

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du Diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

**Commande Tolérante aux Défauts d'un Moteur Synchrone à
Aimants Permanents Déporté**

Dirigé par :

O. TOUHAMI, Prof. ENP

M. BOUSSAK, Prof. Ecole Centrale Marseille

Réalisé par :

Akram BOUHDJAR

Septembre 2012

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande tolérante aux défauts d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur de tension et commandé par des signaux à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ceci consiste en la mise en place d'une commande à redondance, i.e. dès l'apparition d'un défaut, la commande fait en sorte que le système retrouve sa structure de départ en remplaçant le bras de l'onduleur en défaut par un autre bras identique rajouté sans qu'il y ait un changement dans les algorithmes de commande du système.

Mots clés : Moteur Synchrone à Aimants Permanents, Commande Tolérance aux Défauts, Onduleur de Tension, Modulation de Largeur d'Impulsion, bras redondant.

Abstract:

The work presented in this study is related to the fault tolerant control (FTC) of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) fed by a voltage source inverter (VSI) controlled by a pulse width modulation (PWM) control. It consists on putting up together a redundant command that gives the system its old structure when a fault occurs without changing the command algorithms i.e. the added redundant leg of the inverter to replace the faulted one.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor, Fault Tolerant Command, Voltage Source Inverter, Pulse Width Modulation, redundant leg.

ملخص:

العمل المقدم في هذه الدراسة مرتبط بالنظام المتسامح للعيوب لمحرك متزامن ذي مغناطيس طبيعي مغذى بموج التوتر و التحكم به يكون بطريقة تعديل طول النبضة. تتمثل في إيجاد تقنية التحكم المطول، بمعنى عند ظهور العطب هذه الآلية تقوم بإرجاع النظام إلى هيئته السابقة بتعويض الذراع التي فيها خلل بذراع مماثل مضاف دون ان يكون تغيير في أنظمة التحكم السابقة.

الكلمات المفتاحية: محرك متزامن ذي مغناطيس طبيعي ، النظام التحكم المتسامح للعيوب ، موج التوتر ، تعديل طول النبضة ، ذراع مطول.

Remerciements :

JE REMERCIE LE BON DIEU POUR M'AVOIR DONNÉ LA VOLONTÉ D'ACCOMPLIR CE MODESTE TRAVAIL.

JE REMERCIE MONSIEUR BOUZID BENKOUSSAS ET MONSIEUR PHILIPPE BOURNOT POUR M'AVOIR OFFERT L'OPPORTUNITÉ D'EFFECTUER CE STAGE À L'UNIVERSITÉ DE LA MÉDITERRANÉE.

JE REMERCIE MONSIEUR OMAR TOUHAMI, PROFESSEUR À L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, POUR LE SUIVI ET LES CONSEILS PRODIGUÉS DURANT L'ÉTUDE DU PROJET.

JE REMERCIE MONSIEUR MOHAMED BOUSSAK, PROFESSEUR À L'ECOLE CENTRALE DE MARSEILLE (ECM), POUR M'AVOIR ACCUEILLI AU SEIN DU LABORATOIRE DES SCIENCES DE L'INFORMATION ET DES SYSTÈMES (LSIS) UMR CNRS 7296 – PÔLE ÉCOLE CENTRALE MARSEILLE, POUR TOUTE SA DISPONIBILITÉ ET POUR M'AVOIR PERMIS DE RÉALISER CE STAGE DANS DE SI BONNES CONDITIONS DE MÊME QUE POUR TOUTE L'AIDE QU'IL M'A APPORTÉE.

JE TIENS ÉGALEMENT À REMERCIER MONSIEUR MOUSSA BENDJEDIA, POST-DOCT. AU LABORATOIRE LSIS-PÔLE ÉCOLE CENTRALE MARSEILLE POUR SON AIDE ET POUR SES DIFFÉRENTS CONSEILS.

JE REMERCIE ÉGALEMENT MESSIEURS AMOR KHLAEIF ET MOHAMED TRABELSI, DOCTORANTS À L'ECM POUR LES DIFFÉRENTS ÉCHANGES QUE NOUS AVONS EUS. QUE MESSIEURS ARNAUD DAURIAC ET LAURENT DETHOR, TECHNICIENS À L'ECM, TROUVENT ICI L'EXPRESSION DE MES REMERCIEMENTS POUR M'AVOIR APPORTÉ LEUR AIDE PRÉCIEUSE EN PARTICULIER LORS DE LA RÉALISATION DES CARTES ÉLECTRONIQUES.

MES SINCÈRES REMERCIEMENTS VONT À MESSIEURS LES MEMBRES DU JURY POUR M'AVOIR FAIT L'HONNEUR D'ÉVALUER CE MODESTE TRAVAIL.

JE TIENS AUSSI À REMERCIER TOUS LES ENSEIGNANTS QUI ONT CONTRIBUÉ À MA FORMATION TOUT AU LONG DE MES ÉTUDES.

Dédicace :

Je dédie ce modeste travail

A mes parents,

A ma famille,

A tous mes amis,

Et

A tous ceux qui me connaissent

Liste des figures

Fig. 1.1 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts	19
Fig. 1.2 Architectures de puissance : pont en H par phase et pont à 4 bras	21
Fig. 1.3. Onduleur tolérant aux défauts	22
Fig. 1.4. Onduleur à quatre commutateurs	22
Fig. 1.5 Détection de défauts statoriques de MSAP par suivi paramétrique	25
Fig. 2.1 Photo de l'engin du projet RAPACE	26
Fig. 2.2 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	28
Fig. 2.3 Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents	31
Fig. 2.4. Circuit de fonctionnement d'un onduleur triphasé	34
Fig. 3.1 Régulateur PID parallèle	40
Fig. 3.2 Bloc de régulation du courant i_d	40
Fig. 3.3 Régulateur IP	41
Fig. 3.4 Boucle de régulation de la vitesse	42
Fig. 3.5 Schéma bloc de la commande	43
Fig. 3.6 Principe de découplage des composantes couplées sur l'axe d et q	45
Fig. 3.7 Commande MLI d'un onduleur triphasé établie sur Matlab / Simulink	45
Fig. 3.8 Principe d'application du vecteur tension de référence	50
Fig. 3.9 Représentation des 8 vecteurs de tension statoriques fournis par l'onduleur	51
Fig. 3.10 Séquences des signaux de commande	51
Fig. 3.11 résultats de la simulation du fonctionnement du MSAP en mode sain	52
Fig. 3.12 signaux de courants obtenus pour un fonctionnement sain de la machine	52
Fig. 4.1 modèle simplifié de l'onduleur à redondance (tolérant aux défauts)	55
Fig. 4.2 Représentation de la chaîne de détection de défaut mise au point sur Matlab/Simulink	56
Fig. 4.3. Signaux issus des chaînes de tests de détections de défauts	57
Fig. 4.4. Schéma global de la commande du MSAP établi sur Matlab/Simulink	58
Fig. 4.5 Courants I_d , I_q , C_e et Vitesse de rotation du MSAP en mode dégradé	59
Fig. 4.6 Les courants des trois phases I_a , I_b et I_c en mode dégradé	59
Fig. 4.7 Courants des trois phases I_a , I_b et I_c avec la commande tolérante aux défauts	60
Fig. 4.8 Signaux I_d , I_q , C_e et Vitesse du MSAP avec la commande tolérante aux défauts	61
Fig. 4.9 Les trois signaux de courants du second moteur avec la CTD	61

Fig. 4.10 Grandeurs mécanique et électrique du second moteur avec une CTD	62
Fig. 5.1. Photo de la partie puissance du banc d'essai	64
Fig. 5.2. Photo de l'onduleur didactique SEMIKRON	66
Fig. 5.3 Carte de commande des triacs et son principe de fonctionnement	67
Fig. 5.4 Principe de fonctionnement du basculement des signaux de commande MLI et la carte utilisée	68
Fig. 5.5 Evolution du C_{em} de la machine en présence et absence de défauts	69
Fig. 5.6 Evolution de la vitesse de rotation de la machine en présence et absence de défauts	70
Fig. 5.7 Evolution des courants i_d et i_q en présence et absence de défauts	70
Fig. 5.8 Courants i_{abc} avec défaut sur T_1	71
Fig. 5.9 Courants i_{abc} avec défaut sur T_1'	71
Fig. 5.10 Allures des courants i_{abc} au moment du basculement sur le 4 ^{ème} bras	71

Liste des tableaux

Tab. 3.1	43
Tab. 3.2 Tensions statoriques dans le repère $\alpha\beta$	49

Table des Matières

Introduction Générale	10
CHAPITRE 1	
1. Etat de l' Art de la Commande Tolérante aux Défauts	13
1.1. Classification des défauts :	15
1.2.Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut	16
1.3.Les systèmes tolérants aux défauts	17
1.4.Problématique et approches de la tolérance aux défauts	18
1.4.1. Approche passive	19
1.4.2. Approche active	19
1.5. Quelques méthodes proposées dans la littérature	20
1.6 Conclusion	24
CHAPITRE 2	
2. Modélisation de la MSAP Associée A Son Convertisseur de Puissance	25
2.1 Différentes applications des MSAP	26
2.2 Projet RAPACE (Récupération Assistée Par Capteurs Embarqués)	26
2.3 Modélisation de la MSAP	27
2.3.1 Constitution du moteur	27
2.3.2 Modèle dans le repère fixe (a, b, c)	29
2.3.3 Modèle dans le repère (d,q)	30
2.4 Convertisseur de puissance	33
2.4.1 Les Onduleurs de tension	33
2.4.2 Modélisation de l'onduleur	34
2.5 Filtrage	35
2.5.1 Filtre Sinus	35
2.5.2 Filtre anti harmoniques	36
2.6 Conclusion	38
CHAPITRE 3	
3. Commande par MLI du MSAP en Mode Sain	39
3.1 Régulation (courants et vitesse)	40
3.1.1. Régulation des courants	40
3.1.2. Régulation de la vitesse	41
3.2 Découplage	43
3.3 Génération des signaux de commande :	45
3.3.1 Commande à Modélisation de Largeur d'Impulsion (MLI)	45
3.3.2 La MLI vectorielle / Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)	47
3.4 Résultats de la simulation	52
3.5 Conclusion	53

CHAPITRE 4

4. Commande Tolérante Aux Défauts de l'Onduleur	54
4.1 Principe de la structure	55
4.2 Détection des défauts	55
4.3 Schéma globale de simulation	57
4.4 Résultats de la simulation en mode dégradé	59
4.5 Résultats de la simulation de la commande tolérante aux défauts	60
4.6 Conclusion	62

CHAPITRE 5

5. Partie Expérimentale	63
5.1 Description du banc d'essai	64
5.1.1 Partie puissance	64
5.1.2 Interface Puissance/Commande	65
5.2 Modifications apportées à l'onduleur didactique SEMIKRON	65
5.2.1 Les différents composants du montage :	65
5.2.2 Réalisation de cartes électroniques pour les différentes commandes	67
5.3 Résultats expérimentaux	69
5.3.1 Défaut simple	69
5.3.2 Défaut double	71
5.4 Conclusion	72

Conclusion Générale	73
----------------------------	-----------

Références bibliographiques	75
------------------------------------	-----------

Annexe	80
---------------	-----------

Introduction Générale

Le diagnostic des défaillances des systèmes industriels, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens pour contribuer à l'obtention d'un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur.

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels, particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition. Cette prédiction est nécessaire pour diverses raisons que nous allons présenter de manière non exhaustive.

La prédiction théorique des comportements des systèmes électriques et particulièrement des machines électriques, permet de donner quelques signes extérieurs mesurables correspondants à un défaut bien identifié. C'est la notion de signature de défauts bien utilisée pour la surveillance et le diagnostic en ligne des systèmes.

Lorsqu'un défaut n'est pas très grave et qu'il est impossible d'arrêter le système immédiatement, la prédiction exacte des phénomènes permet de reconfigurer l'architecture du système par la commande et commuter vers un fonctionnement en mode dégradé. A titre d'exemple, la perte d'une phase parmi q phases d'une machine q -phasée ($q > 3$) peut être compensée par une adaptation des courants dans les $(q-1)$ phases saines pour réduire les ondulations du couple générées par la perte d'une phase.

La présence d'un défaut peut provoquer ou non la dégradation du matériau selon sa gravité. La modélisation locale des effets de ce défaut permet de prédire si le système peut continuer à fonctionner ou s'il faut l'arrêter immédiatement.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes LSIS-UMR CNRS 7296 – pole Ecole Centrale Marseille dans la cadre du projet RAPACE financé par la région PACA.

L'objectif de ce travail est donc d'établir la commande tolérante aux défauts pour un MSAP. Il est organisé comme suit :

Le chapitre 1 est consacré aux différents types de défauts, leurs classifications et l'état de l'art des principales stratégies de commandes tolérantes aux défauts.

Le chapitre 2 contient une présentation puis une modélisation de la MSAP, de l'onduleur de tension et des différents régulateurs utilisés dans la régulation des courants et de la vitesse.

Dans le chapitre 3, on s'intéressera au fonctionnement de la machine en mode sain (résultats de simulations) et on s'intéressera aussi à l'introduction des techniques de commandes utilisées.

Le chapitre 4 présentera les résultats de simulation de la machine en mode dégradé ainsi qu'une présentation du modèle de la machine globale sous MATLAB/SIMULINK.

Le chapitre 5 présente les résultats pratiques obtenus ;

CHAPITRE 1

Etat de l'Art de la Commande

Tolérante aux Défauts

Un défaut est un événement qui agit sur un système et qui peut changer ses propriétés conduisant à une dégradation des performances du procédé voire à son instabilité. Ces procédés proviennent essentiellement des actionneurs, des capteurs, du contrôleur ou du procédé lui-même. Pour faire face à ce problème, différentes stratégies (solutions) ont été proposées. Une telle commande porte le nom de “commande tolérante aux défauts” (FTC : Fault Tolerant Control). Son objectif est de s’accommoder aux défauts dès leurs apparitions avec une réactivité maximale de sorte qu’un faible défaut affectant un sous système n’évolue pas en défaut critique au niveau du système global.

Une des manières d’améliorer la fiabilité consiste à rendre possible la marche en mode dégradé sur deux phases seulement. Ils existent plusieurs architectures et stratégies de commande permettant la marche sur deux phases par prise en considération des performances et complexité d’implantation de chacune des méthodes. Pour effectuer cela il faut, d’une part, adapter l’architecture de puissance, et d’autre part, développer une stratégie de commande permettant de maintenir un couple constant ou de minimiser ses oscillations causés par la phase manquante.

En revanche, lorsque des performances sévères sont requises, les commandes classiques montrent vite leurs limites. En effet, l’une des principales difficultés rencontrées dans la commande des procédés est la présence de retard dû essentiellement aux caractéristiques physiques du système à contrôler (constante de temps d’éléments chauffants, acquisition-conversion des signaux ...) les retards sont souvent la cause de problèmes rencontrés lors de l’application de commandes classiques. C’est pour résoudre ce type de problème qu’a été introduite la notion de commande prédictive [1].

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l’aptitude d’une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Pour l’assurer, on introduit la notion de maintenance et on y distingue différentes sortes de maintenance :

- Préventive pour réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation ;
- Corrective réalisée après que la défaillance a eu lieu pour lui permettre d’accomplir sa fonction provisoirement ;
- Curative qui est le rétablissement d’un bien dans un état spécifique lui permettant d’accomplir sa fonction dans l’objectif de supprimer la défaillance.

La conception d'un système de sûreté de fonctionnement comprend :

- la recherche de signatures de défaillances : c'est s'interroger sur les phénomènes pouvant conduire à une situation critique et sur les conséquences des défauts à forte probabilité d'occurrence. Il est important de bien connaître l'objet à surveiller afin d'appréhender au mieux son comportement en l'absence et en présence de défauts.
- La mise au point de méthodes de surveillance / détection : la surveillance permet de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, des signatures des défauts qui peuvent avoir lieu et des signes de leur manifestation. L'exploitation de ces informations permet de mettre au point des techniques dont le but est de mettre en évidence l'occurrence des défauts. Ces méthodes s'appuient sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système.
- Le diagnostic des défaillances : c'est l'analyse des données issues de la surveillance pour identifier et localiser la cause de la défaillance ; ce qui permet de cibler les moyens d'action possibles pour contenir le défaut.
- La décision d'actions : elle intervient pour appliquer les actions les plus appropriées afin d'assurer le bon fonctionnement.

5.1. Classification des défauts :

Une commande tolérante aux défauts est nécessaire dès l'apparition de certains types de défauts qui modifient la dynamique du système. Les principaux défauts au niveau des actionneurs électriques à aimants permanents peuvent être regroupés en deux catégories principales :

- Les défauts mécaniques : excentricité du rotor, usure de roulements, désalignement de l'arbre de transmission, défauts de la charge (déséquilibre, défaut du réducteur ou toute autre défaut pouvant survenir dans la charge)
- Les défauts électriques : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts d'alimentation, ...

Ils peuvent parvenir de différentes origines. On peut distinguer deux types de sources de défauts : défauts d'origine interne au moteur et défauts d'origine externe.

** Les défauts d'origine interne :*

- ✓ Court-circuit phase-terre, entre phases, entre spires
- ✓ Sur-échauffement des bobinages

- ✓ Problèmes liés aux enroulements

* *Les défauts d'origine externe :*

Leurs sources sont localisées en dehors du moteur mais leurs conséquences peuvent entraîner des dégradations. Les dysfonctionnements peuvent provenir

- De la source d'alimentation
 - Coupure d'alimentation
 - Inversion, déséquilibre, baisse de tension ou surtension
- Du mode d'exploitation du moteur
 - Régime de surcharge,
 - Nombre de démarrage et régime de démarrage,
 - Inertie de la charge et effort excessif sur l'arbre.

1.2. Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut

Il existe deux méthodes de surveillance et de diagnostic : l'approche *signal* et l'approche *modèle*.

L'approche signal : Elle repose sur l'existence de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement d'information, à extraire ces signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence du défaut. Elles consistent en l'identification des différents paramètres puis l'analyse de leurs variations lors de l'apparition d'un défaut faisant appel à un des modèles diphasique de la machine.

Les méthodes de tolérance aux défauts sont variées. On retrouve les mesures vibratoires (outil fréquentiel), l'analyse de courant statoriques, les signatures fréquentielles en cas de court-circuit au stator induit par des harmoniques de courant supplémentaire (Ondelette) [2], etc.

Dans certains cas, les courants/tensions mesurés sont exploités par l'intermédiaire des transformations de Park (d,q) ou de Clarke (α,β). L'apparition de séquences différentes sur les signaux mesurés est utilisée comme indicateur de défaut et ces séquences sont exploitées pour avoir les signatures des défauts.

On trouve également des travaux faisant appel à des techniques neuronales en utilisant la reconnaissance de forme (méthodes intelligentes) telles que réseaux de neurones [3,4], colonie de fourmis, en exploitant les signaux récupérés de la machine.

Approche modèle : Elle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par le modèle représentant la machine sous les mêmes conditions. Le modèle peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine et peut contenir des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Ces différences sont appelées résidus. Ceux-ci sont utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts et sont essentiels dans la procédure de surveillance/diagnostic puisque c'est elle qui conditionne la qualité de prise de décision. On y trouve trois grandes approches de génération de résidus :

- ❖ A base d'observateur
- ❖ par projection dans l'espace de parité
- ❖ par estimation paramétrique

1.3. Les systèmes tolérants aux défauts

Les systèmes de commande tolérante aux défauts doivent être conçus avec une structure permettant de garantir la stabilité et des performances imposées, à la fois dans des conditions normales d'opération (fonctionnement nominal) des composants, et dans des conditions anormales d'opération (fonctionnement défaillant) des composants.

Dans le domaine de la commande des systèmes, la complexité des systèmes est accompagnée d'une demande toujours plus forte de disponibilité et de sécurité. Afin de réussir ces objectifs, il existe des tâches et fonctions consacrées à garantir un fonctionnement correct de tels systèmes. Ces tâches peuvent être la détection, le traitement et le diagnostic d'anomalies, ainsi que la prise de décision concernant la gestion de défauts. Afin d'éviter des catastrophes inhérentes à l'apparition d'anomalies, le diagnostic et la tolérance aux défauts sont devenus une préoccupation majeure dans la conception, le développement, la validation, la certification et l'exploitation de systèmes. La tolérance aux défauts permet de réduire, voire d'annuler, l'effet de défauts ayant un impact inacceptable sur la mission, la sécurité (de l'être humain et du matériel), l'environnement et la rentabilité.

Détection, diagnostic et tolérance aux défauts

Afin d'atteindre une supervision automatique effective, la connaissance de l'état du système sous conditions normales et sous conditions défaillantes est requise. Les tâches de détection, d'isolation et de diagnostic de défauts permettent de réussir cet objectif.

Les systèmes de détection et de diagnostic de défauts sont constitués des trois tâches principales suivantes :

- La détection : il s'agit d'identifier et classer l'état de fonctionnement du processus expérimental en se référant à des modes de fonctionnement normaux et défectueux du système.
- La localisation : c'est la tâche la plus approfondie dans un processus de diagnostic. Elle permet d'incriminer un ou plusieurs composants provoquant la dégradation des performances du processus expérimental.
- L'identification : consiste à déterminer le type et la taille du défaut. [5]

La tolérance aux défauts permet d'assurer la fiabilité et la sûreté du système pour préserver la maîtrise du comportement dynamique. Le but est d'éviter que le défaut devienne une défaillance et conduise à une panne générale du système.

En principe, un système tolérant aux défauts peut être obtenu par une redondance matérielle. La redondance matérielle consiste à commuter l'élément défaillant vers un autre permettant d'effectuer la même tâche.

1.4 Problématique et approches de la tolérance aux défauts

La conception d'un système de commande tolérant aux défauts dépend de plusieurs conditions [6] à savoir les éventuels défauts pouvant affecter le système, le comportement du système en présence de défauts et le type de redondance présent dans le système. Néanmoins, une caractéristique plus importante est la manière dans laquelle le système tolérant aux défauts va agir lorsque le défaut se produit. La tolérance aux défauts peut s'intégrer à la commande comme une réaction contre les défauts, ou bien, comme une autre condition considérée à l'avance comme la pire situation de fonctionnement prise en compte lors de l'étape de conception de la commande. En effet, dans un cas la tolérance est active et dans l'autre, passive.

En présence de défauts, les systèmes commandés envisagent des pertes de performance et peuvent devenir instables et si la perte d'un élément de commande survient, il faut envisager une reconfiguration. Afin de choisir le type de tolérance aux défauts à appliquer, et de connaître la limite où le système peut récupérer sa fonctionnalité (i.e. durant combien de temps, le système peut-il résister en présence de défauts) il faut connaître sa capacité de tolérance aux défauts [7].

L'objectif d'une commande tolérante aux défauts est la détermination d'une stratégie de commande qui possède la propriété de limiter, voire d'annuler, les effets d'un défaut sur les performances du système. En présence d'un défaut de faible gravité, l'application d'une commande robuste au système peut suffire à maintenir les performances nominales. On parle

alors d'accommodation passive du défaut. En revanche, en présence de défauts critiques, un bloc de détection et de localisation est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts.

I.4.1. Approche passive

Dans cette approche, la commande tolérante aux défauts est supposée tolérer un certain ensemble de défauts en tenant compte de ces défauts lors de la conception du système d'actionneur. Le système de commande doit être apte à tolérer ce genre de défauts sans modifier la stratégie de commande ni les paramètres du système d'actionneur. Cette approche utilise les techniques de la commande robuste par rapport aux incertitudes structurées qui sont les défauts.

I.4.2. Approche active

Au contraire de l'approche passive, les méthodes actives réagissent à l'apparition d'un ou de plusieurs défauts par la reconfiguration en ligne de la loi de commande, du système ou de ses objectifs (ses tâches). Leur objectif principal est de comparer au mieux l'effet des défauts sur le système afin que la stabilité et les performances du système soient maintenues en jouant sur la robustesse de la commande qui doit être améliorée à chaque détection de défaut. Il existe deux méthodes dans cette approche. La première consiste en l'accommodation des défauts et l'autre en la reconfiguration soit de la loi de commande ou de l'objective du système.

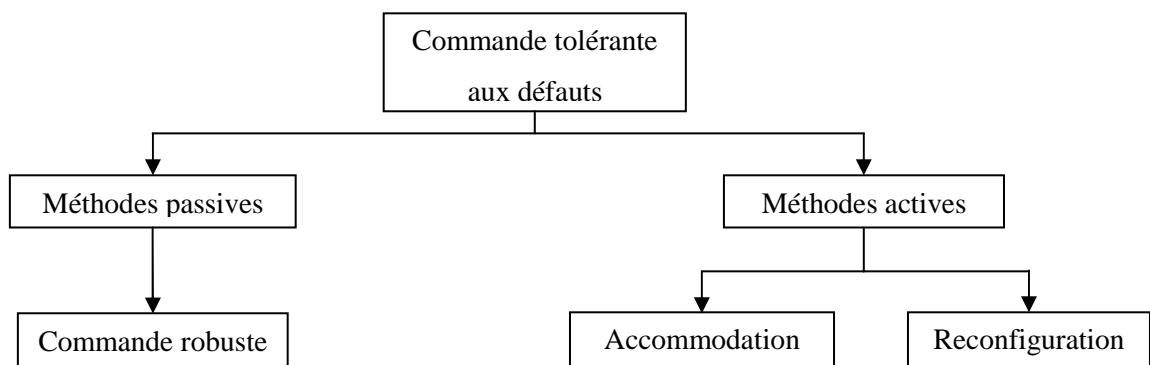


Fig. 1.1 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts

La plupart de ces méthodes sont valables sous certaines hypothèses :

- Le modèle des défauts (et leurs effets sur le système) doit être parfaitement connu,
- Les défauts considérés doivent être de faible amplitude de telle sorte que les objectifs à atteindre par le système puissent rester inchangés après l'apparition des défauts.

Les commandes tolérantes aux défauts peuvent aussi être classées selon l'outil mathématique utilisé, la forme de leur conception, la forme spécifique de la commande employée, etc. [8][9]

1.5. Méthodes proposées dans la littérature :

Dans la littérature, figurent des méthodes de diagnostic et de détection de défauts au niveau de l'onduleur de tension et au niveau de la machine (court-circuit en spire etc.)

- Dans la détection et l'identification, on trouve Ribeiro *et al.* [10] qui proposent une méthode pour la détection du défaut de circuit ouvert d'une cellule de commutation (défauts concernant l'onduleur de tension) ;

Il s'agit de l'utilisation de différentes techniques pour le diagnostic de défauts dans les actionneurs asynchrones alimentés en tension. Avec les techniques proposées, il est possible de détecter et d'identifier le commutateur de puissance où le défaut est survenu. Cette méthode nécessite plusieurs mesures de tensions et est basée sur le modèle analytique de l'onduleur de tension. Les quatre techniques proposées reposent sur la comparaison des tensions mesurées, en différents points du système grâce à des capteurs placés à des points spécifiques du système, à des tensions de références. Les quatre techniques utilisées se basent sur :

La mesure de la tension :

- ✓ de l'onduleur
- ✓ d'une phase de la machine
- ✓ tension du bus continu (system line voltage)
- ✓ du neutre de la machine

Les techniques diffèrent les unes des autres suivant la complexité de l'implémentation et l'efficacité ; ce qui implique différents temps de calculs et par la suite, différents temps de détection. L'endroit d'implantation des capteurs et leurs nombres définit le quotient prix/bénéfice de chacune des méthodes.

- Baudart *et al.* [11] proposent une stratégie de commande en mode dégradé des moteurs synchrones et tente d'accroître la fiabilité des systèmes à actionneurs électromécaniques utilisés dans les applications spatiales en rendant possible la marche en mode dégradé sur deux phases seulement. Pour cela, deux architectures de puissances différentes ont été examinées ; la première est basée sur l'ajout d'un quatrième bras à un pont triphasé classique qui permet de régler la tension du point neutre en mode dégradé, la deuxième repose sur l'utilisation d'un pont H distinct pour chaque phase.

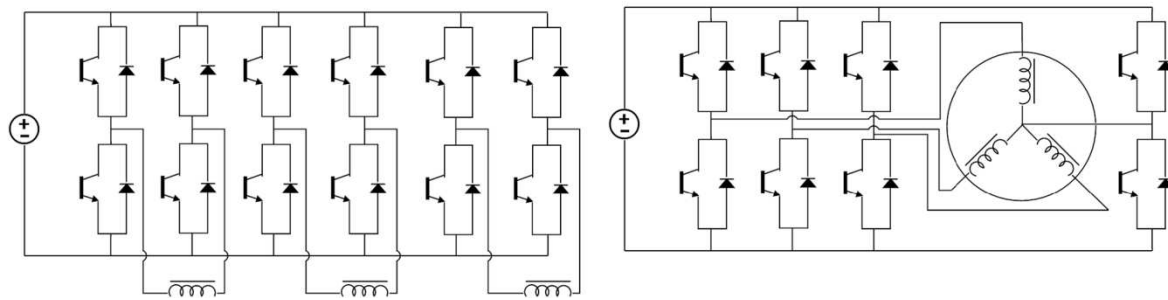


Fig. 1.2 Architectures de puissance : pont en H par phase (droite) et pont à 4 bras (gauche) [11]

En se basant sur un modèle électromagnétique et thermique du moteur et des différents taux d'harmoniques des tensions appliquées aux phases du moteur par les deux structures ainsi qu'à la puissance apparente, une étude comparative donne un net avantage à la structure en pont H en utilisant deux stratégies de commandes différentes par leurs complexités et performances. Celles-ci se basent sur la transformation de Park généralisée et celle de Concordia modifiée (afin de générer des courants pour garantir un couple constant ou avec moins d'ondulations).

- Errabelli et Mutschler [12] proposent une conception et des tests sur un onduleur de tension à deux niveaux tolérant aux défauts pour MSAP, en se basant sur l'ajout d'un 4^{ème} bras identique aux trois autres. Le bras en panne sera isolé et sera remplacé par le bras redondant après détection du défaut. L'onduleur proposé présente une tolérance aux défauts de court-circuit et circuit ouvert des cellules de commutations et équipé de thyristors comme dispositifs d'isolement et insertion. Ces auteurs présentent le comportement de l'onduleur pour les défauts de circuit ouvert et court-circuit non compensé puis compensé. Il montre que pour un défaut de court-circuit, l'onduleur utilisé comporte une protection hardware qui annule le signal de gâchette de tous les IGBT une fois le court-circuit détecté ainsi qu'au moment du défaut, la réponse de la machine dépend du courant, des paramètres de la machine et de la charge. Pour analyser la réponse de la machine en présence des défauts de court-circuit, ceux-ci ont été créés à quatre différents instants du cycle fondamental du courant.

- SUN *et al.* [13] présentent une commande par DTC (direct torque control) par l'approche de la commande MLI vectorielle pour un onduleur à quatre cellules de commutation alimentant un MSAP discutée par l'analyse des vecteurs de tensions pour obtenir un système tolérant aux défauts. La structure du système est représentée sur les figures 1.3 et 1.4 qui montrent l'état après l'occurrence du défaut et le schéma en fonctionnement sain.

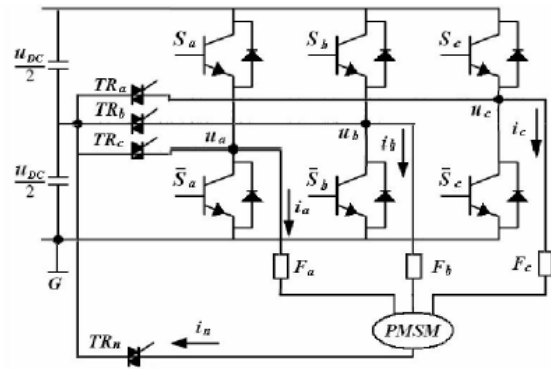


Fig. 1.3. Onduleur tolérant aux défauts [13]

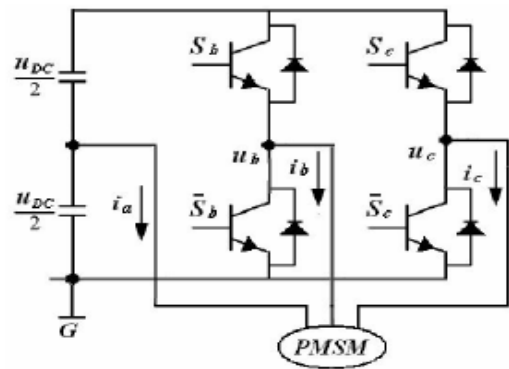


Fig. 1.4. Onduleur à quatre commutateurs [13]

La commande développée SVM-DTC dans le but d'avoir un couple avec un taux d'harmonique réduit est basée sur l'analyse des quatre vecteurs de tensions uniquement existantes (quatre secteurs) ; ce qui implique l'obligation de développer une nouvelle table de commutation ainsi que les séquences de conductions correspondantes pour chaque commutateur.

Il y figure la nécessité de rajouter une compensation du vecteur nul depuis qu'il n'en existe pas pour un onduleur à quatre commutateurs comme celui de six commutateurs, afin de compenser le temps restant dans une séquence de conduction. Le vecteur de tension désiré qui contient des informations sur l'orientation et les valeurs précises du couple et du flux est calculé pour pouvoir appliquer le couple et le flux exact à chaque période d'échantillonnage. La stratégie de commande proposée (SVM-DTC) a donné de meilleurs résultats concernant les ondulations des paramètres de la machine (couple, courant, vitesse, etc.) par rapport à la DTC classique.

- Khov *et al.* [14] présentent une méthode de surveillance en ligne de défauts de courts-circuits statoriques (inter-spires) d'une MSAP par le suivi des paramètres électriques en se basant sur le modèle de la machine par l'approche des circuits électriques magnétiquement couplés en utilisant l'algorithme de MCR comme l'indique le diagramme de la figure 1.5.

(Connection Devices). Aucune modification des signaux de commande n'est nécessaire, il faut juste basculer la commande du bras en défaut vers le 4^{ème}.

B) Moteur à enroulements à quatre bornes :

Applicable pour le cas d'enroulements en étoile avec neutre inaccessible, il existe deux différentes conditions de fonctionnement possible avec la configuration du moteur.

1. 4^{ème} bras toujours connecté : si une telle configuration est adoptée, le 4^{ème} bras est en permanence connecté au neutre de la machine. Il n'existe pas de dispositifs de connexion. Un défaut sur l'un des bras est traité par l'isolation de ce bras. Les dispositifs d'isolation sont par contre présents même pour le 4^{ème} bras. Il est nécessaire d'avoir quatre sorties de commande MLI pour chacun des bras (même le 4^{ème}). Si le défaut se produit sur l'un des bras de l'onduleur connecté à une des phases du moteur, une modification personnalisée des signaux de commande doit être effectuée pendant la phase de correction pour adapter le contrôle de la configuration de l'onduleur modifiée. Le temps de traitement n'est limité que par l'isolation du bras défectueux.
2. 4^{ème} bras connecté en cas de défaut seulement : aucun dispositif d'isolement n'est nécessaire pour le 4^{ème} bras. Une légère modification est apportée sur la commande et le 4^{ème} bras est piloté par la commande du bras qui tombe en panne. [15]

1.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une brève description de quelques commandes tolérantes aux défauts, présentes dans la littérature ainsi que leurs configurations. Nous avons retenu celles qui ne tiennent compte que du défaut de circuit ouvert des IGBT dont les motivations seront présentées dans le chapitre quatre. Ainsi, la cellule de commutation au sein de l'onduleur n'est jamais à l'abri d'un dysfonctionnement, d'où la nécessité de la mise en place d'une commande tolérante aux défauts qui sont souvent critiques et doivent être détectés puis diagnostiqués au plus tôt afin de limiter les dégâts qu'ils peuvent engendrer.

CHAPITRE 11

Modélisation de la MSAP

Associée A Son Convertisseur

de Puissance

2.1 Différentes applications des MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans de nombreux domaines grâce à leur efficacité énergétique, leur simplicité de mise en œuvre et leur performance dynamique [16]. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneurs devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles et la détection des défaillances doit donc être réalisée au plutôt avec un taux élevé de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défauts aux autres composants du système. [17]

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de quelques centaines de watts (servomoteur) à plusieurs mégawatts (systèmes de propulsion des navires), dans les applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesses variables et la traction [18].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges. Grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants-convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans des domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domotiques ...).

2.2 Projet RAPACE (Récupération Assistée Par Capteurs Embarqués):

Le projet RAPACE a été labellisé par le pôle de MER PACA* et financé par la Direction Générale de la Compétitivité, de l'industrie et des Services (PACA). Il consiste à développer un engin volant captif jouant le rôle de vigie déportée pour les responsables d'opération en mer afin de fournir des supports navals. L'engin peut tenir une position et une altitude d'observation fixée pendant un temps non limité sans intervention de l'opérateur. Le système RAPACE est constitué d'un engin

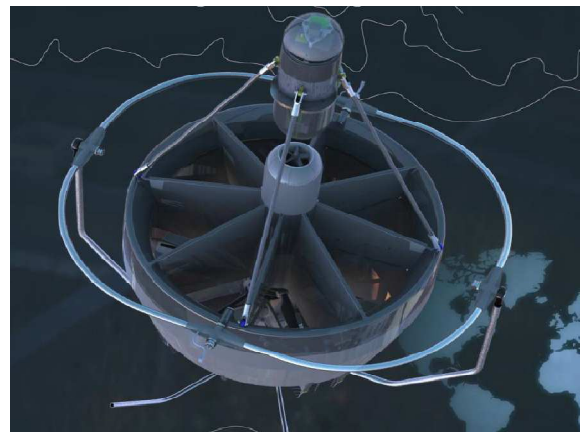


Fig. 2.1 Photo de l'engin du projet RAPACE [19]

aérien dont la portance est assurée par une hélice entraînée par un moteur synchrone à aimants permanents MSAP haute tension. Il est alimenté depuis sa base par un câble « ombilical » qui permet de maintenir le vol pendant un temps illimité. Il est capable de déployer facilement et rapidement un capteur jusqu'à une hauteur moyenne d'observation aérienne de 300m d'altitude par tout opérateur sans formation particulière. En effet, il peut être embarqué sur tout type de supports navals. L'engin est capable de décoller et de revenir sur son système de lancement grâce à des automatismes qui prennent en charge les principales séquences de vol et les conditions météorologiques pour limiter le pilotage humain à des commandes de haut niveau. [19],[20]. On note que grâce à certains travaux, le projet RAPACE a fait de grands progrès parmi lesquels on cite [32, 33, 34, 35].

2.3 Modélisation de la MSAP :

2.3.1 Constitution du moteur

Description de la machine synchrone à aimants permanents, structure et principe de fonctionnement :

Les machines synchrones regroupent toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse du champ tournant. On obtient un tel fonctionnement avec un champ rotorique qui est généré soit par les aimants, soit par un circuit d'excitation.

Elles regroupent plusieurs sous familles :

- Machines synchrones à rotor bobiné.
- Machines synchrones à réluctance variable.
- Machines synchrones à aimants permanents

Notre étude va porter sur ces dernières, à rotor externe.

Fonctionnement :

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator (identique à celui de la machine asynchrone) composé de 3 phases et représenté par 3 axes décalés de 120°.

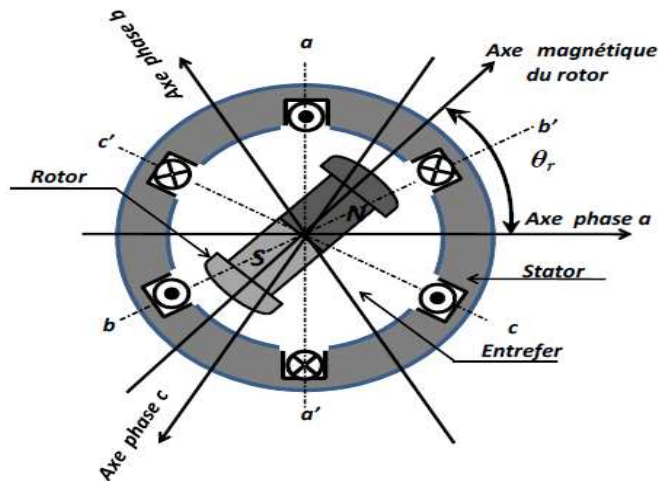


Fig. 2.2 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

Son rotor se compose d'aimants permanents qui ont l'avantage d'éliminer les balais, les pertes rotoriques ainsi que la source pour fournir le courant d'excitation.

Du point de vue du stator, les deux champs (statorique et rotorique) tournent à la même vitesse et du point de vue du rotor, les deux champs sont fixes. Et puisque le fer dans le rotor ne subit aucune inversion, il n'est plus nécessaire de le feuilletter : ce qui permet de le faire tourner à des vitesses élevées, chose que ne peuvent pas satisfaire les rotors feuilletés à cause de la résistance mécanique.

Avantages de la MSAP :

Les moteurs synchrones à aimants permanents deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones pour plusieurs raisons dont on peut citer le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance (ce qui va aider la commande, le démarrage, la variation de la vitesse, ...), l'apparition des processus numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, l'évolution de la technologie des aimants permanents (plus de performances) et surtout leur rendement élevé, leur haute vitesse de rotation et le fait de ne pas utiliser de collecteur. Ce qui leur permet de travailler dans des milieux plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien.

Tous ces paramètres font du moteur synchrone à aimants permanents un moteur à fort couple massique et à très bon rendement, particulièrement adaptable aux applications spécifiques et pas d'échauffement au rotor (refroidissement aisé surtout pour le moteur RAPACE (section 2.2) qui est refroidi à l'aide de l'hélice placée en amont).

2.3.2 Modèle dans le repère fixe (a, b, c)

Modélisation de la machine dans le repère abc :

La machine à aimants permanents possède trois enroulements statoriques fixes, repérés a, b, c. Au rotor, les aimants permanents imposent un flux à vide constant. Etant donné l'absence d'enroulement au rotor, la matrice résistance se limite à $[R_S]$ et la matrice inductance se limite à $[L_{SS}]$.

$$\text{Avec : } R_S = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \text{ et } [L_S] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.1), (2.2)$$

Où M_{ab} , M_{bc} , M_{ca} : inductances mutuelles entre les phases du moteur

Les hypothèses de modélisation sont les suivantes :

- Le phénomène d'amortissement au rotor est négligeable,
- La machine fonctionne en régime linéaire (circuit magnétique non saturé),
- Les inductances sont constantes et ne dépendent pas de la position du rotor (machine magnétique lisse au rotor),
- La répartition spatiale du champ magnétique est considérée sinusoïdale (entrefer constant),
- Les phénomènes thermiques sont supposés avoir des effets très lents, donc à un instant donné les résistances sont considérées constantes.

La vitesse de rotation Ω , proportionnelle à la pulsation électrique ω , est déduite de la position angulaire mécanique θ_m du rotor et est donné par :

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{p} \quad (2.3)$$

Le fonctionnement de la machine est régi par les équations triphasées des tensions statoriques qui s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

U_a, U_b, U_c sont les tensions de phases statoriques, R_s est la résistance statorique I_a, I_b, I_c sont les courants des phases statoriques et Φ_a, Φ_b, Φ_c sont les flux totaux statoriques donnés par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = [L_S] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\text{Avec } \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} = \Phi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi) \\ \cos(\theta + 2\pi) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Φ_f : l'amplitude du flux produit par les aimants permanents.

$$\text{Et } \begin{cases} M_{ab} = M_{ba} \\ M_{ac} = M_{ca} \\ M_{bc} = M_{cb} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} M_{ab} = M_{ac} = M_{cb} = M = cte \\ L_a = L_b = L_c = L = cte \end{cases} \quad (2.7)$$

L'équation (2.4) est non linéaire et couplée. Pour régler ce problème, on adopte des changements de variables et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas, nous procédons à la transformation de Park qui consiste à transformer les enroulements immobiles a, b, c en des enroulements d, q qui tournent avec le rotor.

2.3.3 Modèle dans le repère (d, q)

La projection dans un repère lié au rotor permet de définir une machine diphasée équivalente à la machine triphasée, les enroulements étant disposés sur deux axes orthogonaux.

Dans ce nouveau repère, nous noterons :

L_d (H) : inductance équivalente sur l'axe d.

L_q (H) : Inductance équivalente de l'induit sur l'axe q.

R_s (Ω) : Résistance équivalente d'enroulements statoriques.

P : Nombre de paires de pôles.

Transformation de Park des équations de la machine :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$P(\theta)$: étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statoriques $[V_{abc}]$, $[\Phi_{abc}]$ et $[I_{abc}]$ à leurs composantes relatives $[V_{dq}]$ et $[I_{dq}]$.

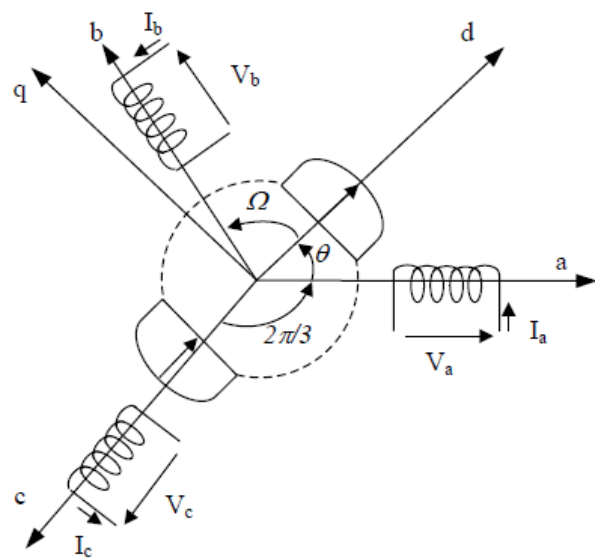


Fig. 2.3 Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

$$\text{Avec } P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Le changement de repère en format matricielle avant simplification :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} \left([L_s][P(\theta)] \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \right) + \frac{d\Phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right\} \quad (2.10)$$

En gardant les mêmes hypothèses citées plutôt, on obtient les relations suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (2.11)$$

Les termes rotationnels $\omega_r \Phi_q$ et $\omega_r \Phi_d$ sont responsables du transfert de puissance. Les tensions transformées $d\Phi_d/dt$ et $d\Phi_q/dt$ sont responsables des comportements transitoires statoriques électromagnétiques.

$$\text{Les flux s'écrivent : } \begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (2.12)$$

Expressions de la puissance et du couple électromagnétiques :

Pour la puissance électromagnétique, on a :

$$P_{em} = V_d I_d + V_q I_q \quad (2.13)$$

En remplaçant les équations données par (2.11) dans (2.13), on obtient :

$$P_{em} = \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \omega_r (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (2.14)$$

Où :

le 1er terme représente les chutes de tensions ohmiques.

le 2ème terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

le 3ème terme représente la puissance transférée du stator au rotor.

Pour le couple électromagnétique, on :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = P \cdot (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (2.15)$$

$$C_{em} = P \cdot (L_d I_q \cdot (L_d - L_q) + \Phi_f I_q) \quad (2.16)$$

Pour une machine à pôles lisses $L_d = L_q$, le couple devient :

$$C_{em} = P \cdot \Phi_f \cdot I_q \quad (2.17)$$

D'autre part, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2.18)$$

Avec :

J : Moment d'inertie

C_r : Couple résistant

C_{em} : Couple électromagnétique

f : Couple de frottement

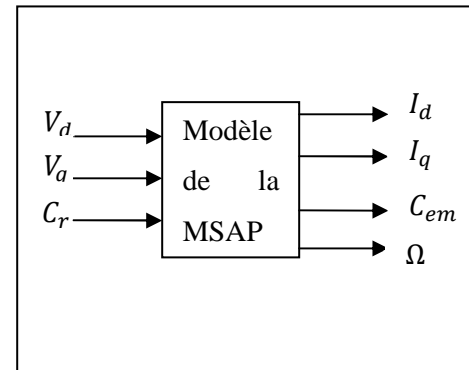
Ω : Vitesse de rotation mécanique

Pour étendre la plage de vitesse, il faut réduire le flux dans l'axe d . Pour cela, on crée une composante de réaction d'induit démagnétisante (courant I_d négatif) qui permet une réduction de la tension induite globale. Cela revient à déphaser le courant en avance sur la f.é.m. en

agissant sur l'angle d'autopilotage. (Cette partie sera détaillée un peu plus loin – voir découplage).

Finalement, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \\ C_{em} = P \cdot (L_d I_q \cdot (L_d - L_q) + \Phi_f I_q) \\ C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r = p \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (2.19)$$



2.4 Convertisseur de puissance :

2.4.1 Les Onduleurs de tension

L'onduleur permet l'alimentation en courant à fréquence variable de la machine, de façon à régler son couple et sa vitesse. La commande électronique génère les signaux de commande de l'onduleur à partir de la position du rotor et de la mesure des courants dans la machine. A partir de ce principe général, différentes solutions sont envisageables au niveau des caractéristiques des semi-conducteurs constituant l'onduleur, de la structure d'alimentation de la machine et du type de commande associée.

Les principales caractéristiques permettant d'affecter tel ou tel composant à tel domaine sont les grandeurs électriques qu'il est susceptible de contrôler (pertes par conduction) et les performances en commutation (durée d'ouverture et de fermeture) qui déterminent assez directement le choix des fréquences de découpage. Le courant maximal à commuter par le convertisseur est lié à la puissance convertie, au facteur de puissance du moteur et à la tension d'alimentation de l'onduleur.

Les principaux composants utilisés dans les onduleurs sont les transistors MOSFET, les transistors IGBT, les thyristors GTO, par ordre croissant de puissance commutable et décroissant de fréquence.

Le transistor MOSFET est un dispositif à effet de champ dont la résistance apparente en conduction croît fortement avec la tenue en tension directe. Il est donc plutôt adapté aux applications de basse tension de faible ou moyenne puissance (inférieure à quelques dizaines de kilowatts). Les courants admissibles sont de l'ordre de quelques centaines d'ampères pour

des tenues de tension de 50 à 200 V. Parallèlement, l'absence de mécanisme bipolaire en fait un composant intrinsèquement très rapide en commutation. Il est souvent utilisé dans les applications à basse tension d'alimentation, avec des fréquences de découpage qui peuvent dépasser 100 kHz.

Le thyristor GTO (Gate Turn Off) est une variante du thyristor rapide qui présente la particularité de pouvoir être bloqué par sa gâchette. Un courant positif envoyé dans la gâchette permet de le mettre en conduction. Le blocage s'effectue en inversant la polarité du courant de gâchette. Le GTO est utilisé sur les convertisseurs de très fortes tensions et intensités (jusqu'à 5000 V et 5000 A). Cependant, en raison des progrès des IGBT, leur part de marché tend à s'amenuiser. [21]

Les transistor IGBT sont utilisés pour transmettre des puissances un peu élevées, avec des tensions élevées de l'ordre de 400V et plus, moins rapide que les MOSFET mais suffisant pour cette application et peuvent atteindre une fréquence de commutation de l'ordre de 25 kHz et plus. Ce qui constitue un compromis acceptable entre la puissance conduite et la fréquence de commutation. Pour cette raison, nous avons utilisé un onduleur à base de transistors IGBT.

2.4.2 Modélisation de l'onduleur

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i = 1, 2, 3$)

$$C_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ fermé } T'_i \text{ ouvert} \\ 1 & \text{si } T_i \text{ ouvert } T'_i \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.20)$$

Les tensions de sorties de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_{dc} (C_1 - C_2) \\ V_{bc} = U_{dc} (C_2 - C_3) \\ V_{ca} = U_{dc} (C_3 - C_1) \end{cases} \quad (2.21)$$

Par conséquent, les tensions simples s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{dc}}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_b = \frac{U_{dc}}{3} (2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_c = \frac{U_{dc}}{3} (2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \quad (2.22)$$

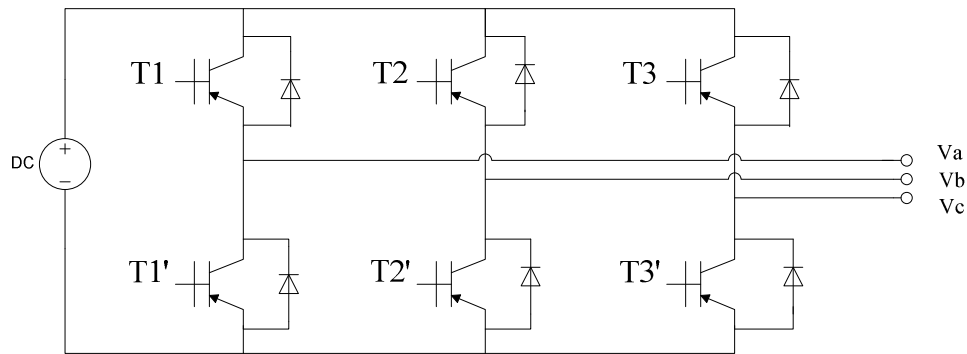


Fig. 2.4. Circuit de fonctionnement d'un onduleur triphasé

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Le courant i_s à l'entrée sera donné par la relation suivante :

$$i_s = C_1 i_a + C_2 i_b + C_3 i_c \quad (2.24)$$

2.5 Filtrage :

2.5.1 Filtre Sinus

Les variateurs de fréquences, de par leur conception, génèrent des pertes dans les câbles et dans les enroulements des moteurs qui peuvent affecter de façon significative leur durée de vie et leur fiabilité. Dans le projet RAPACE, un long câble (120 mètres) est utilisé pour alimenter le moteur. Sans utiliser un filtre sinus, de grandes variations de tension apparaissent aux bornes du moteur. Ce qui permet d'affecter l'isolation du moteur, d'augmenter la température du stator et de générer du bruit haute fréquence. Le filtre sinus permet de transformer les créneaux de tensions générés par l'onduleur en des signaux sinusoïdaux. Ce qui permet de réduire les problèmes cités ci-dessus.

Il s'agit de filtres passe-bas qui suppriment des composants liés à la fréquence de commutation du variateur, ce qui permet d'éviter les variations de tensions dV/dt et réduit les bruits acoustiques.

Les caractéristiques du filtre sinus utilisé sont les suivantes :

Type : 12Z1G04 – 1003

Tension nominale : 0 – 530 VAC

Courant nominal : 9,5 A à 45°C

Puissance nominale : 6,58 VA

Fréquence : 0 – 800 Hz

Fréquence de découpage : 0 – 17kHz

Plusieurs essais [22] ont été effectués à vide et en charge et à différents points de fonctionnement de la machine et avec l'ombilical (le câble d'alimentation) enroulé et déroulé pour connaître l'impact de ce filtre sur la commande du moteur, et on en conclut :

Avantages du filtre sinus :

- Suppression des variations de tension dV/dt
- Filtrage des courants de phase
- Diminution du taux d'harmoniques
- Diminution de la température
- Elimination des bruits acoustiques

Le seul inconvénient est la perte de puissance au niveau du filtre.

2.5.2 Filtre anti harmoniques

La distorsion de courant harmonique renvoyée vers le secteur est réduite au minimum. Il nécessite une analyse approfondie du réseau afin d'éviter des phénomènes de résonance du système.

La tension réseau fournie par les fournisseurs d'électricité dans les foyers, les bureaux et l'industrie devrait avoir une forme sinusoïdale parfaitement uniforme avec une amplitude et une fréquence constantes. Mais cette situation idéale n'existe pas et cela est dû principalement à l'utilisation de charges non linéaires, à l'éclairage par néon et aux convertisseurs de fréquence.

Cette tension irrégulière a une influence directe sur les performances et le fonctionnement des équipements électriques. C'est souvent le cas avec les moteurs, les variateurs de fréquence et les transformateurs qui doivent être surdimensionnés pour maintenir un fonctionnement correct.

L'analyse de fourrier de la forme d'onde non sinusoïdale de courant montre une somme de signaux sinusoïdaux avec différentes fréquences et amplitudes. Cette distorsion harmonique est causée par la partie redresseur du variateur de vitesse (pont à diode). Les courants harmoniques peuvent être décrits comme un courant réactif ajouté au courant actif.

Les distorsions excessives provoquent des dysfonctionnements tels que le pré-vieillessement des systèmes de contrôle électroniques et appareils de commandes ainsi qu'un surchauffement de quelques équipements.

Les harmoniques peuvent être réduites par modification de la structure du système d'entraînement, ou par filtrage externe. Les modifications de structure peuvent viser à renforcer l'alimentation, à utiliser un redresseur 12 pulses ou plus, à utiliser un redresseur contrôlé, ou encore à améliorer le filtrage interne de l'entraînement.

Les harmoniques de courant varient selon la configuration de l'entraînement et les harmoniques de tension correspondent aux harmoniques de courant multipliés par les valeurs d'impédance du réseau. Dans les variateurs de fréquence, le redresseur est constitué de six diodes non commandées et d'une inductance + un condensateur (qui constituent le filtre sinus détaillé ci-dessus). Le redresseur 12 pulses est réalisé en raccordant en parallèle deux redresseurs 6 pulses pour alimenter un bus continu commun.

Le filtrage externe est une méthode de réduction des émissions harmoniques. On y distingue deux techniques de base :

Les filtres passifs : ce type de filtre est constitué d'une inductance en série avec une batterie de condensateurs, le meilleur emplacement pour absorber les harmoniques étant au plus près des charges les générant.

Les filtres actifs : les nouveaux développements en électronique de puissance permettent de réaliser des produits qui peuvent contrôler la distorsion harmonique de manière active. Ils compensent les harmoniques générés par les charges non linéaires en générant les harmoniques de même rang en opposition de phase. [23]

2.6 Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses applications et ses avantages puis sa modélisation en présentant les différentes hypothèses de travail en utilisant la transformation de Park (celle de Clarke sera détaillée dans le chapitre 3) ainsi que le convertisseur statique qui l'alimente. Nous avons aussi présenté les filtres que comprend notre circuit d'essais. Ainsi nous allons utiliser ces modèles pour l'implantation de l'algorithme de la commande tolérante aux défauts.

CHAPITRE III

Commande par MLI du MSAP

en Mode Sain

3.1 Régulation (courants et vitesse)

P, I et D constituent des correcteurs dont l'association permet d'assurer une régulation optimale d'un procédé. Un correcteur est un algorithme de calcul qui délivre un signal de commande à partir de la différence entre la consigne et la mesure. Son schéma de fonctionnement est représenté par la figure 3.1 :

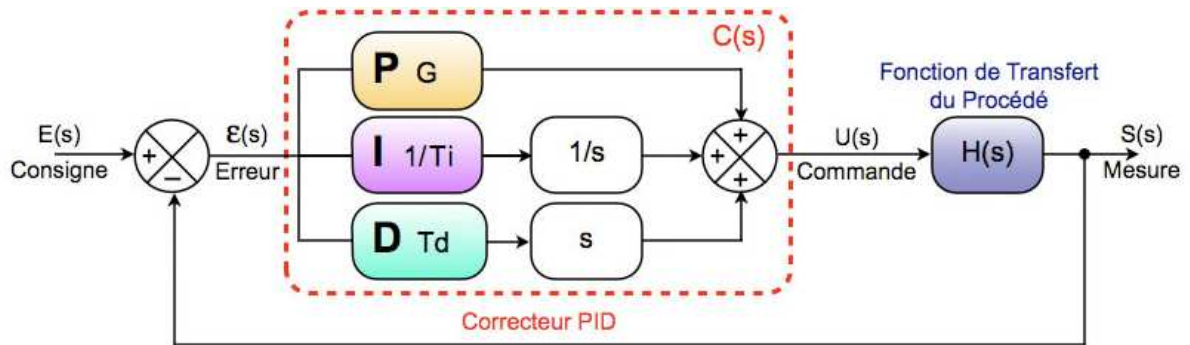


Fig. 3.1 Régulateur PID parallèle

3.1.1. Régulation des courants :

En supposant que la commande de l'onduleur de tension soit quasi-parfaite –absence de retard, de chute de tension, pertes en commutation quasi-nul–, celui-ci peut être modélisé par un simple gain et la commande du système se déduit alors largement du modèle le représentant (fig. 3.2).

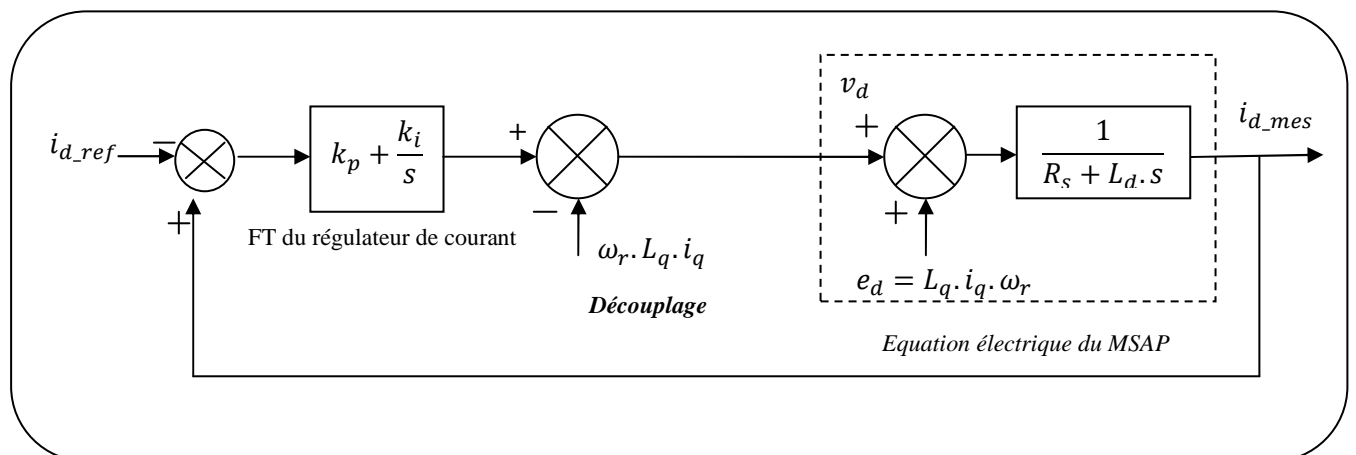


Fig. 3.2 Bloc de régulation du courant i_d

Il suffit de déterminer les coefficients k_p et k_i afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé de la régulation. L'objectif de la régulation est de rendre le système rapide et précis. Pour cela il faut limiter les dépassements.

Le retard introduit par la modulation de l'onduleur de tension est négligé. (Le découplage sera développé dans le paragraphe suivant). Les systèmes à réguler sur les deux axes sont semblables et le principe de calcul des correcteurs est identique. Ils s'écrivent comme un système du premier ordre, tel que :

$$F_t = \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} = \frac{1/R_s}{1 + \tau_d \cdot s} \quad , \quad s : \text{opérateur de LAPLACE} \quad (3.1)$$

Le correcteur mis en place est un correcteur PI, tel que :

$$C(S) = k_p \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad (3.2)$$

Le zéro du correcteur est pris égal au pôle du moteur, tel que :

$$\tau_i = \tau_d = R_s / L_d \quad (3.3)$$

On aura une fonction de transfert en boucle ouverte BO(S) :

$$BO(S) = \frac{k_p/R_s}{\tau_i \cdot s} \quad (3.4)$$

D'où la fonction de transfert du courant selon l'axe d en boucle fermée :

$$\frac{i_{d_mes}}{i_{d_ref}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_i \cdot s}{k_p/R_s}} \quad (3.5)$$

Une fois la régulation de la boucle de courant validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade, la boucle de vitesse souhaitée.

3.1.2. Régulation de la vitesse :

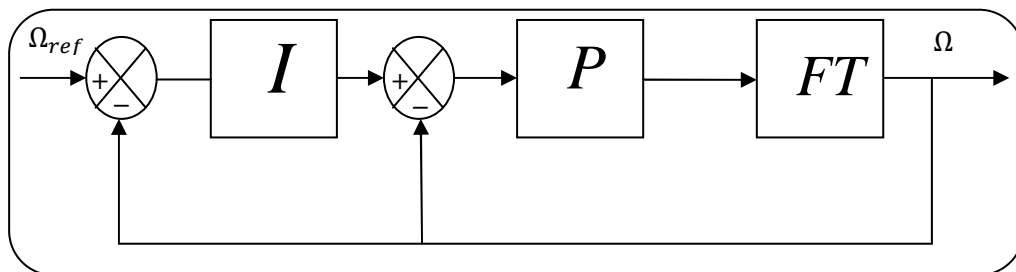


Fig. 3.3 Régulateur IP

Le contrôle de la vitesse est assuré par un régulateur de type IP, dont les gains sont $k_{i,\Omega}$ et $k_{p,\Omega}$, analogue au régulateur PI sauf que les actions proportionnelle et intégrale sont mises en série contrairement au régulateur PI. Le régulateur IP permet d'éviter les problèmes

de dépassement et d'instabilité. Le temps de réponse de la boucle interne du courant est très faible par rapporte à la dynamique de la boucle externe de vitesse. Sur la base de la structure de contrôle en cascade (Fig. 3.4.), on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes i_d et i_q ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leurs états stationnaire, i.e. que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire. Le courant statorique direct est asservi à zéro.

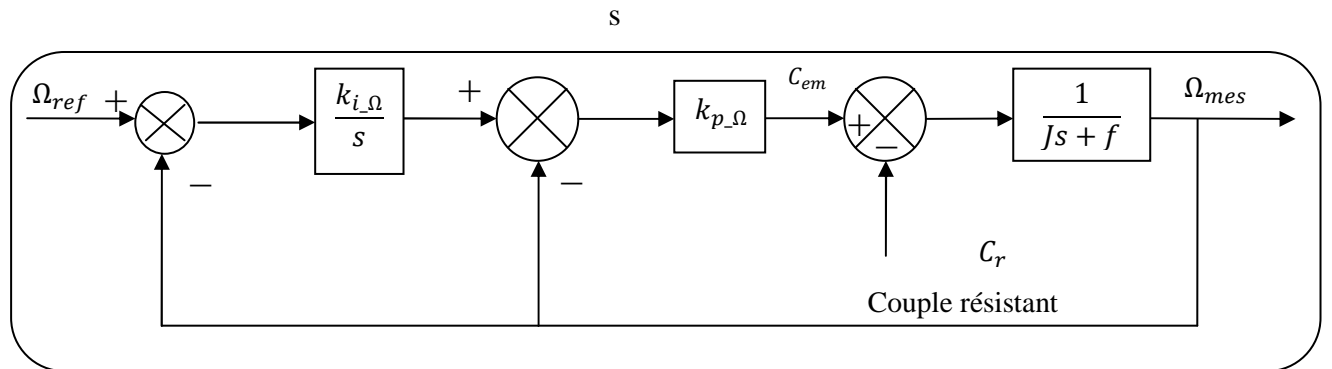


Fig. 3.4 Boucle de régulation de la vitesse

D'après le schéma fonctionnel de la régulation on a :

$$\Omega_{mes} = \frac{1}{Js+f} (C_{em} - C_r) \Leftrightarrow \frac{(C_{em}-C_r)/f}{1+ J/f \cdot s} \quad (3.6)$$

Et la fonction de transfert en boucle fermé s'écrit :

$$\frac{\Omega_{mes}}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{J}{k_i}s^2 + \frac{1}{k_i k_p}(k_i+f)s+1} \quad (3.7)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre :

$$F_{BF} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0}s+1} \Leftrightarrow \frac{\omega_0^2}{s^2+2\xi\omega_0s+\omega_0^2} \quad (3.8)$$

Après identification et résolution du système suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{1}{k_i k_p}(k_i + f) \end{cases} \quad (3.9)$$

Tableau 3.1

et pour avoir une réponse sans dépassement ($\xi = 1$), on doit respecter la relation suivante (d'après le tableau 3.1) :

$\omega_0 \cdot t_{rep} \approx 4.75$ où t_{rep} représente le temps de réponse en vitesse du système. Et on aura les paramètres du régulateur comme suit :

$$\begin{cases} k_i = \left(\frac{4.75}{t_{rep}}\right)^2 \\ k_p = \frac{J\omega_0^2 + f}{(2J\omega_0)} \end{cases} \quad (3.10)$$

ξ	$\omega_0 \cdot t_{rep}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Le régulateur IP présente de meilleures performances que le filtre PI, en régime transitoire en minimisant le dépassement ou en régime permanent par minimisation des ondulations. Chose qui se répercute sur le couple électromagnétique et par la suite le courant [24].

Schéma complet de la commande de la machine avec les régulateurs : (sans découplage)

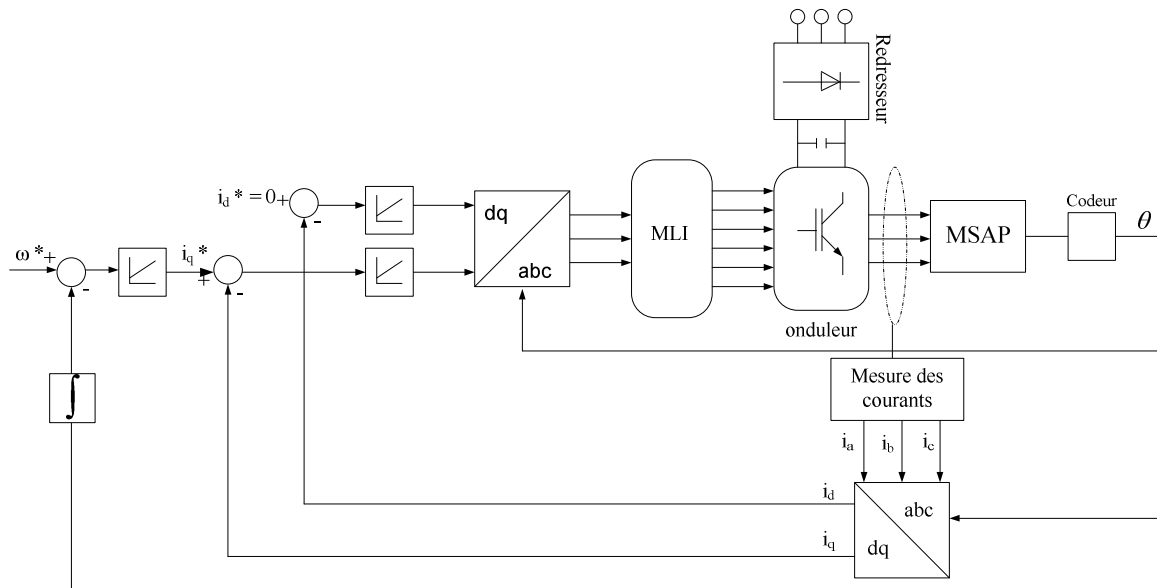


Fig. 3.5 Schéma bloc de la commande

3.2 Découplage

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ; ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes

(actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.)[1,25]. Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé ; c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

Découplage des courants I_d et I_q :

Pour commander ce moteur, il est impératif de contrôler le couple. Celui-ci dépend uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère dq , I_d et I_q . Ces courants dépendent simultanément des grandeurs d'entrées V_d et V_q (système multi-variable 2 entrées-2 sorties couplées). Afin de pouvoir mettre en place des commandes mono-variables, une contre réaction non linéaire qui découple le système doit être mise en place à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur.

On a :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (3.11)$$

Pour découpler l'évolution des courants I_d et I_q par rapport aux commandes, nous allons définir les termes de compensations E_d et E_q .

$$V_d - \omega_r L_q I_q = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} = V_{d'} = V_d + E_d \quad (3.12)$$

$$\text{Avec : } E_d = \omega_r L_q I_q = \omega_r \Phi_q \quad (3.13)$$

$$V_q - \omega_r L_d I_d - \omega_r \Phi_f = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} = V_{q'} = V_q - E_q \quad (3.14)$$

$$\text{Avec : } E_q = \omega_r L_d I_d + \omega_r \Phi_f = \omega_r \Phi_d \quad (3.15)$$

Avec les nouvelles entrées $V_{d'}$ et $V_{q'}$ on peut définir les transmittances :

$$\frac{I_d}{V_{d'}} = \frac{1}{R_s + L_d P} \quad , \quad \frac{I_q}{V_{q'}} = \frac{1}{R_s + L_q P} \quad (3.16), (3.17)$$

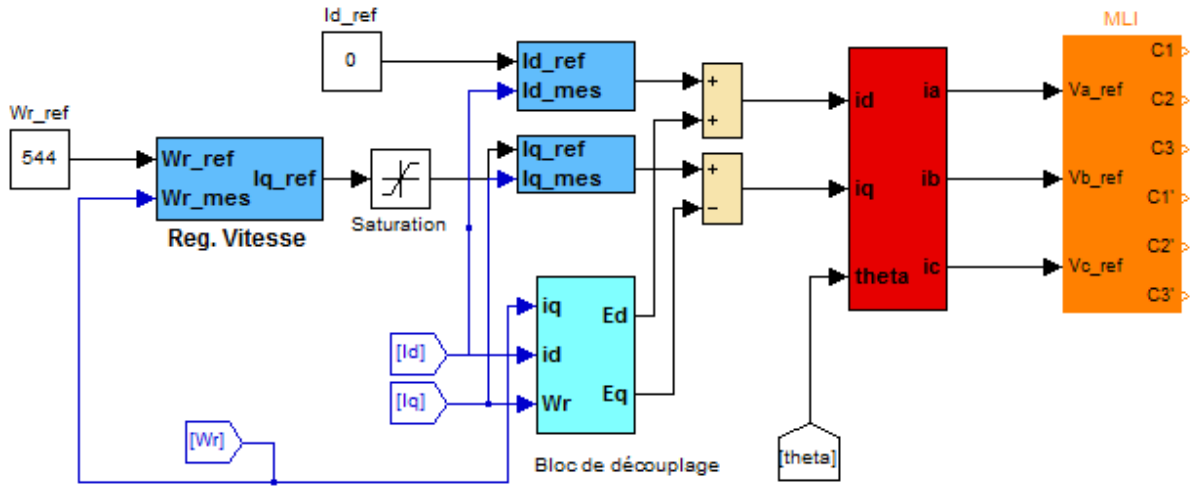


Fig. 3.6 Principe de découplage des composantes couplées sur l'axe d et q

3.3 Génération des signaux de commande :

3.3.1 Commande à Modélisation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

Alimentés par une source de tension continue, les onduleurs de tensions commandés par des signaux MLI commutent à une fréquence de découpage de quelques kHz et génèrent trois tensions hachées contenant la fondamentale d'amplitude et de fréquence désirées. Ces tensions contiennent des harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence de découpage. Le principe de la MLI sinuso-triangulaire est représenté sur la figure 3.7 :

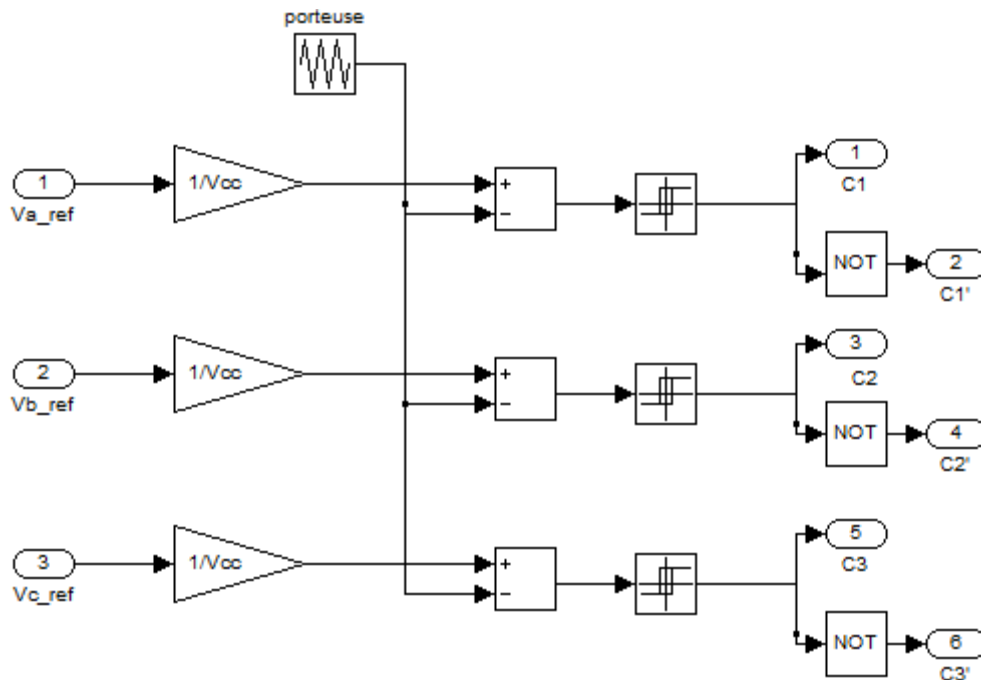


Fig. 3.7 Commande MLI d'un onduleur triphasé établie sur MATLAB/SIMULINK.

Les techniques de MLI (ou PWM – Pulse Width Modulation) ont fait l'objet de recherches intensives [26]. Un nombre important de méthodes différentes de part leurs concepts et leurs performances ont été développées.

Le choix d'une technique dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité de l'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères performances permettent de comparer les qualités des différentes techniques MLI qui se résument en un index de modulation, un facteur de distorsion harmonique, un spectre harmonique de courant (ou analyse de FFT), des harmoniques du couple et des pertes à la commutation [27].

Il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude A_m et de fréquence F_m combinée à une porteuse d'amplitude A_p de haute fréquence F_p .

Objectifs de la MLI :

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec une des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

Les paramètres de la MLI :

Fréquence de modulation, l'indice de modulation, le coefficient de réglage qui est égale au rapport de la valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée sur l'amplitude des créneaux de la tension de sortie. (On cherche à obtenir une valeur maximale de ce coefficient). Les pertes dans les interrupteurs pendant la commutation croissent par augmentation de la fréquence de modulation. Il y a donc un compromis entre la limitation des pertes et le choix de travailler à fréquence de modulation élevée.

3.3.2 La MLI vectorielle / Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) :

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI vectorielle) traite les signaux directement dans le plan triphasé de la transformée (normée) de Concordia. Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà été déterminé.

Beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et du couple sont remarquables. Elle permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants des convertisseurs et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. Elle diffère de la SPWM (sinusoïdale) par le fait qu'au lieu d'employer une modulante séparée pour chacune des trois phases, les tensions de références sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T . Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe $\alpha\beta$. La SVPWM améliore les performances tant aux rejets des perturbations qu'aux ondulations du couple électromagnétique et des courants statoriques et d'une manière générale contribue à la stabilité du système.

Les performances de la commande vectorielle appliquée à la MSAP dépendent en grande partie des caractéristiques statiques et dynamiques de l'onduleur qui lui est associé. Le développement de la MLI a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs. La SVM est une technique développée avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. [28,29]

Principe :

On représente par un seul vecteur les 3 tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des 3 jeux d'interrupteurs complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T .

La représentation espace vecteur triphasée est donnée par :

$$\bar{X} = \frac{2}{3} (X_a(t) + aX_b(t) + a^2X_c(t)) \quad (3.18)$$

$$a = e^{j2\pi/3} = \cos(2\pi/3) + j \sin(2\pi/3) \quad (3.19)$$

et pour des tensions triphasées :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c(t) = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3.20)$$

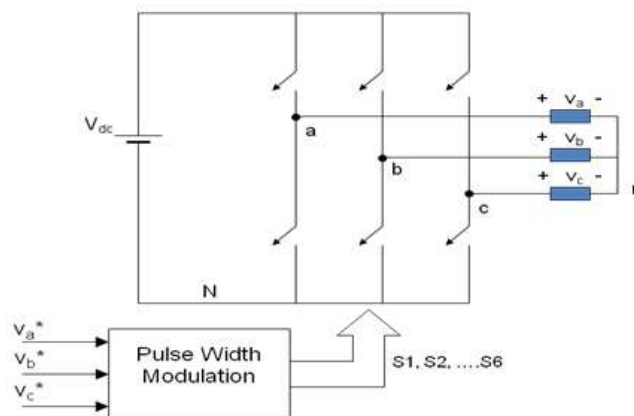
$$\rightarrow \bar{V} = \frac{2}{3} (V_a(t) + aV_b(t) + a^2V_c(t)) \quad (3.21)$$

$$\rightarrow \bar{V} = \frac{2}{3} (V_{aN} + V_{bN} + a^2V_{cN} + V_{nN}(1 + a + a^2)) \quad (3.22)$$

$$\rightarrow \bar{V} = \frac{2}{3} (V_a(t) + aV_b(t) + a^2V_c(t)) \quad (3.23)$$

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{dc} \cdot S_a \\ V_{bN} = V_{dc} \cdot S_b \\ V_{cN} = V_{dc} \cdot S_c \end{cases} \quad (3.24)$$

$$S_a, S_b, S_c = 1 \text{ ou } 0 \quad (3.25)$$



Représentation dans l'Espace Vectoriel :

$$\overline{V}(t) = 2/3 (V_{AO}(t)e^{j \cdot 0} + V_{BO}(t)e^{j2\pi/3} + V_{CO}(t)e^{j4\pi/3}) \quad (3.26)$$

La SVM peut être exprimé par la moyenne pondérée d'une combinaison de vecteurs adjacents et un vecteur nul.

$$\overline{V}_{ref} = 2/3 (V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (3.27)$$

où : V_a, V_b, V_c sont les tensions de phases.

Les tensions dans le repère α, β s'expriment par la relation matricielle suivante (transformation de Clarke) :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos 2\pi/3 & \cos 4\pi/3 \\ \sin \theta & \sin 2\pi/3 & \sin 4\pi/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

A chaque état de commutation de l'onduleur les commutations, V_0 à V_7 donnent des tensions dans le plan α, β décrites par :

$$\rightarrow \overline{V} = 2/3 V_{dc}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= 2/3 V_m e^{j \cdot 0} & V_4 &= 2/3 V_m e^{j\pi} \\ V_2 &= 2/3 V_m e^{j\pi/3} & V_5 &= 2/3 V_m e^{j4\pi/3} \\ V_3 &= 2/3 V_m e^{j2\pi/3} & V_6 &= 2/3 V_m e^{j5\pi/3} \end{aligned} \quad (3.40)$$

A partir de ces relations on peut définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur ainsi que les huit vecteurs de commutation de l'onduleur :

	$V_0[000]$	$V_1[100]$	$V_2[110]$	$V_3[010]$	$V_4[011]$	$V_5[001]$	$V_6[001]$	$V_7[111]$
V_a	0	$+2/3 \cdot V_m$	$+V_m/3$	$-V_m/3$	$-2/3 \cdot V_m$	$-V_m/3$	$+V_m/3$	0
V_b	0	$-V_m/3$	$+V_m/3$	$+2/3 \cdot V_m$	$+V_m/3$	$-V_m/3$	$-2/3 \cdot V_m$	0
V_c	0	$-V_m/3$	$-2/3 \cdot V_m$	$-V_m/3$	$+V_m/3$	$+2/3 \cdot V_m$	$+V_m/3$	0
V_α	0	$+\sqrt{2/3} \cdot V_m$	$+\sqrt{1/6} \cdot V_m$	$-\sqrt{1/6} \cdot V_m$	$-\sqrt{2/3} \cdot V_m$	$-\sqrt{1/6} \cdot V_m$	$+\sqrt{1/6} \cdot V_m$	0
V_β	0	0	$+1/\sqrt{2} \cdot V_m$	$+1/\sqrt{2} \cdot V_m$	0	$-1/\sqrt{2} \cdot V_m$	$-1/\sqrt{2} \cdot V_m$	0

Tableau 3.2 Tensions statoriques dans le repère α, β

A chaque période modulation, notée T_{mod} , de l'onduleur, le vecteur V_s projeté sur les deux axes assure le calcul des temps de commutations T_i et T_{i+1} , temps de conduction du vecteur V_i, V_{i+1} respectivement, dont la somme ne doit pas dépasser le temps de modulation, tel que :

$$T_{mod} = T_1 + T_2 + T_{0,7} \quad (3.41)$$

où $T_{0,7} = T_0 + T_7$ représente le temps de conduction des deux vecteurs zéro.

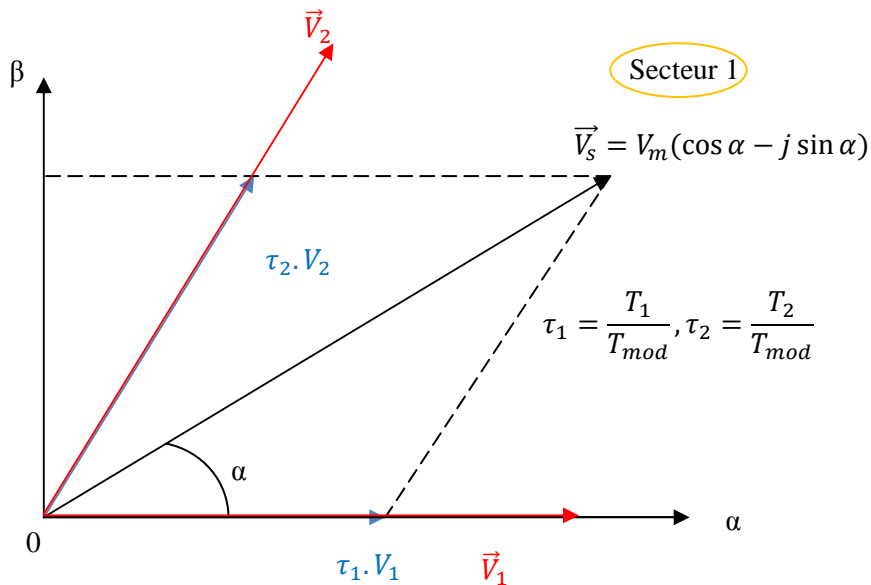


Fig. 3.8 Principe d'application du vecteur tension de référence

Les tensions fournies à la charge peuvent s'exprimer dans ce plan par le vecteur V_s (pour le secteur 1 par exemple) :

$$V_s = V_\alpha + V_\beta = \frac{T_1}{T_{mod}} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_{mod}} \vec{V}_2 \quad (3.42)$$

Cette représentation des vecteurs tensions correspondants à des commutations permet de déterminer un hexagone à l'intérieur duquel le vecteur tension V_s doit se trouver.

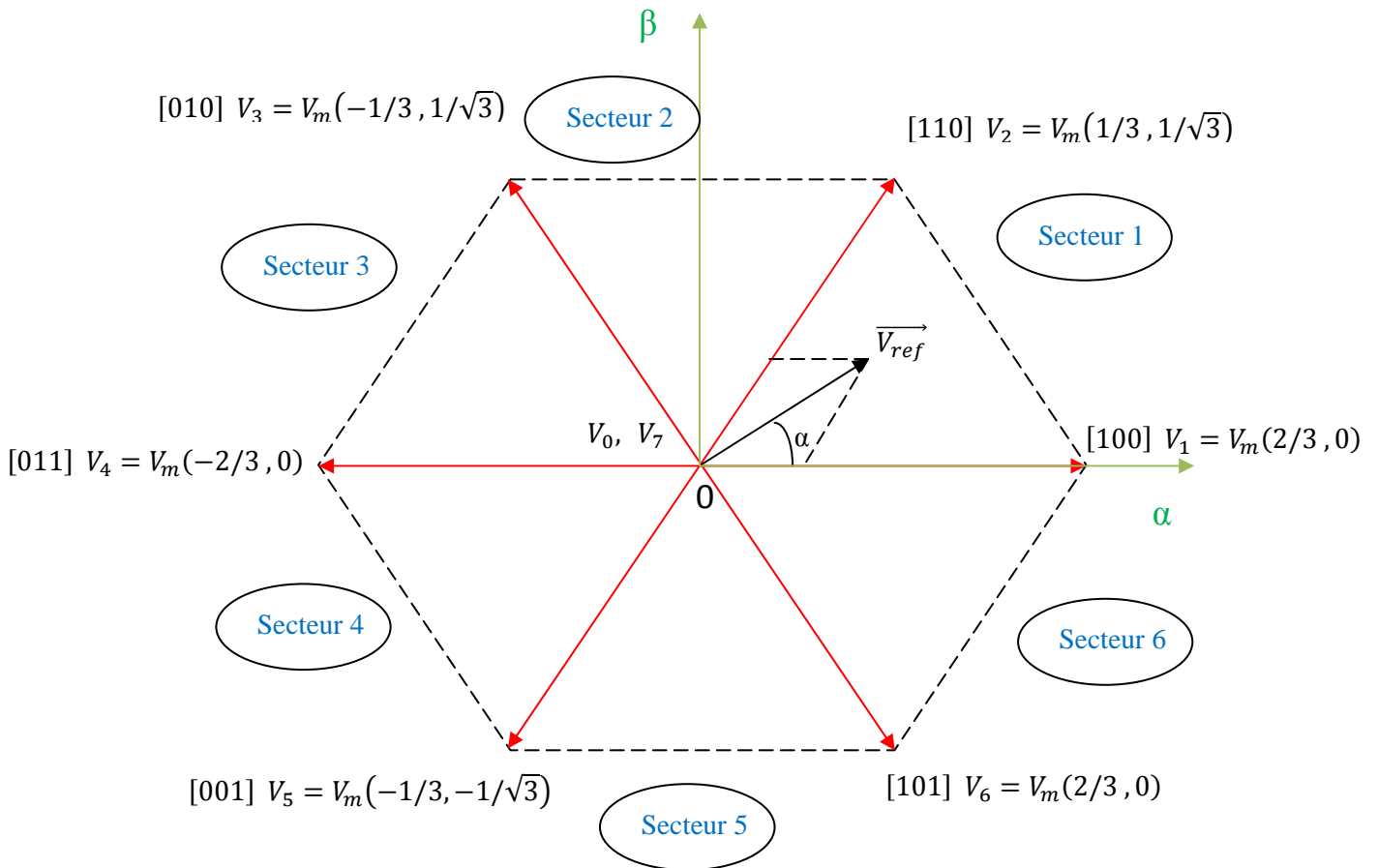


Fig. 3.9 Représentation des huit vecteurs de tension statoriques fournis par l'onduleur

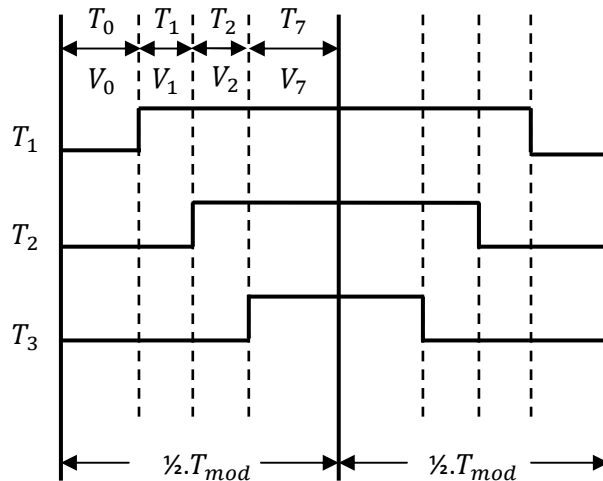


Fig. 3.10 Séquences des signaux de commande

Pour obtenir des performances optimums en harmoniques et une fréquence de commutation minimale pour chaque composant de puissance, l'ordre des états est arrangé tel que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur et les temps d'application des deux vecteurs nuls sont égaux.

3.4 Résultats de la simulation

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on applique un couple de charge à l'instant $t = 0.85s$. La figure 3.11 montre l'évolution de la vitesse du démarrage jusqu'à l'application du couple de charge.

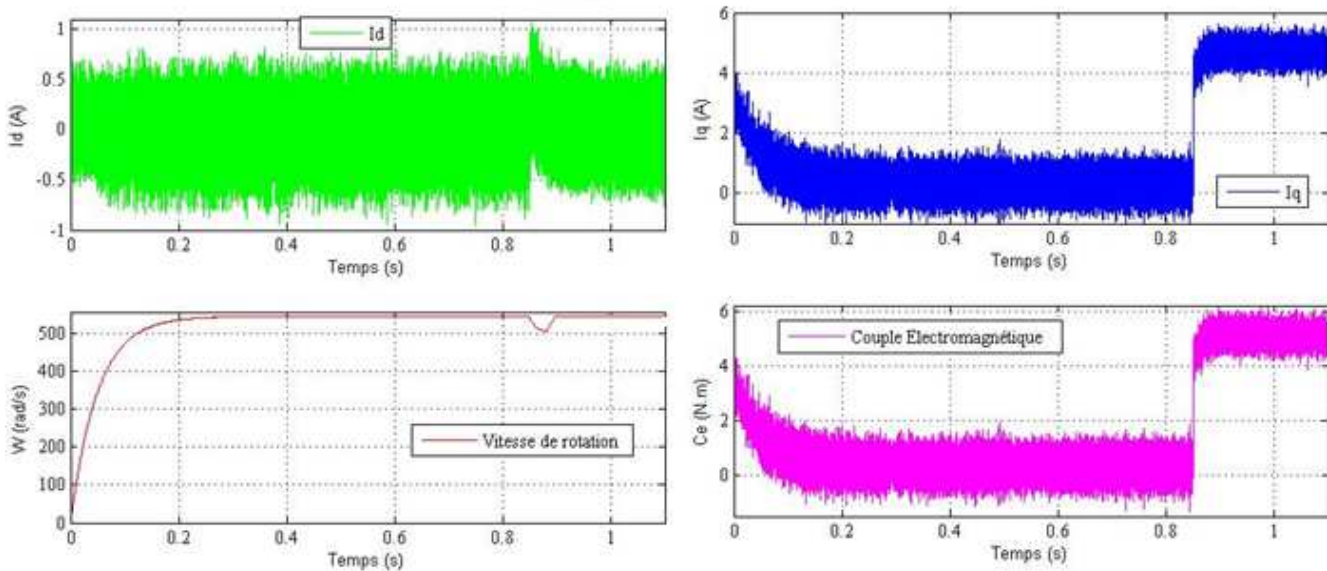


Fig. 3.11 résultats de la simulation du fonctionnement du MSAP en mode sain

On remarque que la vitesse diminue puis revient à sa valeur initiale (de consigne). Le couple se stabilise autour de zéro lors du fonctionnement à vide de la machine en régime permanent puis il atteint sa valeur nominale dès l'application du couple de charge. Par ailleurs, le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique et le courant i_d est maintenu égal à zéro et suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. La figure 3.12 montre l'évolution des courants pour une application du couple de charge à $t = 0.3 s$.

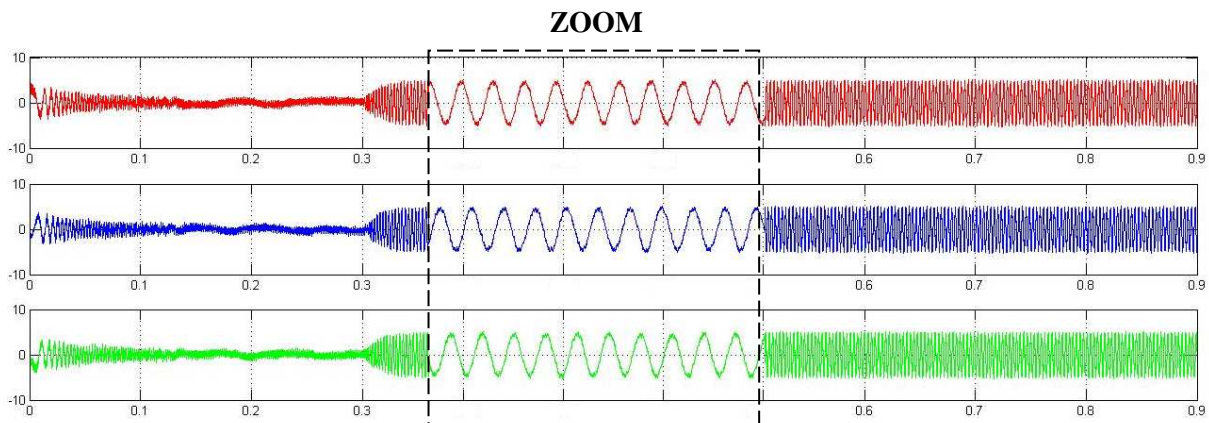


Fig. 3.12 signaux de courants obtenus pour un fonctionnement sain de la machine

3.5 Conclusion :

Ce chapitre a permis de voir les différents régulateurs et la commande utilisée. Les résultats obtenus en simulations permettent de valider les performances des régulateurs puisque les mesures ont suivi les consignes, et le découplage des deux axes d et q a permis d'avoir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée (pour un fonctionnant à couple constant et à puissance constante).

CHAPITRE IV

Commande Tolérante Aux

Défauts de l'Onduleur

4.1 Principe de la structure

Il s'agit de l'association d'un module de conversion (deux cellules de commutation) supplémentaire identique aux trois autres en parallèle. Le module d'IGBT est représenté dans la figure 4.1 :

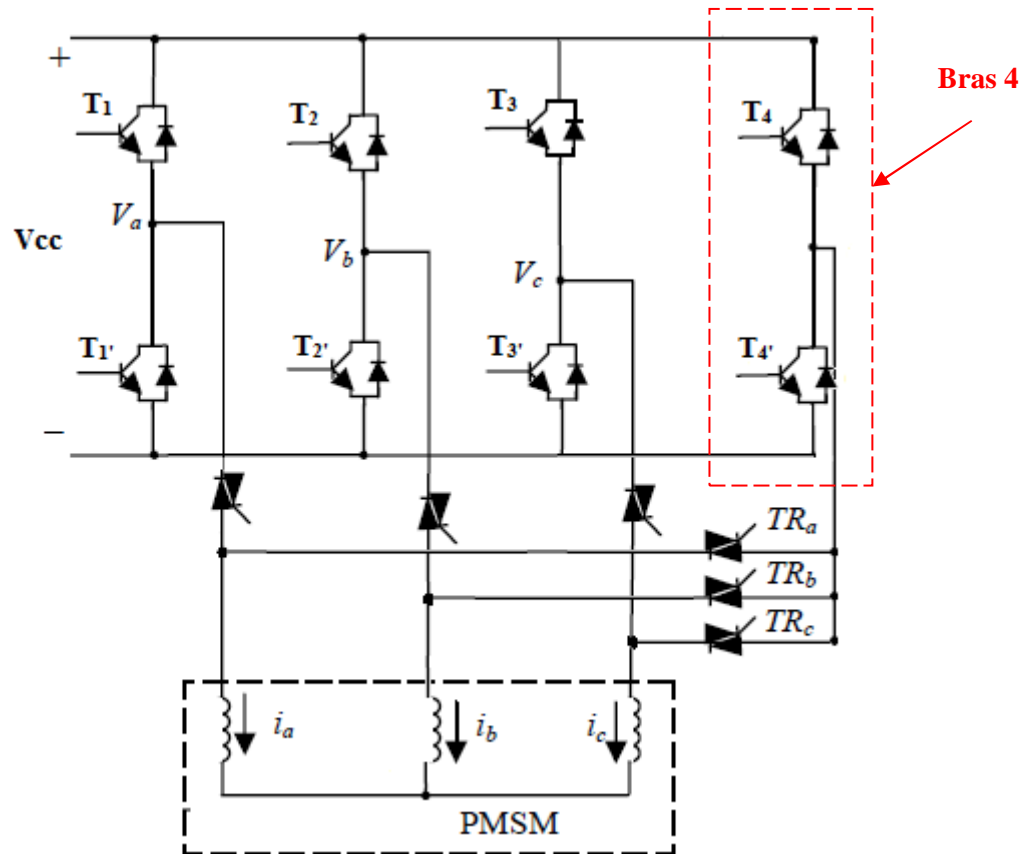


Fig. 4.1 modèle simplifié de l'onduleur à redondance (tolérant aux défauts)

4.2 Détection des défauts

Procédure d'isolement du défaut

Les modes de défaut considérés dans ce chapitre sont les défaillances de circuit ouvert au sein de la cellule de commutation, car de part leur construction, les modules d'IGBT sont munis de protections contre les courts-circuits. En effet, dès qu'un défaut de court-circuit survient, les drivers se bloquent, renvoyant un signal d'erreur et n'envoient plus d'impulsions aux gâchettes des différents IGBT jusqu'à ce que le problème détecté soit traité.

Les défauts de circuit ouvert sont identifiables à partir de leurs signatures observées par les mesures de courants et qui se traduisent par une baisse de courant (ou tension) sur la phase en défaut.

Quand un fonctionnement anormal est détecté, le défaut est localisé à l'aide d'une certaine boucle de test spécifique à chaque bras d'onduleur, qui permet de connaître le module d'IGBT où s'est produit le défaut. Lorsque le diagnostic du défaut est établi (localisé), les mesures correctives peuvent alors être appliquées à savoir autoriser la conduction du bras redondant, isolation du bras en défaut et basculement des commandes en même temps.

La figure 4.2 montre la technique utilisée (série de tests) pour la détection du défaut puis et la localisation par les mêmes opérations puis la génération de signaux servant au blocage des triacs du bras en défaut et la mise en marche du triac correspondant (le reliant au 4^{ème} bras et la commande du basculement des commandes des deux IGBT du bras en panne). Elle se base sur les signaux de courants mesurés et le seuil maximal qu'ils ne dépassent qu'en cas de défaut.

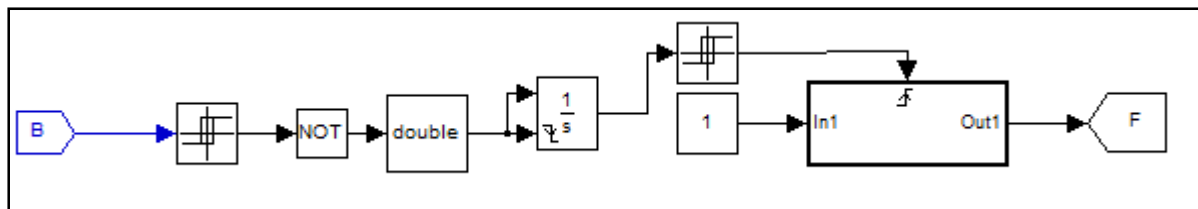


Fig. 4.2 Représentation de la chaîne de détection de défaut mise au point sur MATLAB/SIMULINK

B représente le signal du courant mesuré sur la phase 2 (dans cet exemple). F représente le signal servant à faire basculer la commande vers l'IGBT du 4^{ème} bras (selon sa valeur 1 ou 0).

Le principe est illustré sur les graphes de la figure 4.3 :

- S1 → signal du courant d'une phase
- S2 → signal du courant après passage par une saturation (limité à 1)
- S3 → signal d'intégration du signal S2 avec réinitialisation à chaque passage par 0
- S4 → signal obtenu en sortie ⇔ on l'obtient si S3 dépasse une valeur fixe (dans ce cas 0.3)

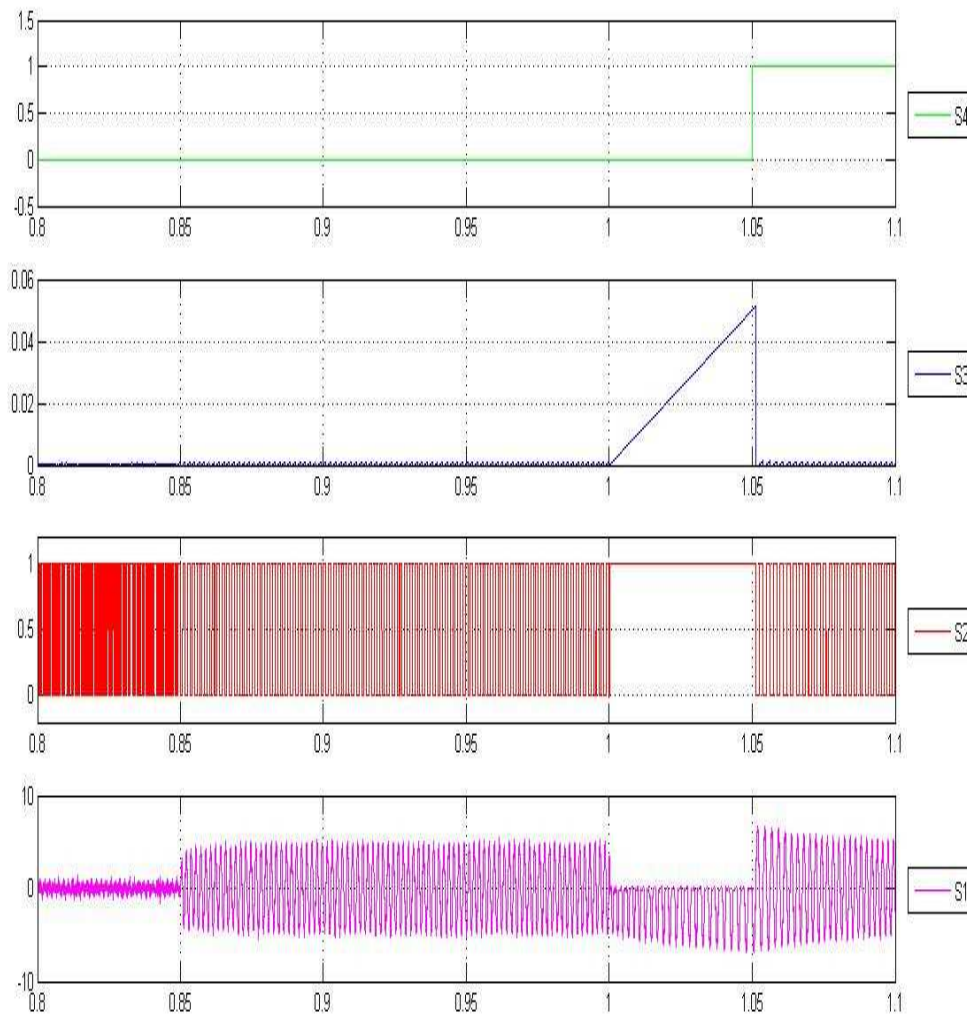


Fig. 4.3. Signaux issus des chaînes de tests de détections de défauts

La figure 4.3 a été obtenue avec une simulation de la machine synchrone à aimants permanents pour une application du couple de charge à $t = 0.85$ s et une interruption des signaux de commande (défaut) à $t = 1$ s.

4.3 Schéma globale de simulation

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par voie de simulation son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [25].

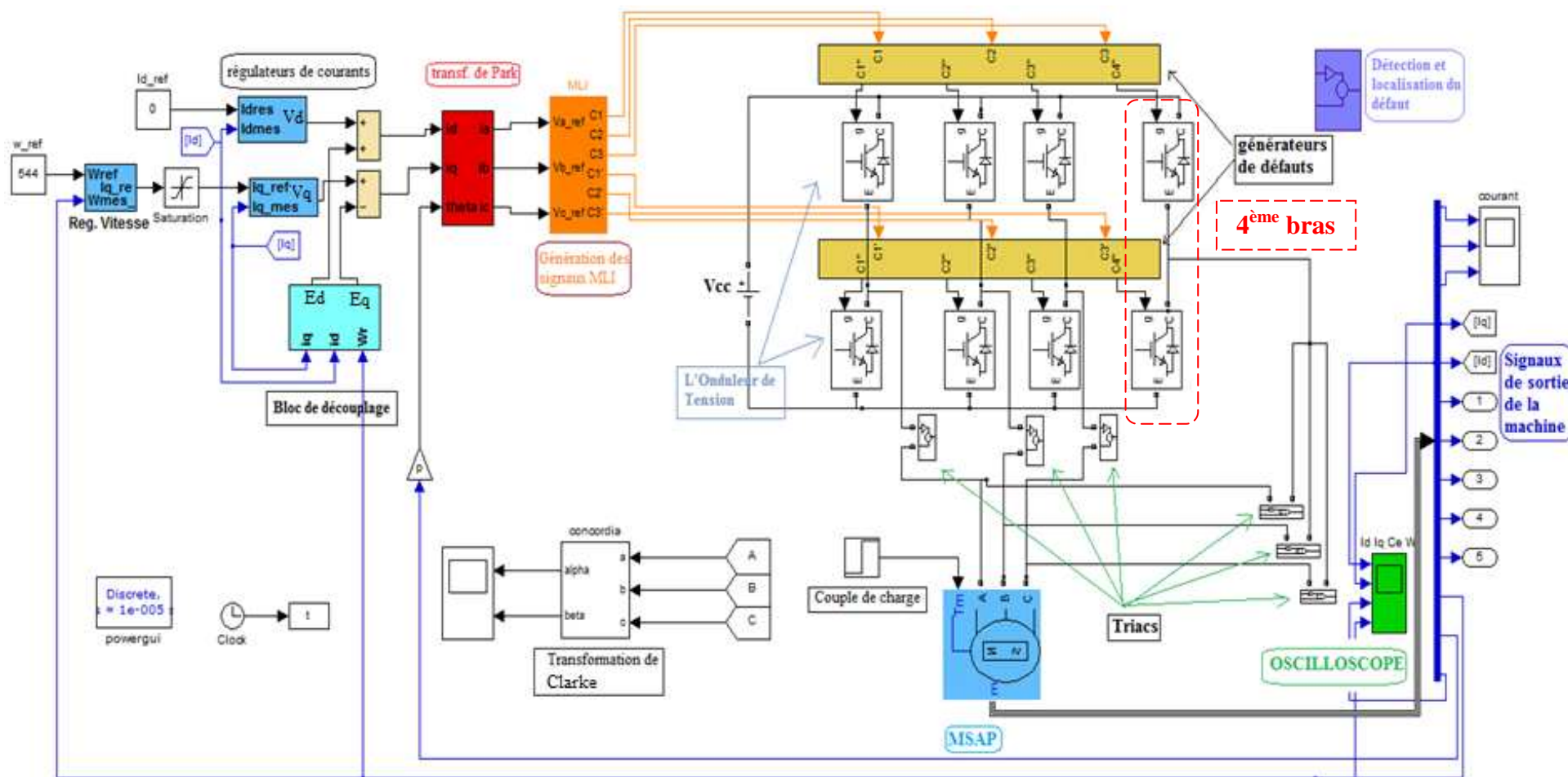


Fig. 4.4. Schéma global de la commande du MSAP établi sur MATLAB/SIMULINK

4.4 Résultats de la simulation en mode dégradé (sans tolérance aux défauts)

La simulation du modèle de l'association convertisseur-machine pour un fonctionnement en mode dégradé du MSAP pour l'occurrence d'un défaut sur une seule cellule de commutation d'un bras de l'onduleur pour un démarrage à vide donne les courbes représentées sur la figure 4.5.

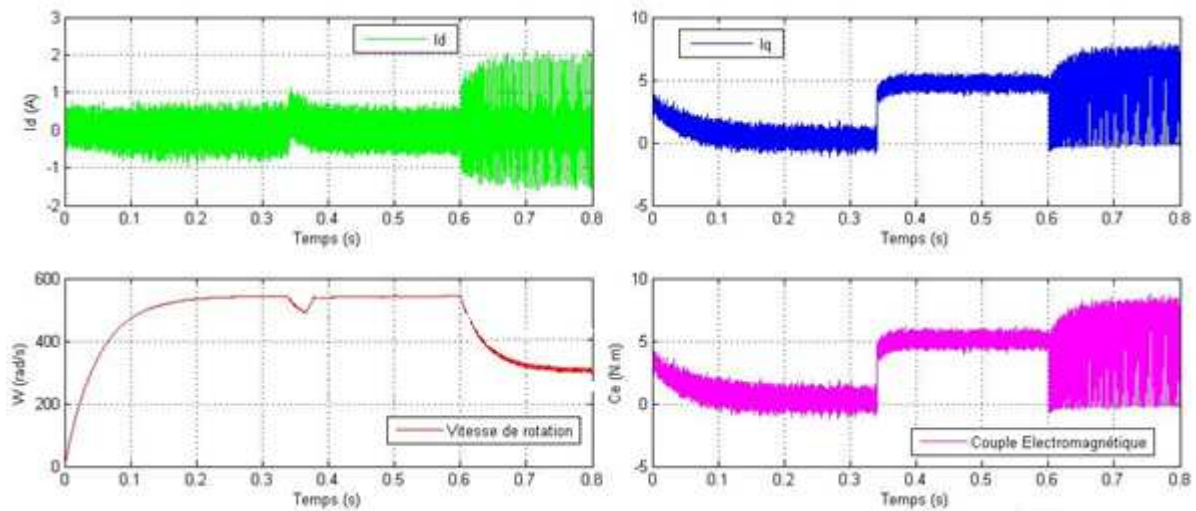


Fig. 4.5 Courants I_d , I_q , Couple électromagnétique et Vitesse de rotation du MSAP en mode dégradé.

On remarque les fortes perturbations pour tous les paramètres (électrique et mécanique) de la machine causé par la perte d'une cellule de commutation (un IGBT).

Les signaux de courants obtenus sont représentés sur la figure 4.6. On voit bien de légères ondulations en régime transitoire mais qui se stabilise dès que la machine atteint son régime permanent. On remarque ensuite l'augmentation des amplitudes des trois courants au moment de l'application d'un couple de charge à $t = 0,25s$ et une déformation des courants à l'instant $t = 0,6s$ lors de l'application du défaut.

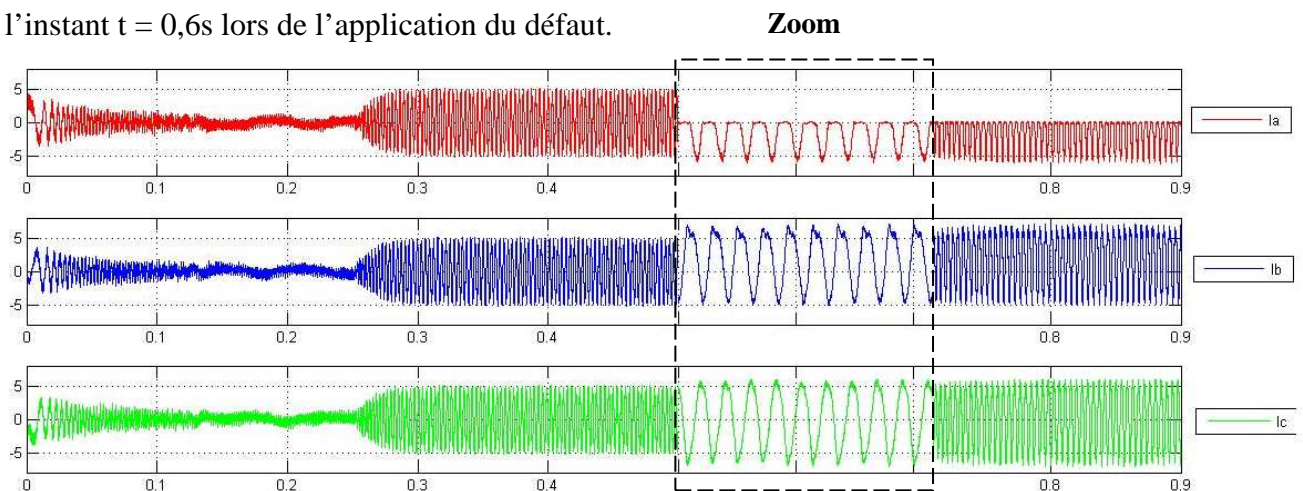


Fig. 4.6 Les courants des trois phases I_a , I_b et I_c en mode dégradé.

On remarque bien que la partie supérieure du courant de la phase "a" (en défaut) est nulle avec une déformation des courants des deux autres phases causées par le défaut au niveau l'IGBT de la première phase (étage supérieur).

4.5 Résultats de la simulation de la commande tolérante aux défauts

La figure 4.7 présente les résultats de simulation d'un défaut sur la phase une, obtenus après une application du couple de charge à $t = 0.25$ s et une interruption des signaux de commande à $t = 0.7$ s.

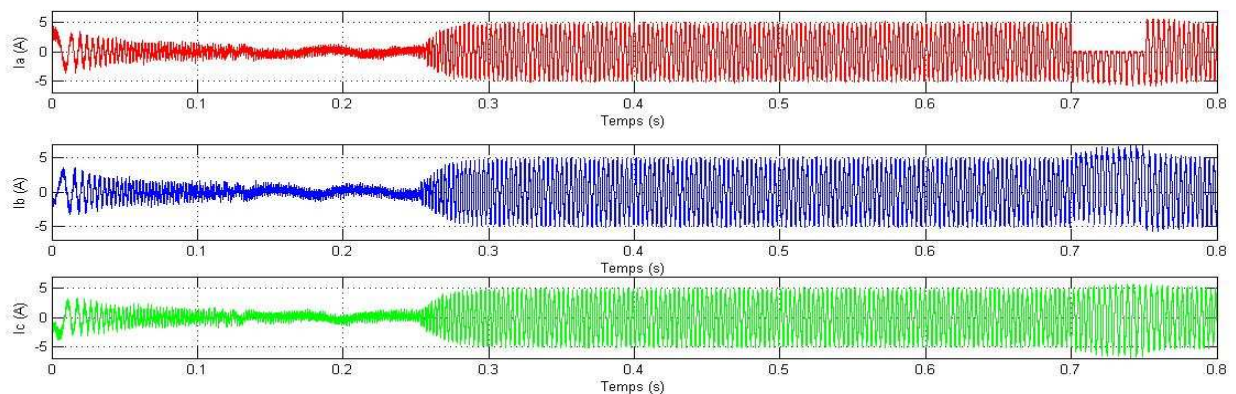


Fig. 4.7 Courants des trois phases I_a , I_b et I_c avec la commande tolérante aux défauts.

On remarque des perturbations dans les amplitudes des courants au moment de l'application du défaut $t = 0.6$ s et suppression de la partie supérieur du courant I_a qui retrouve leurs valeurs nominales après quelques milliseconde, dès que le basculement a lieu (temps de réponse de la commande tolérante aux défauts – temps nécessaire pour effectuer le diagnostic). On remarque également de fortes variations au niveau du couple de la machine et par la suite le courant I_q accompagnées d'un ralentissement de la machine (fig. 4.8), dues au défaut mais qui disparaissent une fois le défaut supprimé.

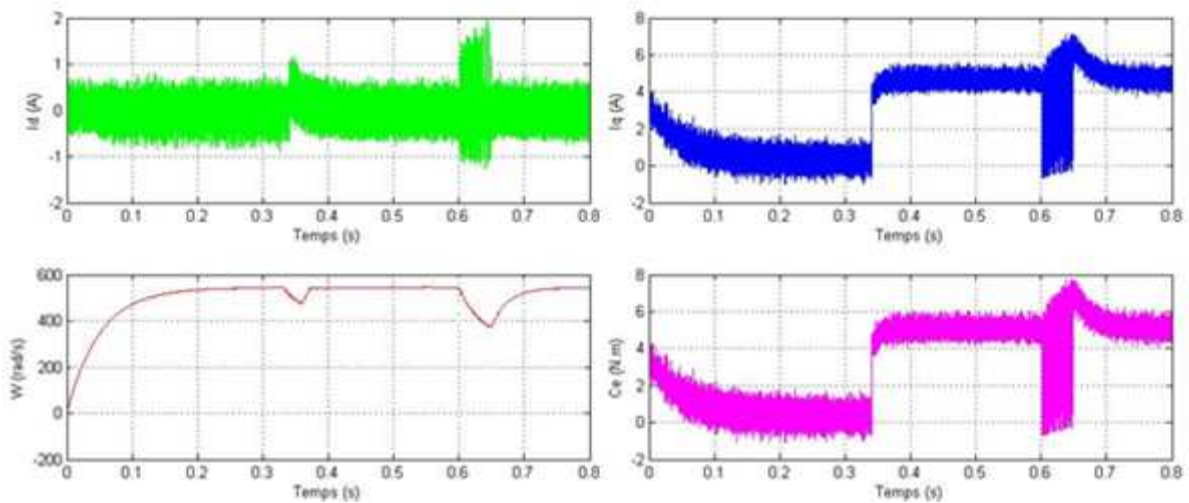


Fig. 4.8 Courants I_d , I_q , Couple électromagnétique et Vitesse de rotation du MSAP avec la commande tolérante aux défauts.

Puisque le moteur qu'on va utiliser pour faire les essais pratiques de la commande tolérante aux défauts est différent de celui utilisé dans l'application RAPACE (TORCMAN) (prototype) [$N_n = 5200 \text{ tr/mn}$, $p=7$, poids= 1,5kg, $C_{e_n} = 4,77 \text{ N.m}$] mais qui présente le même fonctionnement, il est nécessaire de donner les résultats des simulations effectués pour le moteur en question (fig. 4.9) et (fig. 4.10) dont les paramètres électriques et mécaniques sont dans l'annexe.

Le moteur utilisé présente les mêmes résultats que le moteur précédent (TORCMAN).

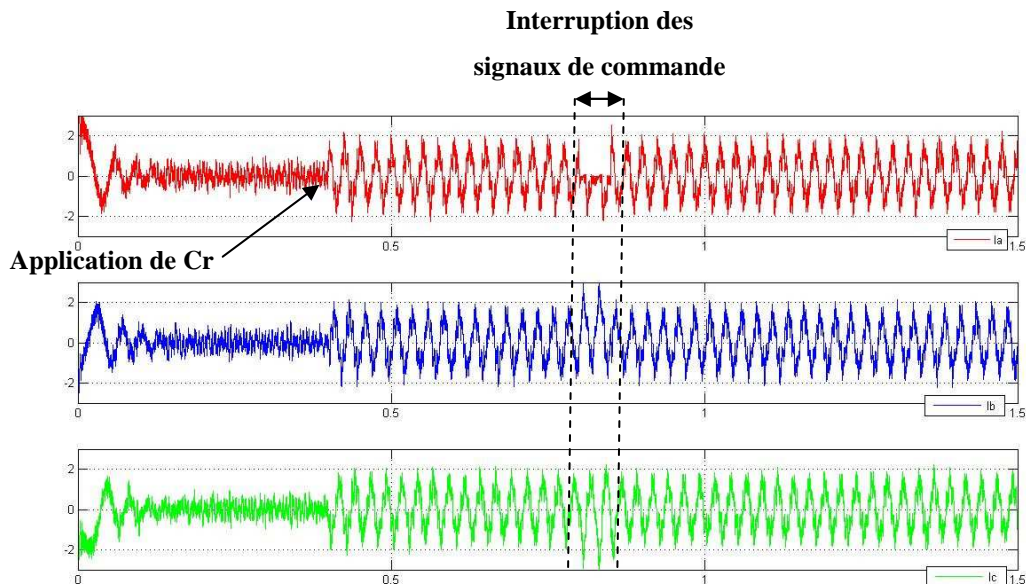


Fig. 4.9 Les trois signaux de courants du second moteur avec la commande tolérante aux défauts

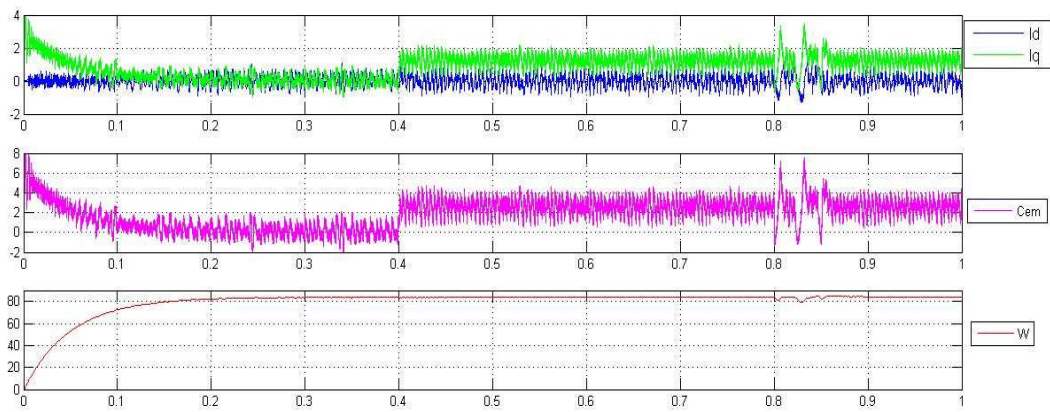


Fig. 4.10 Grandeurs mécanique et électrique du second moteur avec une commande tolérante aux défauts

4.6 Conclusion :

Ce chapitre a permis de présenter la commande tolérante aux défauts, sa structure, son mode de fonctionnement ainsi que la technique utilisée pour détecter le défaut. Un schéma global du système utilisé en simulation est présenté. Des tests de simulation ont générés les résultats finals montrant l'efficacité d'une telle commande dans le rétablissement du fonctionnement du modèle de notre machine. Dans le chapitre suivant, nous exposerons la mise en pratique d'une telle configuration.

CHAPITRE V

Partie Expérimentale

5.1 Description du banc d'essai

Les moteurs synchrones à aimants permanents requièrent la connaissance de la position angulaire du rotor par rapport au stator pour un fonctionnement autopiloté. Pour les moteurs à f.é.m. de forme sinusoïdale (par hypothèse), notre commande doit générer des courants de référence de forme sinusoïdale avec un capteur de haute résolution comme un synchro-résolveur.

Le banc d'essai utilisé dans la commande de la machine peut être décomposé en plusieurs parties comme le montre la figure 5.1.

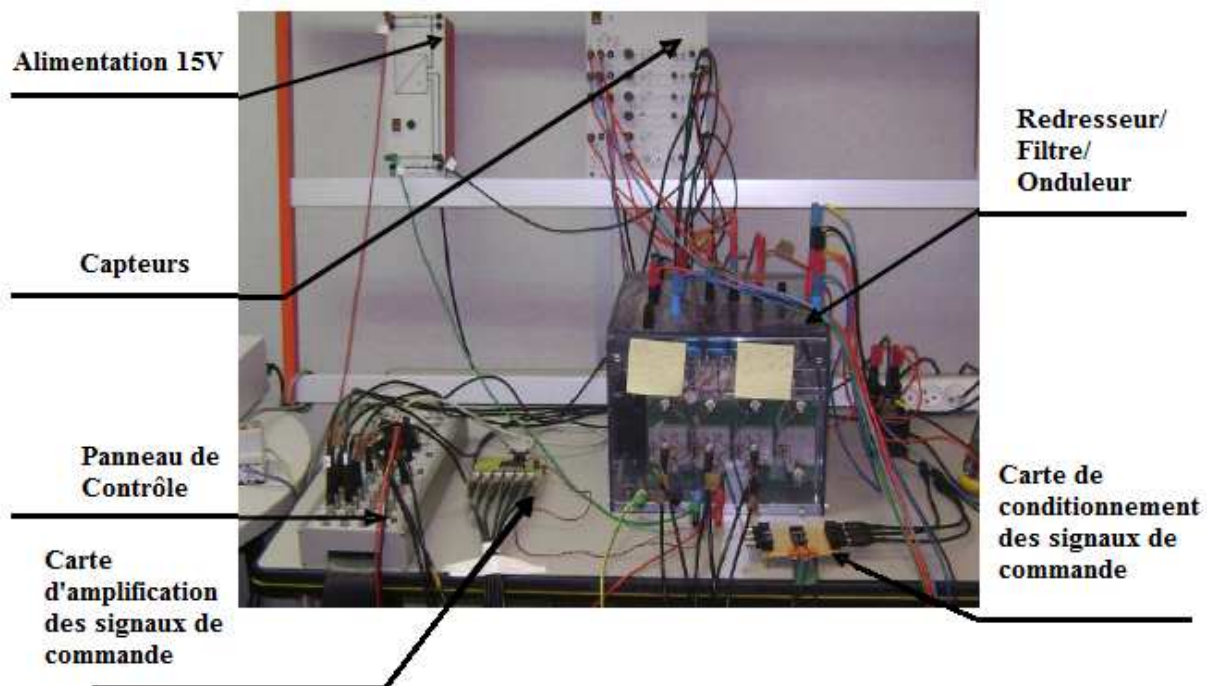


Fig. 5.1. Photo de la partie puissance du banc d'essai

5.1.1 Partie puissance

La tension alimentation du banc d'essai est fournie par un autotransformateur qui permet de générer une tension triphasé alternatif de 400 V à 50 Hz pour la machine et une tension continue pour l'électronique de faible puissance.

Le convertisseur commandé est essentiellement composé de deux dispositifs d'électronique de puissance : un redresseur à 6 cellules et un onduleur de tension triphasé à deux étages composé de 6 cellules de commutation avec un filtre entre les deux. Le redresseur sert à redresser la tension triphasée alternative fournie par l'autotransformateur de valeur 450VDC. L'onduleur de tension alimentant les phases statoriques du moteur synchrone à aimants permanents permet de générer à partir de la tension continue une tension alternative réglable en fonction des signaux de commande provenant de la carte DSPACE 1103 (commande

MLI). La machine électrique du banc d'essais est une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants avec des phases statoriques couplées en étoile et la charge mécanique est constituée d'un frein à poudre commandé. Ce dernier permet de générer un couple résistant dans les deux sens de rotation de la machine.

Partie commande :

Le support matériel utilisé pour l'implantation des algorithmes de commande est basé sur une carte DSPACE 1103.

5.1.2 Interface Puissance/Commande

Cette partie assure l'échange de signaux électriques entre la partie puissance et la partie commande. Cet échange est effectué dans les deux sens. Dans le premier, des informations utiles à la partie commande sont acquises (signaux venant des capteurs) et dans le deuxième, les signaux de commande calculés dans la partie commande sont amplifiés et envoyés vers l'onduleur. Ainsi, on peut répartir l'interface puissance/commande en deux parties : Acquisition et traitement des signaux de commande.

5.2 Modifications apportées à l'onduleur didactique SEMIKRON

5.2.1 Les différents composants du montage :

- les drivers : sont de type SKHI 22 et commandent chacun un bras de pont (les 2 IGBT d'un module). Ils doivent être alimentés en 0V/+15V, et l'alimentation doit être capable de délivrer un courant supérieur à celui que consomment les drivers (160mA / driver en max). Le signal d'erreur est en logique négative, c'est-à-dire qu'il délivre un signal de 15V s'il n'y a pas d'erreur. En cas d'erreur, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont alors inefficaces. La remise à zéro de la mémoire d'erreur se fait en forçant les 2 entrées (haut et bas) à zéro, et en supprimant la cause de l'erreur.
- Les modules de puissance SKM 50 GB 123D : chacun des modules est un bras de pont. Il est constitué de 2 IGBT en antiparallèle avec une diode, connectés en série. Les IGBT sont commandés à la fermeture par 15V, et à l'ouverture par -15V. Ces deux commandes sont délivrées par le SKHI 22, au travers d'une résistance additionnelle soudée sur le circuit imprimé du driver qui a pour rôle de limiter la vitesse d'établissement du courant et par suite les surtensions induites par les inductances parasites (celles du câblage notamment).
- Les connecteurs :
On y distingue deux types de connecteurs ;

Les connecteurs de puissance : Il y en a 3 de couleur noire pour le branchement au réseau du pont redresseur ainsi que celle servant à l'alimentation des drivers, deux autres connecteurs pour l'alimentation du ventilateur. Un connecteur a été placé pour la lecture de la température ainsi que le point de connexion de la résistance de freinage.

Les connecteurs de commande : ils doivent être en logique C-MOS, 0/+15V. 0V correspond à un interrupteur ouvert et 15V à un interrupteur fermé. Ces signaux sont à ramener sur le montage par des connexions BNC.

- Les condensateurs de filtrage : ce sont des condensateurs électrolytiques de valeur $2200\mu\text{F}/400\text{V}$. leur valeur est à déterminer en fonction de la qualité du filtrage désirée et du courant efficace admissible dans les condensateurs.
- Les condensateurs de découplage : placés au plus près du composant, ils permettent de compenser l'inductance parasite de câblage et d'absorber le courant harmonique HF. Ils limitent ainsi les surtensions aux commutations et donc les pertes. Ils protègent également lors des courts-circuits.

En plus du thermo-contact à ouverture, le thermomètre, le ventilateur et le dissipateur (radiateur) font partie de l'onduleur didactique utilisé [30].

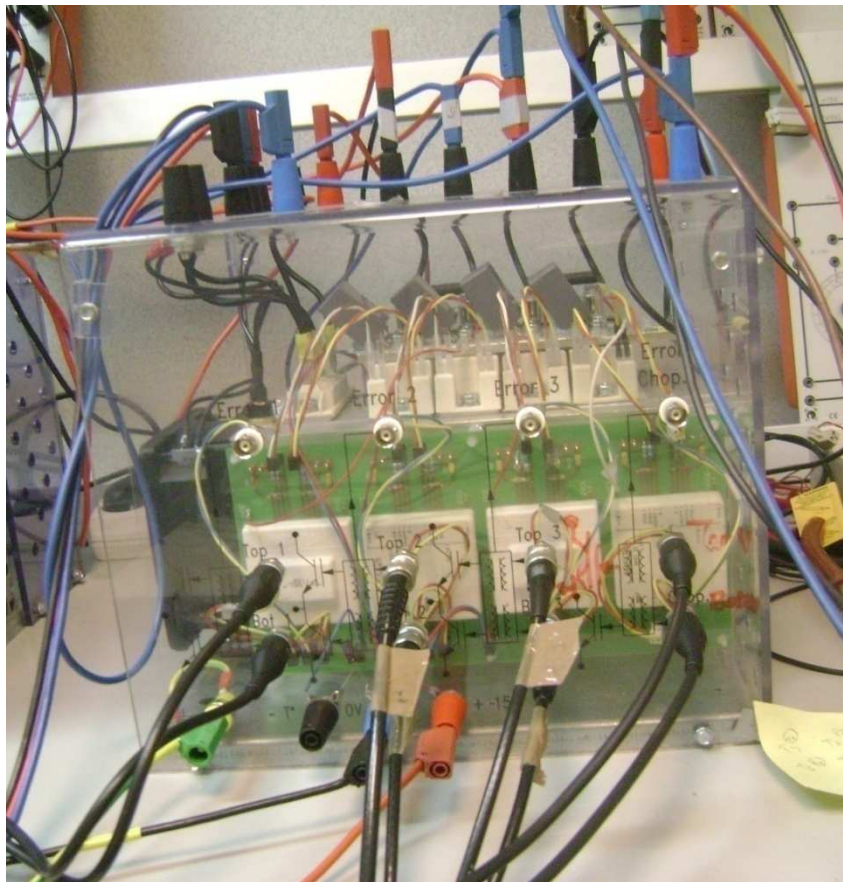


Fig. 5.2. Photo de l'onduleur didactique SEMIKRON

Les modifications apportées à l'onduleur afin de le rendre conforme à l'expérience souhaitée est de rajouter un quatrième bras identique aux 3 bras principaux car à la base il contenait un module SKM TG 123 D (hacheur) qu'on a remplacé par un module à IGBT type SKM 50 GB 123D rajoutant ainsi les résistances et le condensateur manquants sur la plaque électronique du circuit les reliant au driver de même que quelques connecteurs.



Module d'IGBT

5.2.2 Réalisation de cartes électroniques pour les différentes commandes

Il s'agit de deux cartes. La première carte sert à commander des triacs placés sur chacune des trois phases reliant l'onduleur au moteur et un triac reliant le 4^{ème} bras de l'onduleur vers chacune des 3 phases principales pour assurer la continuité de service.

La deuxième sert à faire basculer la commande des deux IGBT du bras en défaut vers les deux IGBT du 4^{ème} bras, et leurs principes de fonctionnement sont les suivants :

1) Commande des triacs :

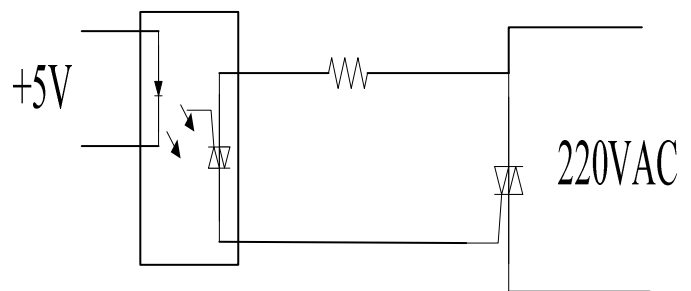


Fig. 5.3 Carte de commande des triacs et son principe de fonctionnement

Elle comporte :

- un triac reliant chaque bras et le quatrième à une phase du moteur : BTA 08.700B
- un transistor pour amorcer le triac : 2N2222
- un opto-coupleur pour la séparation de la partie commande de la partie puissance MOC 3041

- des résistances pour limiter le courant

Elle est alimentée en +5 VDC

2) Circuit de basculement des commandes MLI :

Le circuit de basculement des commandes a pour rôle de basculer les signaux de commande des IGBT du bras en défaut vers ceux du 4^{ème} bras.

Son principe de fonctionnement est le suivant :

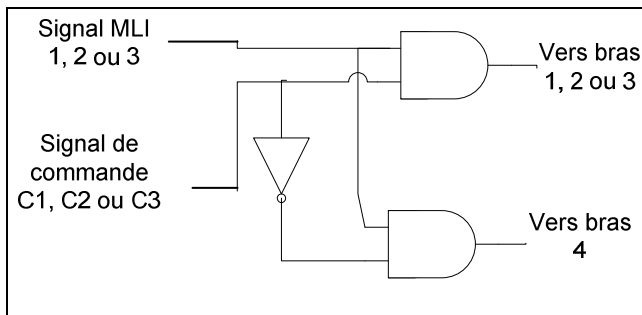


Fig. 5.4 Principe de fonctionnement du basculement des signaux de commande MLI et la carte utilisée.

- Si le signal $C_i = 1 \Rightarrow$ le circuit reçoit une tension de +5 VDC et le signal MLI venant de l'onduleur sera transmis vers l'IGBT correspondant (étage supérieur ou inférieur du 1^{er}, 2^{ème} ou 3^{ème} bras.
- Si le signal $C_i = 0 \Rightarrow$ le circuit reçoit une tension de 0 VDC et le signal MLI sera dirigé vers le quatrième bras.

Il est composée de :

- Un circuit intégré d'inverseur CMOS
- Un circuit intégré CMOS de porte logique ET (AND)
- Et 6 connecteurs BNC

Les entrées et sorties sont les signaux de commande à travers des connecteurs BNC

Le circuit est alimenté en +15 VDC.

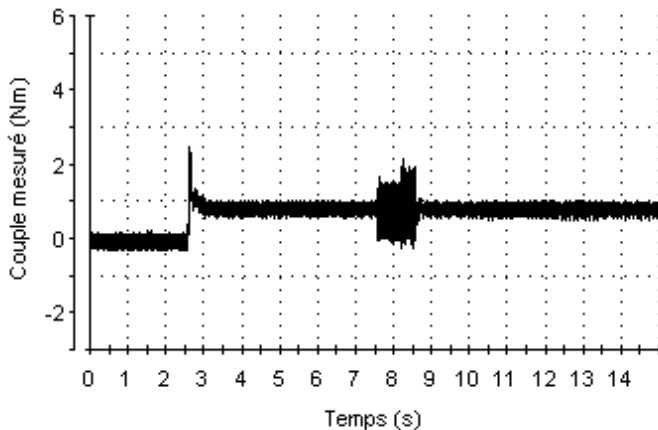
5.3 Résultats expérimentaux

Nous présenterons dans cette partie quelques résultats des essais effectués sur la plateforme expérimentale pour valider les algorithmes de la commande tolérante aux défauts.

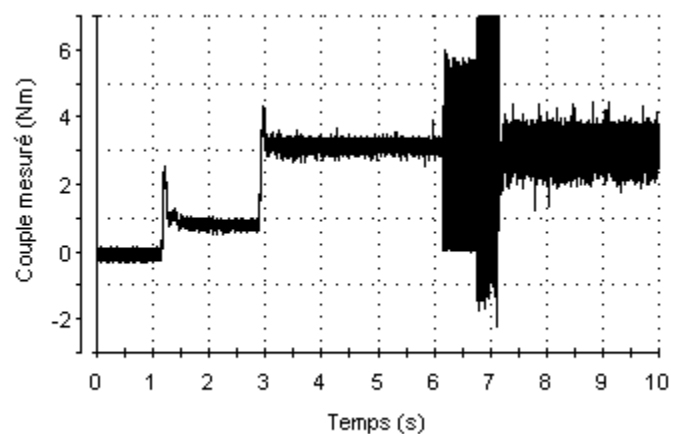
Afin d'évaluer les performances en temps réel de la détection d'ouverture d'une phase en utilisant les phases instantanées des courants statoriques, nous avons réalisé les essais dont les résultats sont décrits par les figures 5.5, 5.6 et 5.7 avec une période d'échantillonnage égale à $150\mu\text{s}$. Les figures montrent l'évolution temporelle des grandeurs électriques et mécaniques en présence et en absence de défaut d'ouverture sur la phase a (rupture du signal de commande de l'IGBT supérieur du premier bras à l'instant $t = 8\text{s}$).

On voit bien le démarrage de la machine à vide à l'instant $t = 1\text{s}$, l'application d'un couple de charge $C_r = 3,5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 3\text{s}$ et l'apparition du défaut à l'instant $t = 7.6\text{s}$.

5.3.1 Défaut simple :



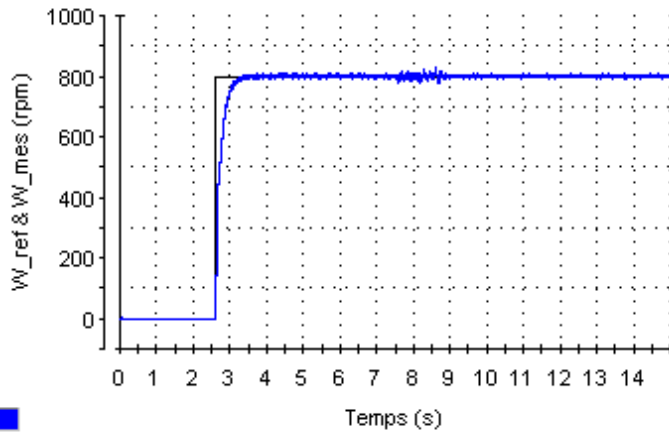
a) Couple électromagnétique à vide (25% Cr).



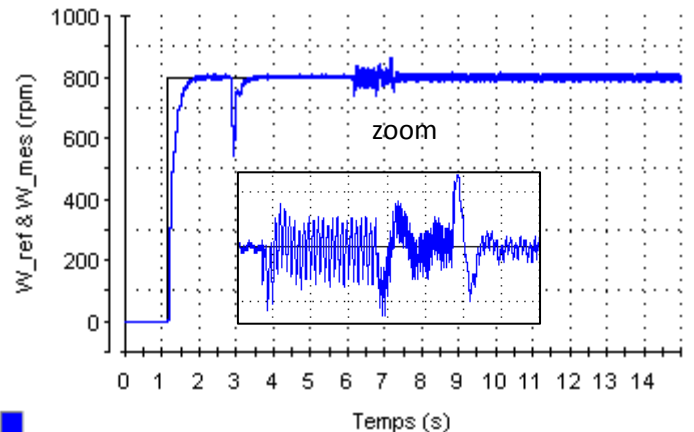
b) Couple électromagnétique en charge

Fig. 5.5 Evolution du couple électromagnétique de la machine en présence et absence de défauts.

Les résultats obtenus sont satisfaisants, le temps de montée du système est d'environ 0.4s. En effet, on note une dynamique sans dépassement et une très faible ondulation autour de la consigne en régime établi. Par conséquent, le système continue à fonctionner normalement même après l'apparition de défaut et la vitesse du moteur continue à suivre sa référence. La mise hors service du système est alors évitée.



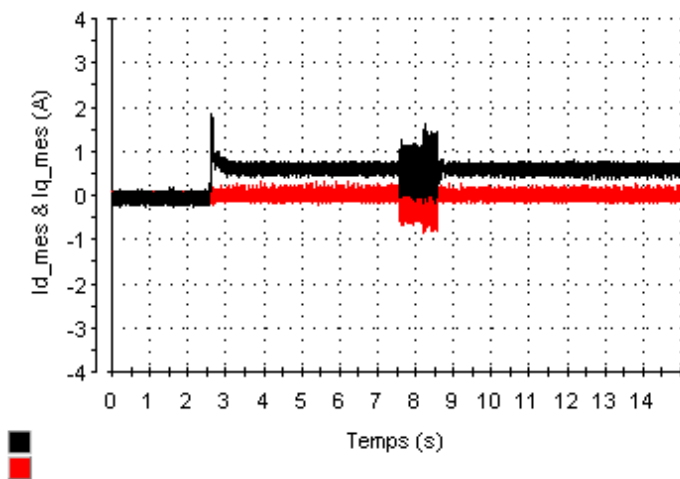
c) Vitesse de rotation à vide (25% Cr).



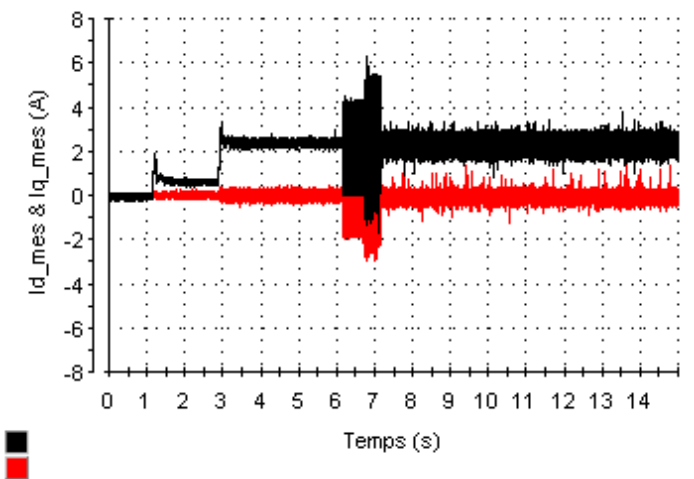
d) Vitesse de rotation en charge.

Fig. 5.6 Evolution de la vitesse de rotation de la machine en présence et absence de défauts.

En comparant entre les deux régimes de fonctionnement (en charge et à vide), on voit bien que les perturbations sont encore plus présentes et visibles pour le fonctionnement en charge de la machine et ce, pour les différentes grandeurs de la machine.



e) Courants Id et Iq à vide (25% Cr).



f) Courants Id et Iq en charge.

Fig. 5.7 Evolution des courants id et iq en présence et absence de défauts.

A l'instant de l'application du couple nominal, le courant en quadrature I_q augmente puis reste constant. Ce phénomène est justifié par l'appel d'un courant proportionnel au couple électromagnétique pour vaincre le couple de charge. On constate que la composante du courant statorique d'axe direct I_d est maintenue à zéro, et qu'il est insensible aux impacts de variations de vitesse et de couple de charge, ceci montre le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants.

Les figures (5.8) et (5.9) montrent l'allure des courants statoriques lors de l'apparition d'un défaut simple au niveau du transistor T1 puis lors de l'apparition d'un défaut simple au niveau du transistor T1' par l'annulation des signaux de commande des transistors T1 et T1' séparément.

Après apparition du défaut, la demi-alternance supérieure disparaît, lors du défaut sur T1, et comme l'alternance négative de I_a est établie par le transistor T1', l'impact du défaut apparaît seulement pendant la moitié de la période correspondante à un courant I_a positif.

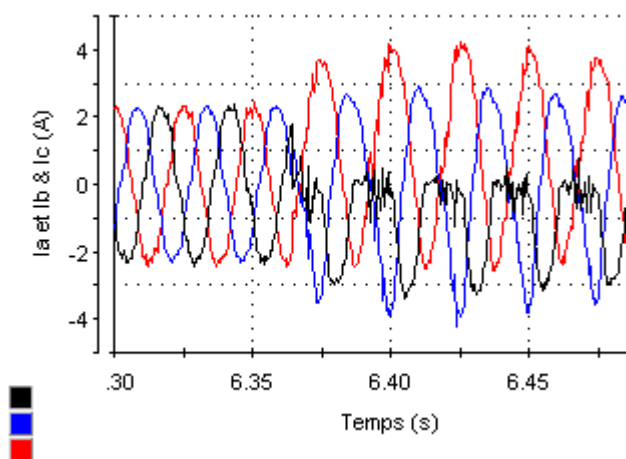


Fig. 5.8 Courants i_{abc} avec défaut sur T1

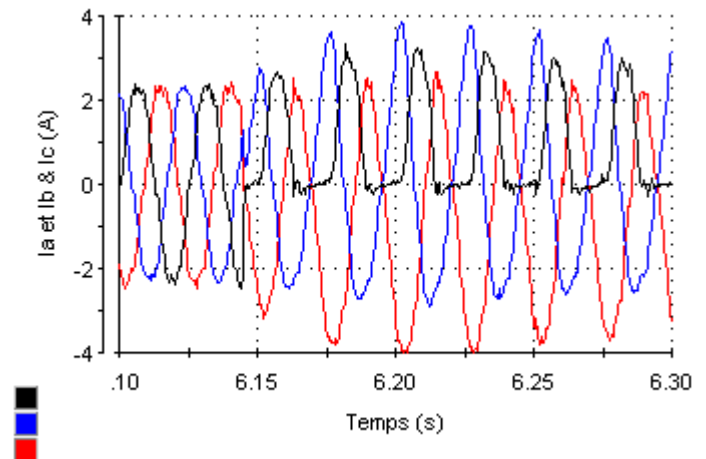


Fig. 5.9 Courants i_{abc} avec défaut sur T1'

5.3.2 Défaut double :

La figure 5.10 montre les allures des courants statoriques après l'apparition d'un défaut simultanément au niveau du bras 1 (transistor T1 et transistor T1') et le basculement sur le bras 4 (transistor T4 et T4'). Le défaut est appliqué à l'instant $t = 3$ s par l'annulation des signaux de commande des transistors. Après l'apparition du défaut, le courant I_a passe à zéro et dès le basculement, le courant I_a reprend son allure sinusoïdale.

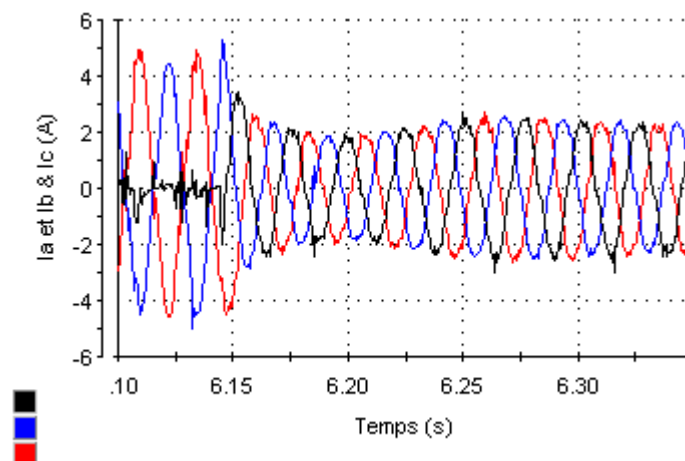


Fig. 5.10 Allures des courants i_{abc} au moment du basculement sur le 4^{ème} bras

5.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons montré une comparaison du comportement de la machine en présence du défaut et en son absence et son impact sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine. On constate que les résultats obtenus sont similaires à ceux des simulations. Ces résultats montrent la bonne identification des paramètres mécaniques et électriques de la machine et les bons paramètres de régulations.

Quand un IGBT ne se met pas en conduction, le courant de cette phase est à zéro pour un demi-cycle (une alternance), que se soit un demi-cycle positif ou négatif selon que l'IGBT soit de l'étage supérieur ou de l'inférieur.

Conclusion Générale

Ce travail a été consacré à l'étude de la commande de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension contrôlé en tension par la commande de modulation en largeur d'impulsion.

Nous y avons présenté une brève description de quelques commandes tolérantes aux défauts présentes dans la littérature ainsi que leurs configurations. Nous avons retenu celles qui ne tiennent compte que du défaut de circuit ouvert des IGBT.

Nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses applications et ses avantages puis sa modélisation en présentant les différentes hypothèses de travail ainsi que le convertisseur statique qui l'alimente ainsi que la stratégie de commande appliquée à l'onduleur « MLI triangulo-sinusoidale » découplée en imposant un courant I_d nul.

On a vu aussi les différents régulateurs utilisés. Les résultats obtenus en simulations ont permis de valider les performances des régulateurs puisque les mesures ont suivi les consignes, et le découplage des deux axes d et q a permis d'avoir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée (pour un fonctionnant à couple constant et à puissance constante).

La commande tolérante aux défauts a pour but de trouver des solutions si elles existent afin d'atteindre des objectifs désirés en présence de défauts, en tenant compte des informations issues du module du diagnostic. Nous avons présenté une méthode de diagnostic exploitant les signaux de courants qui ne nécessite pas un rajout de capteurs supplémentaire.

Les résultats finals montrent l'efficacité d'une telle commande dans le rétablissement du fonctionnement du modèle de notre machine. On a constaté que les résultats obtenus en pratique sont similaires aux résultats des simulations. Ce résultat montre la bonne identification des paramètres mécanique et électrique et les bons paramètres de régulations.

Ainsi, la cellule de commutation au sein de l'onduleur n'est jamais à l'abri d'un dysfonctionnement, d'où la nécessité de la mise en place d'une commande tolérante aux défauts.

REFERANCES

BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] T. LATEB, “commande prédictive généralisée d’une MSAP” Magistère, EMP 2001.
- [2] Z. Chen, R. Qi, H. Lin, “Inter-Turn Short Circuit Fault Diagnosis for PMSM Based on Complex Gauss Wavelet”, Proceedings of the 2007 International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition, Beijing, China, 2-4 Nov. 2007.
- [3] M. Chow, P. M. Mangum, S. O. Yee, “A Neural Network Approach to Real-Time Condition Monitoring of Induction Motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 38, NO. 6, pp 448-453, DECEMBER 1991.
- [4] M. S. Ballal, Z. J. Khan, “ANN based Stator Winding Inter-turn Insulation Level Detector for Single Phase Induction Motor”, JOURNAL- INSTITUTION OF ENGINEERS INDIA, VOL 86, pp 103-106, September 2005.
- [5] M. Trabelssi, “Contribution au diagnostic de défauts des composants de puissance dans un convertisseur statique associé à une machine asynchrone”, thèse de doctorat, Marseille 2012.
- [6] J. Jiang, “Fault-tolerant control systems. An introductory overview”, Acta Automatica Sinica, 31(1):160-174.
- [7] B. Manuel, G. Ontreras, “Contribution à la Tolérance aux Défauts des Systèmes Linéaires : Synthèse de Méthodes d’Accommodation Fondée sur l’Information du Second Ordre”, thèse de doctorat, février 2009.
- [8] F. Guenab, “Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d’une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants”, thèse de doctorat, Marseille 2007.
- [9] M. Oudghiri, “Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d’un véhicule automobile.”, thèse de doctorat, Picardie Jules Verne 2008.
- [10] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, “Fault Detection of Open-Switch Damgae in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems”, IEEE transactions on power electronics. VOL. 18, NO. 2, pp 587-593, Mars 2003.
- [11] F. Baudart, TH. Labbé, J.-B. Demelenne, “Stratégies de commande en mode dégradé d’actionneurs électromécaniques à moteurs synchrones destinés à des applications spatiales”,

Proceedings de la Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique - JCGE'2008, pp.19-24, Lyon 16-17 décembre, 2008.

[12] R. R. Errabelli, P. Mutschler, “ Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 27, NO. 2, pp 500-508, Février 2012.

[13] D. Sun, Z. He, Y. He and Y. Guan, “Four-Switch Inverter Fed PMSM DTC with SVM approach for Fault Tolerant operation”, IEEE, pp 295-299, 2007.

[14] M. Khov, J. Regnier, J. Faucher, “Detection of inter-turns short circuits faults in stator of permanent magnet synchronous motor by online parameter estimation”, 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp 161-166, Ischia, Italy, June 2008.

[15] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, “Experimental Fault-Tolerant control of a PMSM drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 47, NO. 5, pp 1134-1141, Oct 2000.

[16] E. Smigiel, G. Sturtzer, “Modélisation et commande des moteurs triphasés commande vectorielle des machines synchrones commande numérique par contrôleurs DSP”, Edition ELLIPSES.

[17] L. Chédot, “Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur”, thèse 2004.

[18] A. Kasstkine, “Electrotechnique élémentaire”, Edition Mir, Moscou, 1987.

[19] <http://www.poemerpaca.com//>, Sécurité et sûreté maritime.

[20] <http://www.youtube.com//>, Vidéo démonstration RAPACE Geocan.

[21] D. Clenet, “Démarrateur et variateurs de vitesse électroniques”, Cahier Technique Schneider Electric Ct208, Novembre 2003.

[22] Y. B. IVONNE, D. SUN, Y. HE, “Study on inverter fault-tolerant operation of PMSM DTC”, Journal of Zhejiang University SCIENCE A (JZUS A), VOL 9, NO.2, pp 156-164, 2008.

- [23] “Guide technique No. 6 Harmoniques et convertisseurs de fréquence”, ABB drives.
- [24] A. Lokriti, Y. Zidani, S. Doubabi, “Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d’une machine asynchrone”, 8e Conférence Internationale de MODélisation et SIMulation - MOSIM’10, Hammamet - Tunisie, mai 2010.
- [25] A. KADDOURI “Etude d’une commande non linéaire adaptative d’une MSAP”, doctorat, Québec 2000.
- [26] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux”, thèse de doctorat, Toulouse 2002.
- [27] P. Brosselard, “conception, réalisation et caractérisation d’interrupteurs thyristors et JFETs haute tension (5kV) en carbure de silicium”, thèse de doctorat de l’INSA de Lyon 2004.
- [28] JM. Retif, “Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones vectorielle”, INSA de Lyon, Edition 2008.
- [29] S. Rafa, H. Zeroug, L. Houcine, K. Boudjit, “Simulation sur Matlab/Simulink et implementation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension a modulation vectorielle”, Laboratoire des systèmes électriques industriels, USTHB.
- [30] “Note d’application, Montage didactique à IGBT pour l’enseignement de l’électronique de puissance”, SEMIKRON.
- [31] J. Zaiser, P. Rother, “Instruction de montage”, TORCMAN eco, www.torcman.de/motoren/manuals/anl_eco_201f_scr.pdf, 2003.
- [32] A. Khlaief, “Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)”, thèse d’Aix Marseille Université, 2012
- [33] M. Trabelsi, M. Boussak, M. Gossa, “PWM-Switching pattern-based diagnosis scheme for single and multiple open-switch damages in VSI-fed induction motor drives”, ISA Transaction, vol. 51, no. 2, pp. 333-344, March 2012.

[34] M. Bendjedia, A. Khlaief, M. Boussak, “Sensorless speed control of an outrunner PMSM drive connected to long cable for flying remote operation vehicle”, *XXth International Conference on Electrical Machines ICEM’ 2012*.

[35] A. Khlaief, M. Bendjedia, M. Boussak, A. Chaari, “Nonlinear observer for sensorless speed control of IPMSM drive with stator resistance adaptation”, accepté à la *XXth International Conference on Electrical Machines ICEM’ 2012*, 2-5 sept. 2012.

ANNEXE

Circuit de basculement des commandes :

Et leurs circuits imprimés sont représentés sur les figures suivantes, ainsi que leurs caractéristiques et schémas internes :

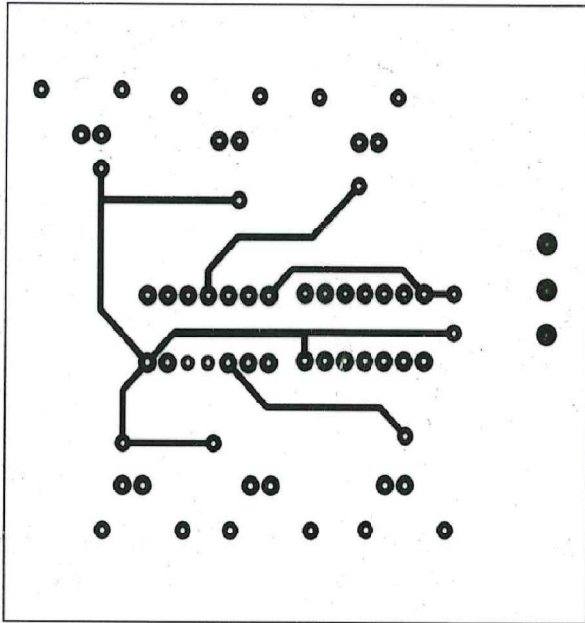


Fig. 1. Face supérieure de la carte

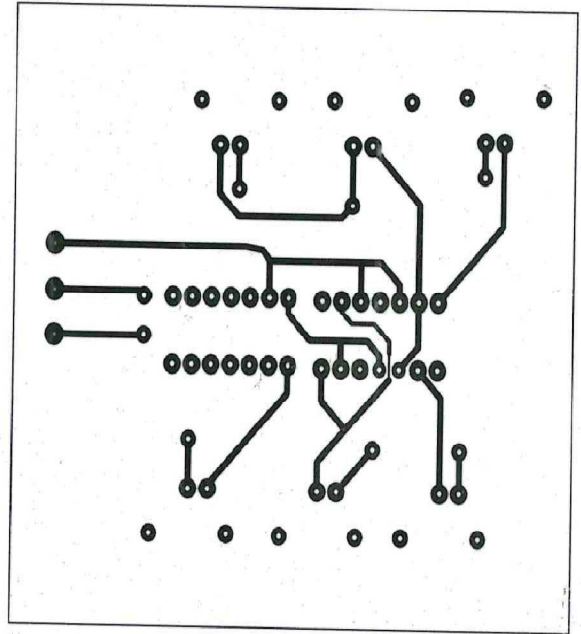


Fig. 2. Face inférieure de la carte

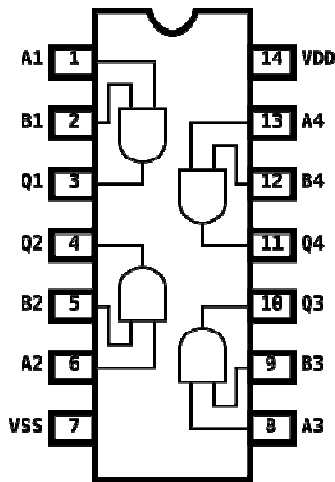


Fig. 3. CMOS 4081

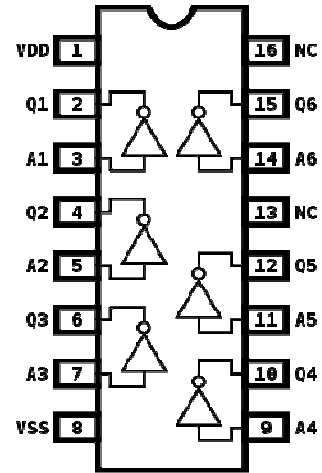


Fig. 4. CMOS 4049

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

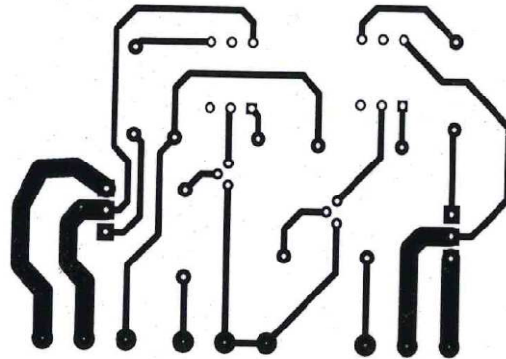
DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	5 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	°C
		-40 to +85	°C
			C
			E

Features

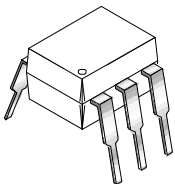
- High-To-Low Level Logic Conversion
- 100% Tested for Quiescent Current at 20V
- Maximum Input Current of 1 μ A at 18V Over Full Package Temperature Range; 100nA at 18V and 25°C
- 5V, 10V and 15V Parametric Ratings

Circuit de commande des triacs :

Voici son circuit imprimé



MOC 3041 (Opto-coupleur)



FEATURES

- Simplifies logic control of 115 VAC power
- Zero voltage crossing
- dv/dt of 2000 V/ μs typical, 1000 V/ μs guaranteed

APPLICATIONS

- Solenoid/valve controls
- Static power switches
- Temperature controls
- AC motor starters
- Lighting controls
- AC motor drives
- E.M. contactors
- Solid state relays

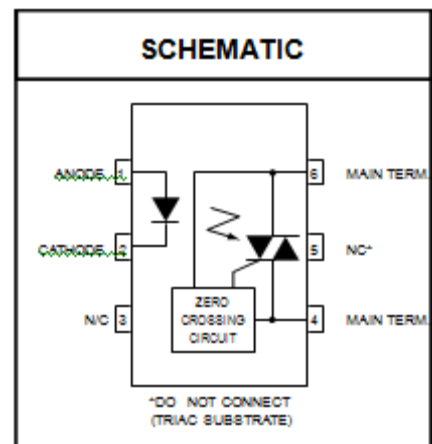


Fig. 5. Schéma interne et caractéristiques du MOC 3041 (opto-coupleur)

TRIAC BTA 08.700B

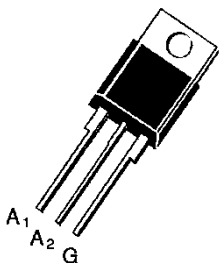
DESCRIPTION

New range suited for applications such as phase control and static switching.

ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit			
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state Current (360° conduction angle)	$T_C = 75^\circ C$	8	A			
di/dt	Critical Rate of Rise of on-state Current (1)	Repetitive F = 50 Hz	10	A/ μs			
		Non Repetitive	50				
T_{stg} T_J	Storage and Operating Junction Temperature Range		- 40 to 150 - 40 to 110	$^\circ C$ $^\circ C$			
Symbol	Parameter	BTA/BTB 08-					Unit
		200B	400B	600B	700B	800B	
V_{DRM}	Repetitive Peak off-state Voltage (2)	200	400	600	700	800	V

Tableau 1. paramètres et schéma du TRIAC BTA 08.700B



Moteur TORCMAN :

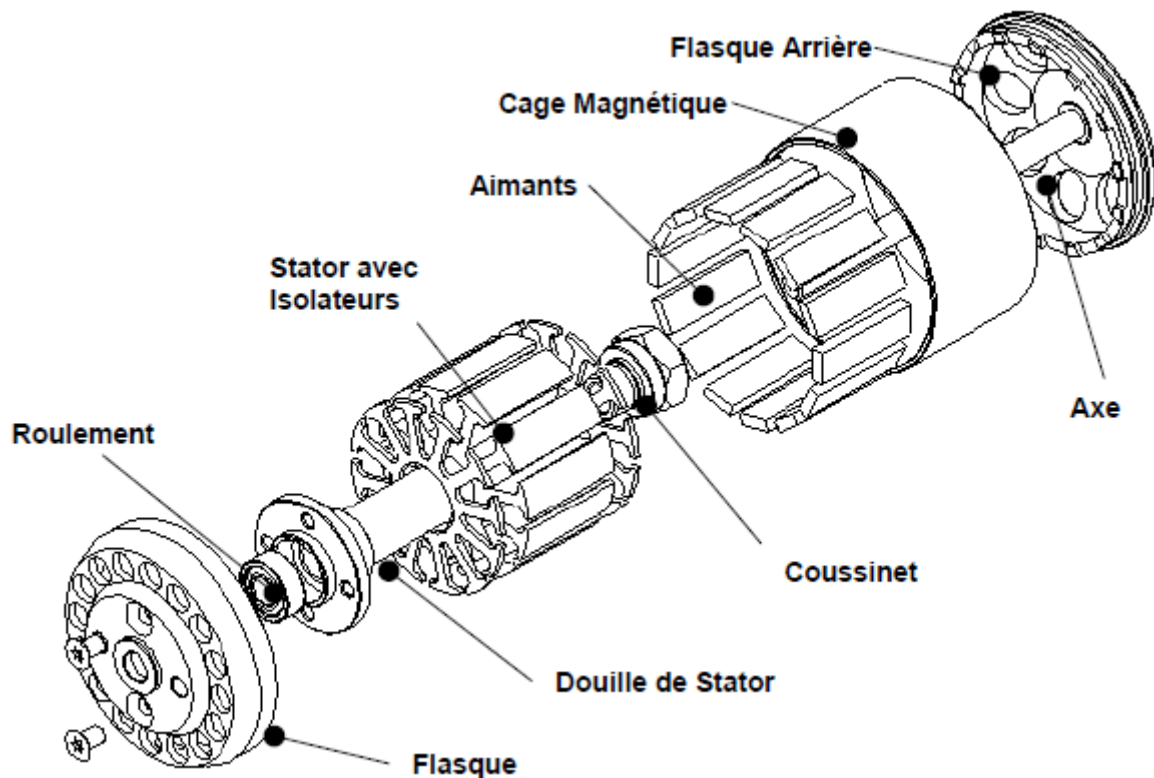


Fig. 6. Dessin éclaté du moteur TORCMAN utilisé dans le RAPACE. [31]

Caractéristiques du moteur TORCMAN :

Le tableau suivant indique les spécifications électriques et mécaniques du moteur TORCMAN qui est utilisé dans l'application RAPACE et pour lequel cette commande a été établie.

Paramètres		Spécifications/ Caractéristiques	
R_s	2Ω	puissance nominale	2.6 kW
L_d	53.24 mH	Tension nominale	400V
L_q	55.68 mH	Courant nominal	4A
K_e	$0.027 \text{ V.s.rad}^{-1}$	Nombre de paire de pôles	7
J	0.0195 Kg.m^2	Vitesse de rotation nominale	5200 tr/mn
f	$0.000062 \text{ Nm.s.rad}^{-1}$	Couple nominal	4.8 N.m

Caractéristiques du moteur utilisé pour la partie expérimentale :

Le tableau suivant résume les spécifications des paramètres électriques et mécaniques du moteur synchrone à aimants permanents utilisé pour effectuer les tests.

PARAMETRES DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

<i>Symbole</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	6.2	Ω
L_d	Inductance synchrone directe	25.025	mH
L_q	Inductance Synchrone transversale	40.17	mH
$\hat{\Phi}_{f\sigma}$	Flux (max) d'excitation des aimants permanents	0.305	Wb
K_t	Constante de couple	0.9149	Nm/A
N_p	Nombre de paire de pôle	3	-----
J	Moment d'inertie	0.0036	Kgm^2
f	Coefficient de frottement visqueux	0.0011	Nm/rad/s
V_{dc}	Tension continue de l'onduleur	540	V
C_n	Couple nominal	4	N.m
Ω_n	Vitesse nominale	3000	tr/min