REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE MEDEA « Dr YAHIA FARES »



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière :

COMMANDE ET ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Par : GUERNINA Hamza

Proposé par : Mr K.BENMENSOUR

Commande Vectorielle avec Défaut d'une Chaine De Traction Electrique

Soutenu publiquement le : / / 2012

Je dédie mon travail à mon père et ma mère,

toute ma famille et les gens qui m'aiment.

Remerciement

Ces travaux de mémoire ont été réalisés au sein de l'université de Médéa « Dr Yahia Fares ». La disponibilité et la passion des acteurs de mon quotidien m'ont permis de mener à bien ces travaux. Ces quelques remerciements témoignent donc de la reconnaissance que je porte à chacune de ces personnes.

Je suis reconnaissant à Monsieur K. BENMANSOUR , Maitre de Conférences à l'Université de Médéa , de m'avoir accordé sa confiance et laissé une grande liberté durant mon travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude pour ses remarques et sa longue patience.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à mon ami Hannini Nour-Eddine professeur assistant au centre universitaire de Bouira.

Et mes remerciements à tous mon promo

Mes remerciement vont ensuite à l'examinateur et tout le membre de juré de ma soutenance.

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES ….....iii
INTRODUCTION GENERALE….....1
CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART SUR LES VEHICULES
INTRODUCTION….....3
I.1 LES CARACTERISTIQUE MECANIQUES REQUISES POUR L'ENTRAINEMENT D'UN VEHICULE ROULANT ……..….....3
I.1.1 Les cycles de conduite ….....5
I.2 DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES …….....6
I.2.1 Configuration monomoteur ….....7
I.2.2 Configuration multi moteur ….....7
I.3 LA CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE ….....7
I.3.1 Le moteur électrique de traction 8
I.3.1.1 Le moteur à courant continu ….....8
I.3.1.2 Le moteur à courant alternatif.....8
I.3.2 L'électronique de commande …….….....11
I.3.3 La batterie de traction …….. ….....12
I.3.3.1 Le choix d'une batterie de traction….....12
I.3.3.2 Pile à combustible …… ….....13
CONCLUSION ….....13
CHAPITRE II : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
INTRODUCTION….....14
II.1EXPRESSION GENERALE DE LA COMMANDE……14
II.2 DECOUPLAGE ENTREE- SORTIE ……..……..16
II.2.1 Découplage par retour d'état 16
II.2.2 Découplage par compensation…….……19
II.3 COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE……..……21
II.3.1 Schéma de principe ……..21
II.3.3 Clacul de ω_s et ϕ_s …….21
II.3.4 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté …….22
II.2 Résultat de simulation…….…….……23
CONCLUSION……..……...…25

CHAPITRE III : DIAGNOSTIQUE DE DEFAUT D'UNE CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE

INTRODUCTION.....26
III. PRESENTATION DES DIFFERENTS DEFAILLANCES DU MOTEUR ……26
III.1 Défaillances Au Rotor ……..……...…...…..27
II.1.1 Ruptures de barres ……27
III.1.2 Ruptures d'anneaux…….....…27
III.1.3 Excentricité statique et dynamique …….. 28
III. 2 Défaillances au sator …….....29
III.2.1 Défauts d'isolant dans un enroulement…….....……29
III.2.2 Court-circuit entre spires …… 30
III.2.3 Court-circuit phase/bati …….....…30
III.2.4 Défauts de circuit magnétique ……..……30
III.3.5 Défaillances mécanique 30
III.2.5.1 Défauts roulements 30
III.2.5.2 Autres défaillances mécaniques……...……...……31
III.4 Présentation des différentes défaillances sur un convertisseur de puissance…….....31
III.4.1 Défaillance de diodes classiques ……32
II.3.1. Défaillance d'interrupteur statique : l'IGBT……..……..……32
III.3.1.1 Court-circuit……..…..……32
III.3.1.2 Circuit ouvert ……..……32
III.3.1.3 Vieillissement ……..……32
CONCLUSION ……33

CHAPITRE IV : APPLICATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

INTRODUCTION.....34
VI.1. MODE DE DEFAUT DU CONVERTISSEUR STATIQUE DANS UNE CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE ……...……..34
IV.1.1 Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor (circuit ouvert)……35
IV.1.2 Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor (court circuit)… ……36
IV.2 DIAGNOSTIC DES DEFAUTS IGBTs DE L'ONDULEUR ……..……..37
VI.2.1 Méthode basé sur les valeurs moyennes des courants statoriques ……37
IV.3 TECHNIQUE DE RECONFIGURATION DE COMMANDE …….……40
IV.3.1 Reconfiguration de commande avec un onduleur à quatre fils ……40
IV.3.1.1 Principe de commande ……...……41

IV.3.1.2 Résultats de simulation ……44
IV.3.2 Reconfiguration de commande avec un onduleur a quatre bras ……45
IV.3.2 .1 Principe de la commande ……..46
IV.3.2.2 Résultats de simulation ……..48
CONCLUSION ……49
CONCLUSION GENERALE 51
BIBLIOGRAPHIE ANNEXES

AVANT-PROPOS

Ce travail a été mené et réalisé au département génie électrique et informatique de l'université de MEDEA.

Les calculs ont été effectués sur un PC, le langage utilisé est le MATLAB sous Windows.

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

v	La vitesse du véhicule.
N	La vitesse de rotation.
ρair	La masse volumique de l'air.
S_f	La surface frontale du véhicule.
C_X	Le coefficient de pénétration dans l'air.
$F_{aèro}$	Force équivalente à la résistance de l'air.
M	La masse de véhicule.
F_r	La force de roulement.
P_V	Le poids du véhicule.
α	L'angle formé par la route et l'horizontale.
C_{roul}	Le coefficient roulement.
F_t	La force de traction.
P_m	La puissance mécanique nécessaire à l'avancement du véhicule.
g	Accélérateur de pesanteur.
Φrd , Φ_{rq}	Les deux composantes du flux rotorique dans le plan diphasé(d,q).
$\Phi r\alpha$, $\Phi_{r\beta}$	Les deux composantes du flux rotorique dans le plan diphasé (α,β).
V_{sd} , V_{sq}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d, q).
V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}	Composantes de vecteur tension statorique dans le référentiel du stator.
I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}	Composantes du vecteurs courant statorique dans le référentiel du stator.
I_{sd} , I_{sq}	Composantes du vecteur courant statorique dans le référentiel(d, q).
ω_s	Pulsation statorique.
ω	Pulsation rotorique.
ω_r	Vitesse électrique du rotor.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Inertie mécanique.
f	Coefficient de frottement visqueux.

R_S , R_r	Résistance du stator (rotor).
L_S , L_r	Inductance propre cyclique du stator (rotor).
M	Inductance mutuelle stator-rotor.
σ	Coefficient de dispersion totale.
$Ts = \frac{Ls}{Rs}$	Constante de temps statorique.
$Tr = \frac{Lr}{Rr}$	Constante de temps rotorique.
$[A(\theta)]$	Est la matrice de PARK.
Θ	L'angle entre l'axe Sa et Ra.
θ_S	L'angle entre l'axe Sa et d.
θ_r	L'angle entre l'axe Ra et d.
p	Le nombre de paire de pôles.
$P(\theta_{OBS})$	La matrice de rotation.
X	Grandeur estimée.
P	La matrice de covariance du vecteur d'état.
b_{rs}	Le vecteur des bruits de système.
b_{rm}	Le vecteur des bruits de mesure.
Q	La matrice de covariances des vecteurs des bruits de système.
R	La matrice de covariances des vecteurs des bruits de mesure.
N	Nombre de version.
R	L'espace de sorties cardinale.
(f_i , s_i)	[Fiabilité, sortie] de la version d'ordre i.
x_j	La propabilité de sortie j correcte.
A_T	La matrice de Concordia.
CV	Commande Vectorielle.
VE	Véhicule électrique.

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Figure I.1 Les forces sur le véhicule 3
Figure I.2 La transmission mécanique 5
Figure I.3 Le cycle Européen ECE-15 et EUDC 6
Figure I.4 Le cycle Américain FTP72 (urbain) pour véhicules légers 6
Figure I.5 Plate-forme mobile monomoteur 7
Figure I.6 Plate-forme mobile multi moteur 7
Figure I.7 Schéma synoptique d'une chaine de traction électrique 8
Figure II.1 Principe du contrôle vectoriel 15
Figure II.2 Description des couplages 15
Figure II.3 Principe de découplage par retour d'état 16
Figure II.4 Reconstitution des tensions v_{sd} etv_{sq} 20
Figure II.5 Commande découplé – Expression de i_{sd} eti_{sq} 20
Figure II.6 Commande découplé – Expression de ϕ_r etC_e 20
Figure II.7 Schéma de principe d'une commande vectorielle 21
Figure II.8 Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone 22
Figure II.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle 24
Figure III.1 Proportion des défauts 26
Figure III.2 Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique 28
Figure IV.2 Cas de défaillance de type haute impédance du transistorT1 35
Figure IV.3 Cas de défaillance de type basse impédance du transistor T1 37
Figure IV.4 La commande scalaire (V/F constante) de la machine asynchrone 38
Figure IV.5 Détection de défaut circuit ouvert 39
Figure IV.6 Détection de défaut de court circuit 39
Figure IV.7 Topologie d'un onduleur à quatre fils 40
Figure IV.8 Représentation vectorielle de la machine 41
Figure IV.9 Représentation vectorielle avant et après un défaut dans la phase b) 42
Figure IV.10 Représentation vectorielle avant et après un défaut dans la phase a et c 43
Figure III.11 Les courants statoriques et homopolaire, La vitesse de rotation et le couple électromagnétique 45
Figure III.12 Onduleur quatre bras 46
Figure III.13 Fonctionnement secourt de l'onduleur quatre bras 46
Figure III.14 La vitesse de rotation et le couple électromagnétique avant et après d'un défaut d'ouverture de

phase a 49
Tableau I.1 Comparaison des différents Moteurs 10
Tableau I.2 Puissance Maximale Nécessaire pour divers Véhicules 10
Tableau I.3 Technologies des batteries 13
Tableau IV.1 Caractéristiques des différents types de défauts d'un onduleur …….…….37

INTRODUCTION GENERALE

Dans le contexte énergétique actuel (pénurie et pollution des énergies fossiles), l'automobile occupe l'univers quotidien de notre société. En effet, les pollutions sonores et par gaz à effet de serre ainsi qu'une consommation de carburant en constante augmentation, impliquent de plus en plus cet objet de consommation au cœur des débats autour de l'énergie. Le véhicule électrique(VE) est l'une des solutions préconisées, par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, pour remplacer peu à peu les véhicules classiques notamment dans les centres villes. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maitrise de la technologie. Dans cette combinatoire, l'électricité jouera un rôle fondamental et contribuera à atteindre les nouveaux objectifs de l'automobile et termes d'économie d'énergie et d'environnement.

Contrairement aux applications mono disciplinaires, la difficulté de la modélisation énergétique et dynamique d'un véhicule réside dans la représentation d'un système complexe pluridisciplinaire. Cette difficulté est d'autant plus importante que le véhicule dispose de plusieurs sources d'énergie embarquées qui, soit participent à son mouvement, soit assurent des fonctions autres que la traction. De plus, un système est un ensemble complexe d'éléments en interaction. Cette définition met en évidence le mot interaction (ou couplage) qui prend, dans le contexte d'étude, une importance toute particulière. En effet, ces couplages sont eux-aussi à la source de la complexité des systèmes et peuvent être présents sous différents formes (couplages entre les éléments, couplages entre les disciplines, couplages avec l'environnement).

La simulation est devenue un passage oblige pour concevoir, caractériser, commander ou surveiller un processus quelconque. La conjonction des moyens de calcul et du progrès important dans le domaine de l'analyse numérique, a permis le développement de plusieurs outils de simulation numérique qui ont remplacé petit à petit les simulateurs analogiques. Dans le domaine des transports, la technique de la modélisation présente un intérêt économique considérable étant donne le cout que représente la réalisation d'un prototype de véhicule et la complexité grandissante des architectures innovantes à prendre en compte. C'est dans ce contexte que nous développons dans ce mémoire note simulateur. Ce simulateur permet d'une part de reproduire de façon fiable le comportement dynamique et électrique du véhicule, d'autre part de proposer de nouvelles solutions d'agencement et de gestion de l'énergie pour des architectures plus complexes.

Notre travail consiste à faire une étude sur la chaine de traction électrique et particulièrement sur les défauts qui peuvent apparaître dans le véhicule électrique, plus spécialement ceux du convertisseur statique.

Pour présenter ce travail, on a organisé ce mémoire en quatre chapitres :

Le premier chapitre se divise en trois parties. Premièrement la dynamique du véhicule avec le cycle de conduite. Deuxièmement les différentes configurations des véhicules électriques et troisièmement la chaine de traction électrique.

Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle directe à flux rotorique orientée de la machine asynchrone sur notre véhicule afin de voir est-ce-que notre commande est capable de commander notre moteur de véhicule à partir d'un cycle de conduite donné.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné les différents défauts qui peuvent arriver sur notre chaine de traction électrique.

Finalement, un quatrième chapitre donne le cœur de notre travail et présente les différents défauts sur les IGBT (court circuit et circuit ouvert), la localisation de défaut et enfin la compensation pour permettre la continuité de service.

INTRODUCTON

Ce chapitre présente le modèle de conception optimale systémique d'une manière plus technique et plus physique. Afin de mieux repérer les modèles et s'habituer avec la méthodologie proposée, le chapitre reprend la division du modèle de conception et explicite les modèles de composants.

I.1 LES CARACTERTISTIQUES MECANIQUES REQUISES POUR L'ENTRAINEMENT D'UN VEHICULE ROULANT

L'effort total de résistance F_r à l'avancement que doit vaincre le système de motorisation peut présenter dans la figure (I.1) et s'écrire sous la forme:

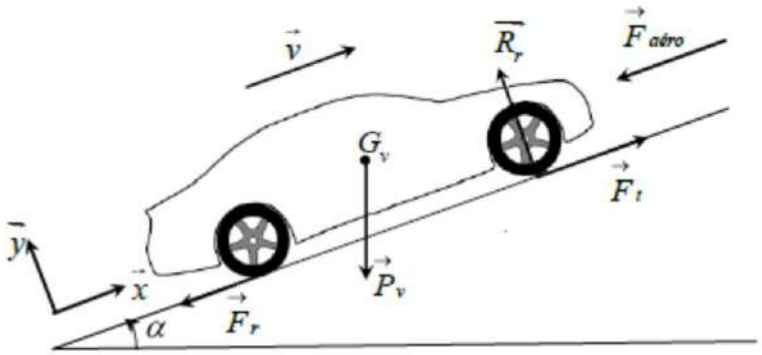


Figure (I.1) Les forces sur le véhicule

Sur l'axe x, on trouve [1],[2]:

$$F_t = F_{roul} + F_{aéro} + M.\text{g}.\sin\alpha + M.\gamma. \quad \text{(I.1)}$$

*F_{roul}est la force de résistance au roulement liée au coefficient de roulement des pneus. En pratique, avec des pneumatiques modernes à très faible résistance au roulement, avec une pression de gonflage comprise entre 1,8 et 2,2 daN/cm², le coefficient C_{roul} de résistance au roulement vaut environ 100.10^{-4}.

L'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul}=C_{roul-moy}.M.\text{g} \quad \text{(I.2)}$$

$C_{roul-moy}$ est le couple de résistance au roulement, sur le goudron, $C_{roul-moy}$ = 0,0024 ; M est la masse totale en charge (véhicule + tout ce qui est à l'intérieur), M = 250 kg ; g est l'accélération de la pesanteur, g égale 9,81 m.s^{-2}.

* $F_{aéro}$ est la force de résistance aérodynamique, proportionnelle à la masse volumique de l'air (1,28 kg/m3), au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale S_f du véhicule et à son coefficient C_x de pénétration dans l'air (environ 0,3 à 0,4 habituellement) :

$F_{aéro}$ = 1/2.ρ.V^2.C_x.S_f (I.3)

ρ est la densité de l'air à l'endroit où l'on se situe, ρ = 1,28 kg/m3 ; V est la vitesse relative par rapport à l'air ; $C_x$est le coefficient de pénétration dans l'air (donnée constructeur : C_x = 0,37) ; $S_f$est la section frontale de notre véhicule, S_f = 1,25 m^2.

*M.g.p % est la force nécessaire, pour vaincre une pente à p % .

M est la masse totale en charge (véhicule + tout ce qui est à l'intérieur), M = 250 kg.

g est l'accélération de la pesanteur, g = 9,81 m.s^{-2}.

p % est la pente exprimée en pourcentage.

*Enfin, M. γ est le terme dynamique d'accélération (γ > 0 pour une accélération et γ < 0 pour une décélération).

M est toujours la masse en charge (*M* = 250 kg).

Généralement, γ = 0,83 m. s^{-2}.

Le couple nécessaire aux roues pour obtenir cette force :

C_r=F_r. R_r=$\left[{}^1/_2 . \rho . S_f . C_x . V^2 + CRR_{moy} . M . g + M . g . p\% + M . \rho\right] . R_r$ (I.4)

(R_r :Rayon roue).

À vitesse stabilisée, la puissance à fournir comprend un terme de frottement proportionnel à la vitesse et un terme de résistance aérodynamique proportionnel au cube de la vitesse.

Cependant, dans notre cas de fonctionnement où la vitesse reste faible (à moins de 50 km/h, les efforts aérodynamiques sont négligeables), l'effort total ainsi que la puissance sont sensiblement proportionnels à la masse du véhicule :

C_s=F_r. R_r=$\left[CRR_{moy} . M . g + M . g . p\%\right] . R_r$ (I.5)

Le couple maximal permanent requis à 60 km/h doit donc être voisin de 0,82 Nm pour une pente nulle.

Dans notre cas, une accélération de 0,83 m.s^{-2} est souhaitée ; il faut pour cela un surcroît de couple transitoire :

C_d=F_r. R_r=$[M . g] . R_r$ (I.6)

Le couple d'accélération requis doit donc être voisin de 29 Nm pour une pente nulle.

Les caractéristiques de la motorisation

La transmission finale est assurée par un réducteur de type « courroie crantée pignons » (figure I.2). Les mécaniciens savent dimensionner ce type de transmission en fonction de la puissance à transmettre.

Il était de plus souhaitable qu'il ne soit pas trop volumineux, pour ne pas toucher la coque du véhicule.

On obtient finalement un rapport de réduction m :

m = 80/18 = 4,44.

Le rendement de cette transmission est voisin de 85 % ; cela dépend de la tension sur la courroie (le moteur est à droite sur le dessin de la figure I.2).

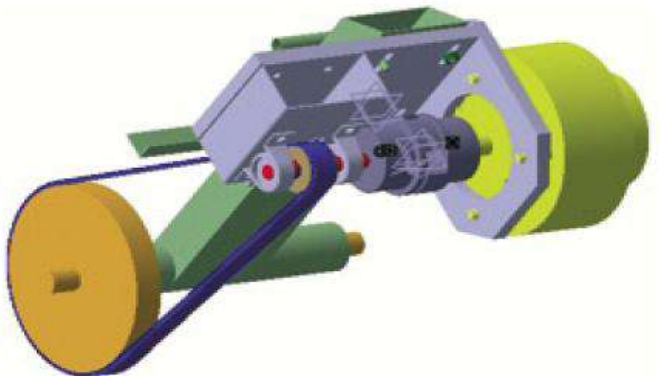


Figure (I.2) La transmission mécanique

Le couple C_e du moteur devra donc être égal à (C_s + C_d) majoré de 20 % pour prendre en compte les différents couples de pertes dans la transmission.

$$C_e = 1.2.\frac{1}{m}.F_r.R_r = 1.2.\frac{1}{m}.\left[{}^{1}/_{2}.\rho.S_f.C_x.V^2 + CRR_{moy}.M.g + M.g.p\% + M.\rho\right].R_r \quad (I.7)$$

Soit, pour une accélération et une vitesse maximales sur le plat :

$C_e = \frac{C_r}{m\eta} = 8.1\ N.m$ et $\Omega_e = m.\Omega_r$=350 rad/s (5000 tr/min).

Nous pouvons donc choisir le moteur équipant la voiture électrique selon le cahier des charges qui nous a été confié. Voici les caractéristiques principales du moteur nécessaire à notre application :

– Pe = Ce.Ωe = 4 500 W ne dépasse pas 4.5 kW;

– Ωe = 526,46 rad/s et Ne = 5 027,3 tr/min ;

– tension d'alimentation de 48 V (4 batteries de 12 V chacune en séries) ;

– refroidissement par air ambiant.

I.1.1 Les cycles de conduite

Les cycles de conduite ont le but de la description des conditions d'utilisation des véhicules dans leur diversité : en particulier, on doit travailler sur un ensemble de cycles spécifiques (urbains, routier et autoroutiers, etc.).

Cependant, ces dernières années, plusieurs cycles normalises ont été proposes pour représenter les conditions de fonctionnement typiques. Ils décrivent l'évolution de la vitesse en fonction du temps sur un profil de route suppose plat et représentent des modes de conduite pour des régions ou pays différents [3].

Le cycle Européen sur la figure I.3 représente un parcours mixte de 4 km de circulation urbaine (à 18.7 km/h de moyenne) et de 7 km en extra ou péri-urbain (à 62.6 km/h de moyenne) est le suivant :

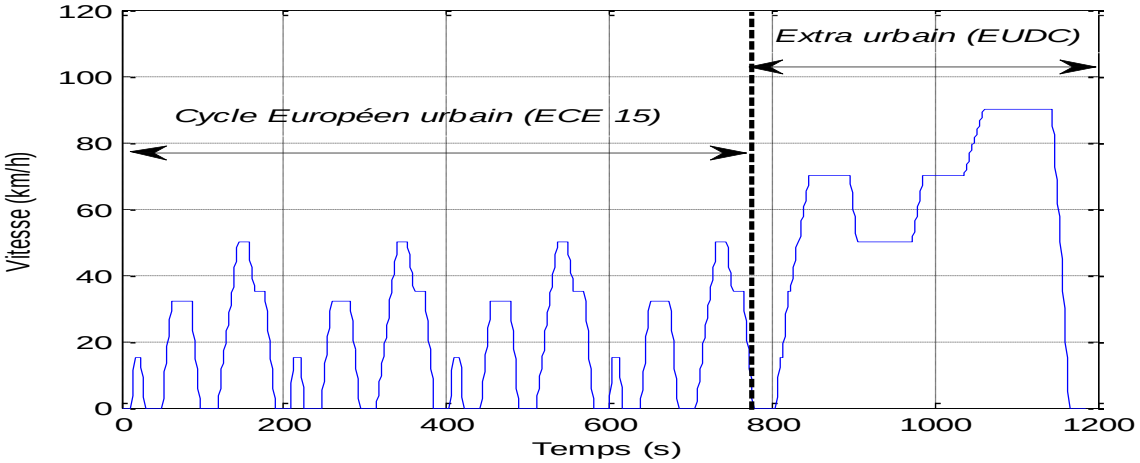


Figure I. 3 Le cycle Européen ECE-15 et EUDC

Le cycle Américain FTP72 (Federal Test Procedure), ou UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule) présentée sur la figure I.4 simule un parcours urbain de 18 km à 34 km/h de moyenne (vitesse maxima

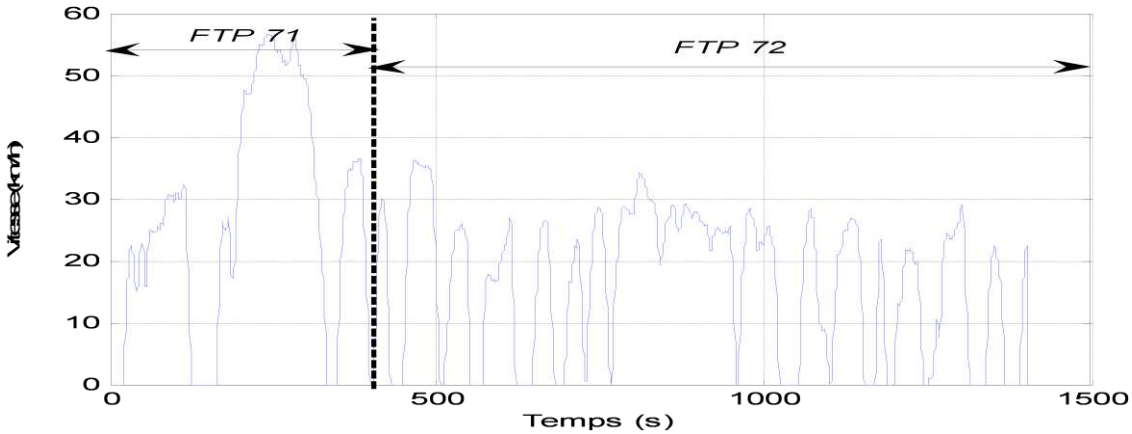


Figure I.4 Le cycle Américain FTP72 (urbain) pour véhicules légers

I.2. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES

Un véhicule électrique se compose principalement d'une source d'énergie, d'un moteur électrique, d'un convertisseur de puissance et d'un microcontrôleur.

Selon la motorisation du véhicule, deux grandes classes de configuration peuvent être distinguées : la configuration monomoteur et la configuration multi moteur.

I.2.1 Configuration monomoteur

La traction est assurée par un seul moteur d'entraînement électrique et une chaîne de transmission mécanique de la puissance motrice, constituée généralement d'un pont différentiel qui comporte un réducteur mécanique (le plus souvent à rapport fixe) et un différentiel de vitesses [4].

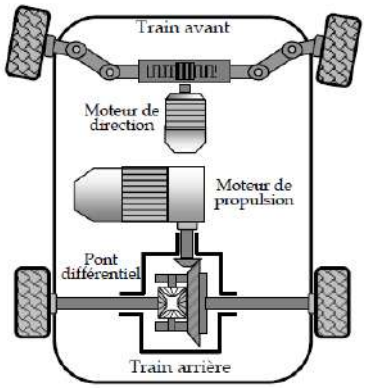


Figure I.5 Plate-forme mobile monomoteur

I.2.2 Configuration multi moteur

Dans cette configuration, on a au minimum deux chaînes de traction indépendantes. Il existe deux configurations à deux roues motrices, selon qu'elles sont placées en avant (Fig. I.5.a) ou en arrière (Fig. I.5.b), et une configuration à quatre roues motrices indépendantes (Fig. I.5.c) [4], [5], [6].

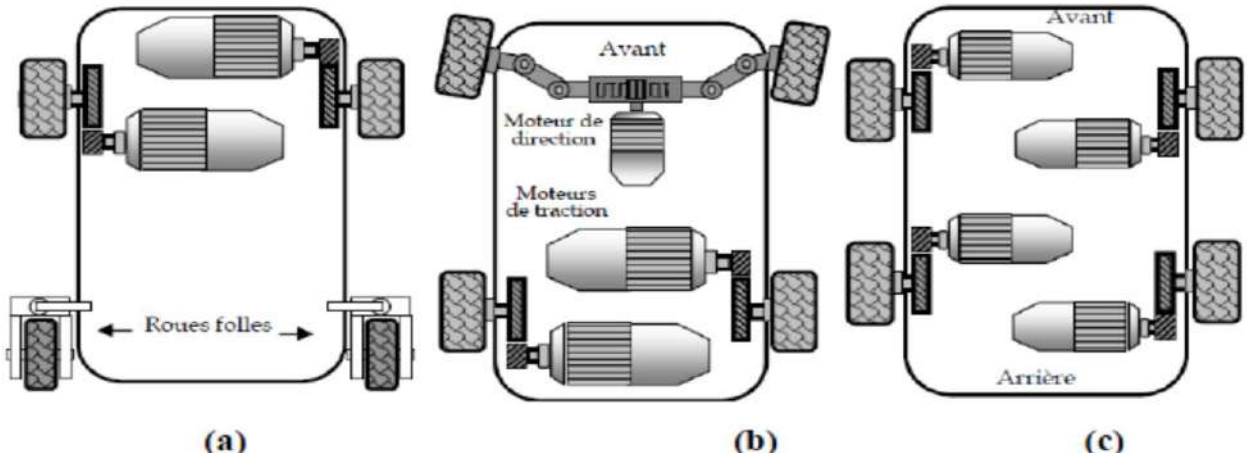


Figure I.6 Plate-forme mobile multi moteur

I.3. LA CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE

Trois blocs fonctionnels sont au cœur d'une chaîne de traction électrique : un moteur, un contrôleur électronique, et une source électrique.

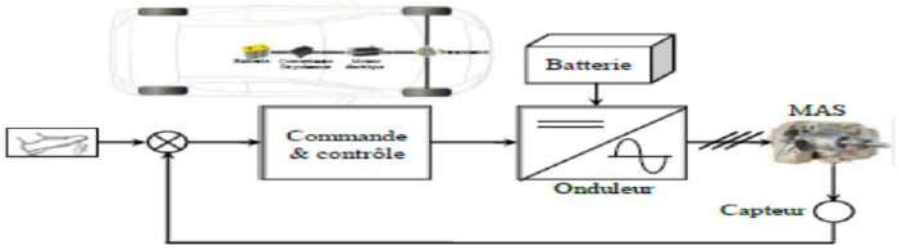


Figure I.7 Schéma synoptique d'une chaine de traction électrique

Comme illustré sur la figure (I.7), le système est constitué par les principaux blocs :

I.3.1Le moteur électrique de traction :

Très utilisé, depuis plus d'un siècle, le moteur électrique est souple, silencieux, ne pollue pas et s'adapte à toutes les situations.

De manière spécifique, le moteur électrique de traction doit répondre aux critères suivants :

- il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation ;
- il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement.

Pour ces raisons, et en fonction du type de véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur :

- Le moteur à courant continu (moteur série et moteur à excitation séparée) ;
- Le moteur Bruschless (ou moteur synchrone sans balais) ;
- Le moteur asynchrone [7].

I.3.1.1 Le moteur à courant continu :

L'avantage principal des moteurs à courant continu réside dans leur adaptation simple aux moyens permettant de régler ou de faire varier leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation. Ainsi la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'induit du type hacheur d'inducteur de plus faible de puissance. Mais il y a des inconvénients pour cette application [8], [9].

- La difficulté de refroidissement de l'induit tournant limite l'obtention des possibilités d'un couple massique élevé.
- La vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution.
- Aux vitesses élevées les balais doivent donc être remplacés très régulièrement.
- Le cout de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

Pour ses inconvénients, on est obligé à s'orienter vers l'utilisation des machines alternatives triphasées.

I.3.1.2. Le moteur à courant alternatif

Les moteurs à courant alternatif sont plus légers, moins coûteux, offrent un rendement beaucoup plus

élevé, une fiabilité plus grande, et ils ont également besoin de moins d'entretien que les moteurs à courant continu [8].

Grâce à ces avantages, l'avancement récent en technologie a rendu les entraînements utilisant ces moteurs beaucoup plus préférables que ceux traditionnels avec des moteurs à courant continu. Puisque ces avantages sont d'importance primordiale pour un système de traction de véhicule électrique, quatre principaux types de moteurs peuvent se discerner :

a. Moteurs asynchrones

Ce moteur est le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

b. Moteurs synchrones

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons les plus fréquentes dans la littérature :

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

Les avantages dont disposent ces machines sont les valeurs élevées des rapports couple/masse et puissance/masse ainsi que leur bon rendement. Cependant le prix des aimants est élevé et ne permet pas, à ce jour, de satisfaire la contrainte sur le prix de vente. Le fonctionnement en défluxage dans la zone de fonctionnement à puissance constante est difficile (commande de la machine complexe, risque de désaimantation, pertes électriques supplémentaires dues à l'augmentation du courant statorique) [8].

Le moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Il donne facilement la possibilité de défluxage que l'on peut effectuer par simple réduction du courant d'excitation. Ainsi, cette structure offre un domaine d'exploitation plus étendu que celui des machines à aimants permanents, mais elle offre aussi la possibilité d'adaptation des lois de commande permettant l'optimisation du rendement. Par contre, le rotor nécessite des bagues pour l'alimenter, et les bobines d'excitation sont difficiles à refroidir ; cependant, la densité de courant peut être choisie faible pour diminuer les pertes. Les contacts glissants (balais – bagues) limitent le fonctionnement à très haute vitesse de ce type de machines à cause de l'usure des balais. Le rendement et le rapport couple/vitesse sont relativement faibles par rapport à ceux des machines à aimants permanents et cela à cause des pertes au rotor [7], [10].

Le moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS)

Le moteur à réluctance variable (MRVDS) [11] dont la structure électromagnétique présente l'avantage d'une extrême simplicité et qui, en outre, est alimenté par un convertisseur électronique en demi-

ponts asymétriques.

Cette alimentation confère une grande robustesse au dispositif d'entraînement complet. Dans le cas du PREDIT (Programme de Recherche et de Développement des Industries du Transport), le LÉSiR et la société AUXILEC se sont associés pour concevoir un prototype de MRV, le réaliser et le tester [12]. Les principaux avantages de ces machines sont la possibilité de fonctionnement à vitesse élevée (grâce à la passivité du rotor) et le rendement relativement élevé par rapport à la machine asynchrone [13], [14].

Chacun des moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent. La table I.3 ci-dessous résume bien, de manière qualitative, les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

	MCC	MAS	MSAP	MRV
Rapport puissance/poids	0	+	++	+
Vitesse de rotation max.	-	+	+	+
Rendement (%)	80 – 85	85-90	90-95	90-94
Contrôlabilité	++	+	+	+
Maintenance	-	+	0	+
Coût du moteur	-	+	-	+

- + : avantage 0 : neutre - : désavantage

Table I.1 Comparaison des différents Moteurs [9]

De plus, la table I.2 résume l'ordre de grandeur de puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories de véhicules. Ces quelques exemples permettent de constater qu'il est possible de réaliser une motorisation électrique sur de nombreux types de véhicules.

Type de Véhicule	**Puissance Maximale**
Bicyclette assistée	100 à 400 W
Scooter	2 Kw
Motocyclette sportive	14 à 25 Kw
Voiturette	8 Kw
Voiture urbaine	*20 à 40 Kw*
Voiture routière	50 à 70 Kw
Véhicule utilitaire urbain	40 Kw
Bus urbain	160 Kw

Tableau I.2 Puissance Maximale Nécessaire pour divers Véhicules [23]

Notre choix est porté sur un moteur à induction de 37kW pour un véhicule urbain. D'une part, cette machine est la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse, une haute précision de régulation et de hautes performances en couple sont requises. D'autres part, c'est parce qu'elle bénéficie de la plus grande expérience en matière de moteurs électriques sans collecteur, qu'elle est souvent retenue pour la motorisation des automobiles électriques et commence à être utilisée dans les chariots de manutention.

I.3.2 L'électronique de commande :

Le moteur à courant continu, le hâcheur :

Le convertisseur électronique appelé hacheur permet de faire varier la tension aux bornes du moteur et par conséquent la vitesse. Il agit par découpage de la tension d'où son nom du hacheur.

- Le convertisseur présente une fréquence de travail fixe.
- Il fait varier le rapport cyclique T1/T2, qui provoque la variation de tension (U moyen).
- Pour un moteur à excitation séparée, le convertisseur est composé de deux " hâcheurs " qui permettent d'adapter le moteur à tous les besoins en couple et tension.

  Il en résulte un fonctionnement très souple et économique.

Le moteur à courant alternatif, l'onduleur :

En traction électrique, l'onduleur est un convertisseur continu-alternatif, qui permet d'obtenir trois phases de courant alternatif, décalées de 2p/3 (120°), de fréquence variable de zéro à 50 Hz à partir d'une courante batterie.

Cette technologie permet d'adapter les moteurs alternatifs fabriqués en grande série, qui sont simples, robustes, et peu onéreux.

Ce type de convertisseur fait varier uniquement la fréquence et permet d'obtenir ainsi une vitesse de rotation variable.

Ce procédé possède une puissance et un rendement correct à tous les régimes. (la vitesse de rotation d'un moteur courant alternatif est fixée par la fréquence ; la tension fixe le couple).

La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PMW). Ce type de montage permet d'associer une source de tension (de type batterie) et un récepteur de type source de courant (moteur asynchrone, moteur synchrone bobiné, à aimant permanent ou à réluctance variable). La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants [10] :

- Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;

- Elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont le plus souvent déterminés en temps réel au moyen d'une électronique de commande appropriée.

I.3.3 La batterie de traction :

La batterie de traction est un générateur électrochimique. Son principe de fonctionnement est identique à celui des batteries de démarrage, de servitude, et d'éclairage que nous connaissons.

Toutefois, en raison de son aptitude à générer de très forts courants, pendant des durées importantes, il est très différent des autres batteries, par sa technologie de fabrication, sa gestion de charge et de décharge.

Un générateur électrochimique stocke de l'énergie sous forme chimique et la restitue sous forme électrique.

I.3.3.1Le choix d'une batterie de traction :

La sélection d'une batterie se fait en fonction des critères suivants, par ordre d'importance :

- énergie, poids (Energie/Massique) ;
- recharge (Nombre de cycles) ;
- durée de vie, prix ;
- entretien ;
- tension, encombrement (fonction de l'utilisation) ;
- recyclabilité.

Tableau I.3 Technologies des batteries

	Plomb Acide	Nickel Cadmium	Nickel Métal	Sodium Soufre	Lithium Sulfure
Energie massique (Wh/kg)	40	60	80	100	150
Puissance massique (W/kg)	90	200	200	100	250
Durée de vie Nombre de cycles	100	2000	1500	800	1000
Energie volumique (Wh/l)	90	120	130	150	180
Poids pour 20 kwh (kg)	600	300	250	200	150

NB : Actuellement, les constructeurs montent des batteries plomb et Cadmium-Nickel sur les véhicules de série.

I.3.3.2 Pile à combustible

Un pile à combustible est un générateur qui convertit directement l'énergie interne d'un combustible (hydrogène, méthanol, etc.) en énergie électrique, en utilisant un procédé électrochimique contrôlé. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible se résume dans une combustion électrochimique, contrôlée d'hydrogène et d'oxygène, avec production simultanée d'électricité, d'eau et de chaleur à évacuer selon une réaction chimique globale universellement connue : $H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$.

La pile à combustible, constitue une autre source d'énergie pour le véhicule électrique. Cela permettrait de passer à une autonomie supérieure à 400 km.

CONCLUSION

On a vu, dans ce chapitre, la modélisation dynamique de véhicule avec les cycles de conduite normalisés. Le modèle choisi tient en compte les différentes contraintes rencontrées pour un véhicule réel. Nous avons donné aussi des généralités sur la traction électrique afin de choisir la configuration et la puissance nécessaire pour un véhicule urbain.

INTRODUCTION

Après le choix de la configuration et la puissance de motorisation, nous devons étudier dans ce chapitre, une stratégie de commande de la chaine de traction électrique.

Le but de cette partie est de développer une commande vectorielle qui permet de reconfigurer la commande ou la chaine de traction.

II.1 EXPRESSION GENERALE DE LA COMMANDE :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [11].

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux Φ_{rd}

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent : Pour le stator :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r}\frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \quad \text{(II.2)}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r}\Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \quad \text{(II.3)}$$

Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \Phi_r = M I_{sd} \quad \text{(II.4)}$$

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r}\frac{I_{sq}}{\Phi_r} \quad \text{(II.5)}$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p\frac{M}{L_r}\Phi_r I_{sq} \quad \text{(II.6)}$$

La Figure (II.1) montre le flux rotorique orienté sur l'axe *d*.

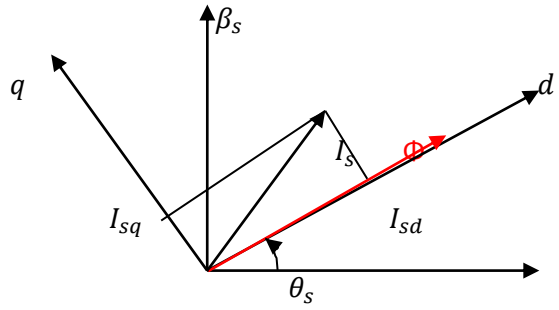


Figure II.1 Principe du contrôle vectoriel

Les expressions précidentes peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} *et* i_{sq} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [12].

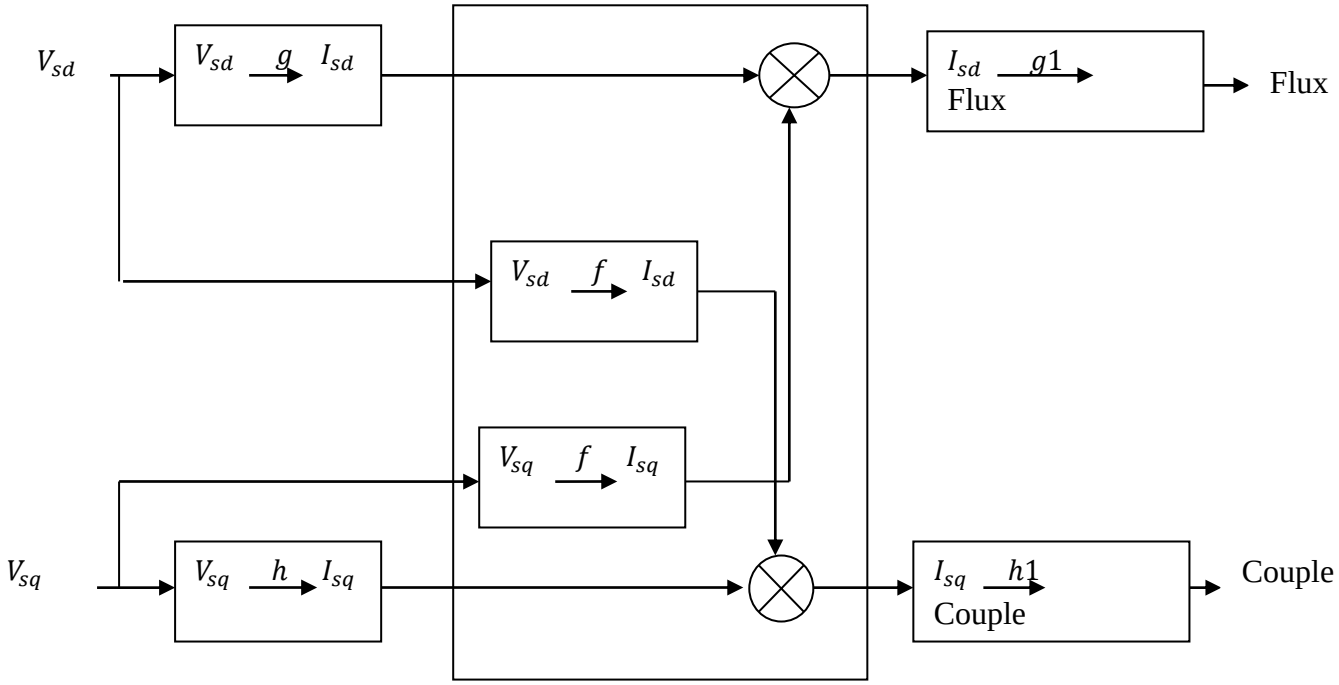


Figure 11.2 Description des couplages

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur [13], découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le type de découplage par retour d'état.

II.2.1 Découplage et linéarisation par retour d'état :

Soit le modèle:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad \text{(II.7)}$$

$$Y = CX \quad \text{(II.8)}$$

Où $X \in \Re^n$, $Y \in \Re^n$, $U \in \Re^n$, les matrices *B* et *C* sont les rangs maximum et la sortie *Y* et commandable, ce qui s'exprime par la relation :

$$rang[CB, CAB, \dots, CA^{n-1}B] = m \quad \text{(II.9)}$$

L'objectif est de déterminer un retour d'état:

$$U = KX + LW \quad \text{(II.10)}$$

W désignant le nouveau vecteur d'entrée (Figure II.2), qui découple le système de façon à ce que la sortie Yi ne dépende que de l'entréeW_i.

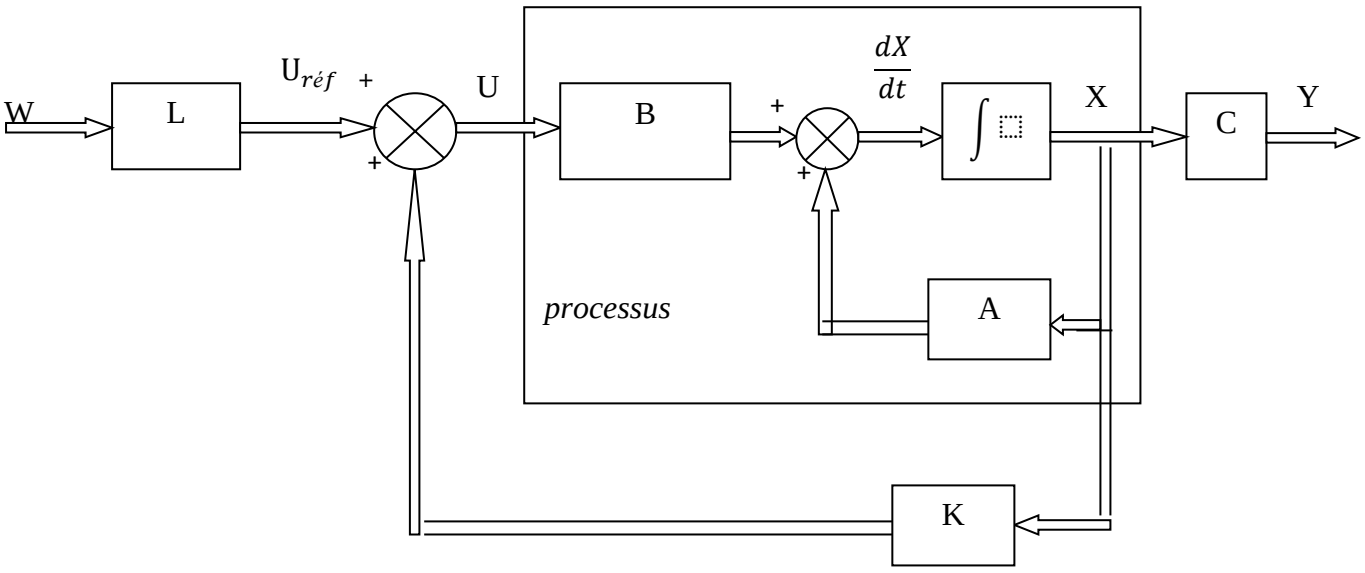


Figure II.3 Principe de découplage par retour d'état

L'équation du système corrigé s'écrit :

$$\frac{dX}{dt} = (A + BK)X + (BL)W, Y = CX \quad \text{(II.11)}$$

et la matrice de transfert entre l'entrée W et la sortie Y :

$$T = C(s[I] - (A + BK)^{-1}BL \; avec \; Y = T(s).W \tag{II.12}$$

Il faut déterminer K et L telles que cette matrice de transfert soit diagonale. La résolution de ce problème n'est pas simple

Résolution :

Notons C_i la i-ème ligne de la matrice C. La commandabilité de la sortie scalaire y_is'exprime sous la forme :

$$rang = [C_iB, C_iAB, \dots, C_iA^{n-1}B] = 1 \tag{II.13}$$

La sortie Y du système étant commandable, il en est de même de y_i, c'est à dire que si la condition (II.9) est vérifiée, alors, pour tout i dans {1,…,m}, il existe nécessairement un $d_i \in \{0,1, \dots, n-1\}$ tel que :

$$C_iA^{d_i}B \neq 0, \forall \alpha \in N, \alpha < d_i, C_iA^{\alpha}B = 0 \tag{II.14}$$

Par dérivations successives des relations (II.7) et (II.8), nous obtenons pour la i-ème sortie :

$$\begin{cases} \dot{y}_i = C_i(A + BK)X + C_iBLW & = C_iAX, \\ \ddot{y}_i = C_iA(A + BK)X + C_iABLW & = C_iA^2X, \\ \vdots & \\ y_i^{(d_i)} = C_iA^{d_i-1}(A + BK)X + C_iA^{d_i-1}BLW & = C_iA^{d_i}X, \\ y_i^{(d_{i+1})} = C_iA^{d_i}(A + BK)X + C_iA^{d_i}BLW & (C_iA^{d_i}B \neq 0), \end{cases} \tag{II.15}$$

Cette dernière équation, pour laquelle$C_iA^{d_i}B \neq 0$, fixe la valeur de d_i.

En écrivant cette relation pour chacune des sorties, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(d_1+1)} \\ \vdots \\ y_i^{(d_i+1)} \\ \vdots \\ y_m^{(d_m+1)} \end{bmatrix} = \left[\begin{pmatrix} C_1A^{d_1+1} \\ \vdots \\ C_iA^{d_i+1} \\ \vdots \\ C_mA^{d_m+1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_1A^{d_1} \\ \vdots \\ C_iA^{d_i} \\ \vdots \\ C_mA^{d_m} \end{pmatrix} BK \right] X + \begin{bmatrix} C_1A^{d_1} \\ \vdots \\ C_iA^{d_i} \\ \vdots \\ C_mA^{d_m} \end{bmatrix} BLW \tag{II.16}$$

Que nous pouvons mettre à la forme :

$$Y^* = (A^* + B^*K)X + B^*LW \tag{II.17}$$

Si la nouvelle matrice d'application des entrées B^* est inversible, le choix :

$$K = -(B^*)^{-1}A^* \text{ et } L = (B^*)^{-1} \tag{II.18}$$

Conduit à $Y^*=W$, soit la relation entrées-sorties découplées :

$$\forall\, i \in \{1, \dots, m\}, Y_i(S) = \frac{1}{S^{d_i+1}} W_i(S) \tag{II.19}$$

Application :

Reprenons l'équation d'état (II.7) et (II.8) avec un vecteur X de dimension 3 , puisque $\Phi_{rd}\equiv 0$ et $\frac{d\Phi_{rd}}{dt}\equiv 0$.

Nous avons :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \text{où } X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -p\Omega k \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

Le vecteur de sortie est donné par :

$$Y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \tag{II.21}$$

La matrice d'observation s'écrit alors : $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Nous avons : $C_1 B = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \end{bmatrix} \neq 0$

Et $C_1 B = [0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \end{bmatrix} \neq 0$

D'où : $d_1 = d_2$=0

Nous pouvons facilement déterminer A^*et B^* :

$$A^* = \begin{bmatrix} C_1A \\ C_2A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -p\Omega k \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} C_1B \\ C_2B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

Les matrices de gain $K et\ L$ assurant le découplage sont donc les suivantes :

$$K = \begin{bmatrix} \gamma\sigma L_s & -\omega_s\sigma L_s & \frac{-\sigma L_s k}{T_r} \\ \omega_s\sigma L_s & \gamma\sigma L_s & p\Omega k\sigma L_s \end{bmatrix}$$

Soit : $K = \begin{bmatrix} R_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2} & -\omega_s\sigma L_s & -R_r\frac{L_m}{L_r^2} \\ \omega_s\sigma L_s & R_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2} & p\Omega\frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}$

Et : $L = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix}$

Nous obtenons le système découplé suivant :

$y_1 = \frac{1}{s}w_1$, soit $i_{sd} = \frac{1}{s}w_{sd}$

$y_2 = \frac{1}{s}w_2$, soit $i_{sq} = \frac{1}{s}w_{sq}$

Or : $\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\Phi_r$

Soit : $\Phi_r = \frac{L_m}{S(1+T_rS)}w_{sd}$

II.2.2 Découplage par compensation :

Définissions des nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} [14], [15] telles que :

$v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd}$ et $v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq}$

Avec $e_{sd} = \omega_s\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r^2}R_r\Phi_r$

Et $e_{sq} = -\omega_s\sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r}\omega_s\Phi_r + \frac{L_m^2}{L_rT_r}i_{sq}$

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors constituées à partir des tensions v_{sd1} et v_{sq1} (Figure II.4)

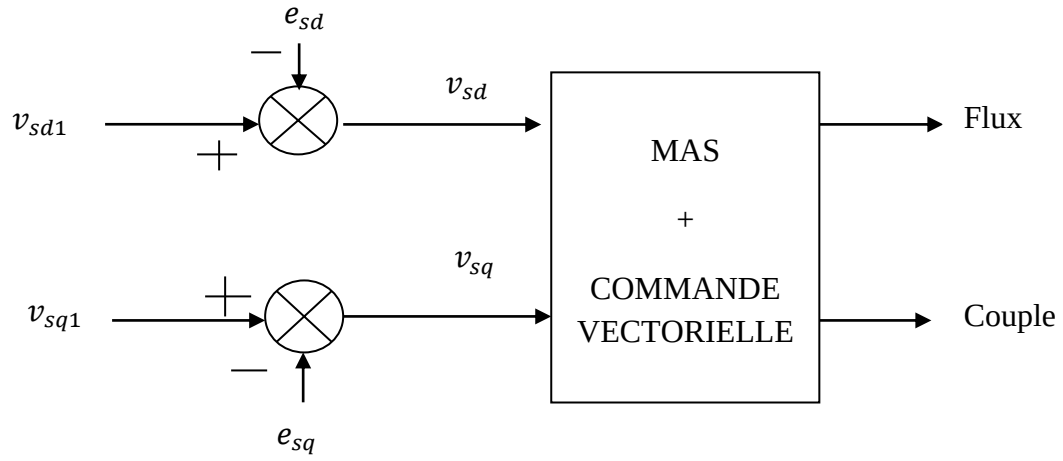


Figure (II.4) : Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système (Figure II.5) pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \dfrac{L_m^2}{L_r^2}\right) i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \dfrac{L_m^2}{L_r^2}\right) i_{sq} \end{cases}$$

Les actions sur les axes *d* et *q* sont donc découplées

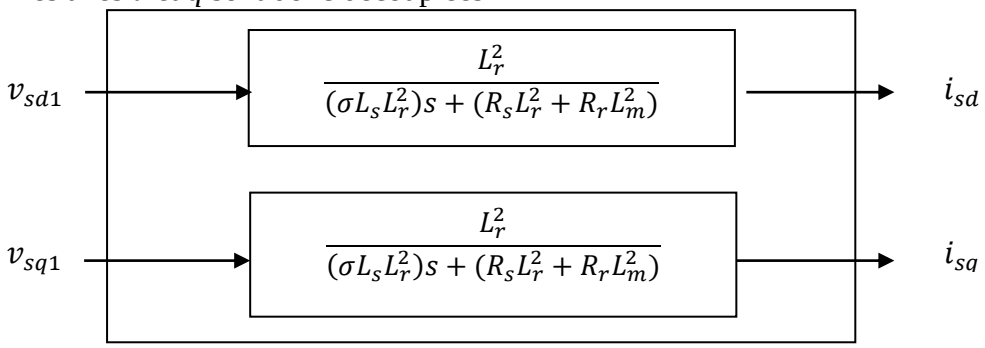


Figure (II.5) Commande découplée- Expression de i_{sd} et i_{sq}

En faisant apparaître de manière explicite flux (II.2), nous obtenons :

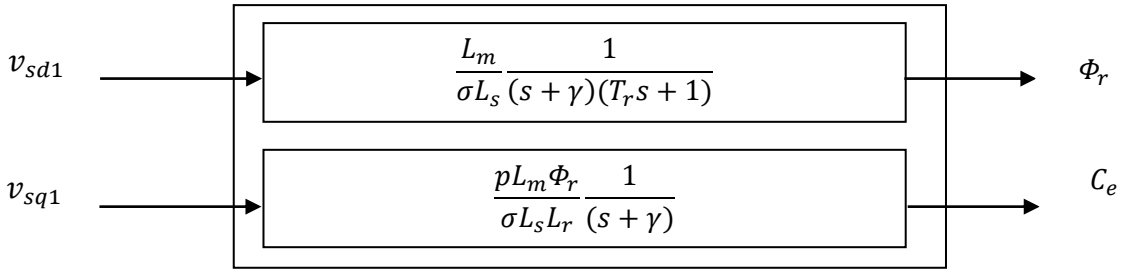


Figure (II. 6) Commande découplé- Expression de Φ_r et C_e

II.3 COMMANDE VICTORIELLE A FLUX ORIENTE :

II.3.1 Schéma de principe :

A partir du modèle du moteur élaboré et des équations du découplage données au paragraphe (II.2), nous pouvons élaborer un schéma de de principe de la commande vectorielle à flux orienté sur l'axe *d* (Figure II.7).

La position θ_s de l'axe *d* par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique ω_s.

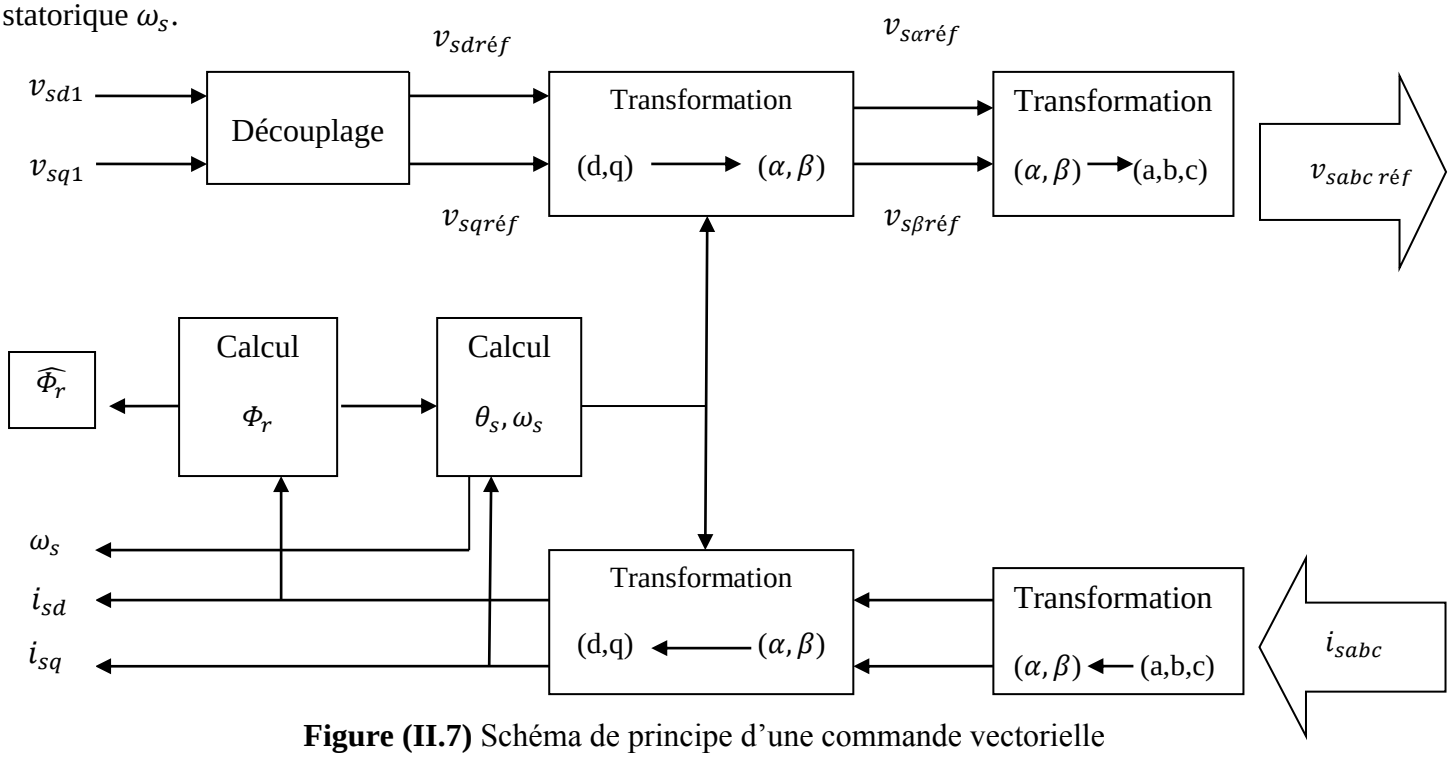


Figure (II.7) Schéma de principe d'une commande vectorielle

II.3.2 Calcul de Φ_r :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent sont difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas de flux) ou pour des problèmes du coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- Des observateurs corrigeant en boucles fermées les variables estimées.

Qui permet d'estimer le flux $\widehat{\Phi_r}$ est l'équation suivante :

$$\widehat{\Phi_r} = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \qquad \text{(II.22)}$$

II.3.3 Calcul de ω_s et Φ_s :

La pulsation s'écrit : $\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{sd}}{\widehat{\Phi_r}}$ (II.23)

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\widehat{\Phi_r}$ est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{sd}}{\widehat{\Phi_r} + \varepsilon} \qquad \text{(II.24)}$$

Avec : $\varepsilon = 0.01$.

Nous avons alors : $\theta_s = \frac{1}{s}\omega_s$ (II.25)

II.3.4 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :

Le schéma que nous proposons (Figure II.8) est une commande de type direct : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [12]. Une commande indirecte ne portait pas de régulateur de flux.

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminées précédemment.

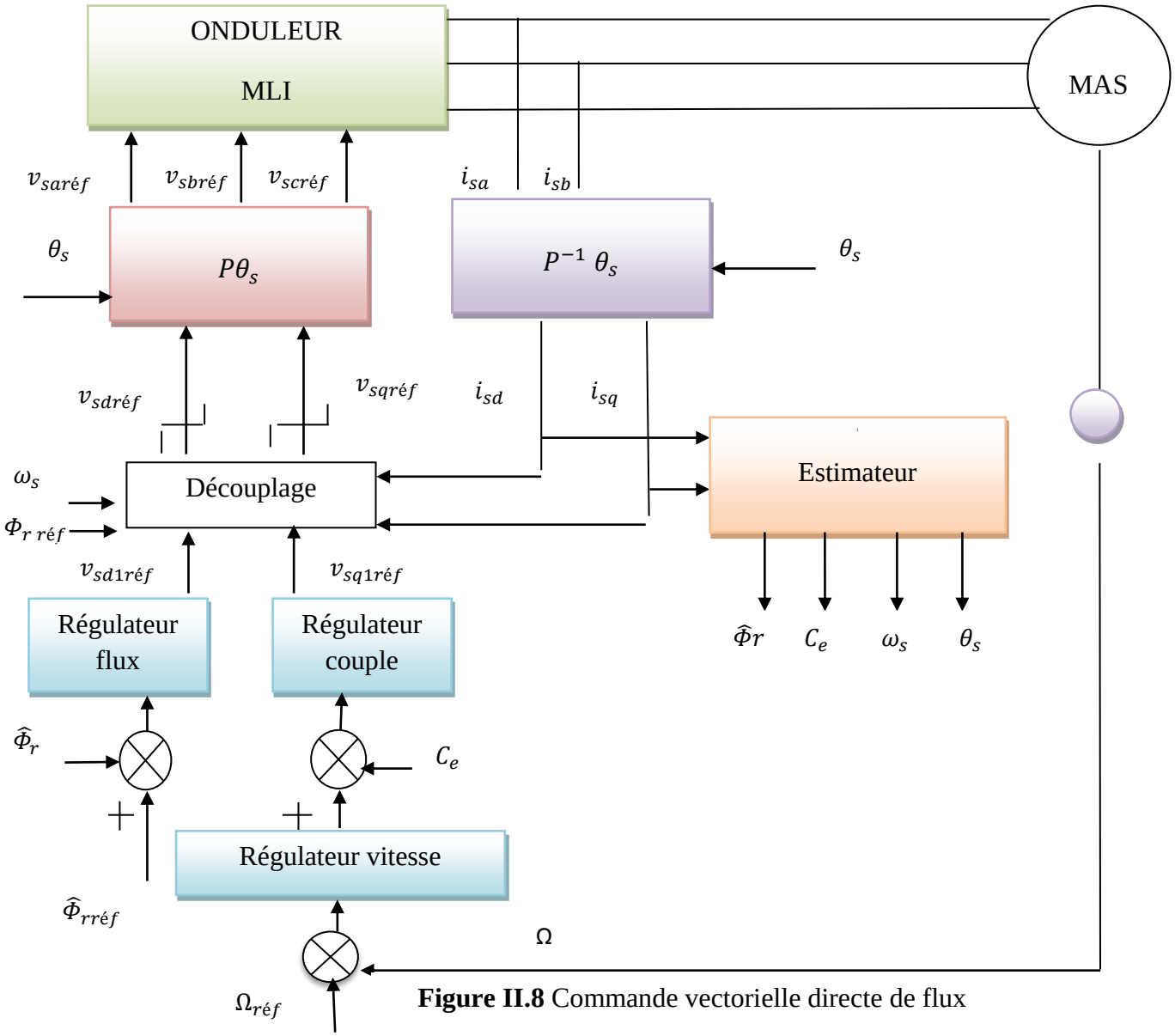
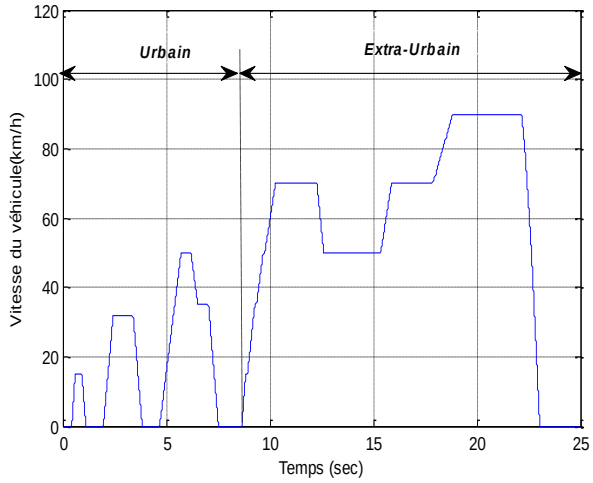


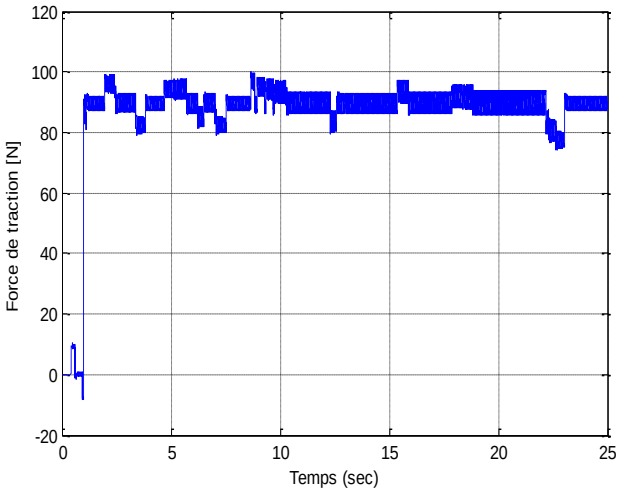
Figure II.8 Commande vectorielle directe de flux

II.3.5 Résultats de simulation

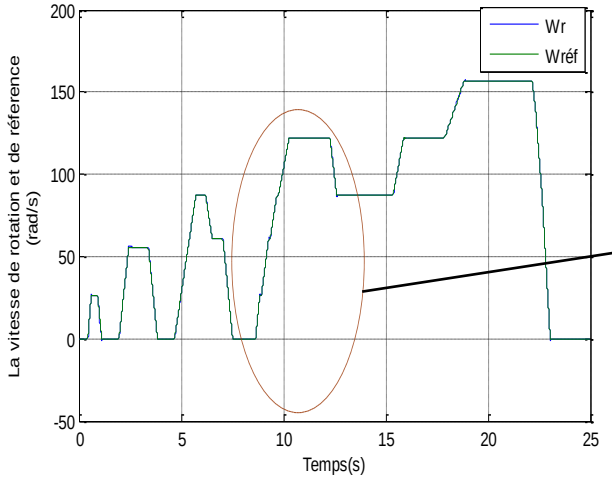
Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone, on a appliqué comme vitesse de référence un cycle de conduite européen normalisé. Dans ce dernier, on distingue deux parties un cycle urbain et un autre extra-urbain, d'autre part on a appliqué un couple résistant qui est obtenue d'après le modèle dynamique du véhicule.



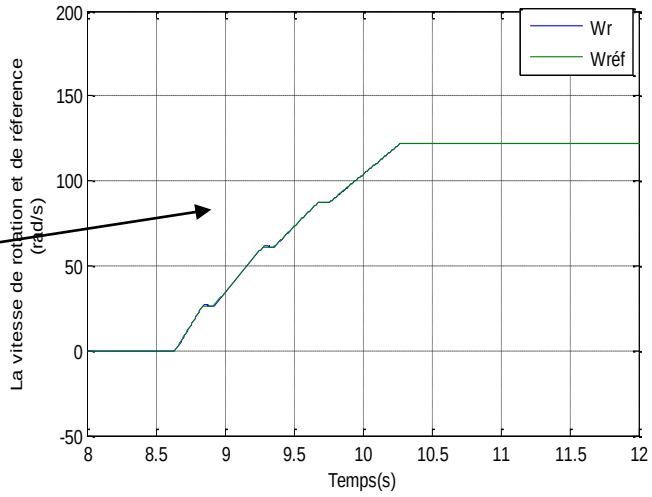
(a) Vitesse du véhicule



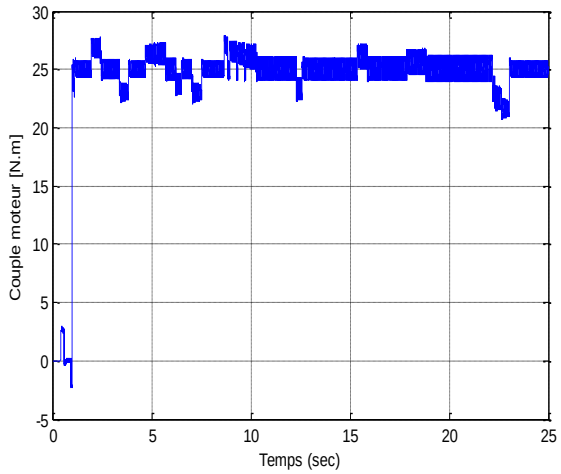
(b) La force de traction du véhicule



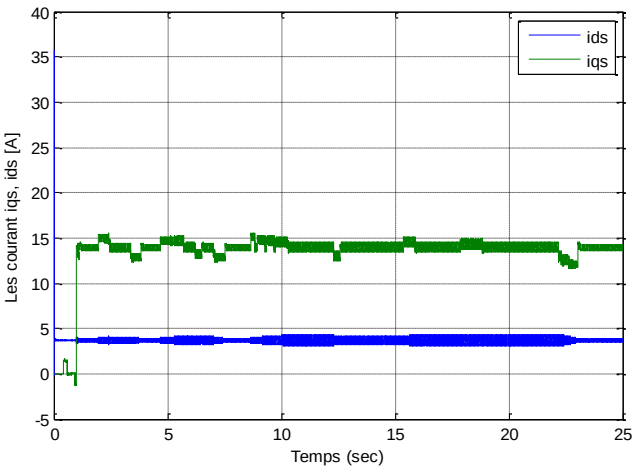
(c)La vitesse de rotation et de référence



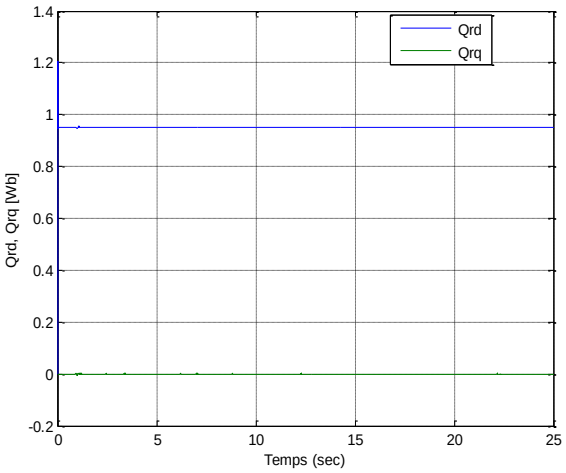
(d) Zoom de vitesse de rotation



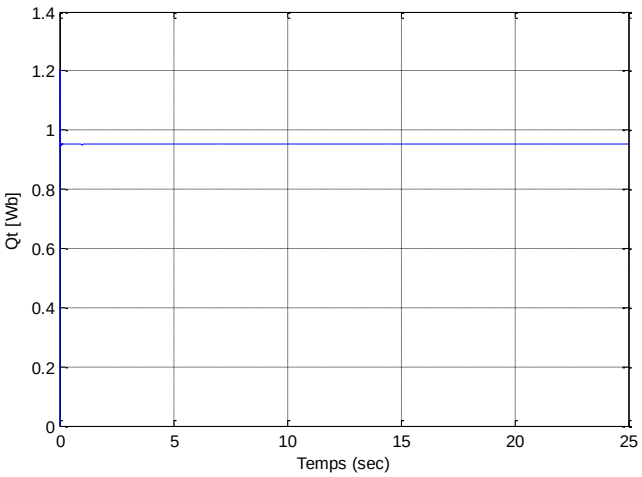
(e)Le couple moteur



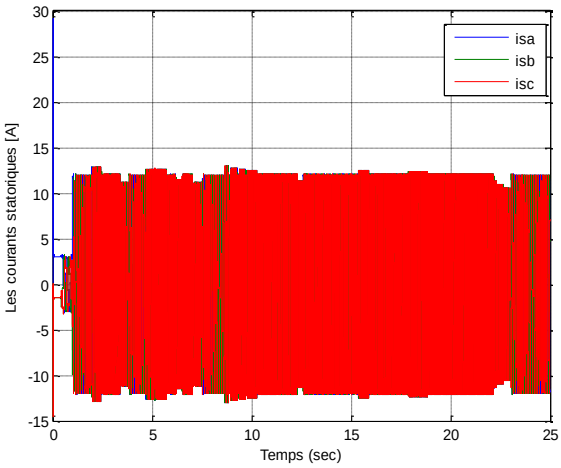
(f) les courant Isd, Isq



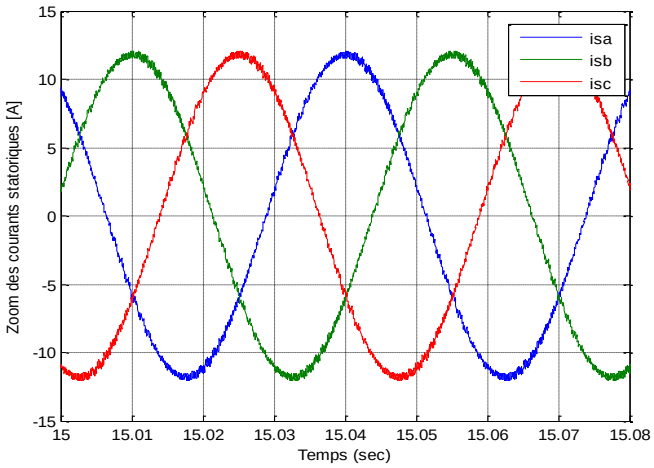
(q) Les flux Qrd, Qrq



(h) Module de flux



(i) Le courant statorique



(j) Zoom des courants de phase

Figure II.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle

A la fin de ce chapitre et après la simulation, nous conclurons que la vitesse de rotation du moteur suit la vitesse de référence (vitesse de cycle de conduite). Pour le couple, on a une forte valeur avec une oscillation (appel fort du courant au démarrage, bref mais important) et comme la vitesse suit sa référence.

Le courant I_{sq} présente l'image du couple qui suit pendant tous le temps sa référence. Le courant I_{sd} est quasiment stable et suit sa référence. Enfin, d'après l'allure des flux rotorique, on constate que le découplage est parfaitement réalisé lors des régimes permanents, néanmoins de légères fluctuations sont remarquables pendant le démarrage et en mode de défluxage. Le réglage présente aussi des performances satisfaisantes vis-à-vis la perturbation du couple résistant.

La commande vectorielle nécessite la connaissance de la vitesse de rotation du moteur. Dans cette partie cette vitesse est donnée par un encodeur.

CONCLUSION

Pour augmenter la fiabilité de la chaine de traction électrique, nous avons proposé une commande vectorielle directe qui donne des résultats extra-ordinaire et qui permets de suivre notre étude.

INTRODUCTION

Nos méthodes de diagnostic ont été appliquées aux entraînements électriques asynchrones.

En effet, le moteur asynchrone est un des plus utilisés dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc… L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc…).

Ce chapitre porte sur la synthèse des défauts que sont susceptibles de présenter ces systèmes.

Ensuite les défaillances les plus courantes pouvant apparaître aussi bien dans la machine dans l'onduleur . Ces défaillances peuvent provoquer des pannes et par conséquent des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des personnes.

III.1 PRESENTATION DES DIFFERENTES DEFAILLANCES DU MOTEUR

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [16] :

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [Allianz, 88] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants (figure III.1) :

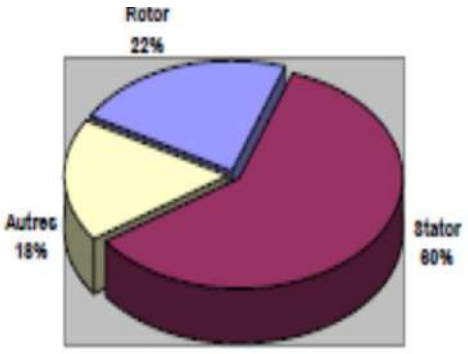


Figure. III.1. Proportion des défauts

III.2. DEFAILLANCES AU ROTOR [17], [18], [19]

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème :

- thermique (surcharge,…)
- électromagnétique (force en *B2(t)*,…)
- résiduel (déformation,…)
- dynamique (arbre de transmission,…)
- mécanique (roulement,…)
- environnemental (agression,…)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- Rupture de barres
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit
- Excentricité statique et dynamique

III.2.1. Ruptures De Barres [20], [21]

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine.

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

III.2.2. Ruptures D'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

Comme il est difficile de le détecter [22], ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,…) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

III.2.3. Excentricite Statique Et Dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor, figure III.2). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Trois cas d'excentricité [23], [24] sont généralement distingués :

- l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe
- l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe
- l'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante :



Excentricité statique Excentricité dynamique
(plusieurs positions du rotor au cours de la rotation)

Figure. III.2. Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système.

Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements.

III.3. DEFAILLANCES AU STATOR [25]

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème :

- thermique (surcharge,…)
- électrique (diélectrique,…)
- mécanique (bobinage,…)
- environnemental (agression,…)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit:

- défaut d'isolant
- court-circuit entre spires
- court-circuit entre phases
- court-circuit phase/bâti
- déséquilibre d'alimentation
- défaut de circuit magnétique

III.3.1. Défauts D'isolant Dans Un Enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,…) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction.

Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

III.3.2. Court-Circuit Entre Spires [26]

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

III.3.3. Court-Circuit Phase/Bati

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

III.3.4. Défauts De Circuit Magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc.

III.3.5. Défaillances Mécaniques

III.3.5.1. Defauts Roulements [27], [28], [29]

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor.

En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [28], l'auteur présente la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement.

Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont :

- l'usure due au vieillissement
- la température de fonctionnement élevée
- la perte de lubrification
- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)
- le défaut de montage
- les courants d'arbres (Shaft Current)

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures
- l'ondulation de leur surface de roulement
- l'attaque des billes
- la corrosion due à l'eau
- défaut de graissage, problème dû à la température
- décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur.

III.3.5.2 AUTRES DEFAILLANCES MECANIQUES

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc a priori pas de défaillances mécaniques.

Cependant, il peut apparaître des phénomènes d'oxydation liés à l'environnement de la machine et plus précisément au taux de salinité qui influe sur l'étanchéité et les contacteurs.

III.4 PRESENTATION DES DIFFERENTES DEFAILLANCES SUR UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

A notre connaissance, il n'existe pas d'étude statistique proprement dite sur les pannes des convertisseurs de puissance. Il a été montré que les composants présentant le taux de défaillance les plus

élevé sont généralement les IGBT [29].

III.4.1. Défaillance de diodes classiques

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici. Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique *Zth* qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante :

$Z_{th}=\frac{T°_{jonction}-T°_{Boitier}}{P}$ avec P puissance dissipée dans la diode en Watt

Les coefficients de dilatation des différents matériaux de la diode étant différents, des craquelures peuvent apparaître. La dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance thermique va augmenter (se dégrader). La défaillance apparaît ainsi en fin de vie du composant, pendant la période dite 'd'usure'. Ce problème est un problème que l'on retrouve dans la plupart des semi-conducteurs de puissance.

III.4.2. Defaillance D'un Exemple D'interrupteur Statique : l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transitor)

III.4.2.1 Court-circuit

Le défaut de type court circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée. L'analyse du déroulement d'un court-circuit est décrite dans [Baudesson, 98].

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en € de sécurité permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance.

III.4.2.2. Circuit ouvert

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur IGBT supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut IGBT inférieur). Lorsque le défaut est visible, la signature se matérialise par le passage d'un rapport cyclique α à 0 ou à 1, mais uniquement sur la cellule défaillante. La conséquence est que la cellule défaillante se retrouve alors en surtension et qu'un arrêt du convertisseur est obligatoire pour éviter une propagation du défaut.

III.4.2.3. Vieillissement

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être entraînée par :

- Sollicitations successives (cyclage)
- Défaut au niveau de la puce de silicium
- Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent sur les composants non militaire) et la corrosion du composant.

CONCLUSION

Ce chapitre présente une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur un ensemble convertisseur – machine asynchrone.

Nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différentes parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition.

Les défauts étudiés par la suite sur la machine sont :

- Les défauts sur les IGBT (cours circuit et circuit ouvert).

INTRODUCTION :

Afin de mieux illustrer notre étude, on propose des résultats de simulation pour le chapitre précèdent.

Dans les simulations ci-dessous, on utilise, toujours, d'autres paramètres pour notre moteur se trouvent dans les annexes.

Le but de ce chapitre est de développer des lois qui permettent de reconfigurer la commande ou la chaine de traction elle-même, en cas de défaut afin d'assurer la sécurité et la continuité du fonctionnement du véhicule.

Dans l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement les transistors de puissance (les IGBTs). Pour un défaut dans un transistor de puissance (IGBT), deux types de défaillances peuvent être distingués :

IV.1. MODE DE DEFAUT DU CONVERTISSEUR STATIQUE DANS UNE CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE :

La chaine de traction électrique est très sensible à la défaillance du convertisseur statique. Elle diminue les performances du véhicule électrique. De plus, si le défaut n'est pas détecté rapidement et ensuite compensé, il peut conduire à la destruction du convertisseur statique et tous les composants de la chaine de traction électrique. Pour réduire ces risques, une procédure de détection et d'isolation de défaut doit être mise en œuvre rapidement [37]. La Figure.IV.1 résume les différents types de défauts qui peuvent produire dans une chaine de traction électrique et particulièrement dans la partie de l'électronique de puissance.

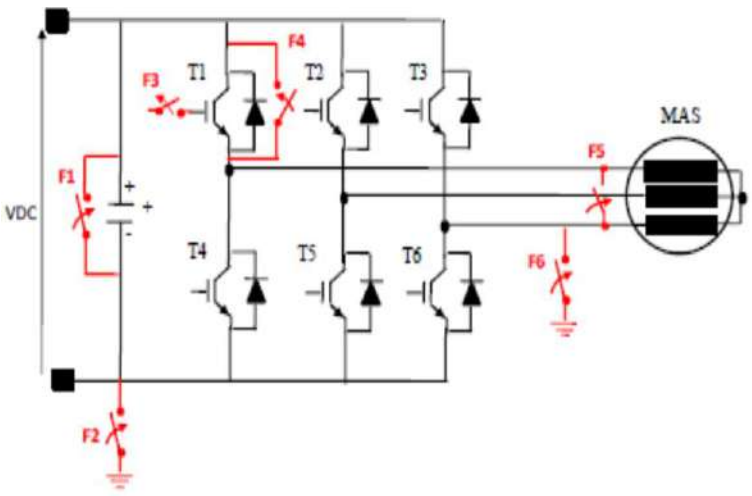


Figure IV.1 Différent types de défauts dans l'électronique de puissance

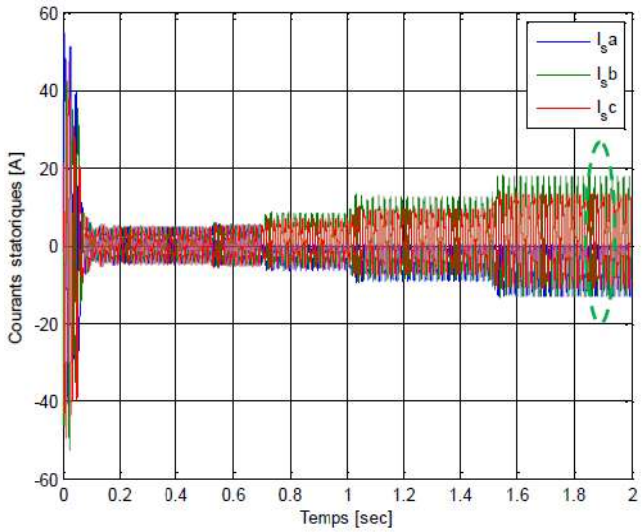
Dans l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement les transistors de puissance (les IGBTs). Pour un défaut dans un transistor de puissance (IGBT), deux types de défaillances peuvent être distingués :

IV.1.1. Défaillance de type « haute impédance » d'un transistor (circuit ouvert)

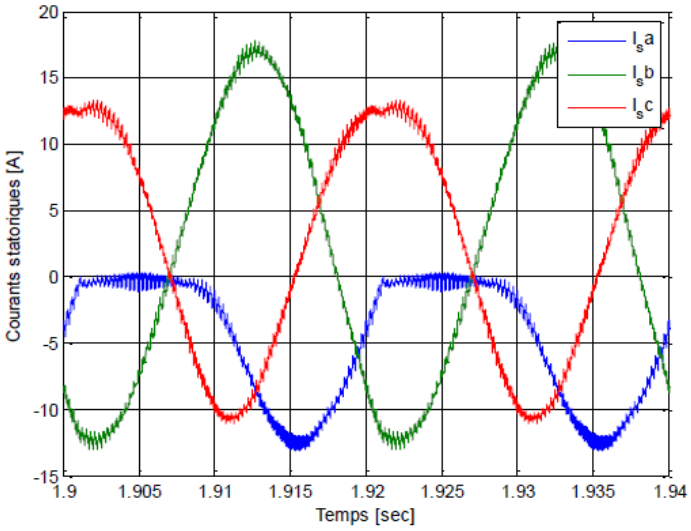
Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdal [29], [30].

Résultats de simulation (circuit ouvert d'un transistor (T1))

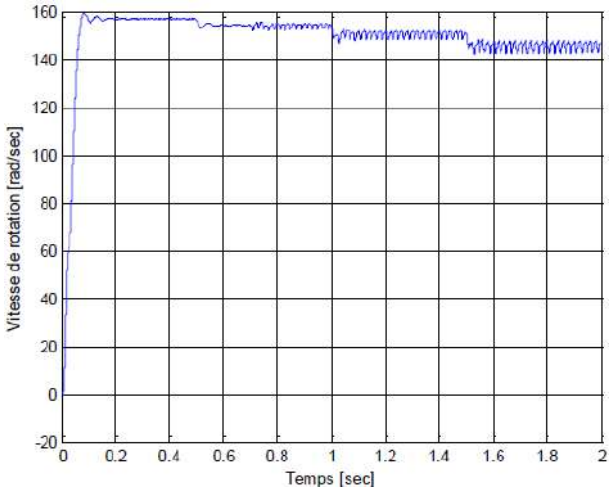
Des couples de charge sont appliqués dans les instants 0.5sec, 1sec et 1.5 sec respectivement de 5N.m, 10N.m et 15N.m.



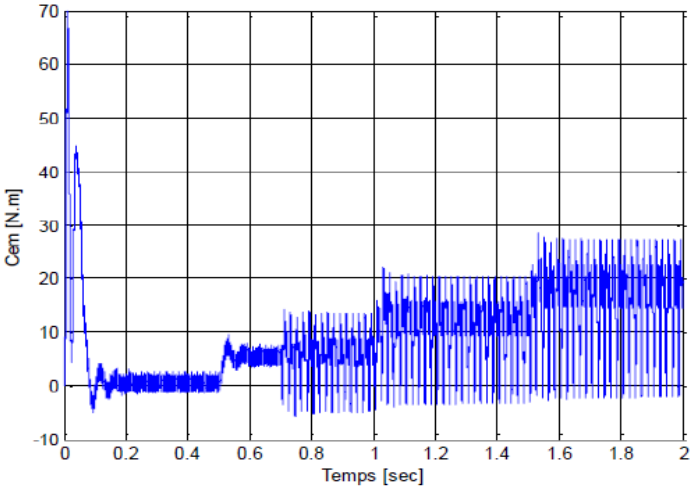
(a) Les courants statoriques



(b) Zoom des courants statoriques



(c) Vitesse de rotation



(d) Couple moteur

Figure IV.2 Cas de défaillance de type haute impédance du transistorT1 (Circuit ouvert à t=0.7 sec)

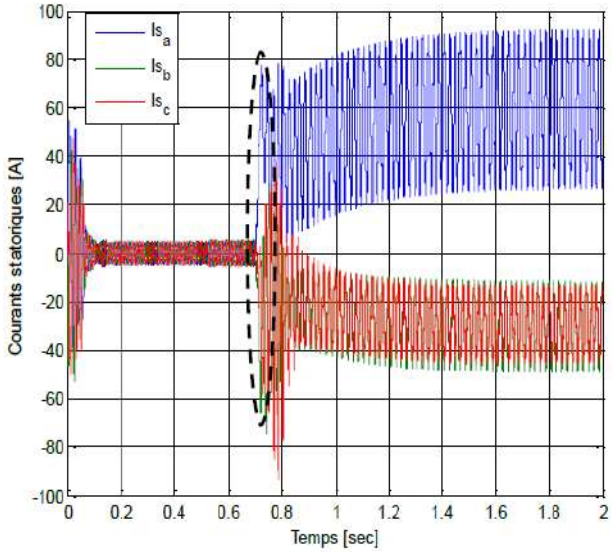
Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique de celle-ci. La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé.

Les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques. D'autre part cela génère une ondulation de vitesse, comme montré dans la figure (IV.1), qui peut introduire des harmoniques de basses fréquences dans les références du courant (cas de boucle de régulation de vitesse), à l'origine de pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique.

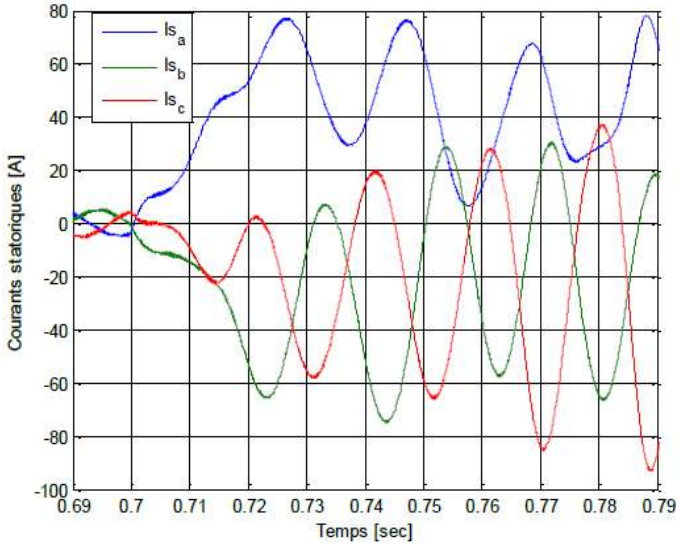
IV.1.2.Défaillance de type « basse impédance » d'un transistor (court-circuit)

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor se traduisant en un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée [29], [30]. L'augmentation du courant n'est limitée que par la résistance interne de la source de tension continue (cas d'une batterie) ou par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage et la résistance des composants défaillants. Dans ce cas, le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives en un temps court.

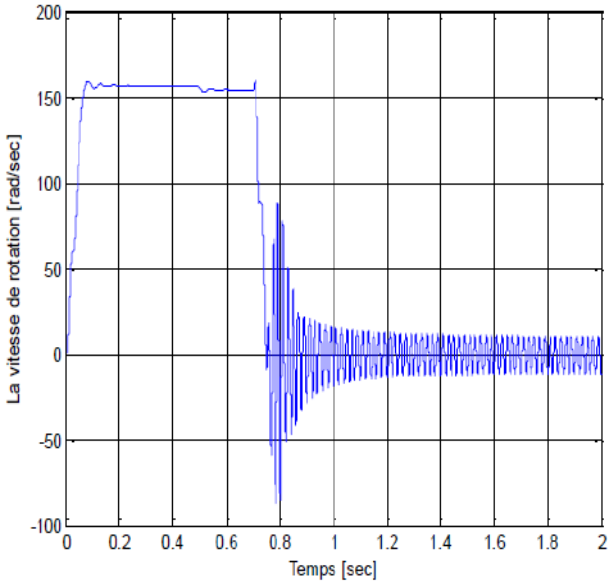
Résultats de simulation (court-circuit d'un transistor (T1))



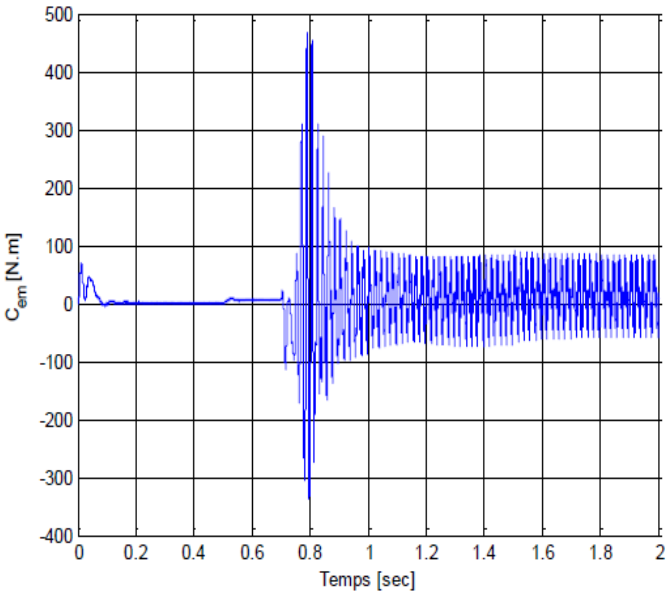
(a) Les courants statoriques



(b) Zoom des courants statoriques



(c) Vitesse de rotation



(d) Couple moteur

Figure IV.3 Cas de défaillance de type basse impédance du transistorT1 (Court-Circuit à t=0.7 sec)

IV.2.DIAGNOSTIC DES DEFAUTS IGBTs DE L'ONDULEUR

Dans ce travail, deux méthodes de diagnostic sont utilisées afin de détecter et de localiser l'interrupteur en défauts.

IV.2.1.Méthode basé sur les valeurs moyennes des courants statoriques

Un défaut dans un semi-conducteur peut produire des offsets dans les courants des phases de la machine. La première méthode de diagnostic consiste à calculer les valeurs moyennes de ces courants.

A partir de ces valeurs, le défaut peut être détecté. Un seuil de courant est définit pour distinguer entre les défauts de court circuit et celle de circuit ouvert des IGBTs.

Les tableaux IV.1 résume les caractéristiques des différents types de défauts IGBT d'un onduleur à deux niveaux qui alimente une machine asynchrone contrôlée par V/f constante.

Tableau IV.1 Caractéristiques des différents types de défauts d'un onduleur

Types de défauts	Composants continues des courants de phases		
	Phase I	Phase II	Phase III
Sans défauts	0	0	0
T_1 ouvert	$-I_{seuil}<I_a\,(moy)<0$	$I_b\,(moy)>0$	$I_c\,(moy)>0$
T_2 ouvert	$I_a\,(moy)>0$	$-I_{seuil}<I_b\,(moy)<0$	$I_c\,(moy)>0$
T_3 ouvert	$I_a\,(moy)>0$	$I_b\,(moy)>0$	$-I_{seuil}<I_c\,(moy)<0$
T_4 ouvert	$0<I_a\,(moy)<I_{seuil}$	$I_b\,(moy)<0$	$I_c\,(moy)<0$
T_5 ouvert	$I_a\,(moy)<0$	$0<I_b\,(moy)<I_{seuil}$	$I_c\,(moy)<0$

T_6 ouvert	I_a (moy) < 0	I_b (moy) < 0	0 < I_c (moy) < I_{seuil}
T_1 fermé	I_a (moy) > I_{seuil}	I_b (moy) < 0	I_c (moy) < 0
T_2 fermé	I_a (moy) < 0	I_b (moy) > I_{seuil}	I_c (moy) < 0
T_3 fermé	I_a (moy) < 0	I_b (moy) < 0	I_c (moy) > I_{seuil}
T_4 fermé	I_a (moy) < - I_{seuil}	I_b (moy) > 0	I_c (moy) > 0
T_5 fermé	I_a (moy) > 0	I_b (moy) < - I_{seuil}	I_c (moy) > 0
T_6 fermé	I_a (moy) > 0	I_b (moy) > 0	I_c (moy) < - I_{seuil}

Où I_{seuil} : est un seuil caractérise les composantes continues des courants.

Pour valider les performances de la méthode de diagnostic, on a utilisé une commande V/F constante pour le contrôle de la machine asynchrone (Figure IV.3).Cette méthode nécessite la connaissance de deux courants de phase de la machine.

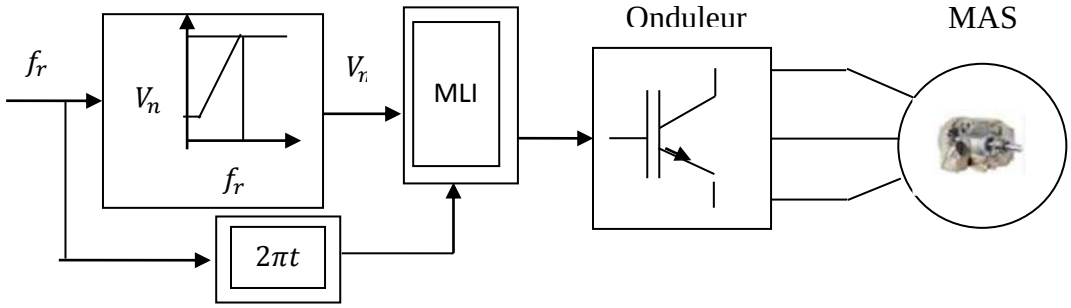
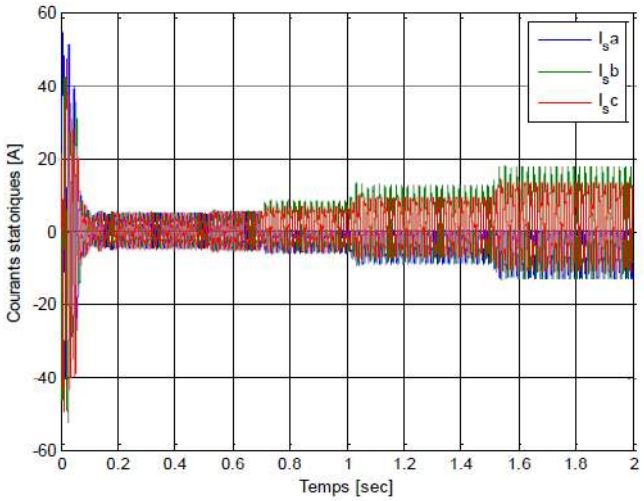


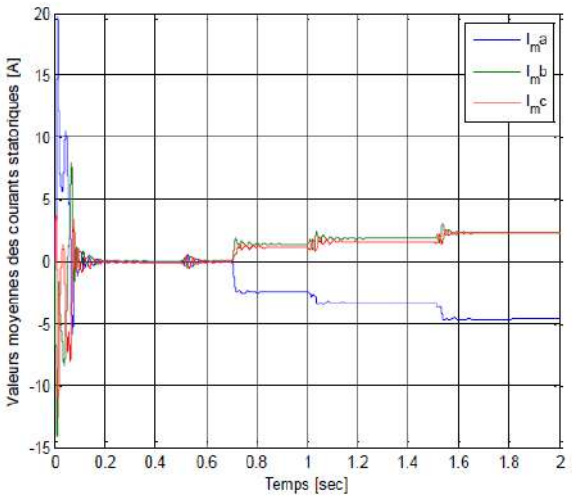
Figure IV.4 : La commande scalaire de la machine asynchrone

Résultats de simulation

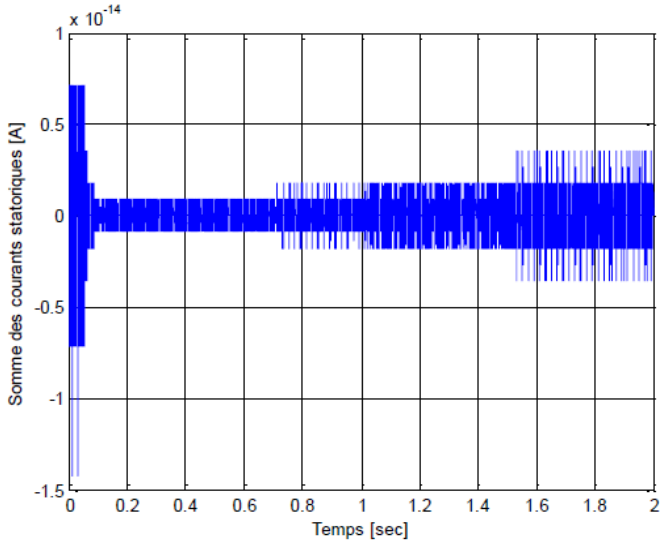
Dans les résultats de simulation de la figure (IV.1), un défaut de circuit ouvert est introduit à l'instant t=0.7sec. Le bloc de diagnostic permet de détecter et de localiser le défaut dans l'interrupteur.



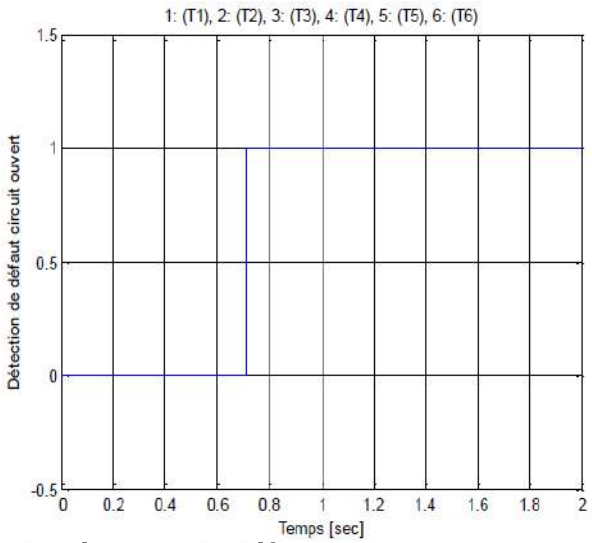
(a) Les courants statoriques



(b) Valeurs moyen des courants statoriques



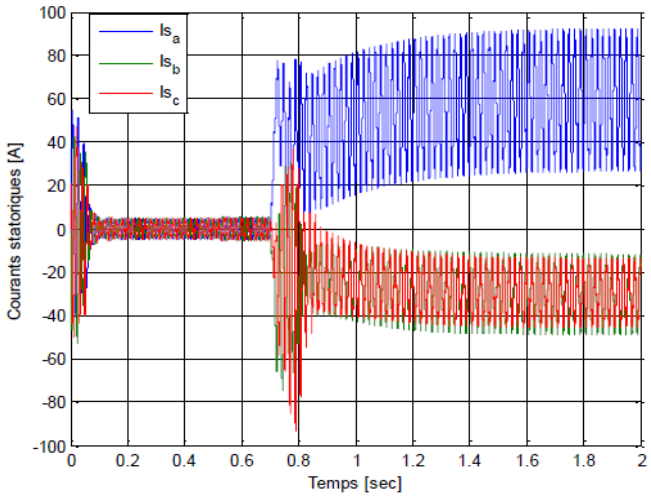
(c) La somme des courants



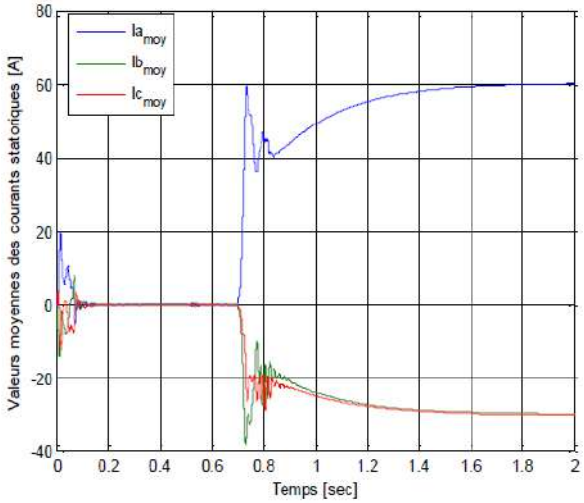
(d) Détecteur de défauts type circuit ouvert

Figure IV.5 : Détection de défaut circuit ouvert

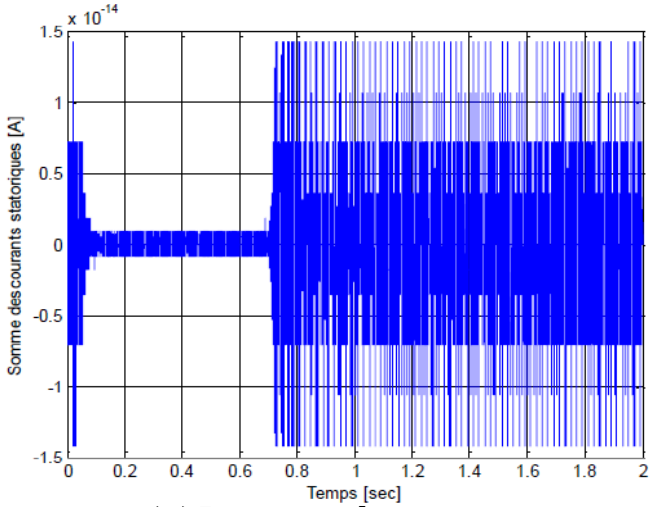
Dans les résultats de simulation de la figure (IV.5), un défaut de court circuit est introduit à l'instant t=0.7sec. La méthode de diagnostic permet de détecter et de localiser le défaut dans l'interrupteur T1.



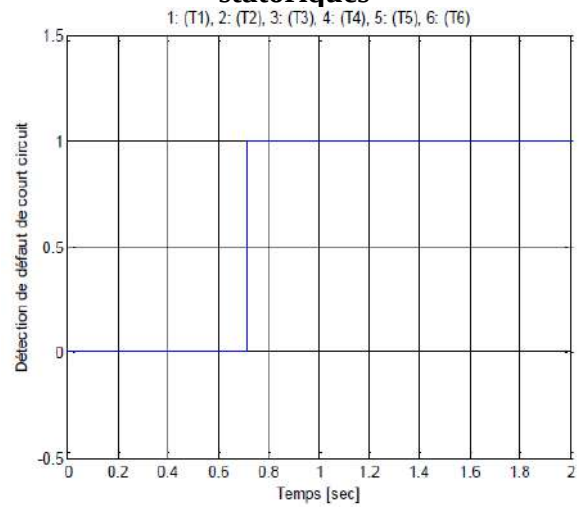
(a) Les courants statoriques



(b) Valeurs moyen des courants statoriques



(c) La somme des courants



(d) Détecteur de défauts type Court-Circuit

Figure IV.6 : Détection de défaut de court circuit

Les figures IV.4 et IV.5 représentent les valeurs moyennes des courants statoriques. Alor on peut observer la modification de la forme des courants statoriques après l'introduction d'un défaut d'un IGBT et automatiquement ces valeurs moyen, ce qui nous permet facilement de déterminé et localiser les défauts.

IV.3. TECHNIQUES DE RECONFIGURATION DE COMMANDE

La redondance en parallèle et les techniques de tolérance aux défauts ont été largement adoptées dans les systèmes d'entrainements électriques, afin de maintenir la continuité des systèmes en cas de défauts.

En cas de défauts dans les composants de l'électronique de puissance, plusieurs techniques tolérantes aux défauts ont été traitées dans la littérature [30]. Dans ce travail on a opté par deux techniques de reconfiguration de commande en cas de défauts de court circuit et circuit ouvert d'un IGBT.

IV.3.1. Reconfiguration de commande avec un onduleur à quatre fils

La topologie de l'onduleur illustrée dans la figure III.11 est proposée par Liu et Al dans [31].

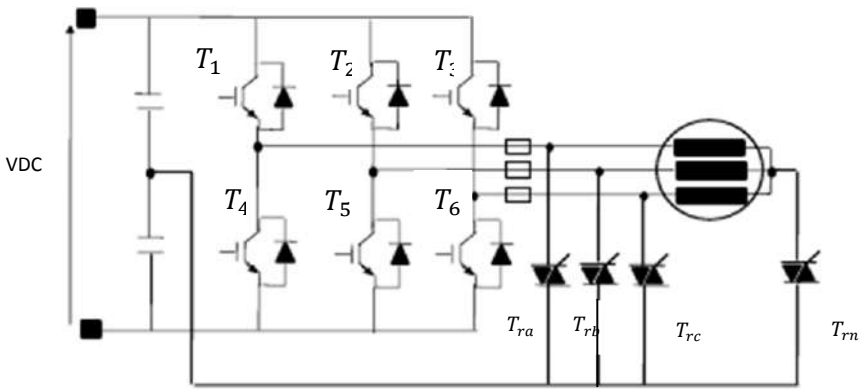


Figure IV.7 Topologie d'un onduleur à quatre fils

Cette topologie est basée sur la modification de la stratégie de commande avec la connexion du neutre de la machine au point milieu du bus continu (entre les deux condensateurs) du système. Cette topologie est capable d'assurer la continuité du système en cas de défauts de court-circuit et circuit ouvert d'un IGBT. Elle utilise un onduleur triphasé à deux niveaux avec l'addition de quatre triacs et trois fusibles rapides en série avec les phases de la machine. Le neutre du moteur est relié au point milieu du bus continu à travers le triac TRn. Les trois autres triacs, Tra TRb et TRc et les trois fusibles, fa fb et fc sont utilisés pour l'isolation des défauts de court circuit.

Dans le cas sans défauts, tous les triacs sont ouverts et le moteur est contrôlé dans les conditions normales. En cas de défaut, le bras de l'onduleur en défaut est isolé en premier lieu selon les étapes proposées dans [31]. Le moteur fonctionne en mode biphasé avec la conduction du triac TRn qui lie le neutre de la machine au point milieu du bus continu. La connexion au neutre permet de contrôler l'amplitude et la

phase des courants dans le système biphasé.

IV.3.1.1. ***Principe de commande :***

Afin d'élaborer la commande de la machine électrique, on utilise la représentation vectorielle de celle-ci [32].

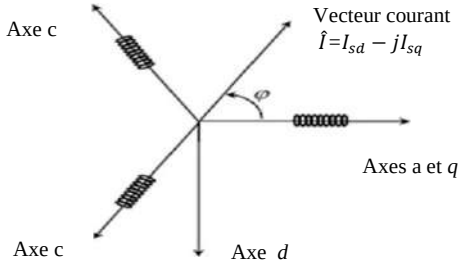


Figure IV.8 Représentation vectorielle de la machine

A l'état sain, les courants du moteur sont contrôlés afin d'avoir un système triphasé équilibré

$$I_{s\alpha} = I\cos\omega t + \varphi \quad \text{(IV.1)}$$

$$I_{s\alpha} = I\cos\omega t + \varphi - {}^{2\pi}/_{3} \quad \text{(IV.2)}$$

$$I_{s\alpha} = I\cos\omega t + \varphi + {}^{2\pi}/_{3} \quad \text{(IV.3)}$$

La force magnétomotrice FMM tournante produite par les courants d'alimentation égale à la somme des FMMs produites par chaque phase. Basant sur la Figure. IV. 7 cette force peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} FFM &= FMM_a + FMM_b + FMM_c \\ &= NI_{sa} + aNI_{sb} + a^2NI_{sc} \end{aligned} \quad \text{(IV.4)}$$

Où $a=I<120°$ et N le nombre de spire par phase.

$$\begin{aligned} MMF &= \frac{3}{2}Fe^{j\theta} \\ &= \frac{3}{2}F(\cos\theta + \sin\theta) \end{aligned} \quad \text{(IV.5)}$$

Où : F=*NI* et θ=(ω+Φ)

En cas d'un défaut de circuit ouvert dans la phase *b*, la force FMM égale à la somme des deux FMMs dans les deux phases saines *a* et *c*.

$$\begin{aligned} FMM' &= NI'_{sa} + a^2NI'_{sa} \\ &= NI'_{sa} + NI'_{sc}\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \end{aligned} \quad \text{(IV.6)}$$

La notation (') indique les nouvelles valeurs en cas de défaut.

Par l'utilisation de l'équation (IV.12) et (IV.11) :

$$\frac{3}{2}F\cos\theta = NI'_{sa} - \frac{1}{2}NI'_{sc} \qquad \text{(IV.7)}$$

$$\frac{3}{2}F\sin\theta = -\frac{\sqrt{3}}{2}NI'_{sc} \qquad \text{(IV.8)}$$

À partir de ces deux équations, les courants dans les deux phases peuvent être exprimés par :

$$I'_{sc} = -\sqrt{3}I\sin\theta \qquad \text{(IV.9)}$$

$$I'_{sa} = \frac{3}{2}I\left(\cos\theta - \frac{1}{\sqrt{3}}\sin\theta\right) \qquad \text{(IV.10)}$$

D'une manière équivalente :

$$I'_{sa} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi + {}^{\pi}/_{6} \qquad \text{(IV.11)}$$

$$I'_{sc} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi + {}^{\pi}/_{2} \qquad \text{(IV.12)}$$

En cas d'un défaut de circuit ouvert de la phase *b*, et pour assurer le contrôle de la machine, il faut décaler le courant dans la phase *a* par 30^{o}en avant et la phase *c* par 30^{o} en arrière. L'intensité du courant de la phase *c* doit également être augmentée de $\sqrt{3}$ fois de sa valeur en état normal.

La Figure (IV.8) illustre la représentation vectorielle des trois phases avant et après le défaut :

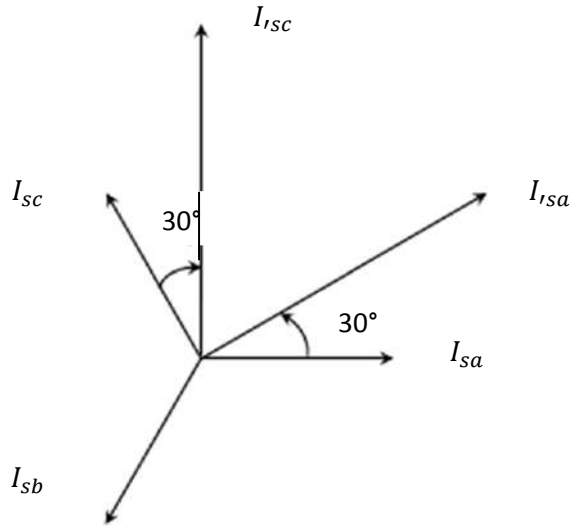


Figure IV.8 Représentation vectorielle avant et après un défaut dans la phase *b*

La même analyse peut être appliquée aux autres phases *a* ou *b* en cas de défaut. Si la phase *a* est en

défaut les courants de commande sont exprimés par :

$$I'_{sb} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi - {}^{5\pi}/_{6} \quad \text{(IV.13)}$$

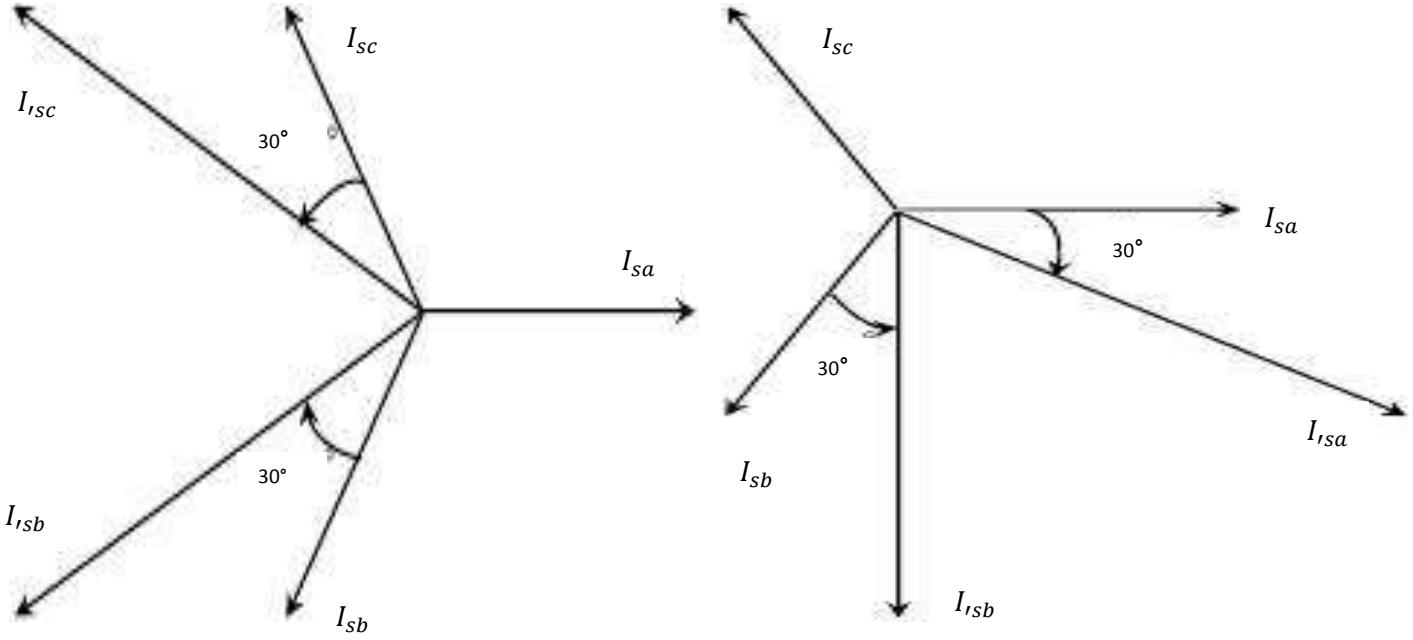
$$I'_{sc} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi + {}^{5\pi}/_{6} \quad \text{(IV.14)}$$

En cas de défaut dans la phase *c* :

$$I'_{sa} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi - {}^{\pi}/_{6} \quad \text{(IV.15)}$$

$$I'_{sb} = \sqrt{3}I\cos\omega t + \varphi - {}^{\pi}/_{2} \quad \text{(IV.16)}$$

La Figure.IV. 9 illustre la représentation vectorielle des phases avant et après le défaut.



Défaut dans la phase *a* Défaut dans la phase *c*

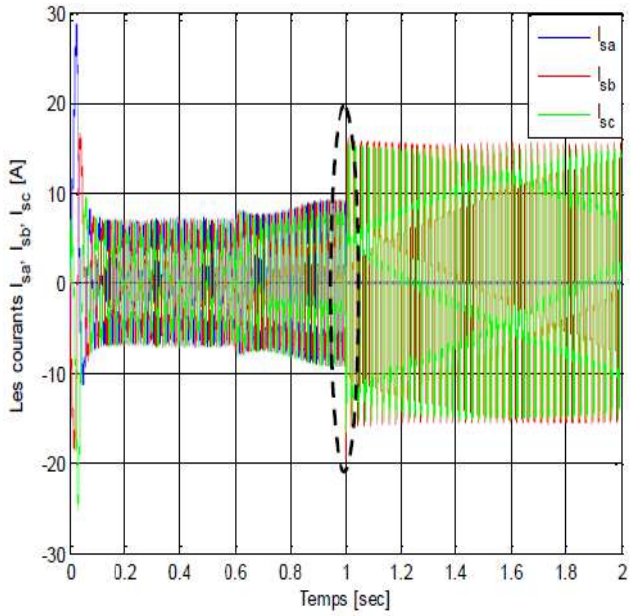
Figure IV.9 Représentation vectorielle avant et après un défaut dans la phase *a et c*

Afin de maintenir le fonctionnement de la chaine de traction électrique en cas d'un défaut de circuit ouvert d'un IGBT, les courants dans le système biphasé doit être régler à une amplitude $\sqrt{3}$ de fois leur valeur originale et a un déphasage égale à 60^{O}entre les deux phases saines. Par cette modification dans la commande, le moteur peut garder les mêmes performances que celles dans le fonctionnement normal [32].

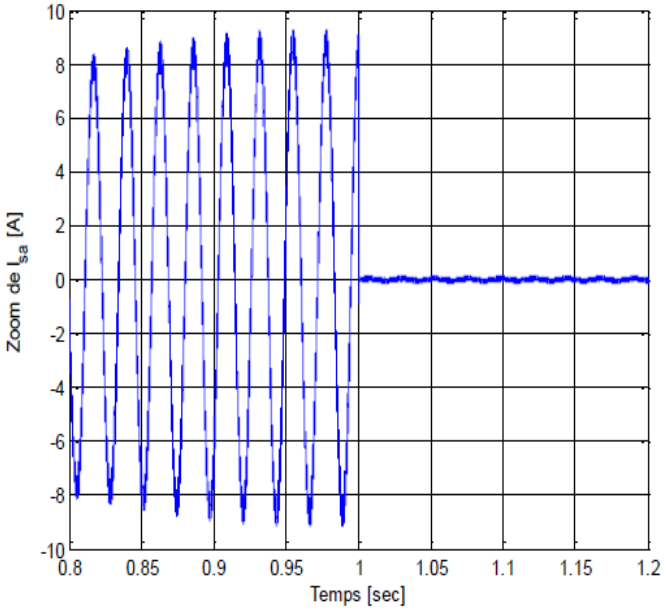
Malgré les performances présentées par la commande, il existe toujours des inconvénients liés à cette topologie. Le premier est l'accessibilité du neutre de la machine en cas d'un montage en triangle. Le deuxième est associé à l'augmentation de l'intensité du courant dans les phases saines, qui implique le surdimensionnement du système. Le troisième est dû à la présence du courant neutre dans les condensateurs du bus continu qui causera les fluctuations de la tension qui peuvent dégrader les performances de la commande. D'où l'utilisation des grandes valeurs des condensateurs qui augmentera le coût et les dimensions du système.

VI.3.1.2 *Résultats de simulation*

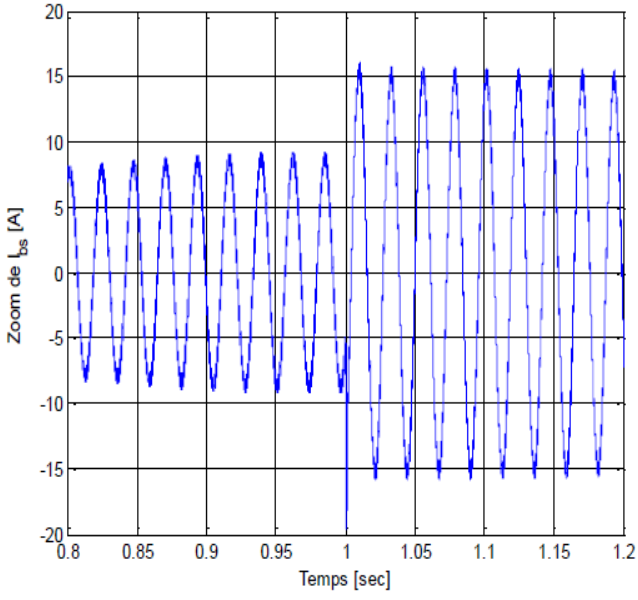
Dans la simulation, un défaut de circuit ouvert à été produit à l'instant t=1sec, les figures IV.10 illustre les performances de la commande vectorielle :



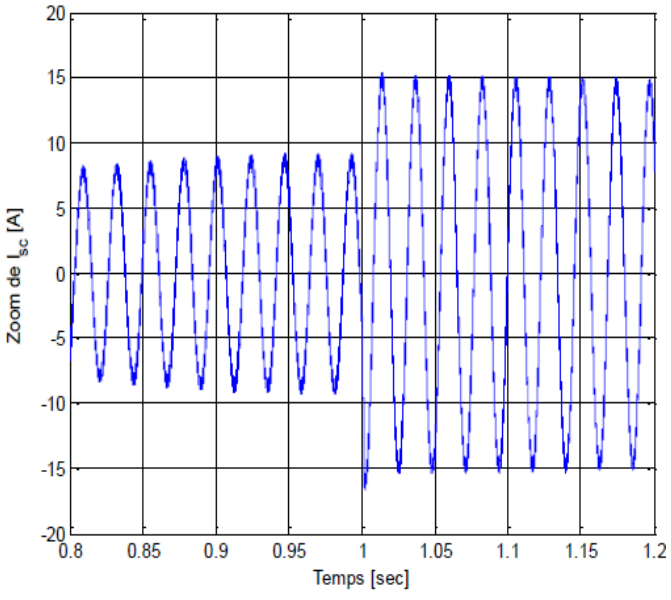
(a) Les courants Isa, Isb, Isc



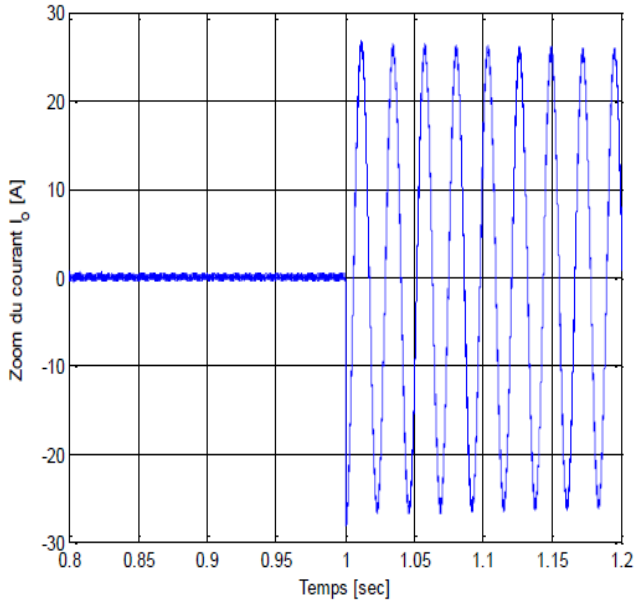
(b) Zoom de courant Isa



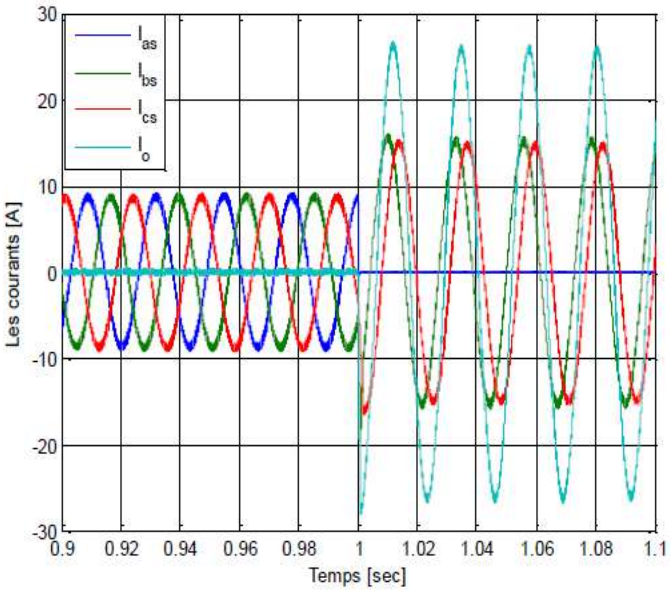
(c) Zoom de courant Isb



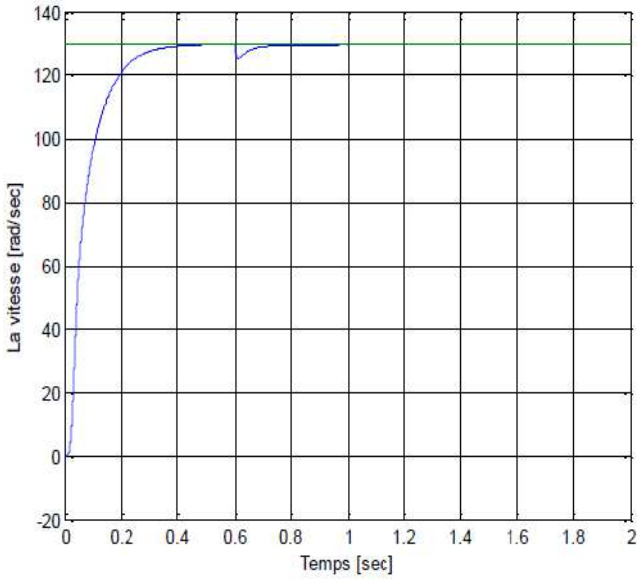
(d) Zoom de courant Isc



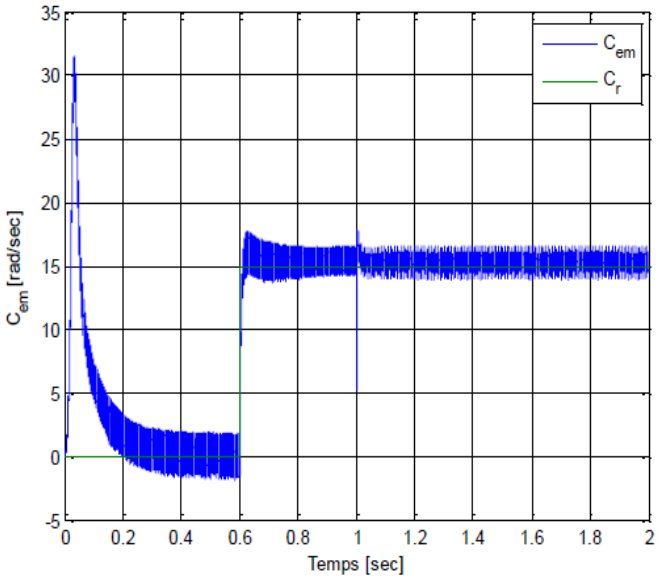
(c) Zoom de courant Io



(f) Zoom des courants Isa, Isb, Isc, Io



(g) La vitesse de rotation



(h) Le couple moteur

Figure IV.10 Les courants statoriques et homopolaire, La vitesse de rotation et le couple électromagnétique

D'après ces résultats, on constate que les grandeurs mécaniques (le couple du moteur et la vitesse de rotation) restent stables en présence de défaut d'ouverture de phase *a*, cette stabilité est réalisé grâce à la topologie de l'onduleur à quatre fils tolérante aux pannes d'ouverture de phase.

IV.3.2. Reconfiguration de commande avec un onduleur a quatre bras :

Le principal inconvénient de la topologie précédente est le dimensionnement des capacités. Une

alternative permettant d'éviter ce problème consiste à remplacer les deux capacités par un bras secours au niveau du neutre de la machine [33].

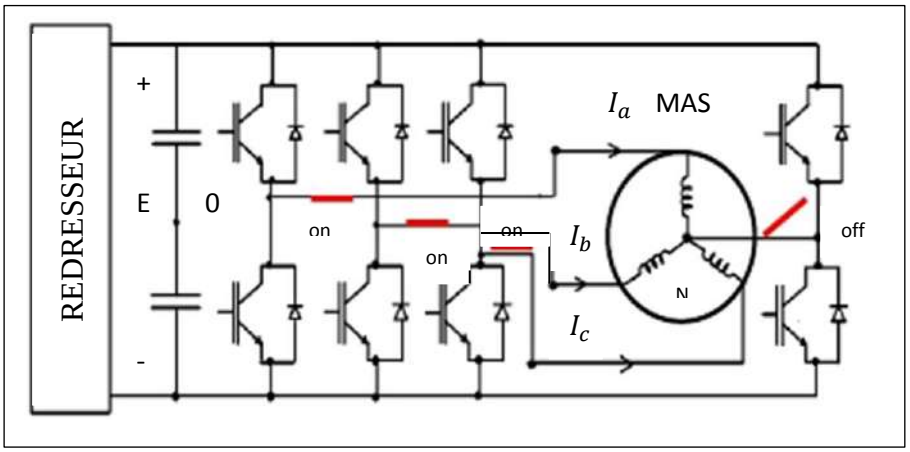


Figure IV.11 Onduleur quatre bras

Les tensions de référence de la MLI sont fournies par la commande vectorielle à flux rotorique orienté (FOC).

En cas d'occurrence au sein de l'onduleur de l'un des types de défauts considérés, la cellule de commutation correspondante est déconnectée de la phase de la machine. L'organe superviseur connecte alors la cellule reliée au neutre de la machine. Le bras secours assure donc le retour des courants diphasés par le neutre et joue le rôle de diviseur de tension actif pour régler la tension du neutre.

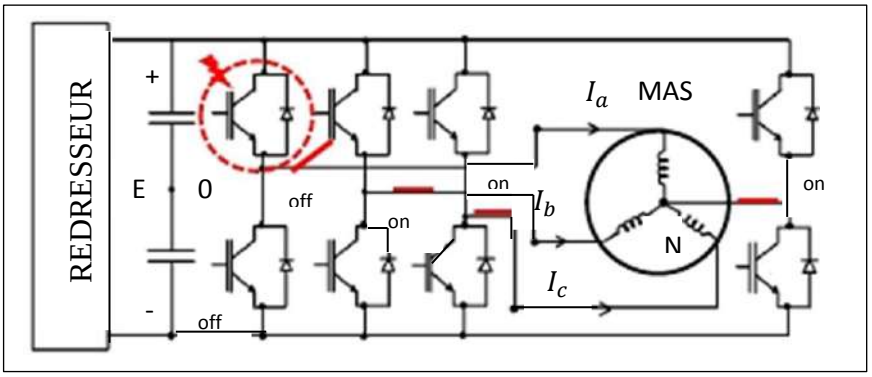


Figure IV.12 Fonctionnement secourt de l'onduleur quatre bras

IV.3.2.1 Principe de la commande

L'étude des systèmes triphasés est habituellement effectuée par l'utilisation des transformations (*abc, dqo*) ou (*abc, αβo*) à l'aide d'une matrice de transformation A_T.

$$y_{sabc}=A_T y_{sdqo}$$

Avec :

$y_{sabc}=y_{sa}\ \ y_{sb}\ \ y_{sc}\ \ ^{T}$ et $y_{sdqo}=[y_{sa}\ \ y_{sb}\ \ y_{sc}\ ]^{T}$

Et :

$$A_T=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \qquad \text{(IV.17)}$$

La matrice $A_T^{-1}=A_T^T$ et le vecteur $y_{sabc}\ \ \ y_{s\alpha\beta o}$ peut representer le vecteur de tension statorique $V_{sabc}\ \ \ V_{s\alpha\beta o}$ ou bien les courants statorique $I_{sabc}\ \ \ I_{s\alpha\beta o}$.

Les trois tensions en cas équilibré sont :

$$\begin{aligned}V_{sa}&=\sqrt{2/3}\,V_{sa}\\ V_{sb}&=\sqrt{1/6}-V_{s\alpha}+\sqrt{3}V_{s\beta}\\ V_{sc}&=-\sqrt{1/6}\,V_{s\alpha}+\sqrt{3}V_{s\beta}\end{aligned} \qquad \text{(IV.18)}$$

En cas de défaut d'ouverture de la première phase et avec l'utilisation de $i_{sa}=0$, on obtient les équations suivantes [34] :

$$\begin{aligned}V_{sb}&=\sqrt{1/6}-V_{s\alpha}+\sqrt{3}V_{s\beta}+\sqrt{2}V_{sso}\\ V_{sc}&=-\sqrt{1/6}\,V_{s\alpha}+\sqrt{3}V_{s\beta}-\sqrt{2}V_{sso}\\ i_{sb}&=-\sqrt{3/2}\,i_{s\alpha}+\sqrt{1/2}\,i_{s\beta}\\ i_{sc}&=-\sqrt{3/2}\,i_{s\alpha}-\sqrt{1/2}\,i_{s\beta}\\ i_{so}&=-\sqrt{2}i_{s\alpha}\end{aligned} \qquad \text{(IV.19)}$$

Alors, on peut déduire les nouvelles tensions de référence comme suit :

$$\begin{cases}V'_{s\alpha}=V_{s\alpha}-\sqrt{2}V_{so}\\ V'_{s\beta}=V_{s\beta}\end{cases} \qquad \text{(IV.20)}$$

Avec une méthode analogue, on peut déduire les tensions de référence pour les deux autres phases comme suit :

Pour l'ouverture de phase 2, on a :

$$\begin{cases} V'_{s\alpha} = V_{s\alpha} - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{so} \\ V'_{s\beta} = V_{s\beta} - \sqrt{\frac{3}{2}}V_{so} \end{cases} \quad \text{(IV.21)}$$

Et finalement, pour l'ouverture de la phase 3, on a :

$$\begin{cases} V'_{s\alpha} = V_{s\alpha} + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{so} \\ V'_{s\beta} = V_{s\beta} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{so} \end{cases} \quad \text{(IV.22)}$$

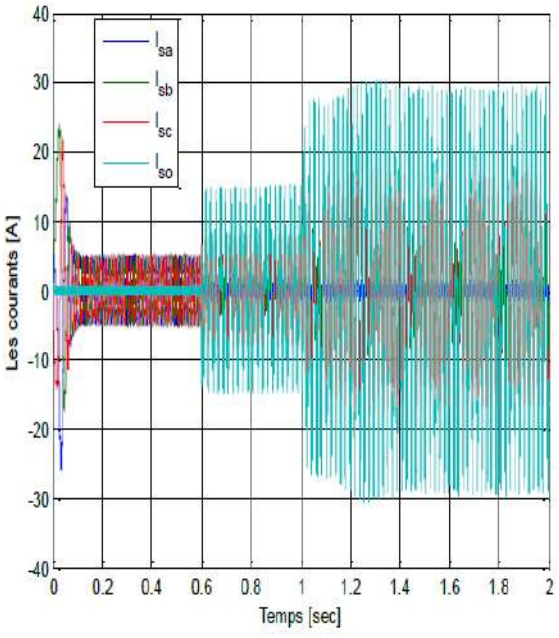
La tension homopolaire est calculée comme suit :

$$V_{so} = R_{so}i_{so} + L_{so}\frac{di_{so}}{dt} \quad \text{(IV.23)}$$

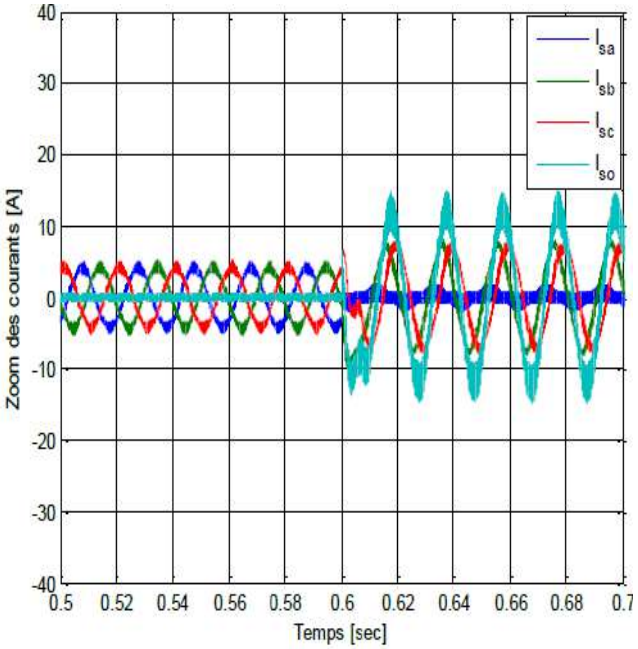
Avec *Rso* et *Lso* sont respectivement la résistance et l'inductance statorique homopolaire.

IV.3.2.3 Résultats de simulation

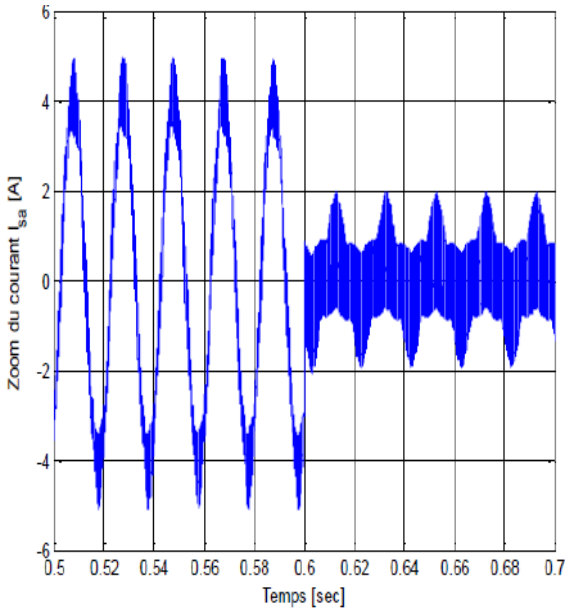
Après la simulation en boucle fermée avec l'utilisation de la commande vectorielle dans l'environnement MATLAB power system, on a obtient les résultats suivants :



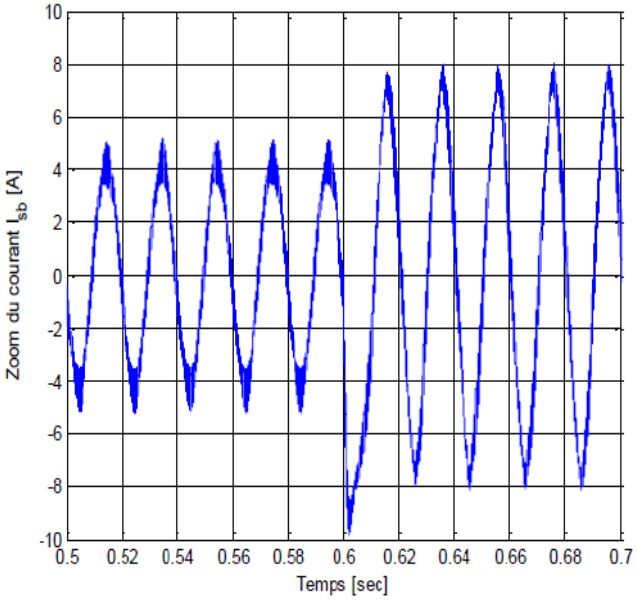
(a) Les courants I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{so}



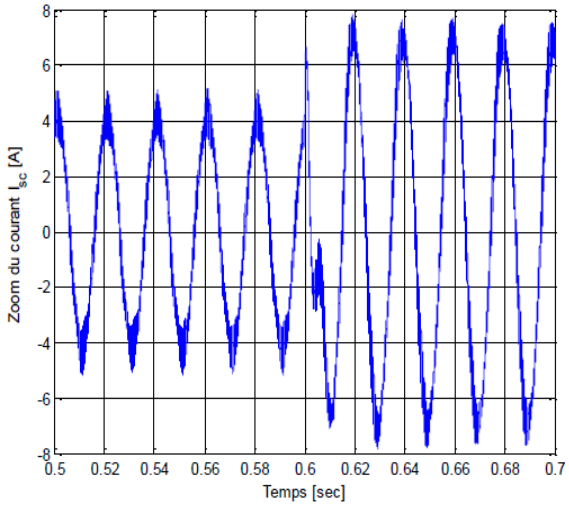
(b) Zoom des courants I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{so}



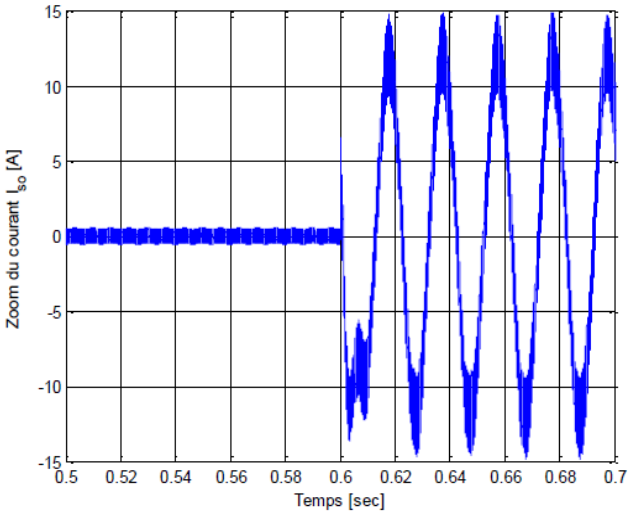
(c) Zoom de courant I_{sa}



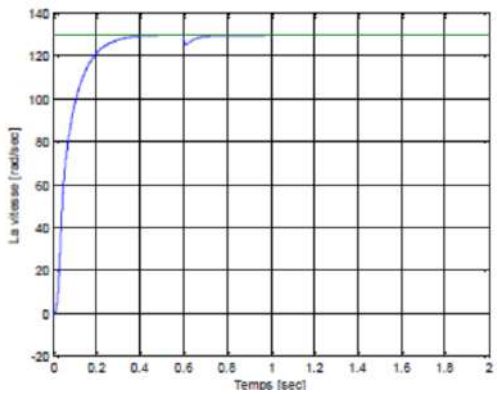
(d) Zoom de courant I_{sb}



(e) Zoom de courant I_{sc}



(f) Zoom de courant I_o,



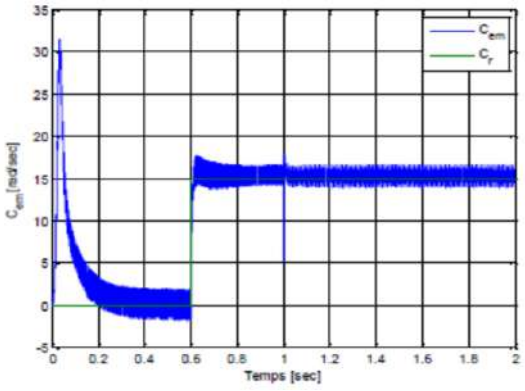


Figure IV.13 La vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants statorique avant et après d'un défaut d'ouverture de phase a

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé deux nouvelles méthodes permettant de détecter, d'identifier et de compenser le défaut éventuel d'un IGBT. Les méthodes proposées détectent l'apparition du défaut concerné et identifient le composant défectueux. Ensuite, les modules de compensation modifient la structure du convertisseur ou le choix des deux capteurs de courant utilisés selon la nature du défaut. Ces modifications apportent des degrés de liberté supplémentaires pour permettre au convertisseur de fonctionner en mode normal, même en présence de défaut. Pour assurer la continuité de fonctionnement deux topologies d'onduleur avec la reconfiguration de commande ont été utilisées (avec bras redondant et sans bras redondant). La deuxième utilise un onduleur triphasé à deux niveaux avec l'addition de quatre triacs et trois fusibles rapides en série avec les phases de la machine. Le neutre du moteur est relié au point milieu du bus continu à travers un triac. Le principal inconvénient de cette topologie est le dimensionnement des capacités. Une alternative permettant d'éviter ce problème consiste à remplacer les deux capacités par un bras secours au niveau du neutre de la machine.

CONCLUSION GENERALE

Le présent ouvrage apporte une contribution originale dans le domaine de la conception systémique. Une méthodologie de conception a été présentée et appliquée aux chaines de traction électrique. Dans son ensemble, notre travail propose des idées de nouvelles tant au niveau de la méthodologie que de la nature des modèles des composant.

Le chapitre 1 s'intéresse à la description des modèles des composants et apporte des contributions originales en ce qui concerne le modèle dynamique et le modèle de dimensionnement du moteur électrique. Le chapitre reprend la structure du modèle de conception en trois processus et présente les modèles des composants correspondants.

Au début, le processus dynamique considère en détail le modèle de la dynamique du véhicule. Les équations présentées sont utilisées pour construire un module de calcul permettant de déterminer facilement la puissance et la force nécessaires à la roue du véhicule afin de rouler à une vitesse stabilisée ou de fournir une accélération. Le chapitre a également présenté les cycles de fonctionnements normalisés pour les Etats-Unis et pour l'Europe et donne des exemples des performances dynamiques exigées du véhicule. Ces performances sont demandées à la chaine de traction.

Ainsi nous avons cité le modèle de la chaine de traction qui est un modèle énergétique globale qui prend en compte les interactions entre les composants et définit les performances dynamiques individuelles des composants. En ce qui concerne le moteur électrique son rendement a été modélisé par une surface capable de changer de forme sous l'influence de l'optimisation afin de s'ajuster le mieux possible à l'objectif du problème de conception tout en respectant les contraintes. Cette surface est liée au processus de dimensionnement et sa forme finale définit le moteur optimal à travers le modèle de dimensionnement.

Afin de bien profiter de cette méthodologie, un logiciel support et son interface graphique ont été développée sous MATLAB ce qui permet de construire de conception et de manipuler l'optimisation et le processus de conception simplement. Ce développement a été également présenté dans le chapitre 2 et le chapitre 4.

Le chapitre 2 est spécialement fait a fin de réaliser une commande vectorielle directe et de entrer la vitesse de cycle de conduite afin de voir la robustesse de cette commande sur le véhicule à moteur électrique.

Le chapitre 3 cite les différents défauts qui peuvent arriver sur notre chaine de traction électrique.

Finalement un 4 chapitre, premièrement nous avons cité les défauts du convertisseur statique dans une chaine de traction défaillance de type « haute impédance » d'un transistor (circuit ouvert) et défaillance de type « base impédance d'un transistor (court circuit) » parce qu'il a un pourcentage grand par rapport aux

autre défauts et son influence sur la machine.

La seconde partie du 4éme chapitre a parlé sur la diagnostique des défauts IGBTs de l'onduleur et pour cela on a utilisé la méthode basé sur les valeurs moyennes des courants statoriques pour détecter le défaut pour notre onduleur ce qui va permettre de les utiliser dans la dernière partie.

Et une dernière partie sur la technique de reconfiguration de la commande qui a permet en cas de défaillance de garder notre moteur toujours en marche sans provoquer un problème et nous avons utilisé un onduleur de quatre bras.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] D. BOUQUAIN, ″Contribution à la Modélisation et à l'Optimisation des Architectures de Véhicules Hybrides″. Thèse de Doctoral, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.

[2] A. Haddoun, M. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, and K. Srairi, ″A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors″, IEEE Transactions on vehicular technology, VOL. 56, NO. 1, January 2007.

[3] C. C. Chan, K. T. Chau, ″Modern Electric Vehicle Technology, Oxford University Press Inc″. New York, 2001, ISBN : 0-19-850416-0.

[4] B. TABBACHE, ″Contribution à La Commande et à La Réalisation d'une Plate-Forme Mobile à Deux Roues Motrices″, Mémoire Magister, Ecole Militaire Polytechnique, 2007.

[5] B. Tabbache, A. Kheloui and M. Benbouzid, ″An Adaptive Electric Differential for Electric Vehicles Motion Stabilization″, Copyright © 2010 IEEE.

[6) Bernard Multon, Laurent Hirsinger, ″ Problème De La Motorisation D'un Véhicule Electrique″, Ecole normale supérieure de Cachan, d1375 Revue 3^{E}.I n 5 mars 96 pp.55-64.

[7] G. NANDA, N. C. KAR, ″A Survey and Comparaison of Characteristics of Motor Drives used in Electric Vehicles″, Electrical and Computer Engineering Canadian Conference, pp. 811-914, May 2006.

[8] J. Beretta, ″Le génie électrique automobile, la traction électrique″, H. Science, éd.LAVOISIER. (2005).

[9] D. BENOUDJIT, ″Contribution à l'Optimisation et à la Commande d'un Système de Propulsion Pour Véhicule Electrique″, Mémoire Magister, l'Université de Batna,2010.

[10] J. Beretta, ″Le génie électrique automobile, la traction électrique″, H. Science, éd. LAVOISIER. (2005).

[11] Lotfi BAGHLI, ″Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques″. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique -1999

[12] Actionneurs électriques. Principes, modèles, commande. G.Grellet et G.Clerc. Editions Eyrolles. 1996.

[13] Commande et optimisation des processus. P.Borne, G.Dauphin,J.-P, F.Rotella, I.Zembettakis. Editions Technip. 1990.

[14] Variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique. Xavier Roboam. Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse .1991.

[15] The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. F.Blaschke. Siemens review. 1972.

[16] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA 21, N° 4, july/august 1985 pp 853 - 864

[17] S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review » *IEEE Industry Applications Conference.Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999

[18] B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique" *Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble*, Septembre 2000

[19] M. S. Naït-Saïd, M. E. H. Benbouzid et A. Benchaid, "Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation" *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol.15, no.1, pp. 66-70, Mars 2000

[20] N. M. Elkasabgy, A. R. eastham, G. E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28, no.1, Part 1, pp. 165-171, Jan.-Fév. 1992.

[21] H. Yahoui, J. Seetohul, G. Grellet, A. Jammal, "Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable" *Revue Européenne de Diagnostic et Sûreté de Fonctionnement*, Vol.5, no.4, 1995

[22] T. J. Sobczyk, A. Izworski, "Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents" *Proc. ICEM'98*, pp. 408 – 413 , Vol 1, september 2 - 4 1998 Istanbul Turkey

[23] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" Proc. *IEEE SDEMPED 2001 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, *pp.121-126*, 1-3 Septembre 2001 Grado, Italie

[24] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28 no.4, pp 921-937, Juillet-Août 1992

[25] G. M. Joksimovic, J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windingsof operating motors" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.47, no.5, pp. 1078-1084, Octobre 2000

[26] W. T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future" Proc. *IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines,Power Electronics and Drives*, *pp.3-18*, Septembre 1999 Gijon, Espagne

[27] G. Salles, " Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone" *Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard Lyon1*, Janvier 1997

[28] M. F. Cabanas, M. G. Melero, J.G. Aleixandre et J. Solares, "Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis : A theoretical approach" Proc. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp 384-390, 10 - 12 Septembre 1996, Vigo, Espagne.

[29] Jérôme MAVIER, ″Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique″, Thèse de Doctoral, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[30] KHELDOUN Aissa, ″Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté″. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007

[31] Jen-Ren Fu Thomas A. Lipo, ″A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive″. 0-7803-1462-x/93$03.00 Q19931EEE

[32] Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo, Fellow, ″A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives″. IEEE Transactions on industry applications, VOL. 29, NO. 5, September/October 1993

[33] R.L.A Ribeirol, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima and E.R.C. da Silva, ″ A Strategy for Improving Reliability of Motor Drive Systems Using a Four-Leg Three-phase Converter″, 0-7803-6618-2/01/$10.000 2 001 IEEE.

[34] Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Cursino Brandão Jacobina, Edison Roberto Cabral da

Silva, and Antonio Marcus Nogueira Lima, ″ An Induction Motor Drive System with Improved Fault Tolerance″, IEEE Transactions on industry applications, VOL. 37, NO. 3, May/June 2001.

[35] A. NOUH, ″Contribution au Développement d'un Simulateur pour les Véhicules Electriques Routiers″, Thèse de Doctoral, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et l'Université de Franche-Comté, 2008

[36] Imad. Eddine MEDBOUB,″ Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaine de Traction Electrique ″, Mémoire de Magister, Ecole militaire polytechnique Bordj El-Bahri, 2011.

[37] D.U. Campos-Delgado, D.R. Espinoza-Trejo and E. Palacios, ″Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey″, IET Electr. Power Appl., 2008, Vol. 2, No. 2, pp. 121–134/ doi: 10.1049/iet-epa:20070203 121

Annexe 1

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET DE L'ONDULEUR DE TENSION

Modèle de Park de la machine asynchrone :

La transformation de Park a été présentée par R.H. Park en 1929 lors de l'étude de la machine synchrone, comme moyen de simplifier les équations de celle-ci [35].

Cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant crée par un système triphasé peut l'être aussi à l'identique par un système biphasé de deux bobines à π/2 alimentées par deux courants *Isd* et *Isq* la transformation qui traduit ce passage est donnée par:

$$V_{dqo} = [A\ \theta].V_{abc} \tag{1.1}$$

$$I_{dqo} = [A\ \theta].I_{abc} \tag{1.2}$$

Où : $[A\ \theta]$ est la matrice de PARK.

$$[A\ \theta] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \tag{1.3}$$

L'angle θ est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps.

Si on applique de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée on obtiens la figure (1) qui illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

Avec :

θ: L'angle entre l'axe Sa et Ra.

θ_s: L'angle entre l'axe Sa et d.

θ_r: L'angle entre l'axe Ra et d.

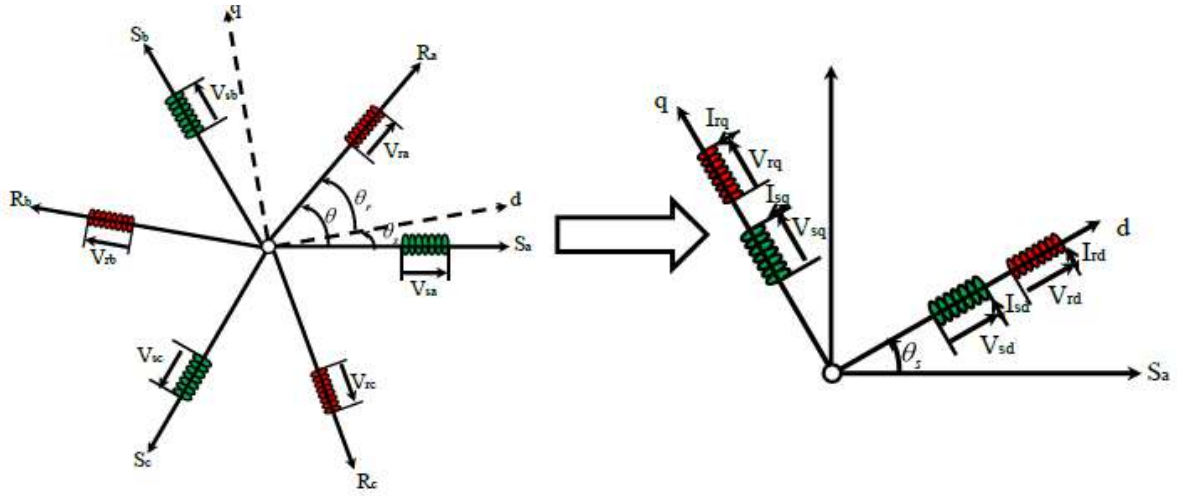
ω_a: La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

ω_r: La vitesse angulaire rotorique.

Et :

$$V_{dqo} = [A\ \theta_s].V_{s\ \ abc} \tag{1.4}$$

$$I_{dqo} = [A\ \theta_s].I_{s\ \ abc} \tag{1.5}$$



Modèle triphasé réel Modèle biphasé équivalent

Figure 1 Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente La machine est modélisée sous les hypothèses suivantes :

- La machine est symétrique,
- L'entrefer est constant,
- La répartition spatiale de l'induction électromagnétique est sinusoïdale,
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \dfrac{d\Phi_{sd}}{dt} + \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \dfrac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_a - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \dfrac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_a - \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.6)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s . I_{sd} + M . I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s . I_{sq} + M . I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r . I_{rd} + M . I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r . I_{rq} + M . I_{sq} \end{cases} \quad (1.7)$$

Dans ces équations des flux, L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que *M* est directement proportionnel au mutuel stator rotor.

$L_s = I_s - m_{ss}$: Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique
$= I_r - m_{rr}$

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$

Par ailleurs l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J\frac{d\Phi}{dt} + f\Omega \tag{1.8}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd} \tag{1.9}$$

Avec:

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Le couple résistant de la charge.

f : Le coefficient de frottement.

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: La vitesse de rotation mécanique.

p : Le nombre de paire de pôles.

D'après les équations (1.6) on peut se placer dans différents référentiels correspondant à des axes fixes donc lié au stator . Des axes liés au rotor ou des axes liés au champ magnétique tournant.

Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d,q)

La représentation d'état de l'équation (1.6) est donnée sous la forme matricielle suivante. En considérant comme variables d'états les courants statorique et les flux rotorique et comme variables de commande, les tensions statorique.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1}{MT_r}\frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_s - p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

Avec :

$\omega_r = p\Omega$: Pulsation mécanique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps des courants statorique.

$T_{rs} = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps des courants rotorique.

Afin de mieux visualiser l'échange d'énergie entre armatures, il est plus commode de ramener leurs équations à un référentiel commun d'observation. D'où l'utilisation de la matrice de rotation $P\theta_{OBS}$.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P\theta_{OBS} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ Avec : } P\ \theta_{OBS} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{OBS} & \sin\theta_{OBS} \\ -\sin\theta_{OBS} & \cos\theta_{OBS} \end{bmatrix}$$

Pour le stator: $P\ \theta_{OBS} = \theta_S$ et pour le rotor: $P\ \theta_{OBS} = \theta$

MODELISATION DU CONVERTISSEUR

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commandes, les grandeurs électriques de la partie alternative et les grandeurs électriques de la partie continue de l'onduleur.

La figure (2) présente un schéma d'alimentation pour la machine à induction avec un onduleur de tension à partir d'une source de tension continue.

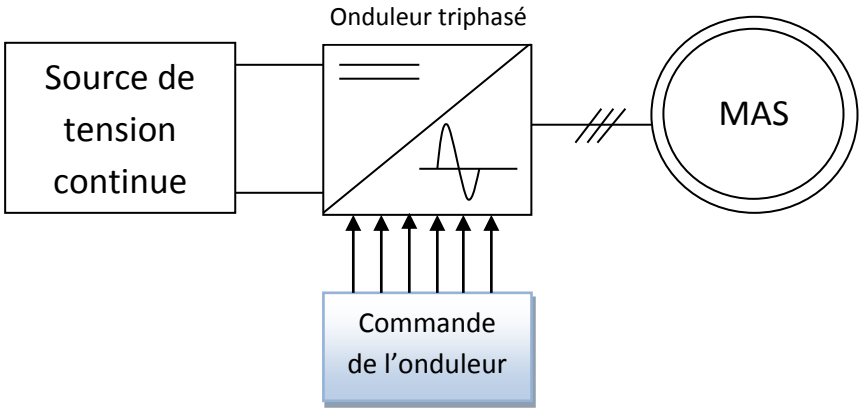


Figure 2 Schéma de principe de l'association convertisseur –machine

L'onduleur comporte trois bras indépendants. Chaque bras est composé de deux interrupteurs pilotés de façon complémentaires. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commandes C1, C2, C3. La convention adoptée pour le fonctionnement du bras (i) est la suivante:

Si Ci=1 : l'interrupteur du haut Ti est fermé et l'interrupteur de bas Ti+3 est ouvert. Si Ci=0 : l'interrupteur du haut Ti est ouvert et l'interrupteur de bas Ti+3 est fermé. Si la charge connectée à

l'onduleur est équilibré; les tensions s'expriment comme, suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans ce travail, on a utilisé la stratégie de commande en tension par MLI sinus-triangle.

Commande par MLI sinus-triangle

Une onde modulatrice Um (référence), de fréquence *fm* est comparée à une onde triangulaire (porteuse) Up de fréquence *fp* très élevée. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire des transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120°. Le principe de cette commande est illustré sur la figure 3.

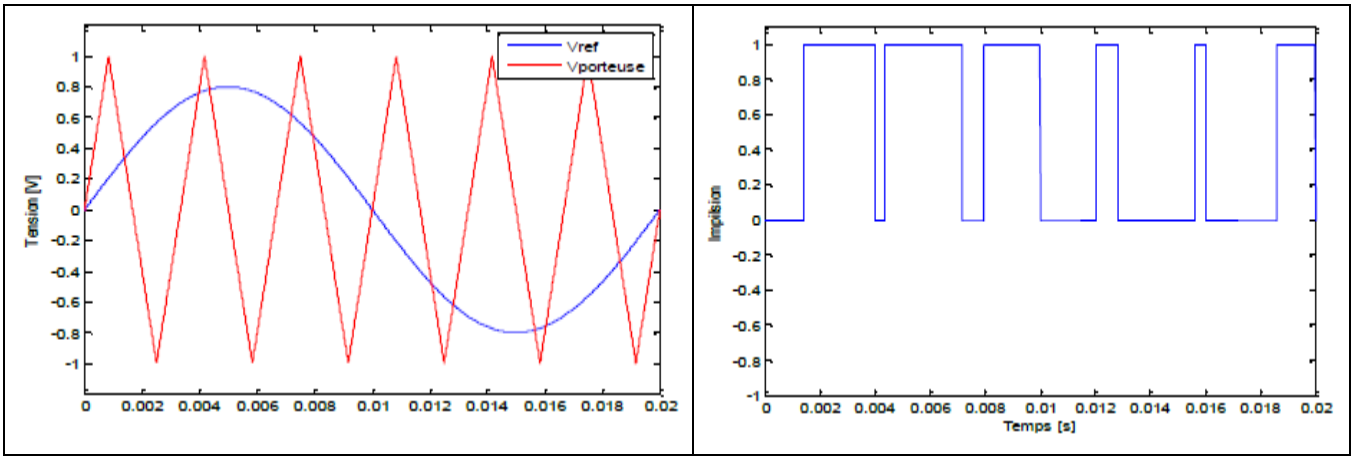


Figure 3 Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire

Cette stratégie de commande est caractérisée en général par deux paramètres:

- Le coefficient de modulation m (rapport entre la fréquence de porteuse *fp* et celle du signal de référence).
- Le coefficient de réglage de tension r; égale au rapport de signal de référence à la valeur crête Udc/2 de la porteuse.

Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

RESULTATS DE LA SIMULATION ET INTERPRETATION DES COURBES

On a simulé la machine alimentée par un onduleur de tension MLI sinus-triangle. Les

simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink.

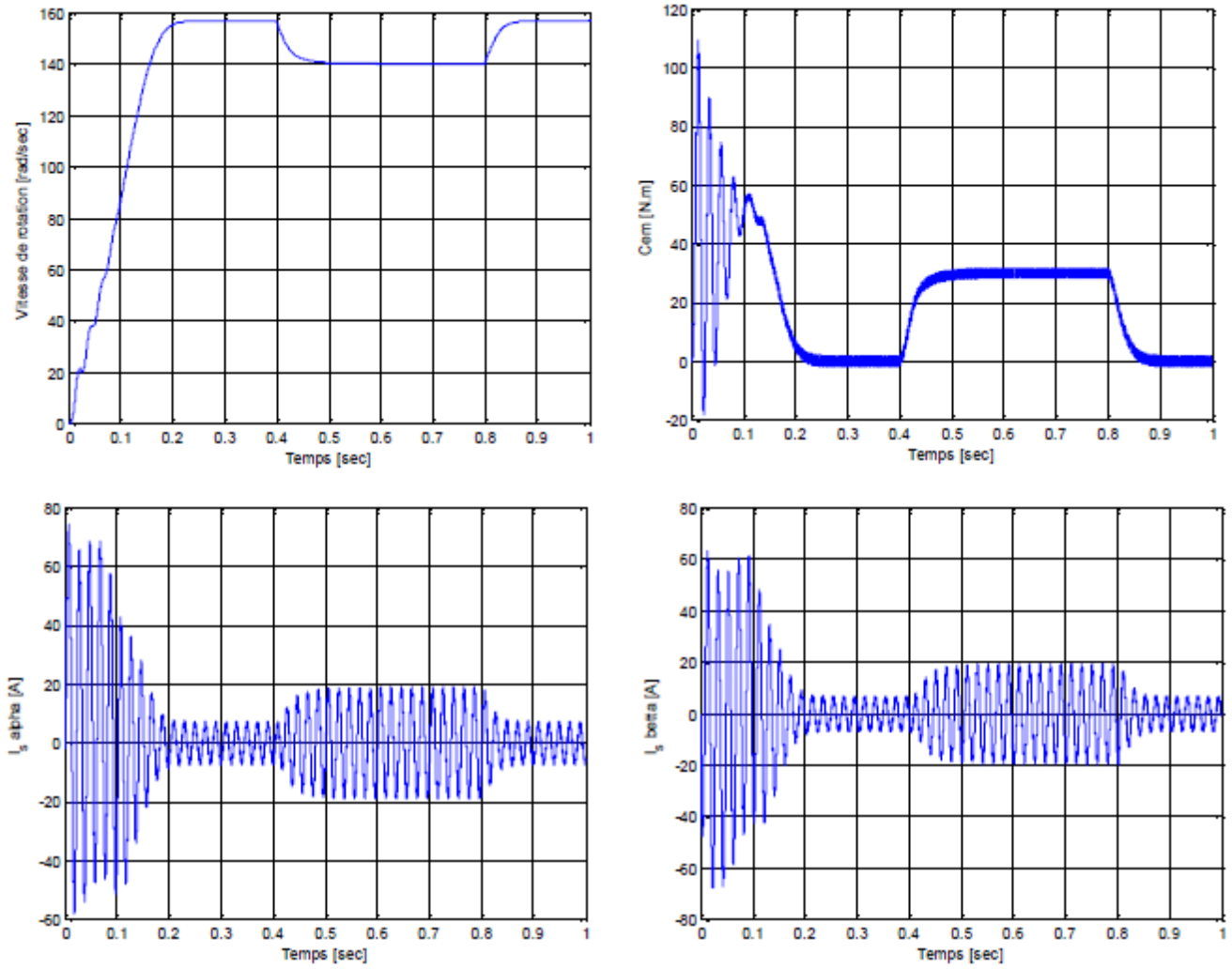


Figure 4 La réponse de la MAS 2 alimentée par un onduleur à MLI

La vitesse en régime permanent se stabilise à (157 rad/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge Cr= 30 N.m entre t=0.4s et 0.8s. On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation .Pour le courant, il y'a une

augmentation après l'application du couple de charge.

Pour la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

PARAMETRES DES MOTEURS ASYNCHRONES UTILISENT

On a utilisé un moteur asynchrone à cage de 37 KW pour le deuxième chapitre et un moteur asynchrone à cage de 4 KW pour le troisième chapitre.

Moteur 1

Symbole	Description	Valeurs
R_S	Résistance statorique	0.08233 Ω
R_r	Résistance rotorique	0.0503Ω
L_s	Inductance statorique	0.0278H
L_r	Inductance rotorique	0.0278H
L_m	Inductance Mutuelle	0.02711 H
J	Inertie du moteur	0.02791 Kg.m2
f p	Coefficient de frottement	0.37N.m/s
P_n	Nombre de paires de pôles	2
w_n	Puissance nominale	37 Kw
	Vitesse nominale	1479.9 tr/min

Moteur 2

Symbole	Description	Valeurs
R_S	Résistance statorique	1.2 Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8 Ω
L_s	Inductance statorique	0. 1568 H
L_r	Inductance rotorique	0.1568 H
L_m	Inductance Mutuelle	0.15 H
J	Inertie du moteur	0.05 Kg.m2
f p	Coefficient de frottement	10-3N.m/s
P_n	Nombre de paires de pôles	2
wn	Puissance nominale	4 Kw
Cem	Vitesse nominale	1436.9 tr/min
In	Couple électromagnétique	25 N.m
	Courant nominale	15 A

Paramètres du véhicule

Symbole	Description	Valeurs
m_V	Masse du véhicule	1450 Kg
g	Accélérateur de pesanteur	9.81 m/s²
R_{roue}	Rayon de la roue	0. 2794 m
S	surface frontale du véhicule	2.13 m²
i	Rapport de transmission	2.5
C_X	coefficient de pénétration dans l'air	0.29

Annexe 2

1. CALCULE DES REGULATEUR DE LA COMMANDE VIECTORIELLE

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
  - Temps de montée.
  - Temps de réponse.
  - Dépassement.
  - Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation de paramètres.

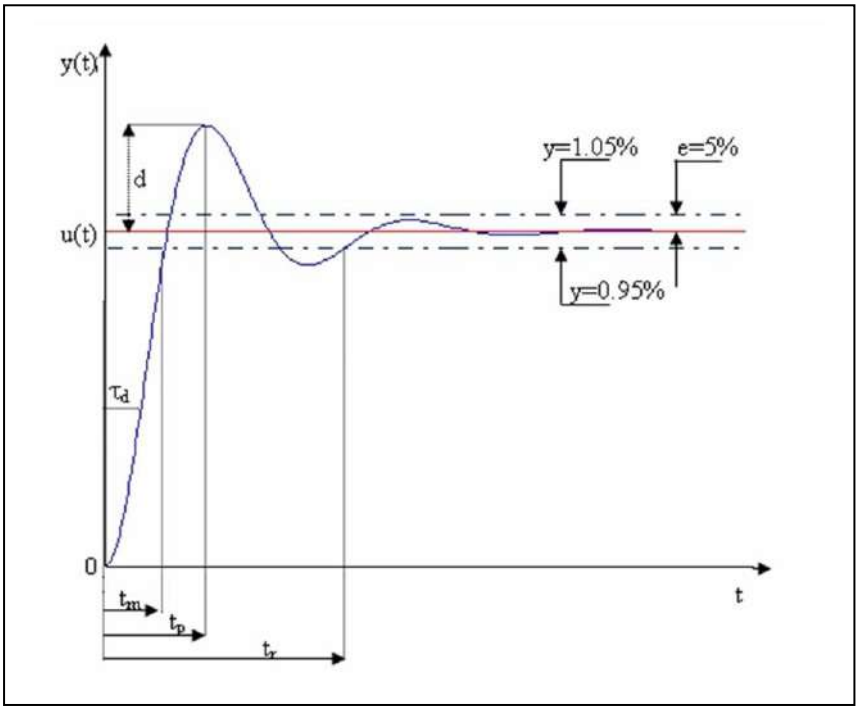


Figure 1 Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques

consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

1.1 **Régulation des courants**

D'après le découplage proposé à la figure (2), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

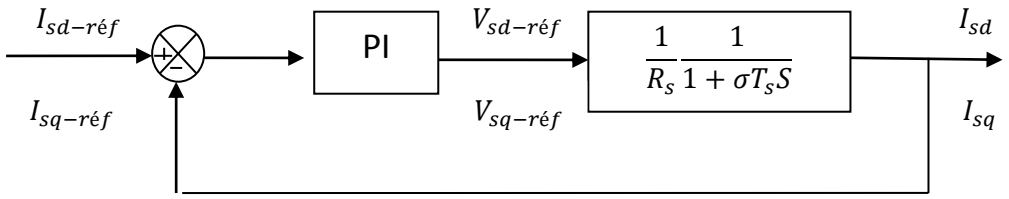


Figure 2 Boucle de courant après découplage

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et son propre consigne.

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur «P» et d'un régulateur «I». La fonction du régulateur PI en continue est :

$$c\ t = k_{pc}\left(\varepsilon\ t + \frac{1}{T_i}\int_0^t \epsilon\ \tau\ d\tau\right)$$

La fonction de transfert en S est :

$$C\ S = k_{pc}\left(1 + \frac{1}{T_i.S}\right) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{S}$$

Avec k_{pc}: constante de proportionnalité.

$k_{ic} = \frac{k_{pc}}{T_i}$: Constante d'intégration et T_i constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (2) :

$$G_{bo}\ S = \left(k_{pc} + \frac{k_{ic}}{S}\right).\left(\frac{1}{R_s}.\frac{1}{1+\sigma T_s.S}\right)$$

$$G_{bo}\ S = k_{pc}\left(S + \frac{k_{ic}}{k_{pc}}\right).\frac{1}{S}.\frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}}$$; Par compensation on aura $\frac{k_{ic}}{k_{pc}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{bf}\ S = \frac{G_{bo}\ S}{1 + G_{bo}\ S} = \frac{\frac{k_{pc}}{\sigma L_s}.\frac{1}{S}}{1 + \frac{k_{pc}}{\sigma L_s}.\frac{1}{S}}$$

Après calcul et développement on trouve :

$G_{bf}\ S = \frac{1}{\tau_i .S+1}$ Avec : $G_{bf}\ S = \frac{1}{\tau_i .S+1}$ constante de temps des courants dans les deux boucles.

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit k_{pc} et enfin k_{ic}

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

2.2 Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure (3).

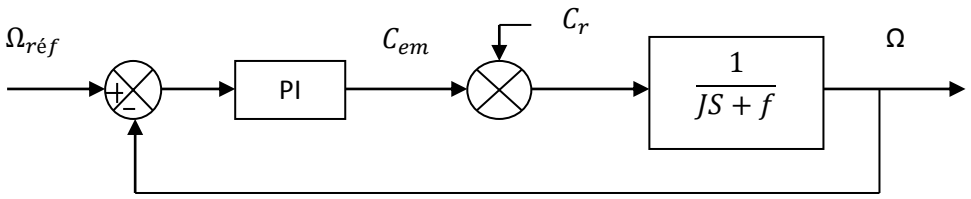


Figure 3 Boucle de régulation de vitesse à structure PI

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega\ S}{\Omega_{réf} S} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_i S}{1 + \left(\tau_i + \frac{f}{K_{iv}}\right)S + \frac{J}{K_{iv}}S^2}$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{pv}}{K_{iv}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(1+\frac{2\xi}{\omega_0}S+\frac{1}{\omega_0^2}S^2\right)$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} {}^{J}/_{K_{iv}} = {}^{1}/_{\omega_0^2} \\ {}^{2\xi}/_{\omega_0} = \tau_1 + \dfrac{f}{K_{iv}} \end{cases}$$

Pour un amortissement critique ξ=1 on obtient :

$$\begin{cases} K_{pv} = \tau_1 K_{iv} \\ K_{iv} = \dfrac{4J}{\tau_1^2} \end{cases}$$

Tel que : $\tau_1 = \frac{t_{rep1}\ 5\%}{3}$

2. MODE DEFLUXAGE

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur. Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$\Phi_{r_ref} = \Phi_{r_nom}$, pour $|\Omega| \leq \Omega_{nom}$

Si non : $\Phi_{r_ref} = \frac{\Phi_{r_nom}.\Omega_{nom}}{|\Omega|}$

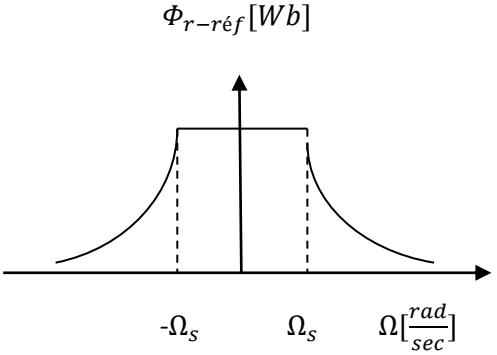


Figure 2.5 Opération en mode défluxage

Avec :

Φ_{r_ref}: Flux rotorique de référence.

Φ_{r_nom}: Flux rotorique nominal.

Ω_{nom}: Vitesse de rotation nominale.

ملخص:

يهدف هذا العمل الى انجاز تحكم تصحيحي للممو ج لسلسلة دفع كهربائية. الجزء الأول يتمحور حول فن المركبات الكهربائية و الجزء الثاني لعرض الانجازالتحكم الشعاعي المباشر. الجزء الثالث الأخطاء الأكثر شيوعا في المحركات الكهربائية و الجزء الرابع مخصص لتحضير تقنية كشف، عزل و اعادة التشكيل لنظام التحكم في حالة أعطال دارة قصرية و دارة مفتوحة (لصمامات الثنائية للممو ج) لذلك استعملنا نوعين من المموجات. مموج ذا اربعة اسلاك و مموج ذا اربع اذرع.

كلمات مفتاحية: سيارة كهربائية، تحكم تصحيحي للأعطال.

Résumé :

Ce travail consiste à construire une commande tolérante aux défauts convertisseur statique d'une chaîne de traction électrique d'un véhicule. Dans la première partie, nous avons présenté l'état de l'art des véhicules. La deuxième partie consiste à élaborer une commande vectorielle. La troisième partie les défauts les plus souvent dans le moteur électrique et sa partie d'alimentation. La quatrième partie présenté une stratégie de détection, d'isolation et de reconfiguration de la commande en cas de défauts de court-circuit et circuit ouvert d'un IGBT de l'onduleur. Pour cela, deux topologies d'onduleur ont été présentées à savoir : l'onduleur à quatre fils et à quatre bras.

Mots clés : Véhicule Electrique, Commande Tolérante aux Défauts.

Abstract:

The aim of this work consists of constructing a fault tolerant control of a static converter electric drivetrain of a vehicle. In the first part, the state of the art vehicles. The second part is to develop a vector control direct. The third part the most frequent errors in the electric motor and supply portion. The fourth part of a strategy of detection, isolation and reconfiguration of the control in case of short circuit faults and open circuit of an IGBT inverter. For this, two UPS topologies were presented including: the inverter with four arms and four son.

Key words: Electric Vehicle, Fault-Tolerant Control.