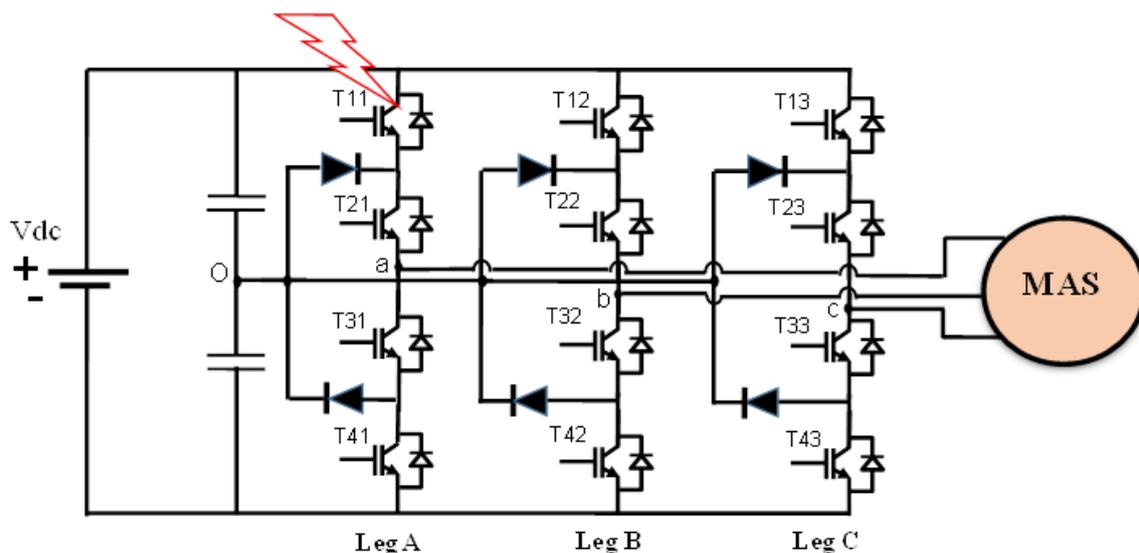


Figure 1.6 Défaut à un seul commutateur (**circuit-ouvert**)

1.6.2 Défauts de double commutateur dans le même bras de pont (T11-T41)

Les deux touches sont sur le bras principal du réflecteur, de sorte que l' I_{sa} continue est vraiment influencée par rapport aux autres courants I_{sb} et I_{sc} . Lorsque des défauts de circuit ouvert se produisent dans des commutateurs à deux volets d'un bras d'échafaudage similaire, en prenant les défauts de circuit ouvert dans T11 et T41 par exemple, ils ne peuvent généralement pas être exploités. De plus, les demi-cycles positifs ou négatifs ne permettent pas une continuité complète, de sorte que la phase A est identique au circuit ouvert. Les autres commutateurs à deux étages fonctionnent normalement [21].

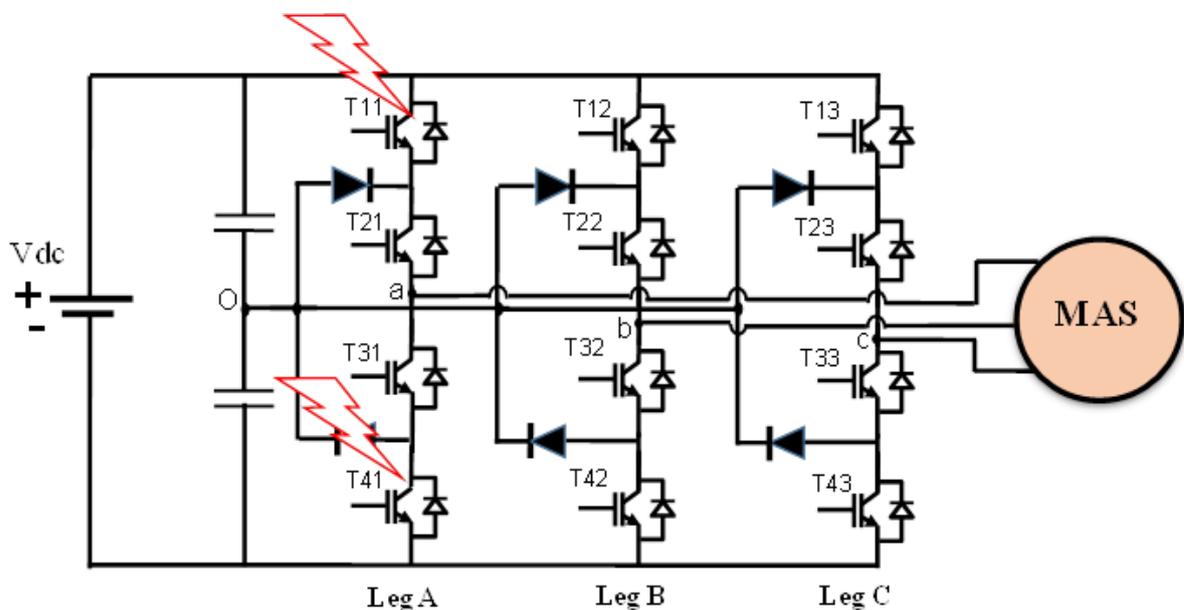


Figure 1.7 Défaut de double commutateur dans le même bras de pont (T11-T41).

1.6.3 Défauts de double commutateur dans différents bras de liaison (T11-T42)

Chaque fois que deux commutateurs dans divers bras d'échafaudage sont en circuit ouvert, la situation actuelle peut être en outre disposée en deux cas. Le premier est celui où deux IGBT à une position de demi-portée similaire dans les deux bras d'extension (comme T11 et T42) sont en circuit ouvert. Le second est lorsque deux IGBT à différentes positions de demi-portée dans les deux bras d'échafaudage sont en circuit ouvert. Les défauts de T11 et T42 sont acceptés ici pour illustrer les commutateurs à deux niveaux dans divers bras d'échafaudage en mode circuit ouvert [21].

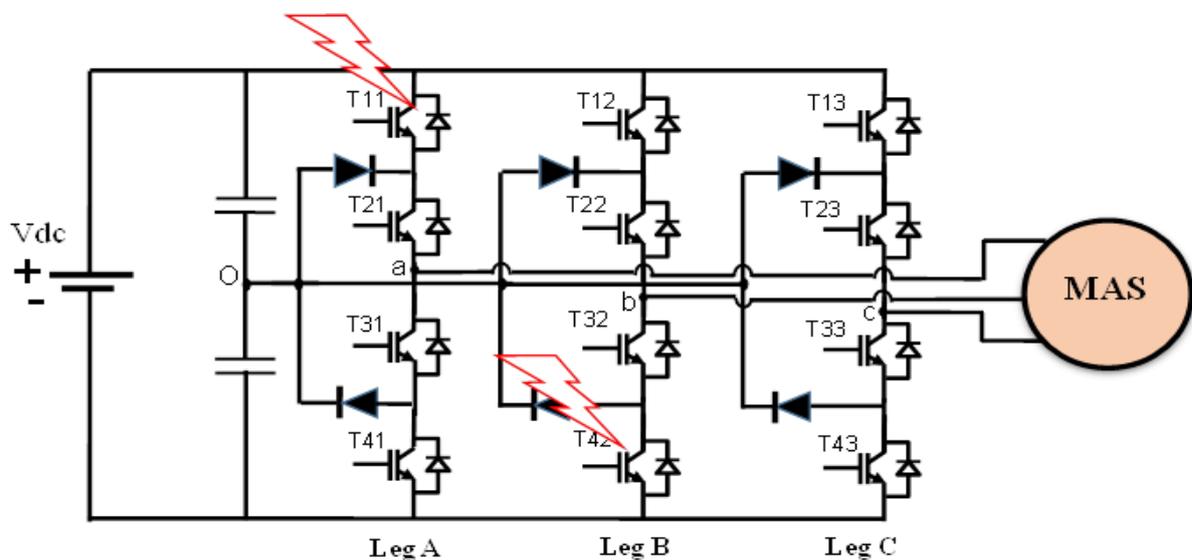


Figure 1.8 Défaut de double commutateur dans différents bras de liaison (**T11-T42**).

En présentant le défaut de circuit ouvert, les formes d'onde des flux à trois étages sont tordues et deviennent de mauvais, de sorte que la force électromagnétique du moteur de prise est diminuée et oscille durement, ce qui est destructeur pour la sécurité et la solidité du cadre. L'expansion des amplitudes des écoulements provoque le réchauffement du moteur, en particulier lorsque la force du tas devient plus remarquable, de sorte qu'il est nu aux jeux de vent. L'intercession rapide, par exemple supplanter le commutateur cassé dans un délai extrêmement court devient fondamentale pour la cohérence de l'administration, généralement le pari d'une fermeture inattendue est exceptionnellement élevé [21].

1.7 Défaut de type court-circuit

Les défauts de court-circuit d'un commutateur apparaissent lorsque l'un des deux commutateurs reste sans cesse dans l'état de passage. Le court-circuit se produit lorsque l'interrupteur suivant est désactivé. Cette déformation est due à une déception de la commande du semi-conducteur (déception du conducteur, déception de la carte de commande, problème d'association entre la carte de commande et le conducteur) ou en raison d'une déception réelle de la puce de silicium à venir à cause d'un dépassement de température et c'est le mode de déception le plus probable et normal [22].

Coupure d'alimentation sont difficiles à traiter en raison de la partie lésée étant exposé à un courant élevé, haute tension et des températures de voisinage anormales. Sans trace de mode d'assurance, cette déformation peut proliférer et nuire à l'autre interrupteur sur un bras similaire

dans un délai exceptionnellement court dans la demande de quelques microsecondes [22]. La période entre le commencement de l'imperfection et sa déception absolue est exceptionnellement courte. De cette façon, la plupart des techniques analytiques de court-circuit dépendent des circuits d'équipement pour le contrôle de la tension de l'émetteur du collecteur de semi-conducteurs ou pour l'observation du courant de la cellule [16].

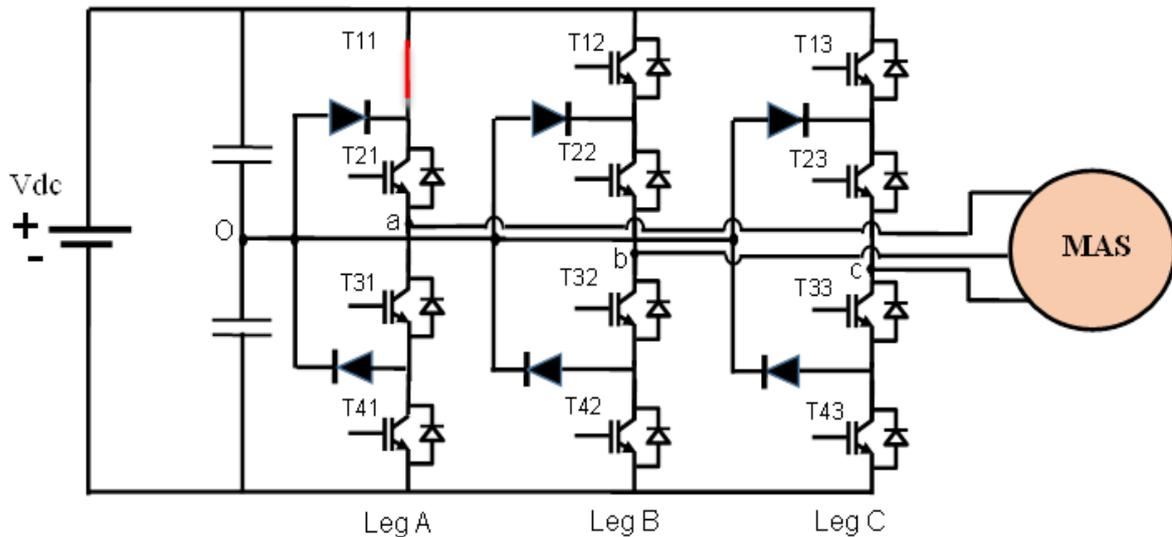


Figure 1.9 Le chemin d'un défaut court-circuit d'un IGBT.

1.8 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif qui ne possède pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de la pulsation des courants du stator [23]

1.8.1 Défauts de la machine asynchrone

Problèmes de la machine non convergente à trois étages Le moteur décalé à trois étages est actuellement largement utilisé dans les applications nécessitant une vitesse variable. Il peut utiliser un grand nombre de commandes. Ces machines ont la réputation d'être vigoureuses, et raisonnables pour des applications avec un large éventail de capacités. Pour cette raison, les enquêtes factuelles montrent que quelques déceptions sont plus incessantes que d'autres, ce qui nous conduit à zéro dans notre concentration sur les types les plus successifs d'imperfections, en particulier [24].

- Défauts du stator résultant de la coupure ou du court-circuit d'une ou de plusieurs phases de l'enroulement statorique ;

- Connexions anormales de l'enroulement statorique ;
- Défaut de court-circuit dans l'enroulement rotorique ;
- Défauts sur les roulements statorique et rotorique ;
- Cassure d'une barre du rotor ou le craquement de l'arbre de la machine ;
- Les irrégularités de l'entrefer.

1.8.2 Défaut au stator de la machine

Vraiment, il peut se produire fréquemment. En outre, l'application viable pourrait être susceptible de réchauffement entraînant la désintégration de la protection. Cette imperfection peut provoquer un court-circuit dans une étape ou entre les étapes ou même une ouverture de scène. Il se montre dans les facteurs électriques et électromagnétiques [24].

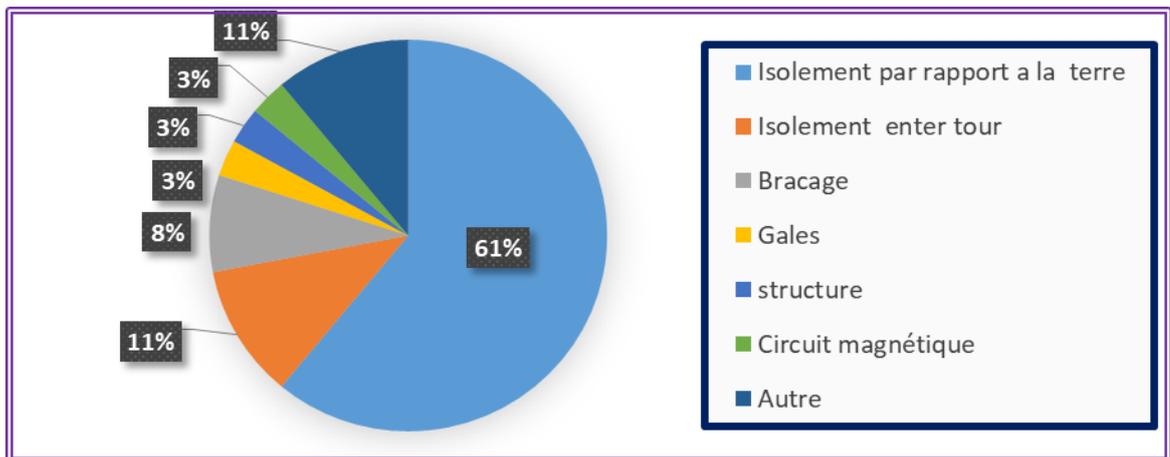


Figure 1.10 Répartition des défauts statoriques.

1.8.3 Défauts dans les enroulements statoriques

Un court-circuit est montré par la libre association entre deux endroits de l'enroulement. En effet, le court-circuit se produit généralement en boucles de différentes étapes et dans les têtes de boucle, pour ce qu'il vaut dans ces que les guides de différentes étapes convergent.

Dans les enroulements du stator, il peut y avoir cinq cas de déformations spécifiques (Figure 1.11) [25]:

- Court-circuit entre spires ;
- Court-circuit à la tête de la bobine ;
- Ouverture de la phase ;
- Court-circuit phase à phase;

- Court-circuit phase- terre.

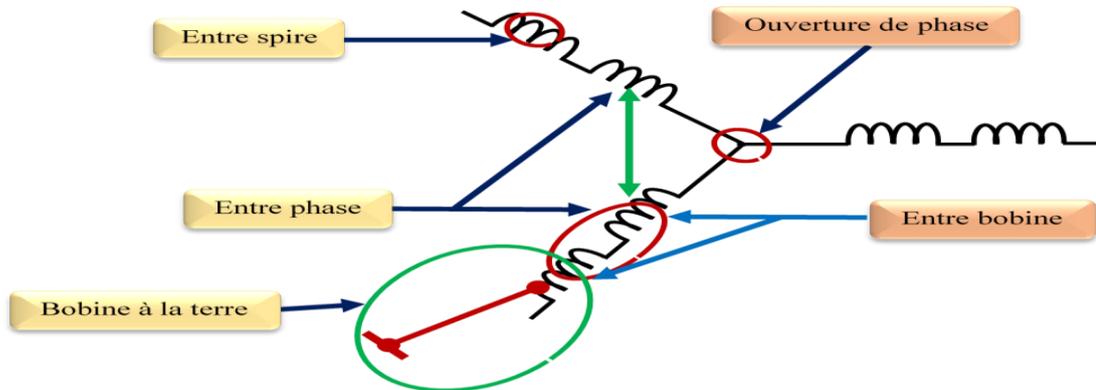


Figure 1.11 Représentation des différents défauts statoriques de la MAS.

❖ Court-circuit inter-spires

Le problème de court-circuit entre les boucles peut être provoqué par une corruption de la protection de boucle de stator. À l'intérieur des indentations du stator, il y a une expansion des flux du stator dans la phase impactée et une légère variété de suffisance sur les différentes étapes [26]

❖ Court-circuit inter-bobines

Un court-circuit au bobinage près du neutre n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré) [27]

❖ Court-circuit inter-phases

Cette lacune provoque la maladresse des écoulements du stator et provoquerait des écoulements extrêmement élevés qui provoqueraient la combinaison des disjoncteurs défensifs, des guides de puissance ou éventuellement la séparation par les assurances. Ces imperfections ont généralement un début mécanique en raison de vibrations exorbitantes. Ces vibrations peuvent provoquer le desserrage des boulons des plaques terminales de la machine. Cela peut provoquer un court-circuit ou un transport serré à l'intersection de la liaison de puissance et donc les bornes de la machine peuvent causer une ouverture de scène. Pour cette situation, on peut utiliser l'irrégularité actuelle du stade pour identifier une telle imperfection [26] [28].

❖ Court-circuit phase- terre

Le courant dans la phase concernée a une plus grande abondance que le courant des différentes étapes. Néanmoins, les flux qui se déplacent à travers ces étapes sont améliorés correspondant à l'instance de la machine solide.

Plus la quantité de boucles est importante, plus l'expansion des flux est remarquable. Qui plus est, le facteur de puissance diminue avec l'expansion de la quantité de boucles en entrave. Cela donne du sens au changement des enroulements, qui suggèrent une variété de la propre inductance de la scène également impactée par le défaut et influence les autres par un couplage magnétique.

1.8.4 Défauts de circuit magnétique

La déception à l'égard du cercle attractant est principalement associée à un manque constant et unique de prévisibilité qui peut conduire à un contact vers l'avant entre le rotor et le cercle effaçant le cercle attractant ou moins de preuves qui peuvent également causer un réchauffement extrême près des feuilles, Ainsi, laisser tomber une substance inconnue dans l'air peut gratter une zone de plaques et ainsi abrégé.

Ces distorsions conduisent généralement à une déformation de l'activité de l'appareil, ce qui peut mettre en évidence le problème à travers les particularités de la haute température, de l'hyper-bruit, du courant élevé, etc. [29]

1.8.5 Défaut rotorique

La majorité des défauts au rotor ont trait à la cage. La seconde source de défauts provient d'une déformation de l'axe du rotor (Figure 1.12) [30].

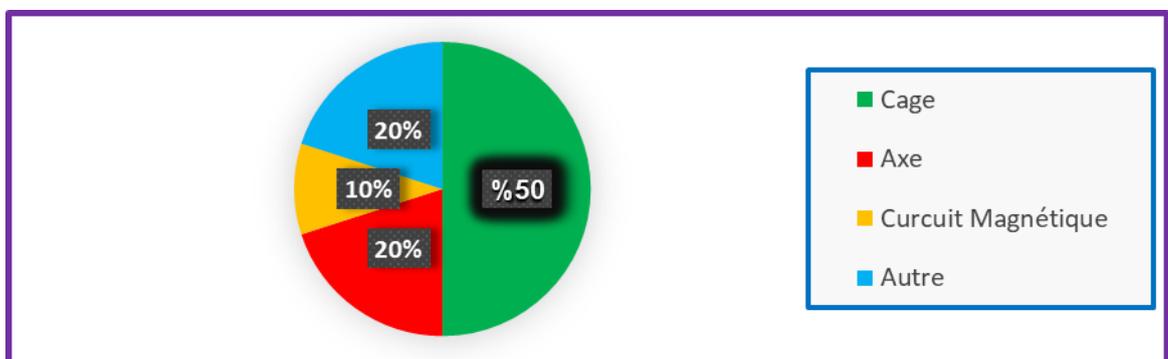


Figure 1.12 Répartition des défauts rotoriques de la MAS.

Ces deux imperfections ont comme point de départ des poids de travail trop solides sur l'enceinte qui provoquent sa distorsion. Ces déformations peuvent se comprendre par les techniques récemment utilisées pour le développement de l'enceinte ; sa part dans les imperfections du rotor et les remises du rotor elles-mêmes a diminué [24].

1.8.6 Les conditions qui aggravent le défaut

La première source d'aggravation provient de l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité, exposition etc.). En cas de doute, toute distinction par rapport au point de travail apparent contribue à détériorer la déformation qui émerge et à travailler avec elle [30].

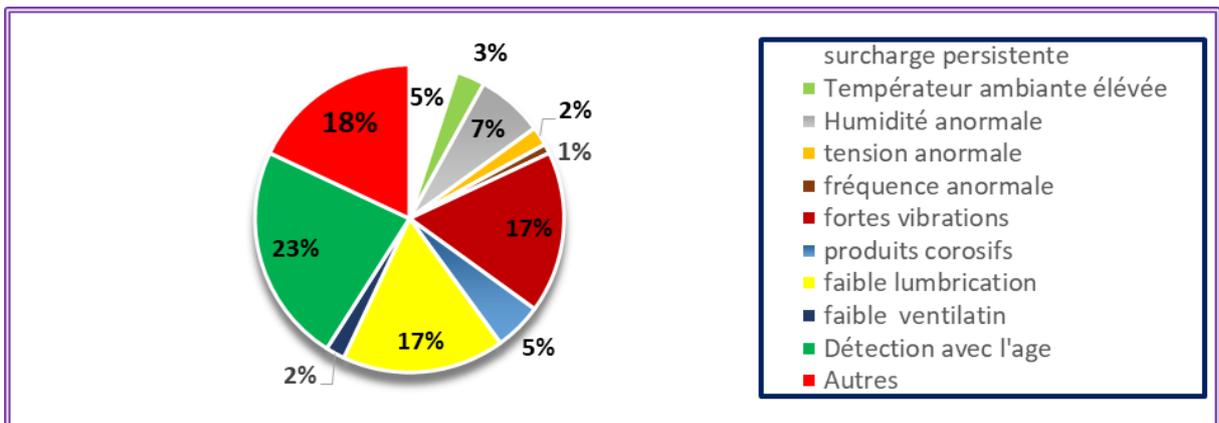


Figure 1.13 Facteurs aggravants le défaut.

1.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation d'un état de l'art sur les systèmes de puissance tolérants aux défauts. Un intérêt particulier a été accordé aux systèmes multi-onduleurs statiques qui présentent une architecture de segmentation de la puissance avec une tolérance aux défauts. Les onduleurs multi-niveaux est une solution intéressante dans les applications des moyennes et des fortes puissances, par conséquent, des mesures doivent être respectées afin de garantir un fonctionnement sain du système. Les mesures les plus importantes sont les suivantes :

- Synchronisation du module ;
- Protection contre les défauts ;
- Redondance maximisée.

Le prochain chapitre est dédié à la présentation du modèle mathématique de l'association machine-onduleur multi-niveaux.

Chapitre 2 :
Modélisation et commande de l'association machine
asynchrone/onduleur trois niveaux

Chapitre 2 Modélisation et commande de l'association machine asynchrone/onduleur trois niveaux

2.1 Introduction

Aujourd'hui, les industriels s'équipent de plus en plus d'entraînements à vitesse variable à base des machines électriques, que ce soit pour accroître l'efficacité énergétique ou pour optimiser et améliorer les contrôles des procédés. Il existe une grande variété des machines électriques pouvant être utilisés comme moteurs d'entraînement et par conséquent, plusieurs types d'entraînements électriques à vitesse variable.

Ce chapitre est dédié à la modélisation du système de l'association machine asynchrone-onduleur trois niveau. Afin de simplifier l'étude, le système sera scindé en deux parties : en premier lieu, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone triphasée, en deuxième lieu, nous avons montrons la modélisation de l'onduleur trois niveaux. Nous terminerons par la présentation des résultats de simulation de l'association machine asynchrone-onduleur trois niveaux avec l'utilisation de techniques de commande **MLI Sinus Triangle**.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone

La démonstration de la machine non convergente est une exigence essentielle pour remarquer et décomposer les différents développements de ses montants électromécaniques, électriques et attractants d'un point de vue, puis à nouveau pour donner le contrôle important. Nous utiliserons un modèle de la machine décalée pour dépeindre la manière puissante de se comporter des différents montants engagés avec le cadre de contrôle des grandeurs mécaniques de cette machine, pour se faire on doit tenir compte de quelques hypothèses simplificatrices [31].

2.3 Modelé dynamique de la machine asynchrone (MAS)

La Figure 2.1 traite schématiquement de la **MAS** en trois étapes. Il comporte six enroulements. Le stator de la machine comprend trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et croisés par trois flux variables. En effet, le rotor peut être démontré par trois

enroulements indiscernables décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en coupure la tension à leurs bornes est zéro.

2.4 Modelé dynamique de la machine asynchrone

La Figure 2.1 traite schématiquement du MAS en trois étapes. Il comporte six enroulements [32]. Le stator de la machine comprend trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et croisés par trois flux variables. Le rotor peut être démontré par trois enroulements indiscernables décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en coupure la tension à leurs bornes est zéro [33].

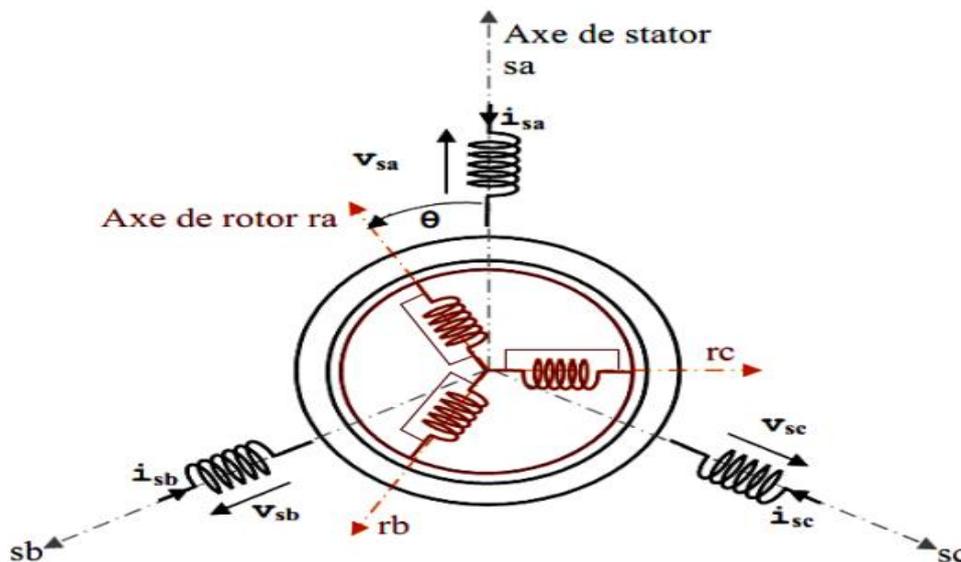


Figure 2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

2.5 Equation générale de la machine asynchrone

Les trois types de conditions reflétant la façon de se comporter de la machine asynchrone triphasée sont [33]:

- Equations électriques ;
- Equations magnétiques ;
- Equation mécanique.

2.5.1 Equations électriques

En appliquant la loi de l'**OHM** à chaque phase (Figure 2.1) les deux conditions statoriques et rotoriques peuvent être composées comme suit :

❖ Pour toutes les phases statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

En structure consolidée :

$$[V_{sabc}] = [R_s].[I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (2.2)$$

❖ Pour toutes les phases rotoriques ;

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

En structure consolidée

$$[0] = [R_rabc].[I_rabc] + \frac{d}{dt} [\Phi_rabc] \quad (2.4)$$

avec :

R_s et **R_r** : Résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

2.5.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la MAS, qui s'écrivent sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En structure consolidée :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_rabc] \quad (2.7)$$

Tel que :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{sr}]^t [I_{sabc}] \quad (2.8)$$

On obtient donc :

$$[M_{sr}] = M0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

La substitution des équations (2.7) et (2.8) dans (2.2) et (2.4), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.10)$$

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [I_s]) \quad (2.11)$$

2.5.3 Equations mécaniques

L'étude des qualités de la machine non convergente présente la variété des limites électriques (tension, flux, courant) mais en plus des limites mécaniques (couple, vitesse):

$$C_{em} = p [I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad (2.12)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.13)$$

$$\text{Ou : } \Omega = \frac{\omega}{p}$$

avec :

✓ **J** : Moment d'inertie du rotor ;

- ✓ Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor;
- ✓ f : Coefficient de frottement visqueux;
- ✓ C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- ✓ C_r : Couple résistant, ou de charge ;
- ✓ ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

Le but de la disposition des conditions (2.10) et (2.11) est gênant au motif que les détails du réseau d'inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]^T$ changent comme indiqué par la place du rotor comparé au stator (angle θ) et de cette manière doit être recalculé à chaque étape d'inspection. Des changements numériques sont ensuite utilisés pour décrire la façon de se comporter de la machine en utilisant des conditions différentielles avec des coefficients stables. Les changements utilisés devraient contenir le pouvoir rapide et la correspondance des inductances partagées. Cela rend concevable d'établir une articulation force électromagnétique dans l'empreinte par rapport au cadre modifié et qui reste substantielle pour la machine véritable. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park [33] [34] [35].

2.6 La transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements fictif équivalents (Figure 2.2),

du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d, q), tel que [35].

- ✓ θ : Angle de rotation du rotor par rapport au stator.
- ✓ θ_{obs} : Angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.
- ✓ θ_r : Angle de rotation de (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation :

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \tag{2.14}$$

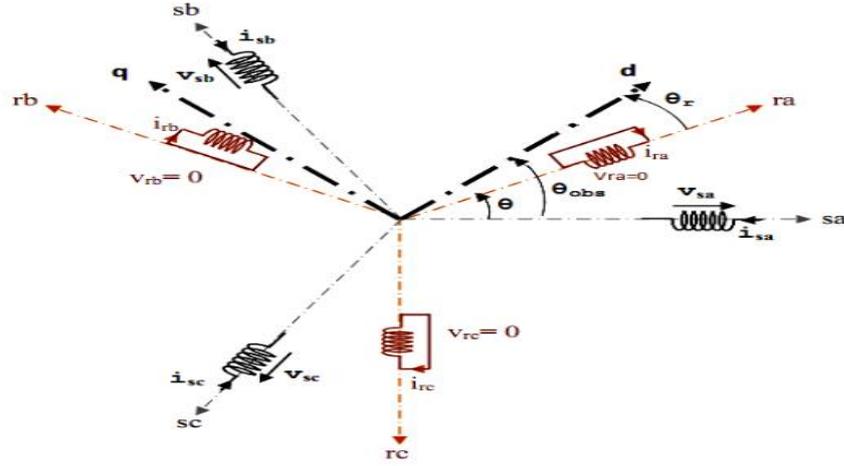


Figure 2.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

Le passage des grandeurs mécaniques et électriques réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les Tensions, courants et flux :

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [p(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Où K est une constante qui peut prendre soit la valeur $(\sqrt{2/3})$ pour la conservation des puissances, soit la valeur $(2/3)$ pour la conservation des amplitudes. Dans notre étude, nous prendrons : $K = \sqrt{2/3}$.

2.7 Transformation de PARK appliquée à la MAS triphasée :

2.7.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Dans ce travail, nous allons donner les équations électriques de la MAS triphasée dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park (2.15) et (2.16) aux équations (2.2) et (2.4). On obtient, [32]:

$$[p^{-1}(\theta_{obs})][Vsdq] = [Rs]. [p^{-1}(\theta_{obs})][Isdq] + \frac{d}{dt} ([p^{-1}(\theta_{obs})]. [\Phi sdq]) \quad (2.17)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[p(\theta_{obs})^{-1}]$ (et en simplifiant, nous trouvons :

$$[Vsdq] = [Rs]. [Isdq] + \frac{d}{dt} [\Phi sdq] + [p(\theta_{obs})^{-1}]. [\Phi sdq] \quad (2.18)$$

Or :

$$\frac{d}{dt} [p^{-1}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_{obs}}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons que :

$$[p(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [p(\theta_{obs})^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Et l'expression (2.18) devient alors :

$$[Vsdq] = [Rs]. [Isdq] + \frac{d}{dt} [\Phi sdq] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi sdq] \quad (2.21)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

2.7.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Appliquons la transformation de Park (2.15) et (2.16) et à l'expression (2.7):

$$[p^{-1}(\theta_{obs})][\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [p^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + ([M_{sr}][p^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}]) \quad (2.24)$$

Soit :

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_{obs})][L_{ss}] \cdot [p^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_{obs})]([M_{sr}] \cdot [p^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}]) \quad (2.25)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_{obs})][L_{ss}] \cdot [p^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} L_S - M_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S - M_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S - M_S \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[P(\theta_{obs})][M_{sr}] \cdot [p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Or, d'après l'égalité (2.14), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_{obs})][M_{sr}] \cdot [p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$L_S = L_S - M_S$; Inductance cyclique propre du stator

$L_m = \frac{3}{2} M_0$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

L'expression (2.15) devient alors

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 \\ 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique et en introduisant l'inductance cyclique.

$L_r = L_r - M_r$; Inductance cyclique propre du rotor

J'aurai

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

D'après les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (d-q); on peut représenter notre machine par la (Figure 2.3).

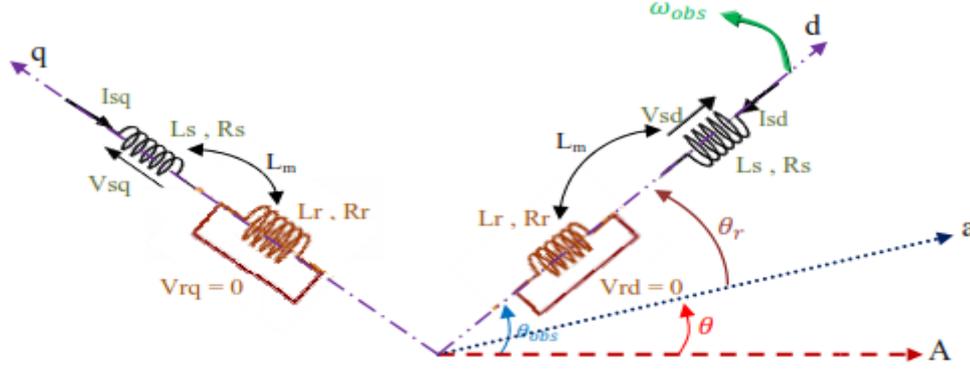


Figure 2.3 Représentation des enroulements fictifs des axes (d-q)

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (2.10);(2.11);(2.29) et (2.30) sont les suivantes,

Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.31)$$

Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (2.32)$$

2.8 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet à la machine d'appliquer des ondes de tension avec suffisance et récurrence personnalisable à partir d'une organisation standard **220/380V**, 50 Hz [35]. Après le redressement, la tension filtrée $U_{dc}(t)$ est appliquée à l'onduleur [35].

Pièces de matériel de puissance pas entièrement fixé dans la pierre par les niveaux de puissance et l'échange de récurrence. En cas de doute, plus les parties sont rapides, plus le pouvoir échangé est faible, tout comme l'inverse. En tant qu'aide, les semi-conducteurs **MOSFET** sont considérés comme des pièces extrêmement rapides mais de puissance modérément faible. Les semi-conducteurs bipolaires sont plus lents que les semi-conducteurs **MOSFET** encore plus remarquables (fréquence **20 kHz** à environ **dix kW**). Les semi-conducteurs **IGBT** sont des pièces de portée standard (jusqu'à **20 kHz** à l'une des puissances de plusieurs **kW**). Les thyristors **GTO** pour les applications à haute puissance basculent progressivement et du tri contrôlable à l'ouverture et à la fermeture ; ce n'est pas le cas pour le thyristor classique [36].

➤ Cet onduleur est censé être à trois niveaux en transmettant trois degrés de tension ($+U_{c1}$, 0 , $-U_{c2}$). La conception choisie dans cette étude est l'onduleur de tension à trois étages de serrage par point neutre (**NPC**), présenté dans la Figure 2.4 [37] [38].

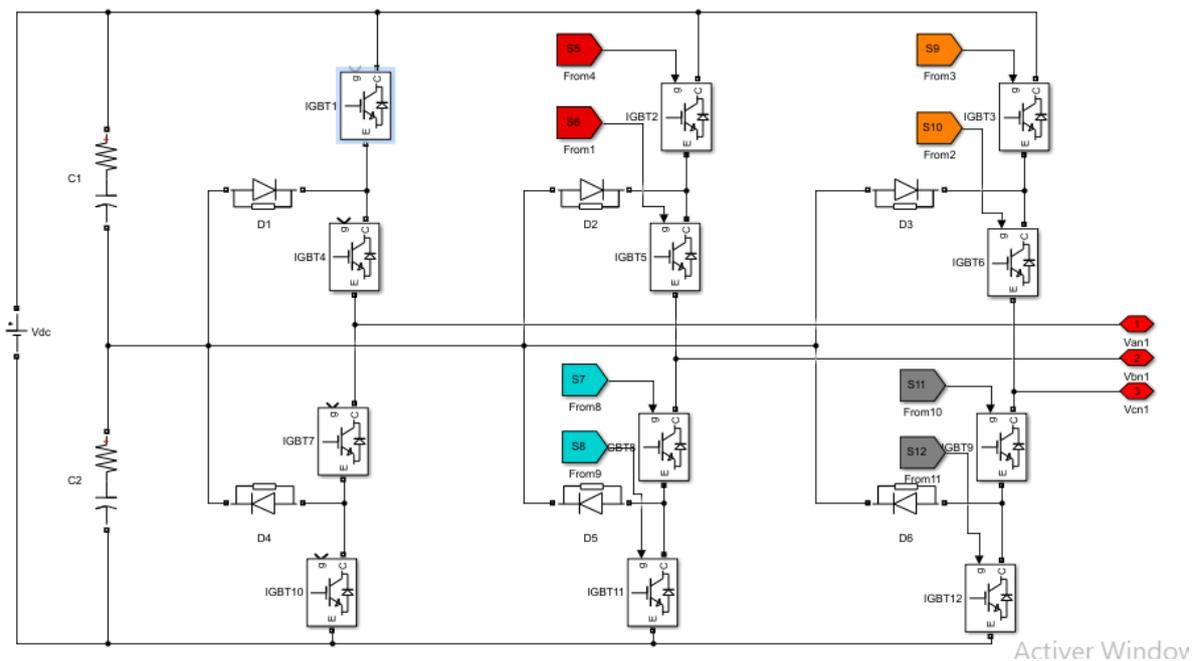


Figure 2.4 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les efforts d'information de l'onduleur sont pensés pour être grands. Par et par, il en résulte que, quel que soit le courant **ik**, véhiculé par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3}$. La chute de tension aux bornes semi-conductrices est sans importance avant la tension de réserve qui est de la demande pour deux ou trois cents volts [37]

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de quelques commutateurs, et pour que le convertisseur soit complètement contrôlable, un ordre supplémentaire est pris [39].

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad (2.33)$$

Avec:

B_{xi}: Commande de base du transistor **S_{xi}** d'un bras **x**, **x** = a ,b,c et **i**= 1,2,3,4

Les fonctions de connexion des bras de l'onduleur à trois sont donné par :

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{x1} \cdot F_{x2} \\ F_{X0}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

X : Numéro du bras et **x**=a,b,c ;

Les potentiels des nœuds **a**, **b**, **c** de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point **N** de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) U_c \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) U_c \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) U_c \end{cases} \quad (2.35)$$

L'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (2.36)$$

En introduisant L'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{bn} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cn} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (2.37)$$

Les tensions composées sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (2.38)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (2.39)$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (2.40)$$

Les tensions simples sont données comme suite [37]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

2.9 Stratégie de commande MLI-ST

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une bonde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

$$\begin{cases} V_{p1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} \cos(2\pi f_p \cdot t) \\ V_{p2}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} (\cos(2\pi f_p \cdot t) - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.42)$$

Le principe de commande **MLI** (Modulation en Largeur d'Impulsions) à trois niveaux est montré par suivante.

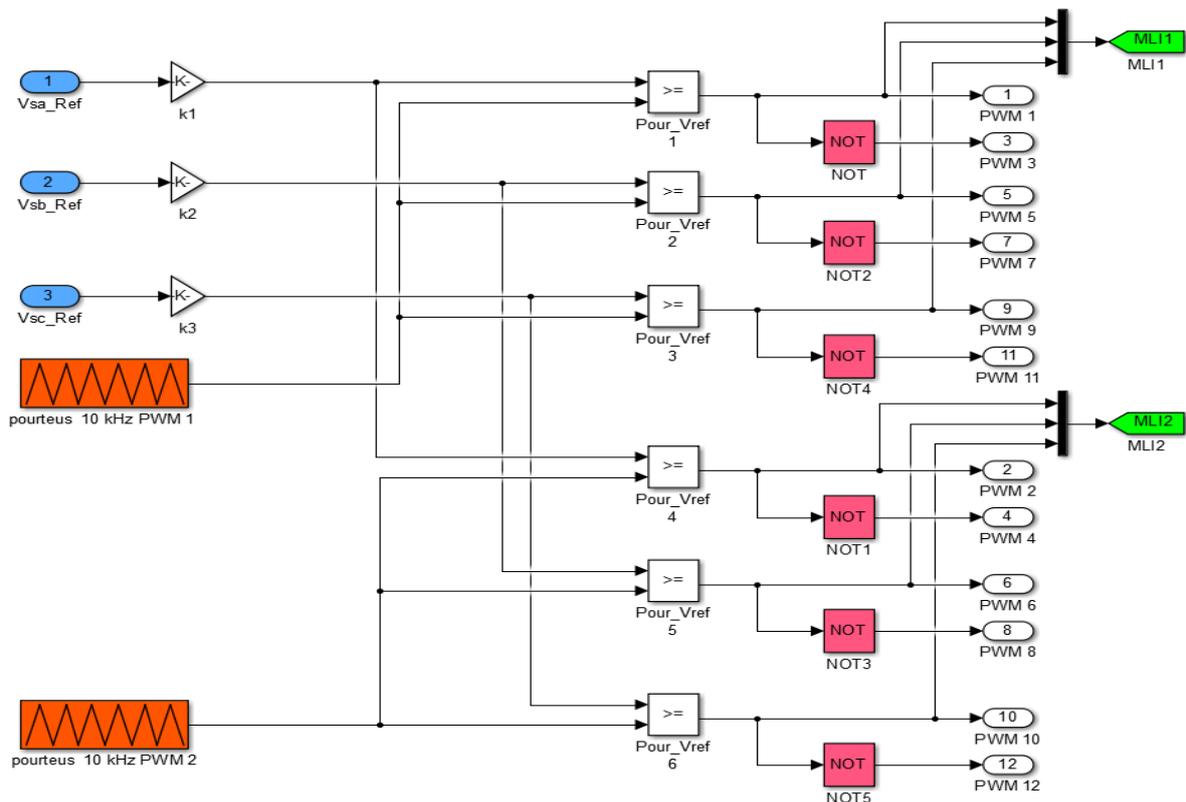


Figure 2.5 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à trois niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires d'amplitude et de fréquence est nécessaire (Figure 2.5) Elle est ensuite comparée au signal des références (sinusoïdale) d'amplitude et de fréquence. chaque comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire.

Après la réalisation de simulation de la commande MLI-ST de l'onduleur de tension a trois niveaux, on obtient les formes d'ondes présentées sur la Figure 2.6.

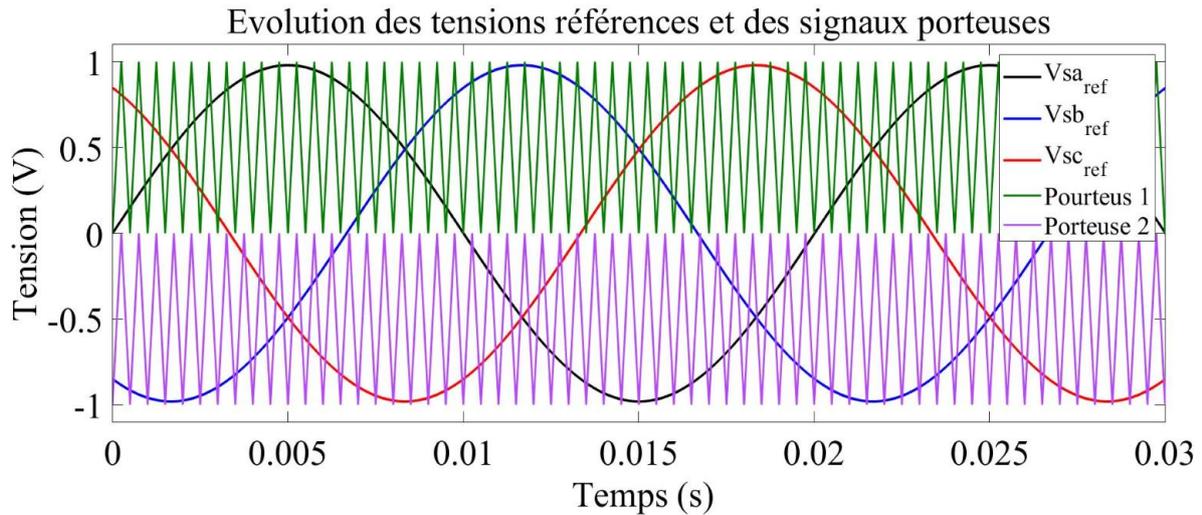


Figure 2.6 Les tensions de référence avec le signal porteuse de l'onduleur à trois niveaux.

2.10 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande

Dans cette partie, nous présentons l'ensemble des résultats de simulation sans commande de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur de tension à trois niveaux commande par la technique [MLI-ST](#). De plus, donc nous nous limitons aux résultats correspondants à la [MLI-ST](#). Afin de simuler les réponses du système réel, en se basant sur le modèle du système d'entraînement présenté précédemment nous avons développé un modèle de la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sous forme de schémas-blocs (Figure [2.7](#)) implanté dans l'environnement du logiciel [Matlab/Simulink](#).

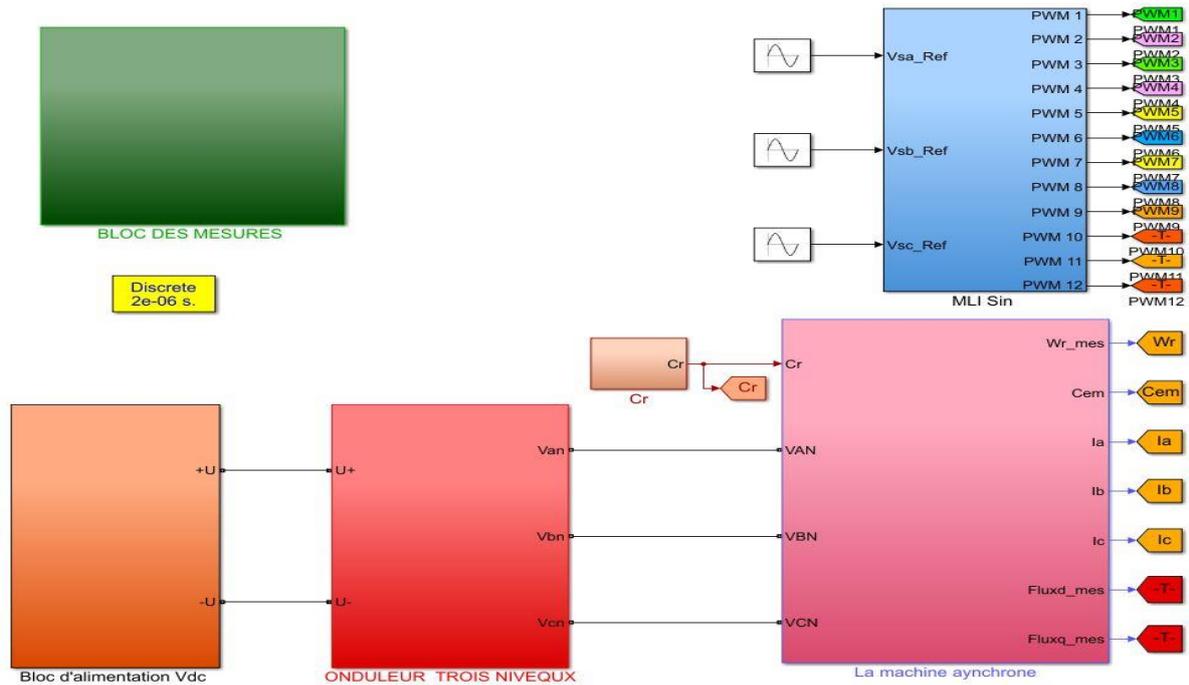


Figure 2.7 Modèle de simulation sous *Matlab/Simulink* de l'association machine-onduleur trois niveaux.

2.10.1 Résultats de simulation

Le système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension trois niveaux sans contrôle est démarré à une vitesse de **1000 tr/min**, ensuite un couple de charge $C_r=10 \text{ N.m}$ est appliqué à l'instant $t=2\text{s}$, les principaux résultats de simulation de ce cas de fonctionnement (sans commande) sont montrés par les courbes des figures suivantes :

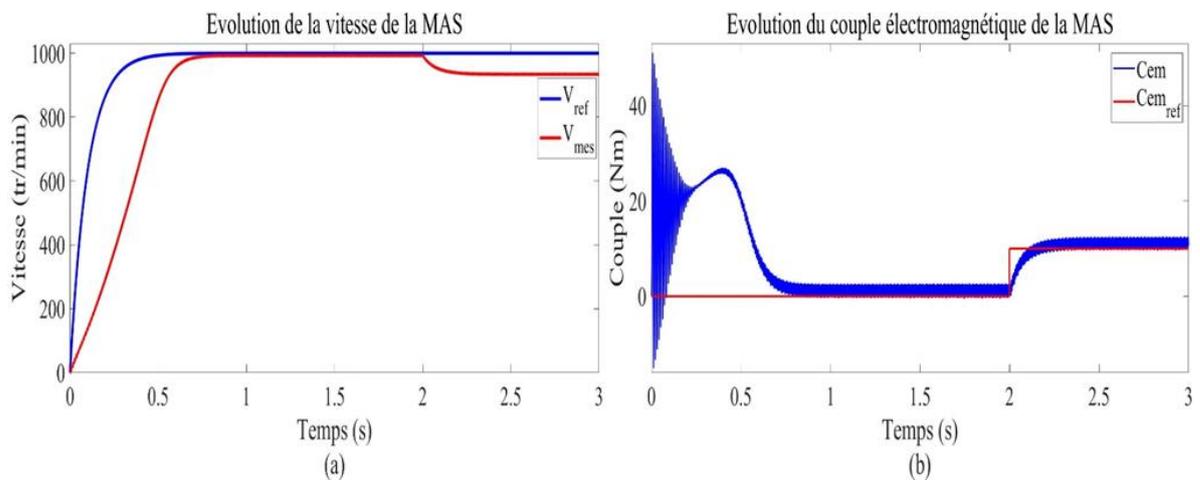


Figure 2.8 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS sans commande.

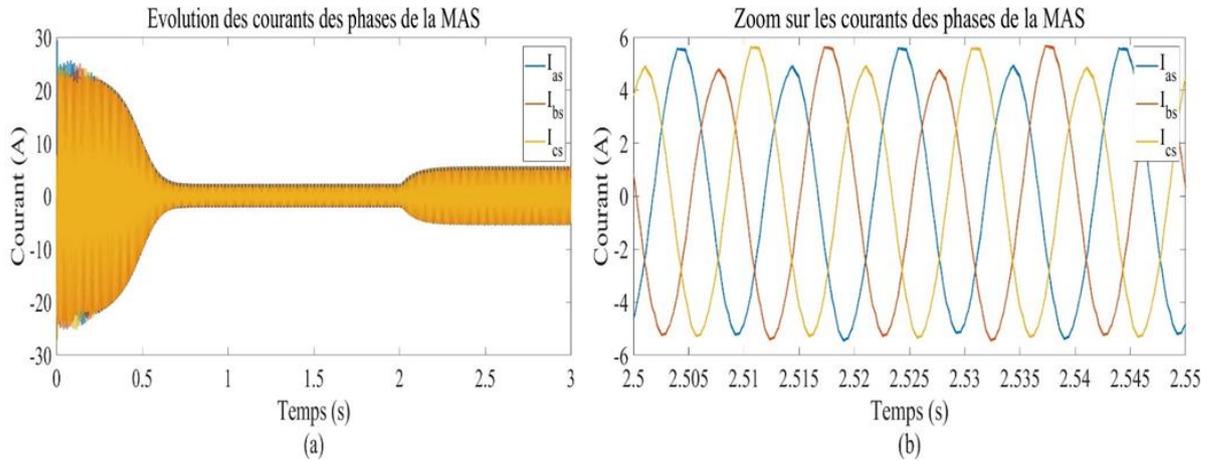


Figure 2.9 Allures des courants des phases de la MAS sans commande.

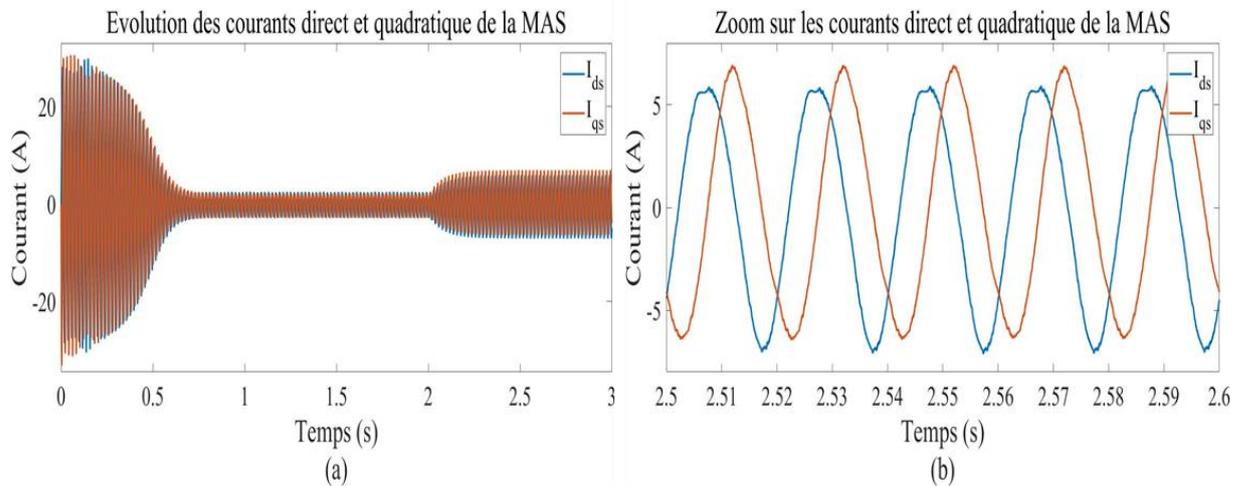


Figure 2.10 Allures de deux courants direct et quadratique de la MAS sans commande.

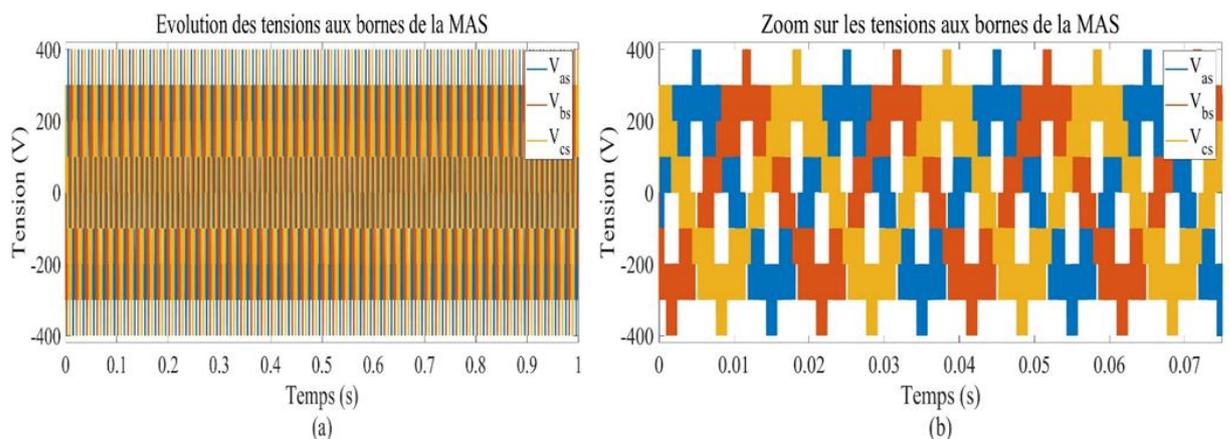


Figure 2.11 Allure des tensions aux bornes de la MAS sans commande.

Pour valider la modélisation qui présenté présidèrent, nous montrons dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant la réponse du comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à structure **NPC**.

A travers les résultats de simulation obtenus, la validité de l'application de la commande **MIL-Sin** avec une alimentation à trois niveaux est prouvée. Les figures (2.8 a) et (2.8 b) représentent l'évolution des caractéristiques mécaniques de la **MAS** alimentée directement par un onduleur de tension à trois niveaux (sans commande), suivi de l'application du couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=2\text{s}$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse de la **MAS** augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 1000 t/min à $t=0.52\text{s}$ (Figure (2.10. a) permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 52 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5s où il rejoint 25 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.5 N.m , qui est due aux frottements. Les courants des phases statoriques de la **MAS** présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant (Figure 2.9). Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation et les courants des phases statorique sont presque en phase et de même signe.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la **MAS** triphasée et la modélisation de l'onduleur à trois niveaux. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par un onduleur de tension à trois niveaux commandés par la stratégie de **MLI-ST**. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique sous *Matlab/Simulink*. Puis nous avons interprété les résultats de simulation obtenues.

Dans le prochain chapitre nous avons représenté la commande vectorielle de **MAS** triphasée alimentée par un onduleur de tensions à trois niveaux.

Chapitre 3 :

Commande de la MAS en mode normal et en mode dégradé

Chapitre 3 Commande de la MAS en mode normal et mode dégradé

3.1 Introduction

Les difficultés importantes rencontrées dans le commande de la **MAS** est la façon dont le couple et le flux sont des facteurs profondément couplés et que toute activité sur l'un d'eux influence l'autre. Mais encore une fois, dans la machine à courant continu à excitation différente, ces deux facteurs sont normalement découplés, ce qui donne un sens à la facilité de commande de cette machine. La motivation derrière cette partie est d'introduire les orientations de flux dans une machine à trois phases de tension non récurrente commandée. La reproduction a été terminée pour le tour du flux rotorique, pour une machine alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

A travers ce chapitre, nous offrons la commande vectorielle sur la **MAS**, d'abord nous fournissons la modélisation de la machine, puis enfin nous faisons une comparaison entre les réponses de l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux en mode normal et en mode dégradé.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La complexité du contrôle des systèmes d'entraînement électrique (des machines à induction) réside dans la non-linéarité du module du système d'entraînement électrique et l'effet dans de couplage intrinsèque entre le couple électromagnétique et le flux. Dans le dernier, le couple électromagnétique est communiqué par un résultat vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Ainsi, pour les machines à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont normalement orthogonaux.

Le principe de la commande vectorielle (**FOC**) consiste à organiser les parties du flux statorique, le flux rotorique ou le flux l'entrefer sur un axe de référence tournant à la vitesse ω_s [40], [41]. L'orientation de l'un de ces trois flux suivant l'axe "d" du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectoriel). Cette direction fait la déclaration du couple électromagnétique comme celle de la machine **DC** à excitation différente, le développement du couple électromagnétique et la production de flux sont autonomes (Figure 3.1), où il y a un découplage caractéristique entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple électromagnétique, le courant d'induit.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est de travailler sur leur comportement dynamique et statique, en raison d'une structure de contrôle comme celle d'une machine à courant continu à excitation différente. La dernière option pour accomplir le découplage entre le flux et le couple de la machine (électromagnétique).

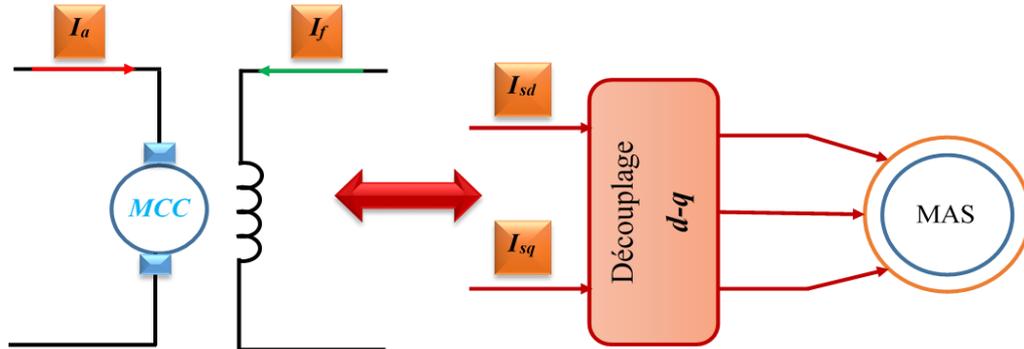


Figure 3.1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu excitation séparée est donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (3.1)$$

avec :

- I_a : Le courant d'induit ;
- ϕ_a : Le flux imposé par le courant d'excitation ;
- I_f : Le courant d'excitation ;
- K_a et K_f : Constante.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasé est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = K_m I_{sd} I_{sq} \quad (3.2)$$

3.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans le cadre de notre travail, nous utilisons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, cette méthode n'exige pas d'estimer l'amplitude du flux rotorique mais d'utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{rd}^* . De plus, la commande vectorielle indirecte exige la présence d'un capteur de vitesse (position) du rotor ainsi que deux capteurs de courant statorique [42].

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct "d" pour

garantir un découplage correct entre le flux et le couple électromagnétique quel que soit le point de fonctionnement [43]. Ainsi, on peut choisir d'orienter le repère de manière à ce que l'axe "d" porte entièrement le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer, car cela permet d'obtenir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statorique.

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite les deux conditions suivant :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r^* \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Les équations de la machine asynchrone triphasée (2.31) et (2.32) dans un référentiel lié aux champs tournants (**d-q**) deviennent :

Le couple machine ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} :

$$C_{em}^* = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* I_{sq} \quad (3.4)$$

Le flux rotorique ne dépend que le courant statorique I_{sd} :

$$\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} = M I_{sd} \quad (3.5)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit :

$$\theta_s = \int \theta_s + p\Omega_m \quad (3.6)$$

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

$$\omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r^*} \quad (3.7)$$

En régime permanent :

$$\phi_r^* = M I_{sd} \quad (3.8)$$

On obtient les équations de tension de référence sous la forme suivante :

Le schéma de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone triphasée basée sur la commande vectorielle présentée sur la Figure 3.2, est constitué des boucles de contrôle en cascade et d'un bloc de calcul de l'angle θ_s . Les boucles des régulations internes sont celles des courants I_{sd} et I_{sq} et la boucle de régulation externe est celle de la vitesse Ω . La sortie du régulateur de vitesse donne la référence du couple électromagnétique (image du courant I_{sq}), la référence du courant I_{sd} est l'image de flux rotorique appliqué. Enfin, les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* obtenues à la sortie des régulateurs des courants sont transformées dans le repère lié au stator en utilisant l'angle θ_s et serviront de références au bloc *MLI*. Le détail sur le calcul des différents régulateurs est donné en *Annexe A*.

3.3.2 Simulation de la commande vectorielle du système en mode dégradé

Le système d'entraînement électrique fonctionne à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz, une tension du bus continue $V_{dc}=600V$. Le flux rotorique de référence (ϕ_r^*) est fixé à 0,8Wb. La vitesse de référence imposée est de 1000 tr/min avec un couple de charge d'amplitude $Cr = 10Nm$ appliqué à l'instant $t = 1.5s$. Les constantes proportionnelles et intégrales des régulateurs traditionnels *PI* de la vitesse et des courants directs et quadrature sont calculées par la méthode présentée dans l'*Annexe A*. Les paramètres des grandeurs mécaniques et électriques de la *MAS* sont donnés dans le tableau A.1 de l'*Annexe B*.

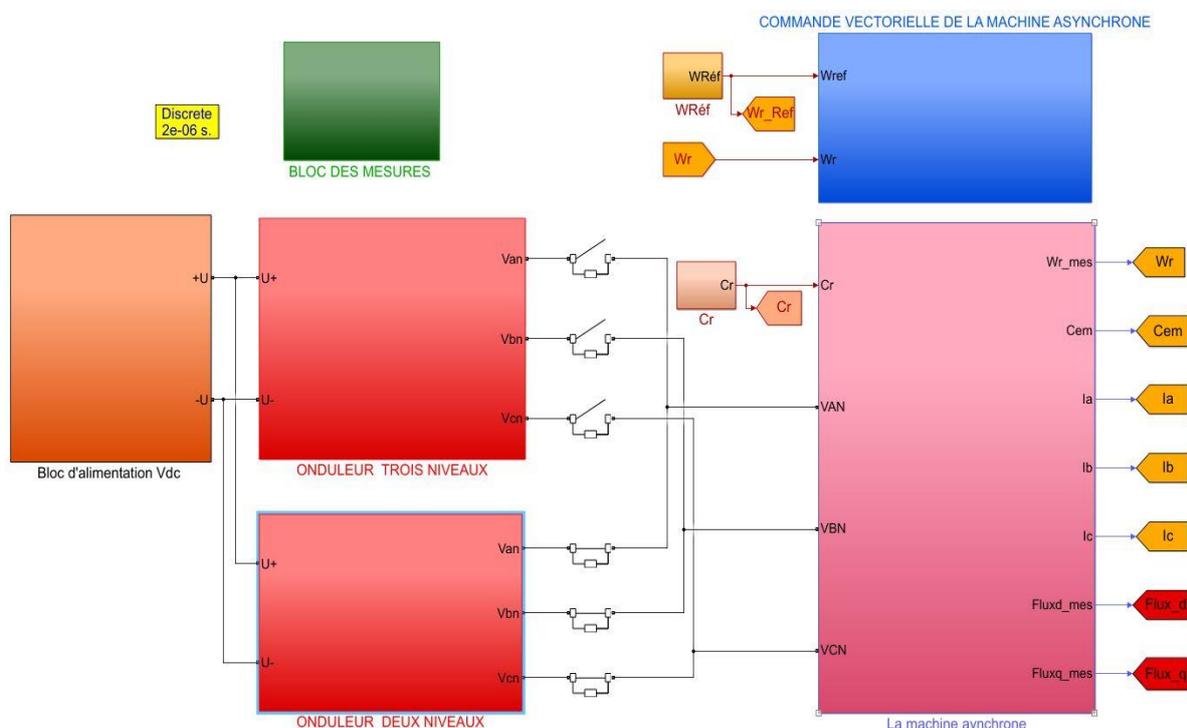


Figure 3.3 Schéma de la commande vectorielle du système sous Matlab/Simulink.

Dans cette partie, nous présentons l'ensemble des résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension (Deux niveaux ou trois niveaux) contrôlée par la technique MLI-Sinus triangle (MLI-ST). De plus, donc nous nous limitons aux résultats correspondants en mode de fonctionnement dégradé les deux cas de défauts, ouverture d'un seul IGBT (O-C) et coupure d'un bras. La validation de cette approche pour l'analyse de ces défauts est faite sous *Matlab/Simulink*, Figure 3.3

3.3.2.1 Résultats de simulation en mode dégradé coupure de demi bras

Dans cette partie nous avons présentés les résultats de simulation de l'étude comparative entre les onduleurs des tensions des deux niveaux et trois niveaux, est le système commande à l'aide d'une commande vectorielle. Les tests qui sont appliqués sur notre système étudié, ouverture d'un IGBT, ouverture d'un demi-bras, et ouverture de deux bras, nous nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes : la vitesse à 1000 tr./min , le flux de référence 0.8 Web .

un couple de charge nominale de 10 N.m appliqué à l'instant $t=1.5\text{s}$ et applique un défaut à l'instant $t=2.5\text{s}$ les principes résultats de simulation de ce cas de fonctionnement (commande vectoriel) sont montrés par les courbes des figures suivantes :

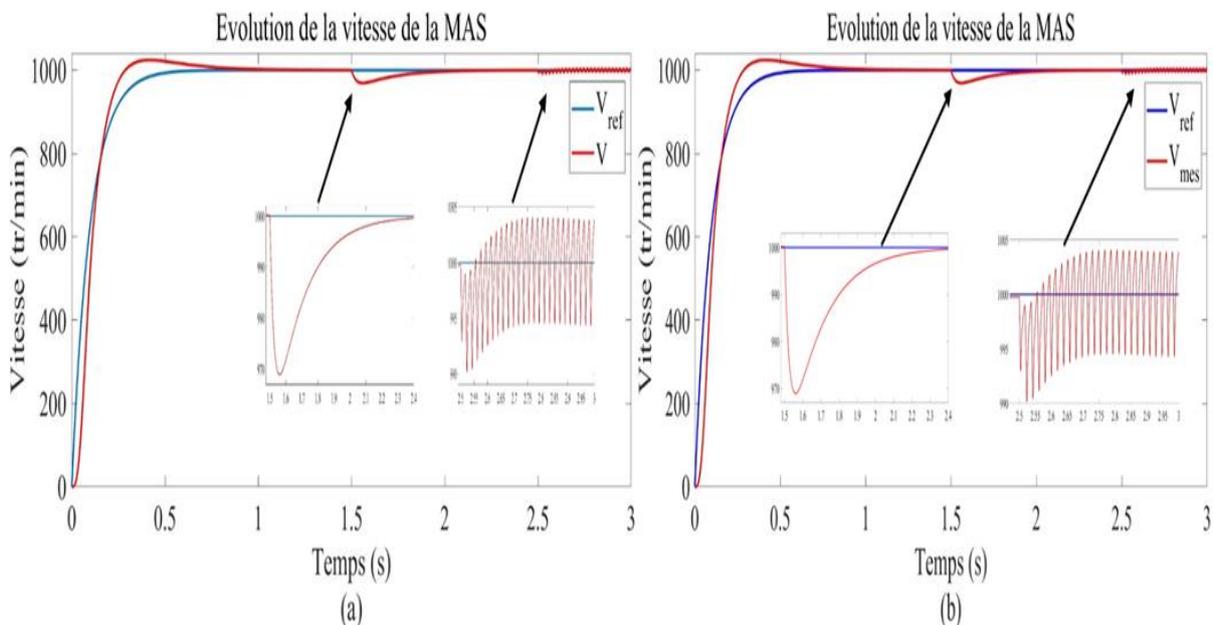


Figure 3.4 Allures de la vitesse de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

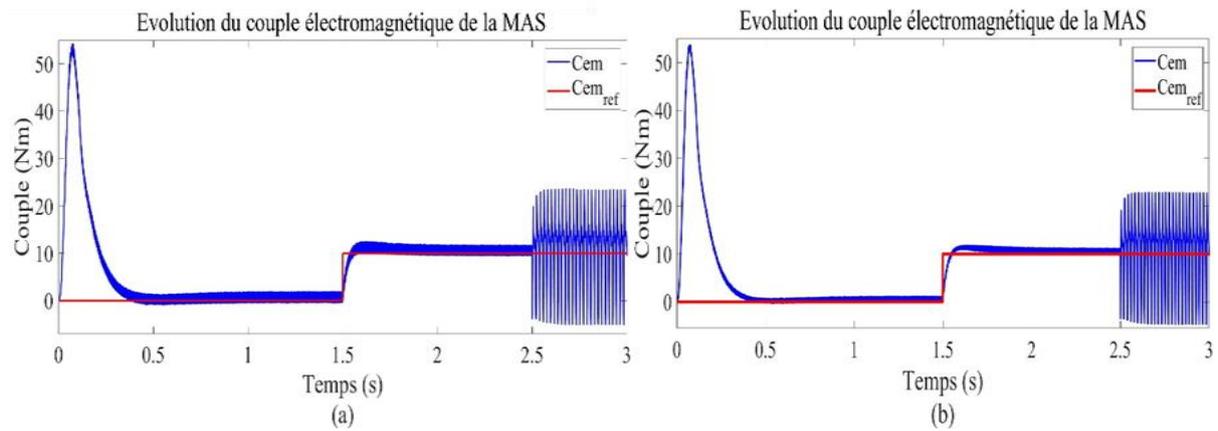


Figure 3.5 Allures du couple de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

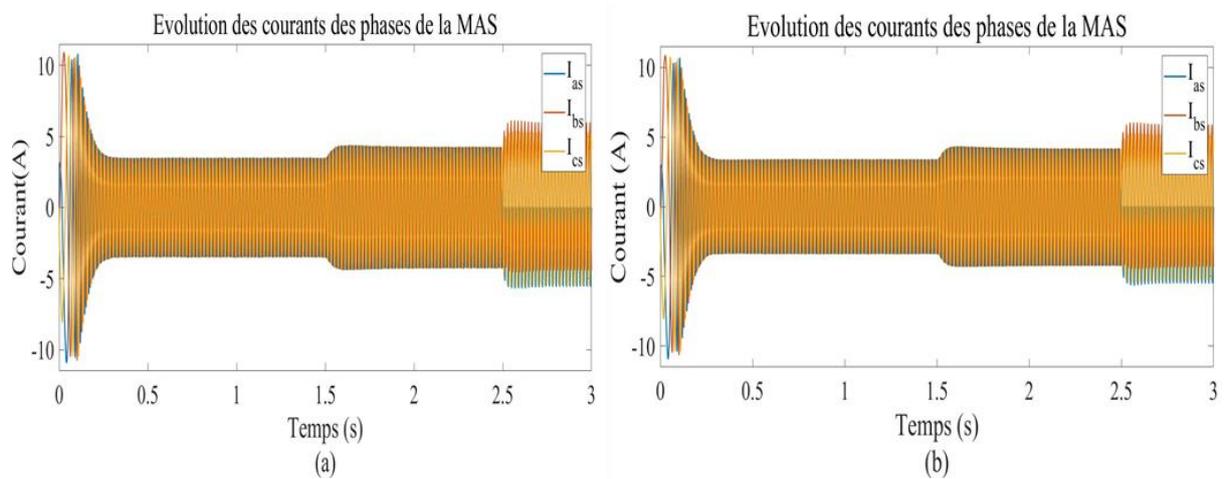


Figure 3.6 Allures du courant de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux Niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

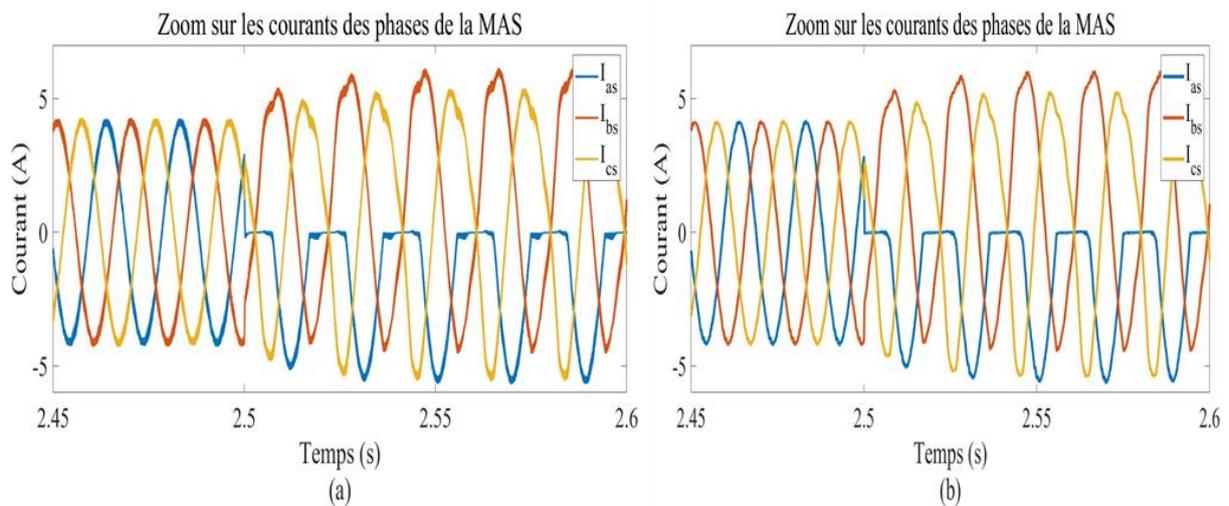


Figure 3.7 Zoom sur les courants des phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

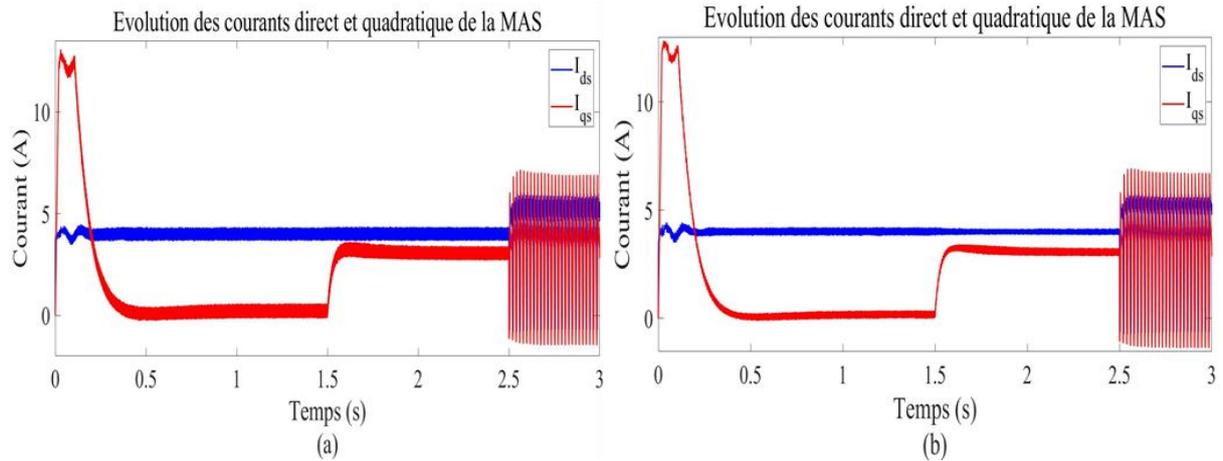


Figure 3.8 Allures des courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

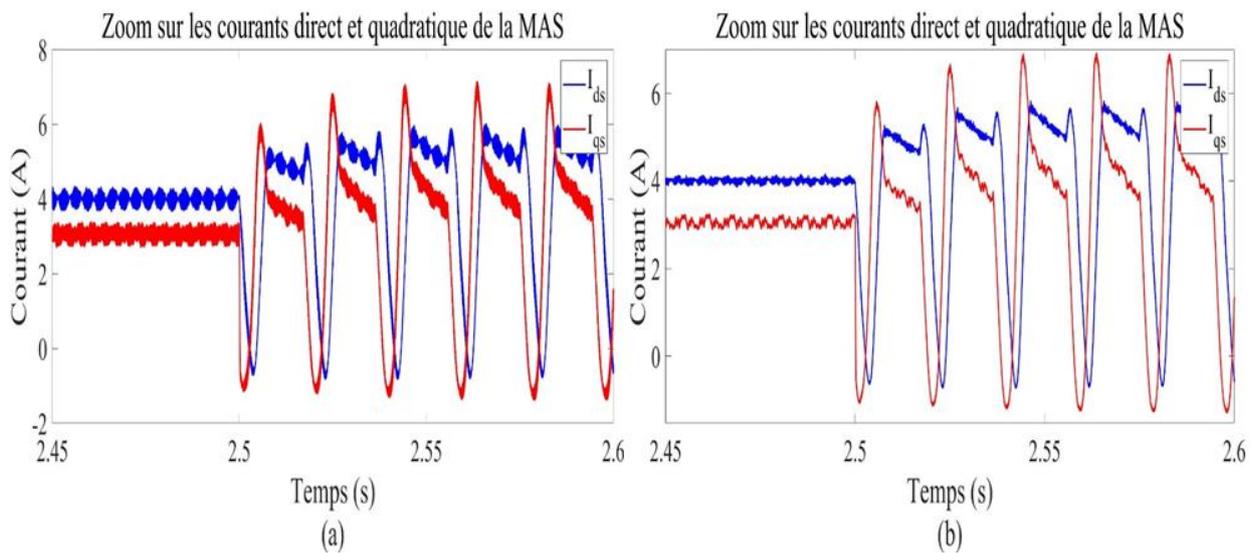


Figure 3.9 Zoom sur les courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

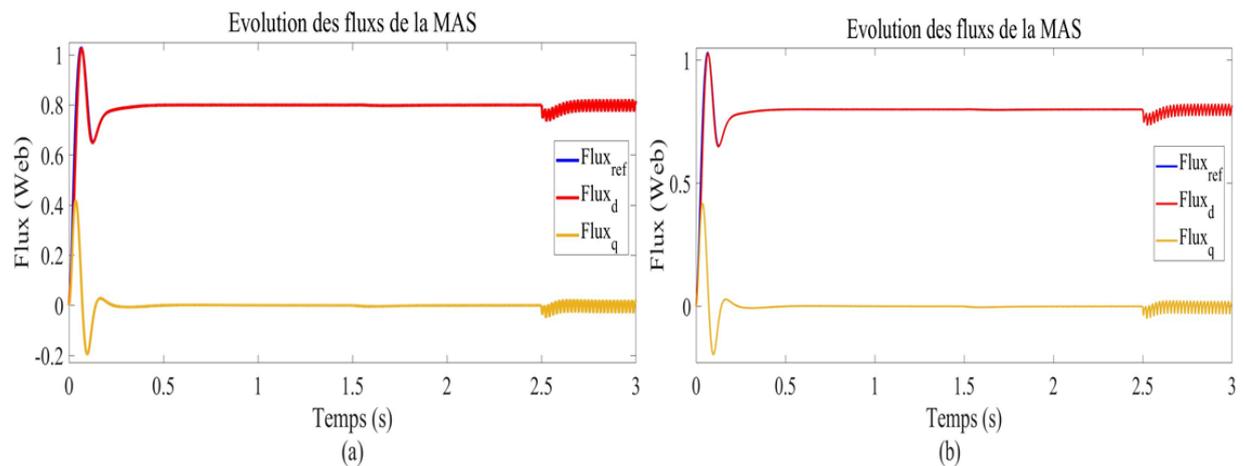


Figure 3.10 Allures des fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

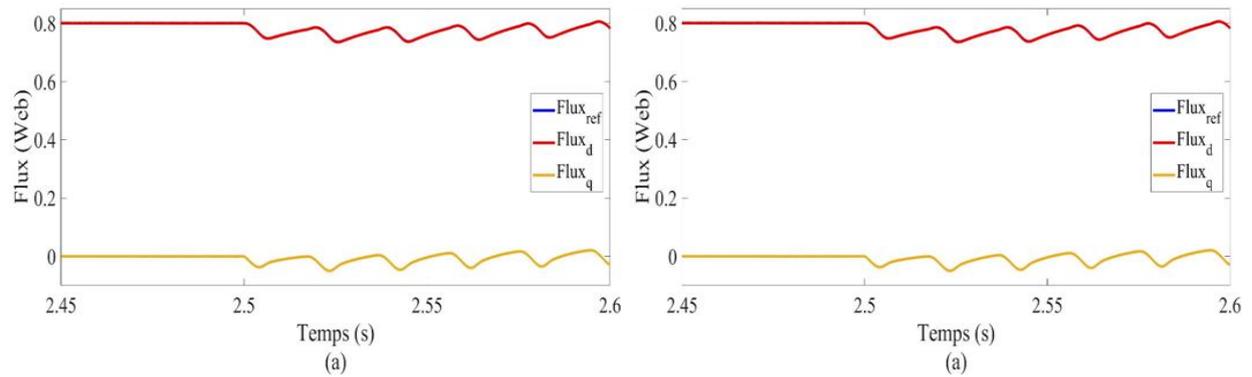


Figure 3.11 Zoom sur les flux de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

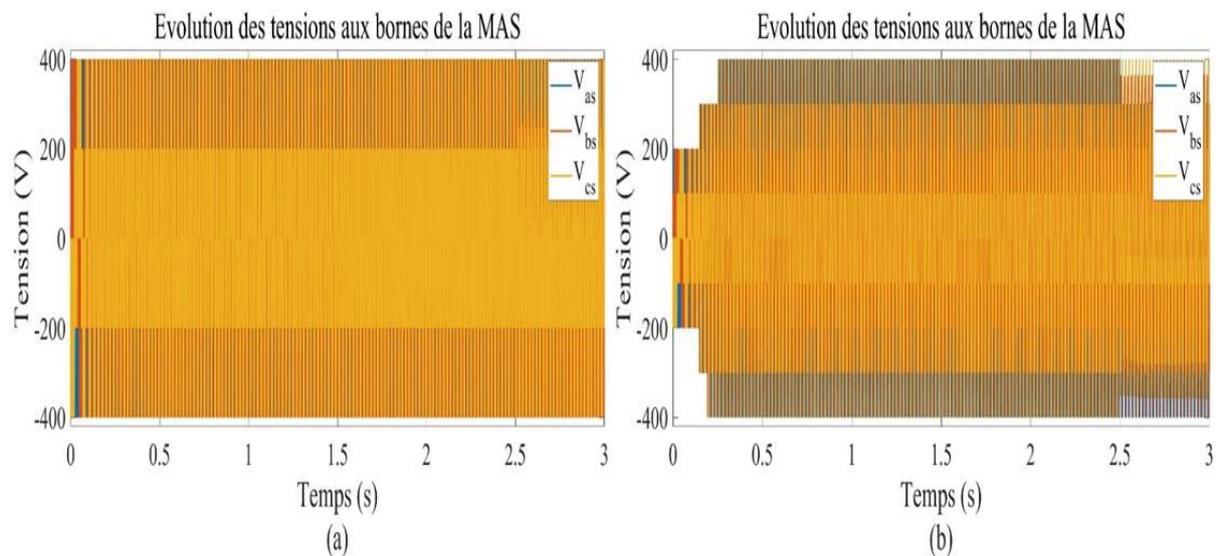


Figure 3.12 Allures des tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

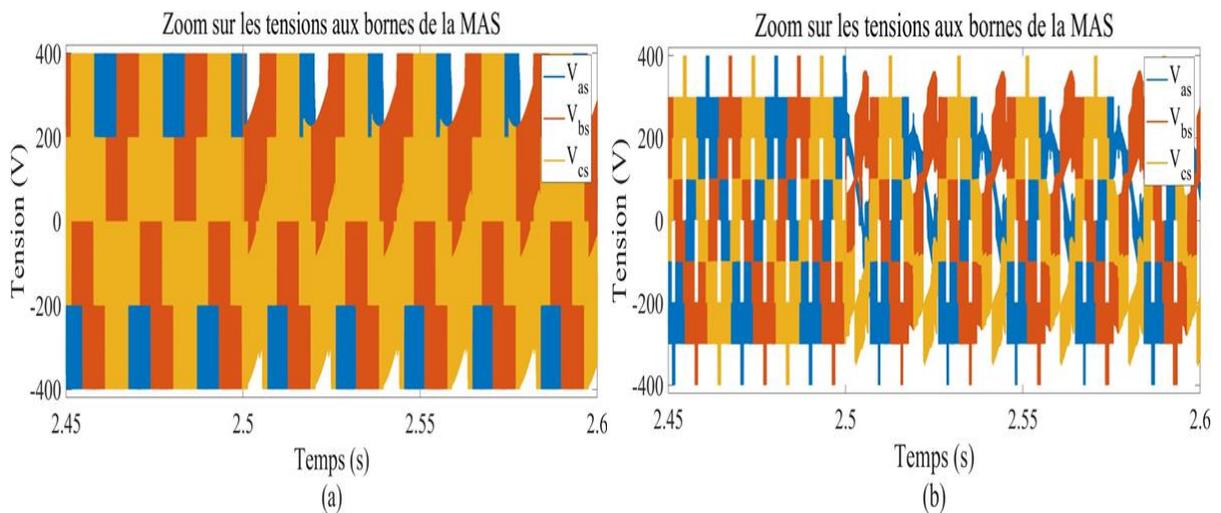


Figure 3.13 Zoom sur les tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un demi-bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

Les résultats de simulation présentés sur les figures 3.4 (a), 3.5 (a), 3.6 (a), 3.7 (a), 3.8 (a), 3.9 (a), 3.10 (a), 3.11 (a), 3.12 (a) et 3.13 (a) montrent que le défaut d'ouverture d'un IGBT(C-O) du premier bras de l'onduleur deux niveaux à l'instant $t=2.5s$ a provoqué l'apparition de déséquilibre notable des courants de sortie des onduleurs deux niveaux. Aussi, des harmoniques sont superposés aux différents courants et qui vont engendrer des ondulations du couple et de la vitesse dans le système. Néanmoins la réduction de ces oscillations et de leurs effets nécessite l'utilisation d'autres types de l'onduleur plus adaptés.

Les résultats de simulation obtenus sur les figures 3.4 (b), 3.5 (b), 3.6 (b), 3.7 (b), 3.8 (b), 3.9 (b), 3.10 (b), 3.11 (b), 3.12 (b) et 3.13 (b) montrent que le défaut d'ouverture d'un IGBT du premier bras de l'onduleur a trois niveaux à l'instant $t=2.5s$ à provoquer l'apparition d'un déséquilibre notable des courants des phases de sortie d'onduleur à trois niveaux. Aussi, des harmoniques sont superposés aux différents courants et qui vont engendrer des ondulations de couple et de la vitesse du MAS. L'onduleur à trois niveaux a permis une légère réduction des oscillations du couple et de la vitesse par rapport à l'onduleur deux niveaux.

3.3.2.2 Résultats et interprétation simulation en mode dégradé coupure d'un bras

Cette partie sera dédiée à la présentation des résultats des simulations dans le cas de coupure d'un bras d'un onduleur. Ces simulations sont effectuées dans les mêmes conditions des simulations précédentes, la seule différence réside dans la provocation d'un défaut de coupure d'un bras de l'onduleur à l'instant $t=2.5s$.

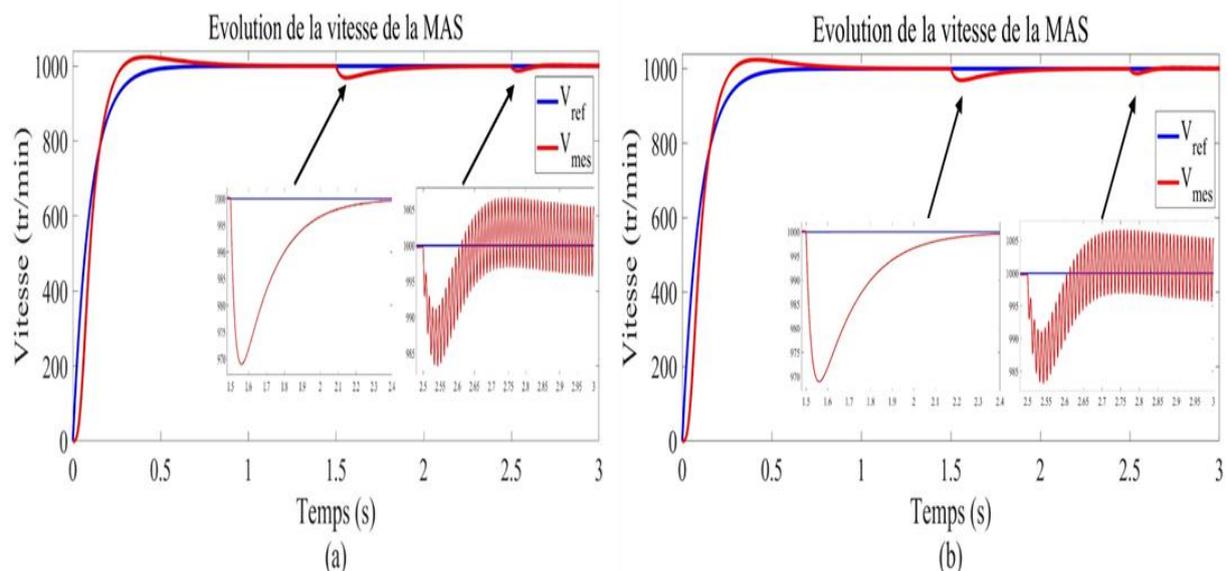


Figure 3.14 Allures de la vitesse de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

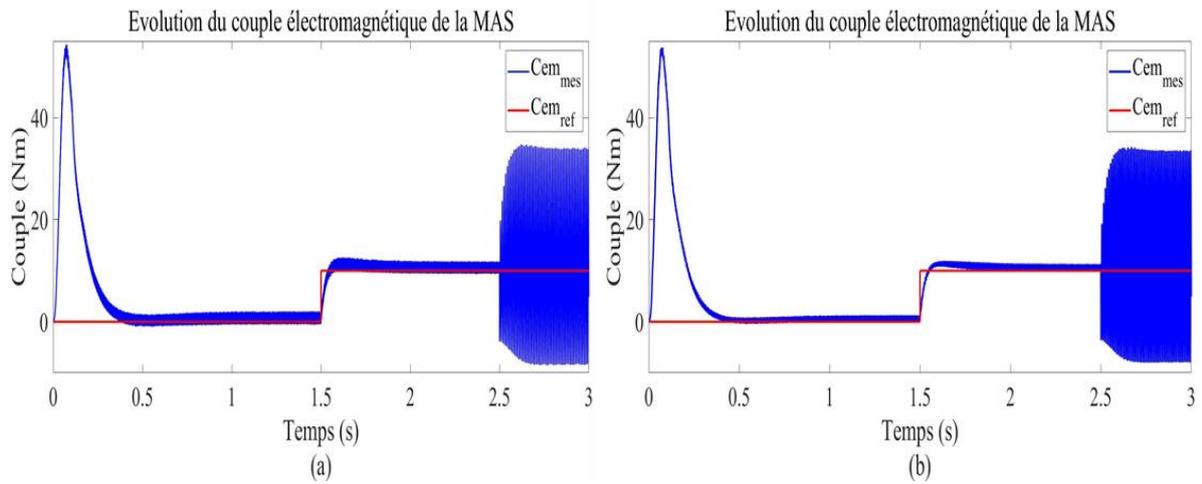


Figure 3.15 Allures du couple de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

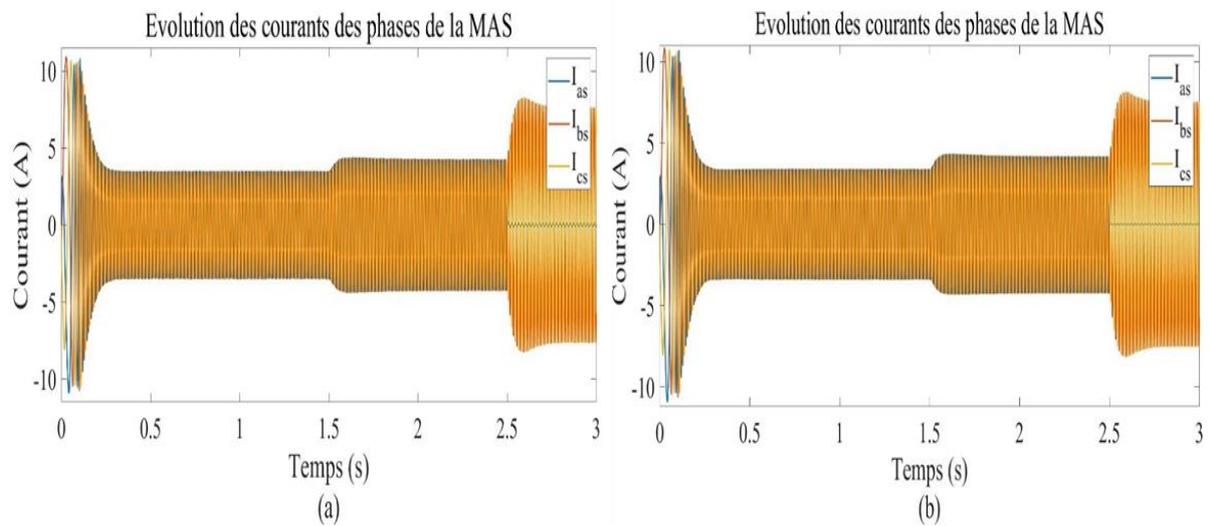


Figure 3.16 Allures des courants de phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

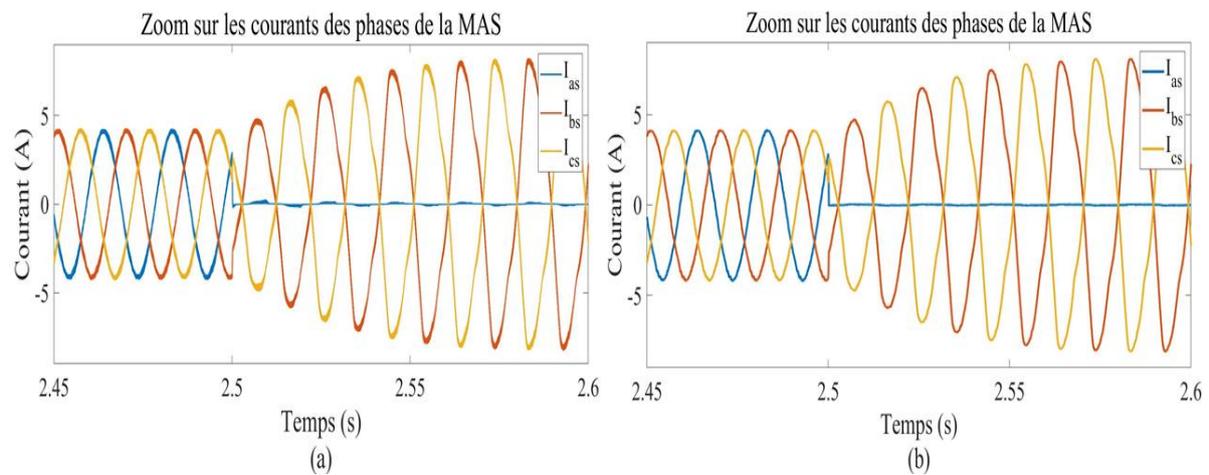


Figure 3.17 Zoom sur les courants des phases de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

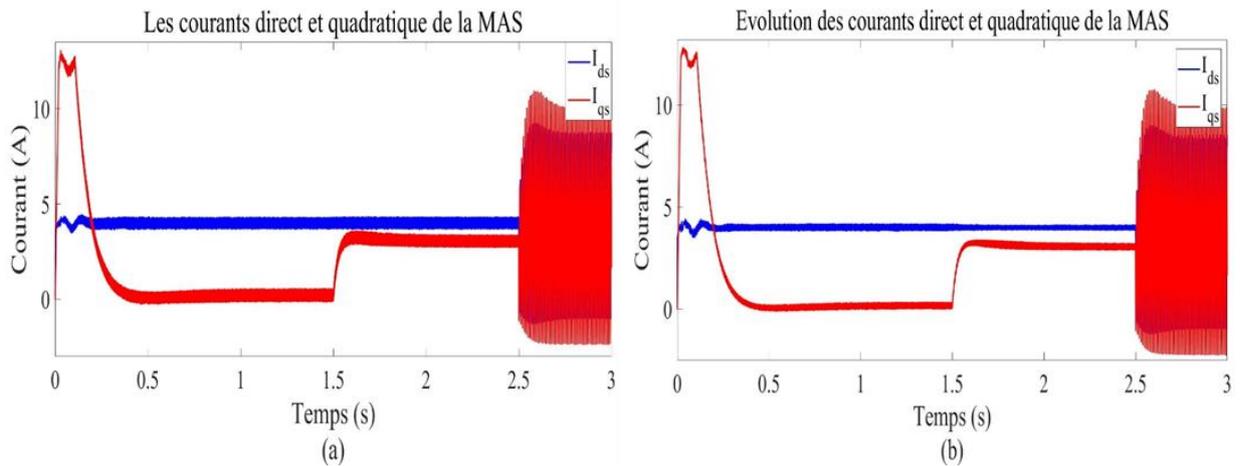


Figure 3.18 Allures des courants direct et quadratique de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

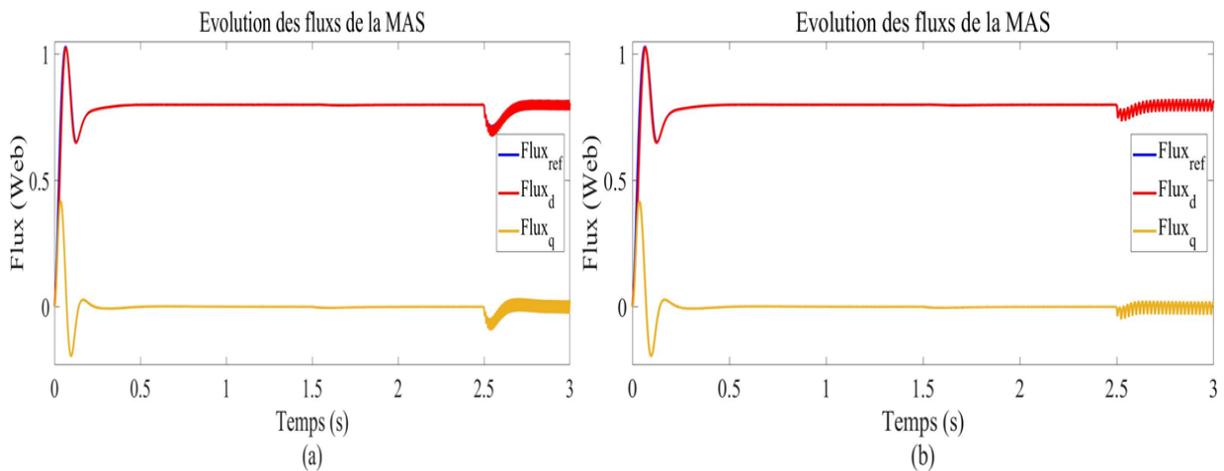


Figure 3.19 Allures des fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux.

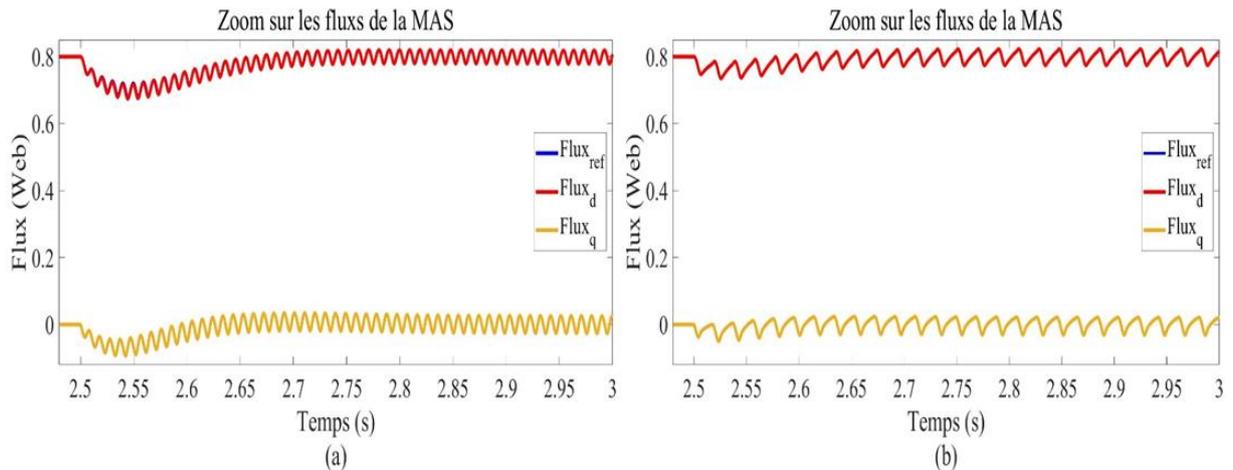


Figure 3.20 Zoom sur les fluxes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : onduleur deux niveaux, (b) : onduleur trois niveaux

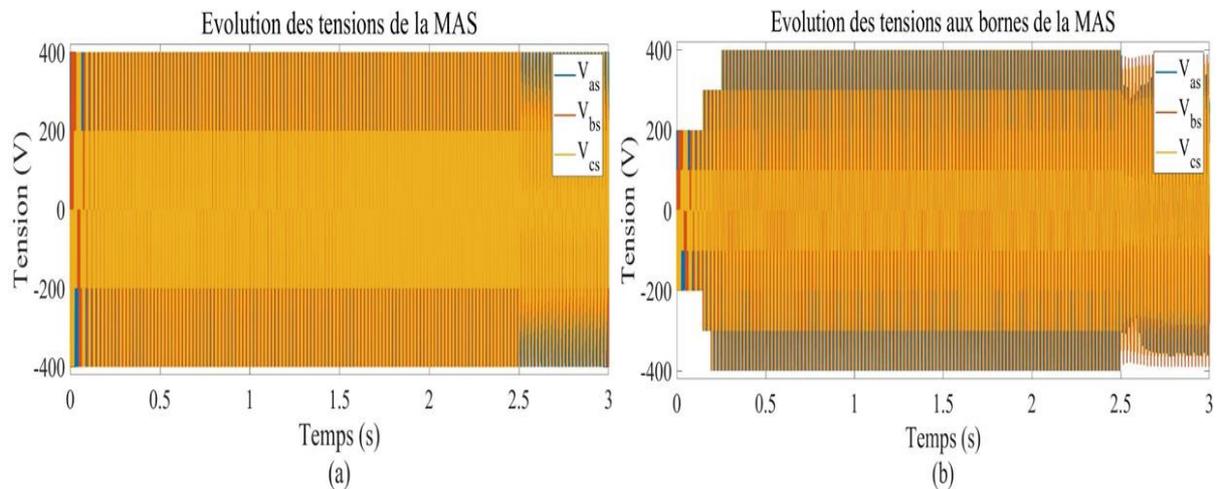


Figure 3.21 Allures des tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : Onduleur deux niveaux, (b) : Onduleur trois niveaux

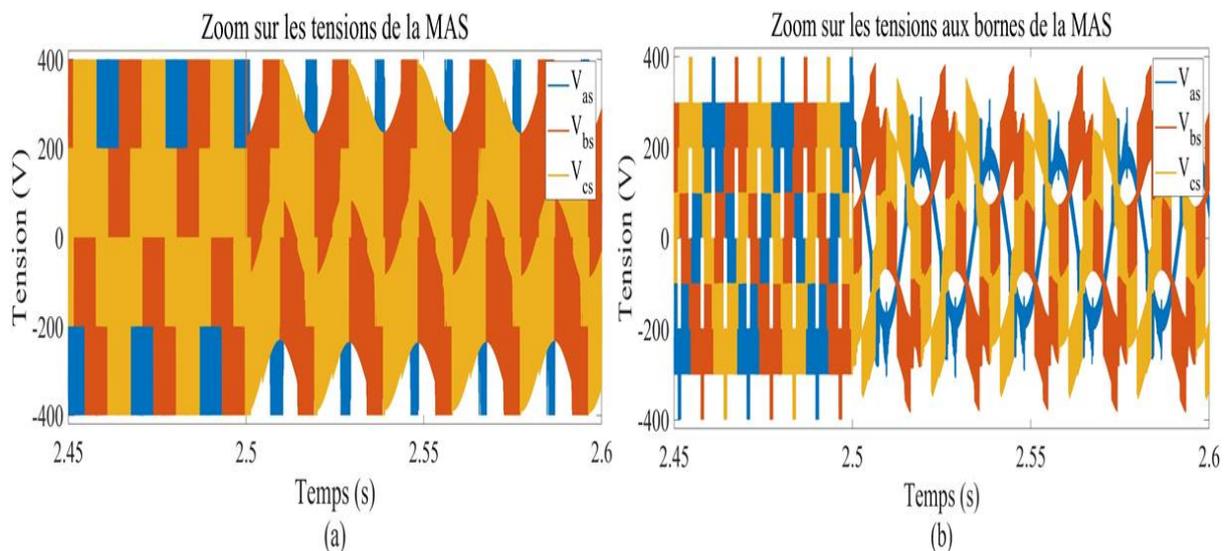


Figure 3.22 Zoom sur les tensions aux bornes de la MAS en présence de défaut circuit-ouvert au niveau d'un bras, (a) : Onduleur deux niveaux, (b) : Onduleur trois niveaux

Les résultats de simulation présentés sur les figures 3.14 (a), 3.15 (a), 3.16 (a), 3.17 (a), 3.18 (a), 3.19 (a), 3.20 (a), 3.21 (a) et 3.22 (a) montrent que le défaut de coupure d'un bras d'onduleur de tension à **deux niveaux** apparu à l'instant $t=2.5s$ a provoqué une dégradation plus importante des grandeurs caractéristiques du **MAS**, comparé au cas d'ouverture d'un seul **IGBT**. Le déséquilibre des courants de sortie d'onduleur de tension à **deux niveaux** a amplifié les ondulations du couple et de la vitesse qui est maintenue régulée. Ces résultats confirment encore les conclusions précédentes à propos de la nécessité de implémente d'autres types d'onduleur de tension plus adaptés et plus robustes.

Les résultats de simulation présentés sur les figures 3.14 (b), 3.15 (b), 3.16 (b), 3.17 (b), 3.18 (b), 3.19 (b), 3.20 (b), 3.21 (b) et 3.22 (b) montrent que l'onduleur de tension à **trois**

niveaux a permis une réduction notable des oscillations du couple et de la vitesse par rapport au onduleur de tension à deux niveaux. Néanmoins l'élimination totale de ces oscillations et de leurs effets nécessite encore le développement d'autres types de commande plus adaptés et plus robustes.

La reconstitution de la machine asynchrone avec l'onduleur à deux niveaux, il y a plus d'onde dans le couple électromagnétique contrasté avec la MAS avec l'onduleur à trois niveaux. Ainsi, l'onduleur de tension à trois niveaux se consolide avec la MAS pour diminuer les ondes du couple électromagnétique mieux contrastée et la première à deux niveaux.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a permis la validation de la commande vectorielle du système, avec la présentation des principaux résultats obtenus. les résultats de simulation a concerné principalement les réponses des différents onduleurs (deux niveau et trois niveaux) vis-à-vis la régulation de la vitesse et les courants direct et quadrature, pour notre cas d'étude en présence du défaut de coupure d'un bras d'onduleur, et a permis de vérifier la fiabilité d'onduleur de tension à trois niveaux jugé le meilleur, ensuite l'onduleur de tension à deux niveaux. Aussi, pour de meilleures performances de contrôle du système d'entraînement global, la reconfiguration de la commande de la machine, suite à un défaut, peut faire l'objet d'un autre travail.

Conclusion générale

La principale contribution de cette étude concerne le contrôle d'un système d'entraînement basé sur une machine asynchrone triphasée, alimentée par des onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux en présence des défauts. L'onduleur multi-niveaux est une solution intéressante dans les applications à haute puissance, c'est pourquoi des mesures doivent être prises pour assurer un fonctionnement sain. Ainsi, ce travail propose une étude comparative entre les onduleurs des tensions à deux niveaux et à trois niveaux de ces systèmes de puissance, et plus particulièrement en modes sain et dégradé suite à des défauts de type : ouverture d'un seul commutateur et ouverture d'un demi-bras du bras d'alimentation ou du bras de l'onduleur.

Les résultats de simulation de la technique de commande vectorielle de notre système sont montrés des capacités de tolérance aux défauts différentes, pour notre cas d'étude, et surtout même sans détection et localisation du défaut cette commande est capable de s'adapter à la variation des paramètres du système. La simulation a concerné principalement les réponses des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la **MAS** vis-à-vis de la régulation de la vitesse, et a permis de vérifier la performance et la fiabilité de l'onduleur de tension à trois niveaux jugé le meilleur, ensuite l'onduleur de tension à deux niveaux.

Concernant la suite du travail et comme la régulation de la vitesse n'a pas fait l'objet de cette étude, elle peut être aussi inscrite comme travaux en perspectives et testée sous les autres types de régulateurs. Aussi, pour de meilleures performances de contrôle du système d'entraînement global, la reconfiguration de la commande de la machine, suite à un défaut, peut faire l'objet d'un autre travail

Références

- [1] A. Voldoire, "*Outil de développement et d'optimisation dédié aux onduleurs SiC de forte puissance*", Thèse DOCTEUR DE L'UNIVERSITE GRENOBLE ALPES Spécialité : Génie Electrique, 02 octobre 2020.
- [2] E. ZAIDI, "*Etude de la commande d'un entrainement électrique de puissance a base d'une architecture segmentée*", Ecole militaire polytechnique " chahid abderahmane Taleb": These doctorat spécialité Génie Electrique, 2021.
- [3] N. Alain , "*Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service*", Français.: 'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 30 avril 2010.
- [4] ""Sunpower Electronics", " [Online]. Available: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-an-inverter/>.
- [5] J. Madhusudhana, P. S. Puttaswamy and A. Harshit , ""A Comparative Study of Different Topologies of Multilevel Inverters", "*Internationale journal of Electrical and electronics Engineers*, Vols. No,9 Issue, no. 01, january ,june 2007.
- [6] Z. Fang , L. Peng and M. Leon , ""Multilevel Converters for Large Electric Drives", " 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition,, Anaheim, CA, USA,, 1998, 530-536.
- [7] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "IEEE Trans. Ind Appl. 17, 518 (1981).," 7, 518 (1981).. [Online].
- [8] A. Rehaoulia and H. Rehaoul, ""Multilevel Inverters Power Topologies and Voltage Quality", " Vols. Journal of Magnetics 21(1), 83-93 (2016), pp. Research Laboratory SIME, ENSIT, University of Tunis, Tunisia, (Received 1 November 2015, Received in final form 21 January 2016, Accepted 23 January 2016).
- [9] K. Guepratte, "*Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique*", Thèse, Doctoral Grenoble dissertation: Université de Grenoble, 2011.

- [10] M. Chabakata, *"Analyse et commandes des convertisseurs multi-niveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique. Energie électrique"*, Français. NNT : 2018SACLN024. tel-01824681: Université Paris Saclay (COmUE), 2018.
- [11] F. Blaabjerg and M. Pecht, *Special Issue on Robust Design and Reliability of Power Electronics,*’, Vol. 30, No. 5, pp. 2373-2374,; IEEE Transactions on Power Electronics, May. 2015..
- [12] U. M. Choi, F. Blaabjerg and K. B. Lee, *"Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems"*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 5, pp. 2517-2533: IEEE Transactions on Power Electronics, May. 2015.
- [13] Yang, S; Xiang, D; Bryant, A; Mawby, P, *"Condition monitoring for device reliability in power electronic converters"*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752 doi: 10.1109/TPEL.2010.2049377: IEEE Transactions on Power Electronics, Nov. 2010.
- [14] O. K. Teresa, B. Frede and R. O. José , *"Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives"*, Springer, 2014.
- [15] J. Yang, S. Li and X. Yu, *"Sliding mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer"*, IEEE Transactions on Industrial.
- [16] R. MAAMOURI, *"Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts Appliqués à un Système de Conversion Electromécanique à Base d'une Machine Asynchrone Triphasée"*, THESE DE DOCTORAT Génie Electrique: l'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS Université de SOUSSE Discipline, 19 Décembre2017.
- [17] S. Yang, A. Bryant, M. P, D. Xiang and L. Ran, *An industry based survey of reliability in power electronic converters*, vol. 47, no. 3,pp. 1441–1451, doi: 10.1109/TIA.2011.2124436: IEEE Transactions on Industry Applications, May/June 2011.
- [18] E. Wolfgang, *"Examples for failures in power electronics systems"*, Nuremberg, Germany: ECPE Tutorial on Reliability of Power Electronic Systems, Apr 2007.
- [19] L. R. GopiReddy, L. M. Tolbert and B. Ozpineci, *"Power cycle testing of power switches: A literature survey"*, vol. 30vol. 30 no. 5, pp. 2465–2473, doi: 10.1109/TPEL.2014.2359015: IEEE Transactions on Power Electronics, May 2015.

- [20] C. Shu , Z. Jundong , C. Chunyang and X. Kaidi Li, ""An open-circuit fault-diagnosis method for inverters based on phase current", " *School of Traffic and Transportation Engineering, Central South University, Changsha, Hunan Province China,*, Vols. Vol. 2, No. 2, no. 148–160, pp. Transportation Safety and Environment, 2020., 4 June 2020.
- [21] Z. Boumous and A. Boumous, ""New Approach in the Fault Tolerant Control of Three-Phase Inverter Fed Induction Motor", " *Laboratory of Electrical Engineering and Renewable Energies Mohamed Cherif Messaidia University Souk Ahras, Algeria,* Vols. Vol. 10, No. 6, 2020., no. 6504-6509, pp. Engineering, Technology & Applied Science Research.
- [22] J. VALLON, "*Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*", Thèse de doctorat: Université de Toulouse, 2003.
- [23] "techno-science.net," [Online]. Available: <https://www.techno-science.net/definition/3186.html>.
- [24] R. Bertran, *Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique*, Thèse de Doctorat, Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble: Université El-chahid Hamma Lakhdar, 2000.
- [25] B. BENDJAIMA, "*Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts statoriques et rotoriques*", THESE DOCTORAT spécialité : Electronique: UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 03/07/2018.
- [26] Y. SOUFI, "*Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique*", TH_ESE de Doctorat en Sciences (spécialité Automatique): Université Badji Mokhtar ANNABA., Juin 2012.
- [27] D. KHODJA, "*Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction*", thèse de Doctorat, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie: U.Boumerdès, 2007.
- [28] G. Didier, "*Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance*", Thèse Doctorat: Université Henri Poincaré, Nancy 2004.
- [29] A. Bouguerne, "*Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones*", MEMOIRE Magister En Electrotechniqu Modélisation et commande des machines électriques: UNIVERSITE MENTOURI - CONSTANTINE, 2009.

- [30] A. LEBAROUD, "*Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables*", THESE Docteur En Sciences Spécialité Machines électriques: Université de Constantine, 23 / 09/ 2006.
- [31] B. Belkacemi , Z. Mim and L. Ouada , "*Modélisation et simulation de l'association onduleur multi niveaux-machine asynchrone*", Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE: Mémoire de fin d'étude MASTER ACADEMIQUE Domaine : Sciences et Technologies Spécialité : Electromécanique, 2020-2021.
- [32] R. BOUZIDI, "*Contribution à l'optimisation et à la commande adaptative des entraînements électriques*", Université Mohamed Khider – Biskra: Thèse Doctorat en sciences en : Electrotechnique Spécialité : Electrotechnique.
- [33] C. Canudas, "*Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC*", Hermès Science publications, Paris,: Vol. 1, 2000.
- [34] C. j, "*Machine électrique -traité d'électricité* , tome 1 et 2 Dunod , 1989.
- [35] L. Djaghдали, "*Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction*", université de Batna 2: Thèse de doctorat, 2016.
- [36] F. LABRIQUE, G. SEGUIER and R. BAUSIERE, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance*", Editions", Editions Lavoisier, 1998..
- [37] D. Daniel, "*Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone*", 1995: thèse de doctorat, université de Reims champagne.
- [38] Y. Beddiar and I. Hideb, "*Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux*", UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA: MASTER ACADEMIQUE Spécialité : Machines électriques et électronique de puissance, 04/06/2017.
- [39] I. Saifi, "*Alimentation d'onduleurs multi niveaux, "analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance* », université d'Ouargla: mémoire de master, 2016..
- [40] L. Baghli, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", Nancy I, France.: Thèse de Doctorat en Génie Electrique à l'Université Henri Point cary,, 1999..

- [41] U. Gokdere, M. A. Simaan and C. W. Brice, ""Global asymptotic stability of indirect field-oriented speed control of current-fed induction motor"," vol. Vol. 34, no. Automatica, pp. pp.133-135, 1998.
- [42] A. Benchaib, A. Rachid and E. Audrezet, ""Sliding mode input-output linearization and field oriented control for real-time control of induction motors"," *IEEE Transaction Power Electronics*, vol. vol 14, no. No. 1, pp. pp. 3-13, 1999.
- [43] M. O. Mahmoudi, "*Etude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone : commande par mode de glissement avec orientation du champ*", Algérie: Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique à l'Ecole ENP, 1999.

Annexe

Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.

A. 1. Calcul des régulations de la vitesse et des courants

La stratégie de commande de la MAS décrite au chapitre 3, utilise un régulateur linéaire classique de type PI à action Proportionnelle-Intégrale. De plus, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité, en parallèle avec l'action intégrale qui élimine l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [Zai21], [Mar10]. Par conséquent, nous nous limiterons donc par la suite aux régulateurs PI suivants :

$$C_d(p) = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p}, C_q(p) = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p}, C_\Omega(p) = K_\Omega \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \quad (A. 1)$$

avec :

- $C_d(p)$: Le régulateur de courant direct (I_{sd}).
- $C_q(p)$: Le régulateur de courant quadrature (I_{sq}).
- $C_\Omega(p)$: Le régulateur de la vitesse (Ω).

A. 1. 1. Régulation de vitesse

D'après les équations (2.5);(2.7) et (2.9) (chapitre 2), si le courant I_{sd} est maintenu constant alors que l'équation du couple devient [Zai21], [Mar10]:

$$C_{em} = k_t I_{sq} \quad (A. 2)$$

avec: $K_t = P \frac{M}{L_r} \phi_r$.

En ajoutant l'équation mécanique du système :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (A. 3)$$

Le schéma de boucle de régulation de la vitesse du système est représenté par la Figure suivante :

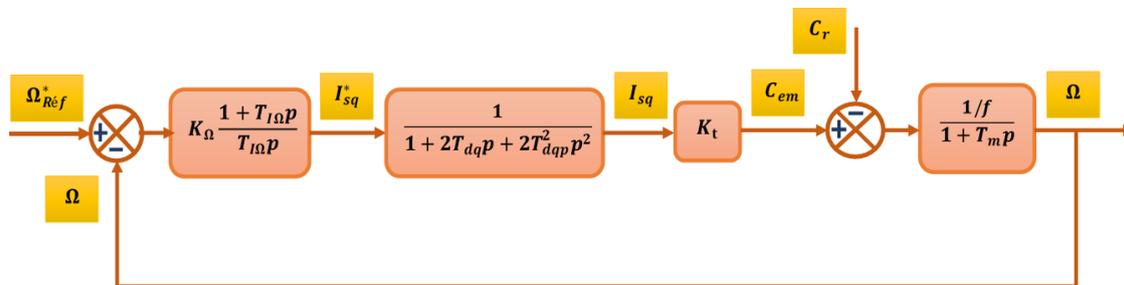


Figure A. 1. Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte ($FTBO_{\Omega}$) par rapport à la consigne est [Zai21], [Mar10]:

$$FTBO_{\Omega} = K_{\Omega} \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \cdot \frac{K_t}{1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2} \cdot \frac{1/f}{1 + T_m p} \quad (A.4)$$

Si on choisit de compenser la constante de temps mécanique ($T_m=J/f$), on peut écrire :

$$T_{I\Omega} = T_m \quad (A.5)$$

En remplaçant l'équation (A.5) dans l'équation (C.4), alors la fonction de transfert en boucle ouverte est [Zai21], [Mar10] :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m} \cdot \frac{1}{p(1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2)} \quad (A.6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée ($FTBF_{\Omega}$) devient :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{1 + \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m}(p + 2T_{dq}p^2 + 2T_{dq}^2p^3)} \quad (A.7)$$

L'équation caractéristique du système est caractérisée par une dynamique du 3^{ième} ordre. Selon la référence [Zai21], [Mar10], le coefficient K_{Ω} du régulateur peut être déterminé par :

$$\begin{cases} \sqrt{\mathcal{B}} = \frac{fT_m}{K_{\Omega}K_t} \cdot \omega_{co} \\ K_{\Omega} = \frac{fT_m}{K_t} \cdot \frac{\omega_{co}}{\sqrt{\mathcal{B}}} \\ \omega_{co} = \frac{1}{2T_{dq}} \end{cases} \quad (A.8)$$

avec:

- ω_{co} : Pulsation de coupure ;
- \mathcal{B} : Coefficient d'avance de phase.

L'équation caractéristique présente trois pôles réels si $9 < \mathcal{B} < 25$ et deux pôles complexes et un réel si $\mathcal{B} < 9$ ou $\mathcal{B} > 25$. Plus, les valeurs usuelles de a sont inférieures à 25 et seule la limite $\mathcal{B} = 9$ est d'intérêt [Zai21], [Mar10]. Pour fixer la valeur optimale de a on compare les performances du système pour des valeurs comprises entre 2 et 9. Les critères choisis sont le dépassement et le temps de réponse du système en boucle fermée. En fait, l'augmentation de a permet de diminuer le dépassement mais au détriment du temps de réponse qui croît avec l'amortissement [Zai21], [Mar10].

A. 1. 2. Régulation des courants

Afin de tenir compte des retards inhérents à la régulation numérique et à l'onduleur statique on introduit dans la boucle des courants un retard pur qui sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre [Zai21], [Mar10] :

$$e^{-T_{dq}p} \approx \frac{1}{1 + T_{dq}p} \quad (\text{A. 9})$$

Les schémas des boucles des régulations des courants I_{sd} et I_{sq} représentant par les Figure s A. 2 et A.3 :

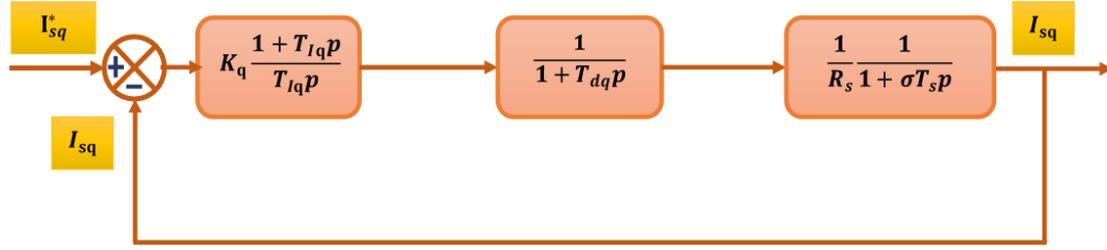


Figure A. 2. Boucle de régulation de courant I_{sq} .

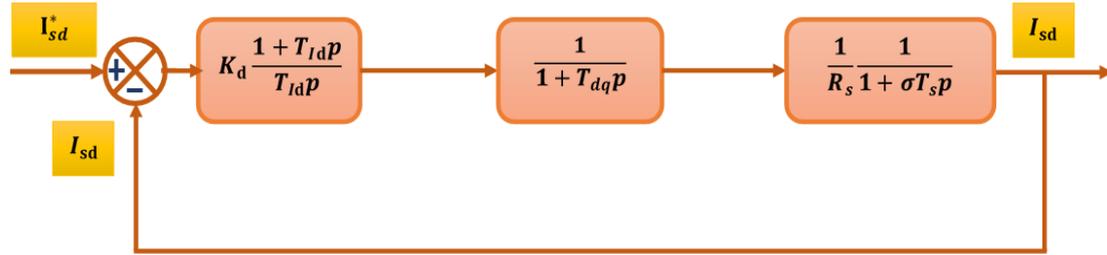


Figure A. 3. Boucle de régulation de courant I_{sd} .

Les paramètres du régulateur des courants sont calculés par la même procédure utilisée pour les régulateurs de vitesse. De plus, on peut déduire les fonctions de transfert en boucle ouverte ($FTBO_I$), qui sont utilisées pour calculer les régulateurs des courants sont écrits comme suit [Zai21], [Mar10] :

$$FTBO_{Id} = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (\text{A. 10})$$

$$FTBO_{Iq} = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (\text{A. 11})$$

Si nous choisissons de compenser la plus grande constante de temps (σT_s), on peut imposer la constante de temps des régulateurs T_{Iq} et T_{Id} égale à σT_s :

$$T_{Iq} = T_{Id} = \sigma T_s \quad (\text{A. 12})$$

En remplaçant l'équation (A.12) dans les équations (A.10) et (A.11) les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnés par :

$$FTBO_{Id} = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.13})$$

$$FTBO_{Iq} = \frac{K_q}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.14})$$

Les fonctions des transferts en boucle fermée ($FTBF_i$) sont données par [Zai21], [Mar10]:

$$FTBF_{Id} = \frac{FTBO_{Id}}{1 + FTBO_{Id}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_d} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_d} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.15})$$

$$FTBF_{Iq} = \frac{FTBO_{Iq}}{1 + FTBO_{Iq}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_q} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_q} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.16})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} \\ \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_{dq}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_q T_{dq}}} \end{cases}$$

Les coefficients K_d et K_q peut être déterminé en choisissant le coefficient d'amortissement [Zai21], [Mar10]. De plus, nous prendront comme exemple un coefficient d'amortissement optimal $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$,

$$\begin{cases} K_d = K_q = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_{dq}} \\ T_{Id} = T_{Iq} = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

En remplaçant l'équation (A.17) dans les équations (A.15) et (A.16), le $FTBF_i$ de boucle des courants devient :

$$FTBF_{Id} = FTBF_{Iq} = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{1}{1 + 2T_{dq} p + 2T_{dq}^2 p^2} \quad (\text{A.18})$$

A. 2. Découplage entrée-sortie

Dans cette partie, Le but d'utilisation dans la mesure du possible est d'assurer limitation des effets d'une entrée à une seule sortie. De plus, nous avons pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble des systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Par conséquence, les équations des tensions statoriques peuvent être réécrites en définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que [Zai21], [Mar10] :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{cases} e_{sd} = \frac{M}{L_r} p \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ e_{sq} = \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} :

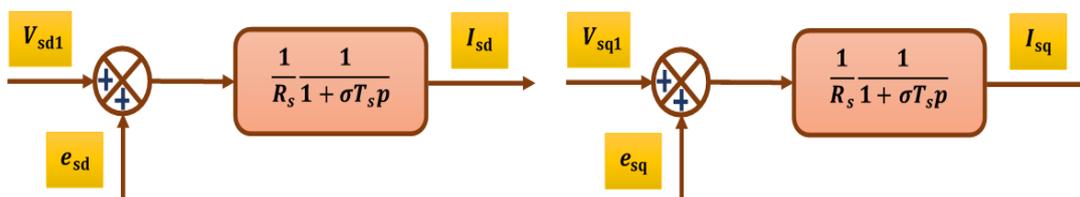


Figure A. 3. Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Les termes e_{sd} et e_{sq} correspondent aux termes de couplage entre les axes d et q . Afin de découpler les deux axes, une solution consiste à ajouter à la sortie des régulateurs de courant des termes de compensation identiques aux termes de couplage mais de signes opposés, comme le montre la Figure A.4 [Zai21], [Mar10].

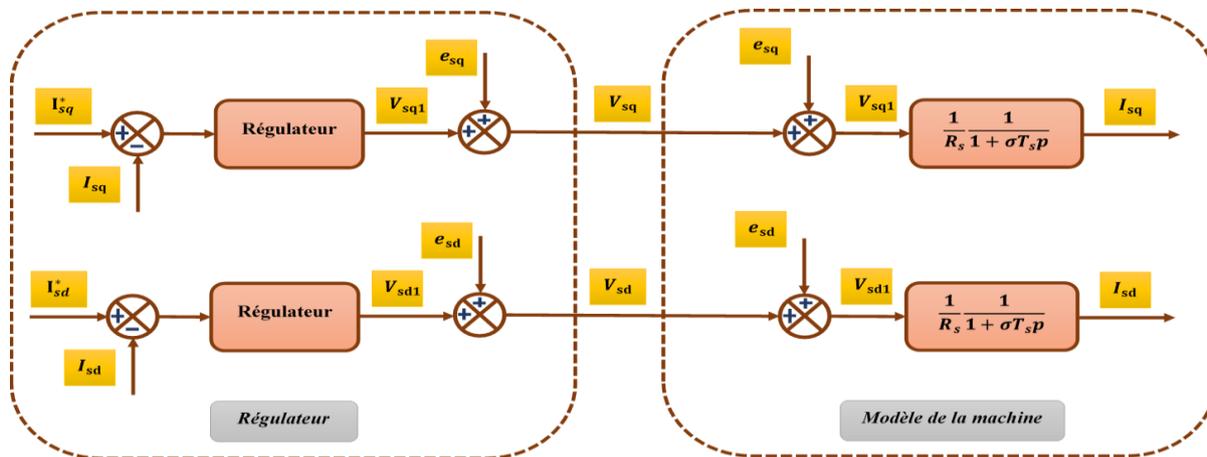


Figure A. 4. Découplage par addition des termes de compensation.

Les actions sur les deux axes sont donc découplées et on aboutit alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes d et q :

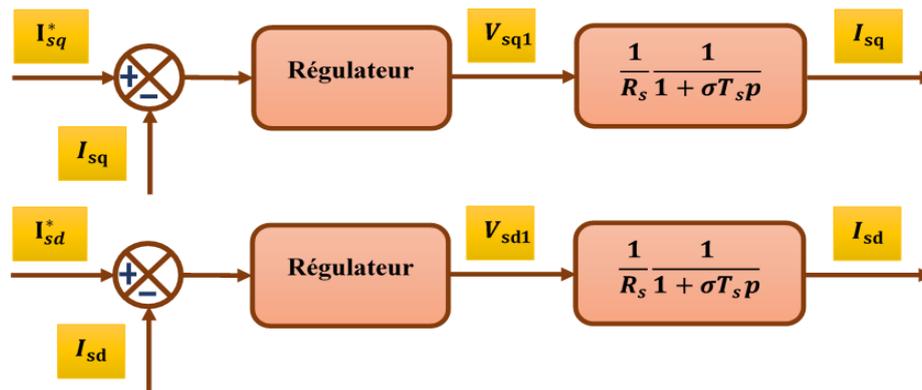


Figure A.5. Boucles des courants I_{sd} et I_{sq} après découplage.

BIOGRAPHIQUE Annexe A

[Zai22] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

[Mar10] K. Marouani, "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile," Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.

Annexe B: Les paramètres du système

B.1 Les paramètres de la machine pour effectuer les différents essais de simulation

Désignation	Valeur
Puissance nominale	5.5 kW
Vitesse nominale	10000 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Résistance statorique	2,03 Ω
Résistance rotorique	3 Ω
Inductance statorique	0.207 H
Inductance rotorique	0.207 H
Inductance mutuelle stator-rotor	0.2 H
Moment d'inertie	0.06 Kg.m ³
Coefficient de frottement visqueux	0.006 N.m.s/rd
Nombre de paires de pôles	3

<i>Flux rotorique</i>	<i>0.8 Webber</i>
<i>Tension du bus continue</i>	<i>600 V</i>
<i>Inductances entre-phase</i>	<i>L1=10.5 m.H, L2=12.5 m.H</i>
<i>Résistance d'inductances entre-phase</i>	<i>r1 = r2 = 0.2 Ω</i>
<i>Retard T_{dq}</i>	<i>0.5.10⁻⁴ s</i>

ملخص:

سمح التطور التكنولوجي في إلكترونيات الطاقة ودوائر التحكم بإنتاج بطاقات إلكترونية تستخدم في مختلف المجالات من بينها التحكم في المحركات الكهربائية غير المتزامنة التي يتم تغذيتها عن طريق عاكس متعدد المستويات. قدمنا من خلال هذا العمل تقنية التحكم الشعاعي في المحرك اللاإتزامني، وقد قمنا بتغذية هذا المحرك بواسطة عاكسين للتوتر ذي مستويين وذي ثلاث مستويات في حالة العادية والحالة المتدهورة. إن نتائج المحاكاة المتحصل عليها الخاصة بالمقارنة بين العاكسين ذي مستويين وذي ثلاث مستويات أظهرت فعالية ونجاعة العاكس ذي ثلاث مستويات. كلمات مفتاحية: التحكم الشعاعي، المحرك الكهربائي، العاكسين ذي مستويين وذي ثلاث مستويات.

Résumé :

L'évolution de développement technologique de l'électronique de puissance et des circuits de commande a permis de produire des cartes électroniques utilisées dans divers domaines, dont la commande de machine asynchrone qui sont alimentés par un onduleur multi-niveaux. A travers ce travail, nous avons appliqué la méthode de la commande vectorielle sur de la machine asynchrone, qui est alimentée par des onduleurs des tensions à deux niveaux et à trois niveaux en mode sain et en mode dégradé. Les résultats de simulation obtenus pour l'étude comparative entre les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux montrent la performance et la fiabilité de l'onduleur de tension à trois niveaux en mode sain et en mode dégradé.

Mots clés : commande vectorielle, machine asynchrone, onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux.

Abstract:

The technological development of power electronics and control circuits has made it possible to produce electronic boards used in various fields, including the control of asynchronous machine that are powered by a multi-level inverter. Through this work, we applied the vector control method on asynchronous machine, which is powered by two-stage and three-stage voltage inverters in both healthy and degraded mode. The simulation results obtained for the comparison study between two-level and three-level inverters show the performance and reliability of the three-tier voltage inverter in both healthy and degraded mode.

Key words: vector control, asynchronous machine, two-level and three-level inverters.