



# Introduction générale

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'Electronique de Puissance et de la Commande Numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable

# Introduction générale

En raison de leur bonne fiabilité, faible coût et rendement élevé, les moteurs à induction sont les moteurs les plus utilisés dans des applications industrielles. Des applications qui s'étendent des appareils ménagers à vitesse élevée jusqu'à l'utilisation dans l'industrie du pétrole, l'industrie cimentière, les véhicules électriques, les systèmes de pompage, etc. En effet, le moteur asynchrone est le plus utilisé pour assurer la variation de la vitesse des mécanismes industriels car il présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteux. Toutefois sa commande est plus complexe que celle des autres machines.

Par ailleurs, Le moteur à induction associé à un convertisseur utilisé dans les procédés à vitesse variable, est exposé, en plus des défauts produits au niveau de la machine asynchrone (les blocages du rotor, etc.), à d'autres types de défauts qui peuvent être le résultat des incidents au niveau des moyens équipant le système de protection, d'asservissement et de régulation, à savoir: capteurs, régulateurs, etc. En plus le système suscité, est souvent exposé aux perturbations générées par les composants électroniques des équipements de contrôle et de commande.

Par conséquent, les moteurs à induction et leurs systèmes de commande nécessitent une supervision continue de leur état afin de réduire la fréquence et la durée des arrêts non désirés. Le convertisseur de fréquence (onduleur) permet la variation de la fréquence et de l'amplitude et même la forme de la tension appliquée au moteur électrique, ce qui permet la variation de sa vitesse de rotation. Cette caractéristique assure l'augmentation de l'efficacité du système en permettant la variation de la vitesse de rotation désirée par l'application de la tension convenable (sans recours à un système de freinage auxiliaire).

Dans un onduleur, le type de l'interrupteur à base de semi-conducteurs, pour l'ouverture et la fermeture du circuit, est choisi selon la fréquence de commutation désirée, le niveau de puissance désirée par le système d'utilisation et la nature de la source d'alimentation et de la charge alimentée par l'onduleur (source de courant ou source de tension).

Dans un onduleur triphasé, il y a six interrupteurs chacun est connecté soit à un niveau de potentiel haut (positif) ou à un niveau de potentiel bas (négatif). Cela permet à la tension de phase et aussi au courant de phase, à la sortie de l'onduleur, de comporter une alternance positive et une autre négative.

Bien que l'onduleur permet d'améliorer l'efficacité du système, son utilisation augmente la possibilité de défaillance du système naissant de la défaillance de l'un de ses composants.

La Défaillance signifie la cessation de l'aptitude d'un système (ou composant)   accomplir sa ou ses fonctions requises

Les d fautes les plus fréquents sont le défaut d'interrupteur maintenu ouvert/fermé, coupure monophasé.

Le diagnostic est défini comme étant l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) d'un système à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test. Il consiste à résoudre le problème inverse de la relation de cause à effet (causalité) connaissant principalement l'effet par ses symptômes observables.

Il existe quatre groupes de méthodes de diagnostic :

- Les méthodes inductives où on cherche à identifier tous les  v nements ou toute combinaison d' v nement qui pourraient entraîner une situation de fonctionnement indésirable ;

- Les méthodes de diagnostic déductives dont la démarche est inversée et qui consiste à rechercher les causes possibles d'une défaillance après avoir constaté l'événement indésirable;

- Les méthodes externes sont basées sur l'expertise humaine et sur le retour d'expérience ;

- Les méthodes internes nécessitent une connaissance approfondie de modèles mathématiques afin de pouvoir, à terme, suivre en temps réel l'évolution des paramètres physiques et donc de procéder à l'identification de ces paramètres.

Ces méthodes utilisent différentes variables indicatrices, à savoir :

- Les courants / tensions statoriques.

- Le flux magnétique.

- La vitesse rotorique.

- le couple électromagnétique.

Ces variables indicatrices sont riches en information. Elles sont exploitées en utilisant les méthodes d'analyse spectrale ou les méthodes de reconnaissance de forme pour la classification des différents types de défauts. Ces méthodes de classification non-linéaires utilisent différentes techniques telles que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les fonctions logiques, etc.

Certains travaux ont utilisé un seul type de variable indicatrice statorique (valeur efficace des tensions et des courants statoriques). La classification distinctive des différents types de défaut est assurée par des réseaux de neurones artificiels (RNA). Cette méthode est très complexe, surtout dans le cas des systèmes multi-entrées/multi-sorties comme le notre. En fait, la conception du classificateur de défaut nécessite des calculs gigantesques.

D'autres travaux ont considéré un seul type de défaut (transistor maintenu ouvert) et ont essayé de trouver des indicateurs à base des courants statoriques pour localiser le composant défaillant. Les signatures spécifiques aux modes de défaillances est la représentation de l'évolution du vecteur courant dans le repère triphasé (a,b,c) ou dans le repère de Concordia( $\alpha,\beta$ ) par la transformation de Concordia . Quand une composante continue apparaît ou la forme de la courbe représentant  $i_\beta$  en fonction de  $i_\alpha$  est non circulaire ou non symétrique, un défaut de transistor maintenu ouvert est considéré. L'utilisation d'un oscilloscope à mémoire permet de détecter et de localiser les défaillances dans l'alimentation onduleur. Cette technique nécessite l'utilisation de transformation de Concordia avec trois capteurs de courant et un oscilloscope à mémoire.

En fait, considéré un seul type de défauts tout en négligeant d'autres types (diode maintenue ouverte, capteur de courant ou de tension défaillant, coupure de phase) qui ont probablement le même effet sur la variable indicatrice déduite peut rendre le classificateur moins fiable.

Ribeiro, et al. utilisent, comme indicateur, l'erreur entre la tension de référence sinusoïdale de la commande MLI et celle de la tension de sortie de l'onduleur afin d'isoler le bras en défaut et en le remplaçant par un bras redondant . Cette méthode est utilisée seulement pour les systèmes en boucle ouverte dont la tension de référence sinusoïdale de la commande MLI n'est pas fonction des grandeurs électriques statoriques (tensions et courants statoriques). En faite pour les systèmes en boucle fermée (régulation de la vitesse de la MAS), la tension de référence de la commande MLI est fonction des grandeurs électriques statoriques, la vitesse rotorique, la vitesse de référence, les régulateurs des boucles de régulation. Lors de défaut, cette tension de référence peut perdre sa forme sinusoïdale et même sa symétrie.

La méthode de diagnostic des défauts de transistor maintenu ouvert et transistor maintenu fermé dans un onduleur de tension à deux niveaux alimentant une MSAP. Cette méthode utilise, comme indicateur de défaut, les courants des interrupteurs et les tensions aux bornes des interrupteurs. Cette technique est recommandée pour les cas des défauts induisant des courts-circuits d'une source de tension (transistor maintenu fermé (conducteur)). Cette technique nécessite 6 capteurs de courant ou 6 capteurs de tension.

Dans l'approche qu'on propose, on essaye de trouver des variables indicatrices (ou combinaisons de variables indicatrices) à base des tensions et des courants statoriques, spécifiques pour chaque type de défaut tout en en considérant différents types de défaut non simultanés dans le variateur de vitesse de la MAS (onduleur). Les défauts considérés sont transistor maintenu ouvert (et fermé), diode maintenue ouverte (et fermée), capteur de courant et de tension défaillant, coupure de phase).

La méthode que nous avons utilisée est dite méthode à base de connaissance représentant une combinaison des méthodes de diagnostic déductives et inductives. Nous avons simulé des défauts et constaté les répercussions sur le fonctionnement de l'association MAS-Onduleur. Enfin nous avons cherché comment détecter et identifier l'événement (dans notre cas un défaut de composant, de commande ou de capteur) qui pourrait conduire à la cessation de l'aptitude du système à remplir sa fonction.

Dans notre cas, nous nous sommes intéressés à l'analyse des formes des courants et des tensions statoriques de la machine ainsi que leurs différentes grandeurs associées à savoir leurs valeurs moyennes, leurs valeurs efficaces, leurs sommes, etc. Ces grandeurs sont riches en informations sur les défauts potentiels. Cela permet de sélectionner les grandeurs dont les valeurs varient spécialement en présence d'un dysfonctionnement et d'estimer dans quel ordre s'effectuent les dites variations.

Les défauts intervenant dans un onduleur impliquent généralement la défaillance d'un ou de plusieurs interrupteurs, un capteur de courant ou de tension. En simulation, nous avons considéré que la défaillance apparaissait à un moment donné en régime permanent et qu'elle était complète et permanente. A la lumière de ce qui a été dit, la présente thèse a pour objet la conception d'une base de données d'un système automatique de surveillance des défauts pour un variateur électronique de vitesse (onduleur de tension à MLI à deux niveaux) alimentant un moteur à induction triphasé en boucle ouverte et en boucle fermée. Les défauts considérés sont: a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :

- a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;
- a-2- transistor et diode maintenu fermé (et diode maintenue fermée) ;
- a-3- coupure monophasée (côté moteur et côté onduleur)),
- b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquises).

Cette étude prend en charge la réalisation de tests de simulation visant l'évaluation du comportement de la machine asynchrone pour étudier les phénomènes créés par la présence de l'un des défauts mentionnés ci-dessus et à évaluer leur influence sur les différentes grandeurs temporelles de la machine (définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts considérés):

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

La présente étude par simulation est faite en utilisant le logiciel PSIM. Les programmes de simulation emploient un modèle dynamique du moteur à induction. Ils emploient des méthodes d'analyse numérique telles que Runge-Kutta pour résoudre les équations de ce

modèle. Elle permet d'extraire les caractéristiques (essentiellement électriques : les courants et les tensions statoriques). Ces variables sont des variables indicatrices intermédiaires.

Les variables utilisées pour la définition des zones et des intervalles de défauts sont les valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques, angles de phases des tensions et des courants statoriques, valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques et valeurs moyennes des courants statoriques (cas de l'alimentation à partir d'un onduleur de tension).

En effet, il est possible de définir à base des variables sus cités une carte de zones de fonctionnements distinguant chaque type de défauts par rapport aux autres types. Des algorithmes de classification des différents défauts sont proposés.

La caractérisation prend aussi en considération la position des capteurs de courant et de tension par rapport au point de défaut (MAS alimenté par un onduleur en boucle ouverte). Cette dernière est généralement négligée.

La contribution scientifique effectuée se situe dans la lignée des travaux menés jusqu'ici sur la surveillance des procédés industriels, y compris, par les chercheurs du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises industrielles, mais, elle consiste particulièrement en :

- l'utilisation d'une multitude de variables indicatrices (en vue de réaliser des combinaisons des différentes grandeurs pour augmenter le degré de confiance du diagnostic), Tout en se basant sur les courants et les tensions statoriques ;
- la définition des différents intervalles, pour les variables indicatrices en vue de caractériser d'une manière précise les différents types de défauts générés dans les parties de la machine asynchrone ou de son alimentation ;
- La prise en considération de la position des capteurs par rapport aux endroits d'apparition des défauts.

La thèse est articulée autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre porte sur la synthèse des défauts qui sont susceptibles d'apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone triphasée. A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants du variateur de vitesse. En suite, les défaillances pouvant apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone (onduleur de tension) seront énumérées. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT par exemple) ou de capteur par exemple) sont considérés.

Ces défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude élevée.

Ce qui provoque des pannes et, par conséquent, des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des personnes.

Le deuxième chapitre est consacré à la simulation de l'association machine asynchrone – onduleur de tension à MLI à deux niveaux. Cette section présente une analyse avec simulation de l'évolution des différentes grandeurs, y compris les variables indicatrices considérées, en mode de fonctionnement normal (sans défaut) pour les deux techniques de commande à savoir la commande en V/f constant en boucle ouverte et la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique en boucle fermée (régulation de vitesse rotorique).

Dans le troisième chapitre, on présente une analyse avec simulation des différents défauts de l'onduleur pouvant survenir lorsque la machine asynchrone est contrôlée en boucle ouverte en V/f constant. Après simulation de ce système, un algorithme à base d'arbre de défaillance pour classification de défauts est mise en place.

Dans le quatrième chapitre, on présente une analyse avec simulation des différents défauts de l'onduleur pouvant survenir lorsque la machine asynchrone est contrôlée en boucle fermée (commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique). Après simulation de ce

système, un algorithme à base d'arbre de défaillance pour classification de défauts est mise en place.

Pour terminer, une conclusion générale est présentée sur les principaux résultats obtenus et sur les perspectives de développement de ce travail.

## Chapitre 1

### Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone

Ce premier chapitre porte sur la synthèse des défauts qui sont susceptibles d'apparaître sur les systèmes sus cités.  
A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants du système (machine asynchrone et variateur de vitesse)

# Chapitre I – Analyse des défaillances affectant le variateur de vitesse de la machine asynchrone

## **I.1. Introduction**

Le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages, tels que : sa robustesse, sa construction simple, son faible coût, etc. En outre l'apparition dans les années 80 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a favorisé énormément l'extension de son domaine d'application. En effet, l'ensemble convertisseur de fréquence moteur asynchrone est actuellement la source principale d'énergie mécanique de nombreux procédés industriels, entre autres : traction électrique, laminaires, levage, pompage, etc.

Ce premier chapitre porte sur la synthèse des défauts qui sont susceptibles d'apparaître sur les systèmes sus cités.

A cet effet, nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants du système (machine asynchrone et variateur de vitesse).

En suite, les défaillances pouvant apparaître sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone (onduleur de tension) seront énumérées. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT par exemple) ou de capteur par exemple) sont considérés. Ces défauts conduisent à la perte du contrôle du courant et à l'apparition des ondulations de couple avec une amplitude importante.

Ce qui provoque des pannes et, par conséquent, des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système et au process technologique ainsi qu'à la sécurité des personnes.

## **I.2. Constitution de la machine asynchrone**

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

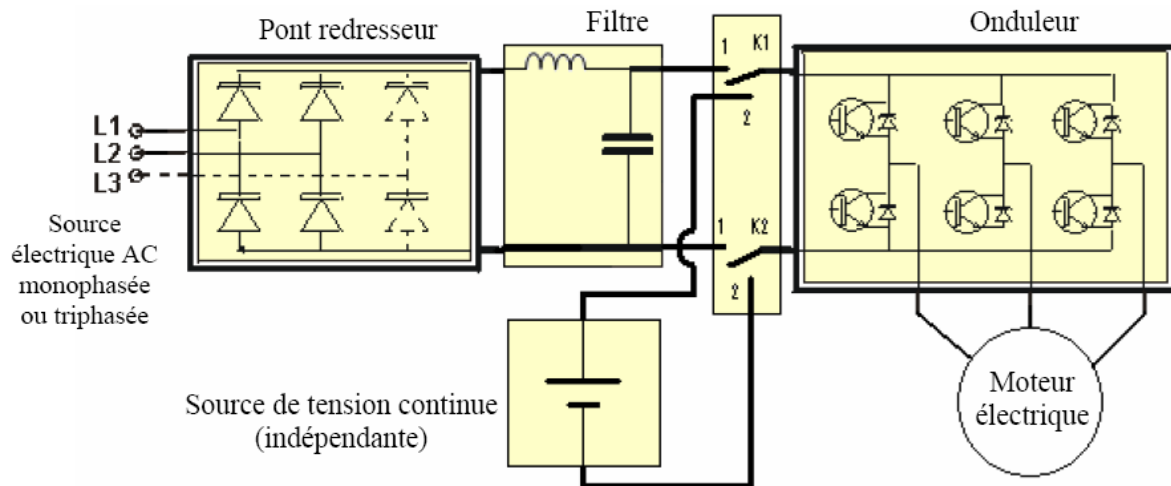
- le stator (partie fixe, constituée de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer) ;
- l'entrefer constitue la partie amagnétique (c'est de l'air), qui doit être d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre) assurant la séparation mécanique entre le stator et le rotor ;
- le rotor (partie tournante, constituée de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine porté sur des enroulements) ;
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

## **I.3. Association Convertisseur - Machine asynchrone**

Dans le cas des moteurs asynchrones, la vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence statorique  $f_s$  (fréquence de la tension d'alimentation du moteur) et de la fréquence des courants rotoriques (donc de la charge). Un convertisseur statique permet de faire varier la fréquence ou/et l'amplitude de la tension d'alimentation et donc de faire varier la vitesse de la machine.



Le schéma suivant (Fig. I.1) présente la structure générale qui permet de réaliser la variation de vitesse.



**Fig. I.1 Structures de l'alimentation d'un moteur pour la variation de vitesse**

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont :

### **I.3.1. Source de tension continue (DC)**

L'alimentation électrique continue est généralement obtenue par :

#### **a. Source de tension continue indépendante**

Elles sont utilisées essentiellement dans les systèmes embarqués, notamment dans les avions, l'automobile et les systèmes de propulsion navale.

Ces éléments permettant de stocker de l'énergie. Ils doivent remplir les conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations ;
- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) étant synonyme d'une bonne autonomie ;
- Une tension stable engendrant des performances régulières ;
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles chargement/déchargement, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur ;
- Nécessité d'un faible entretien et composants facilement recyclables.

#### **a.2. Pile à combustible**

La pile à combustible peut être une autre source d'énergie pour de nombreuses applications, tels que le véhicule électrique, etc. Système peu polluant, qui permet de passer à une autonomie supérieure à 400 km. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière de fiabilité, longévité, et sécurité. Il faudra évaluer le coût des infrastructures et les retombées sur l'environnement. En effet, certains matériaux constitutifs tels que le platine restent coûteux.

#### **b. Association source électrique AC-redresseur-filtre d'entrée**

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau électrique monophasé ou triphasé. Le redresseur permet de transformer la tension alternative monophasée ou triphasée en une tension continue. Le filtrage (LC) élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur (Fig. I.1).

### **I.3.2. Onduleur**

Largement décrit dans la littérature, l'onduleur de tension a pour tâche de transformer une source de tension continue constante en une tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du moteur et comportant deux interrupteurs de puissance. Le cas le plus fréquent est l'onduleur triphasé à trois ou quatre bras (Fig. I.1). Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée en impulsions de largeur variable. En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation continue), on peut modifier l'amplitude et la fréquence du fondamental, donc de la tension d'alimentation du moteur.

Il est composé de deux modules généralement regroupés dans une même enveloppe :

1- un module de puissance qui alimente le moteur en énergie électrique. Il est principalement constitué de :

- a- composants de puissance (diodes, thyristors, IGBT, etc.) ;
- b- interfaces de mesure des tensions et/ou des courants.

2- un module de contrôle,

#### **a. Composants de puissance**

Les interrupteurs de puissance en tant qu'éléments de base de l'onduleur se composent, selon la puissance commutée: de GTO, de MOSFET de puissance ou d'IGBT, etc., en parallèle avec une diode. La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci (Fig. I.1) .

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ses composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et le courant maximal commuté, la fréquence maximale de commutation et le temps mort.

Les composants de puissance sont à base des semi-conducteurs (à base des matériaux semi-conducteurs, tels que : le silicium, dont la résistivité se situe entre celle des conducteurs et celle des isolants) fonctionnant en tout ou rien, donc comparables à des interrupteurs statiques pouvant prendre les deux états : passant ou bloqué.

#### **a.1. IGBT**

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou « gate » isolée du circuit de puissance, d'où son nom « Insulated Gate Bipolar Transistor ». Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants. C'est aujourd'hui le composant utilisé en interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées (de l'ordre du MW). Ses caractéristiques tension-courant sont similaires à celles des transistors bipolaires, mais ses performances en énergie de commande et fréquence de découpage sont très nettement supérieures à tous les autres semi-conducteurs. Les caractéristiques des IGBT progressent très rapidement et des composants haute tension (> 3 kV) et forts courants (plusieurs centaines d'ampères) sont actuellement disponibles.

Le transistor IGBT possède les caractéristiques principales suivantes :

- **Une tension de commande :**

- permettant la mise en conduction et le blocage du composant.

- **À l'état passant :**

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne ;
- un courant maximum permanent admissible.

- **À l'état bloqué :**

- une tension directe maximale admissible.

Les transistors IGBT utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques dizaines de kilohertz.

### **a.2. Diode**

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P (anode) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode. Elle conduit quand l'anode a une tension supérieure à celle de la cathode : elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode.

La diode possède les caractéristiques principales suivantes:

- **À l'état passant :**

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne ;
- un courant maximal permanent admissible (ordre de grandeur, jusqu'à 5 000 A pour les composants les plus puissants).

- **À l'état bloqué :**

- une tension maximale admissible qui peut dépasser 5000 V crête.

### **b. Interface de mesure des tensions et/ou des courants**

Elle est constituée par des capteurs de courant et de tension, système de conditionnement et convertisseur analogique/numérique (CAN) (cas de la commande numérique).

### **c. Module de contrôle (circuit de commande)**

Assurant toutes les fonctions de commande via un microprocesseur (automates programmables, PC, etc), qui exploite les réglages et les ordres (consignes et limites de vitesse, rampes, limitation de courant, marche, arrêt, freinage, etc.) transmis par un opérateur (via claviers intégrés ou à partir d'interfaces de dialogue homme/machine) ou par une unité de traitement, et les résultats de mesure (venant de l'interface de mesure), tels que la vitesse, le courant, etc.

Ce module doit garantir les fonctions essentielles de la commande des semi-conducteurs du variateur de vitesse et l'échange d'informations de commande, de régulation et d'analyse avec les périphériques.

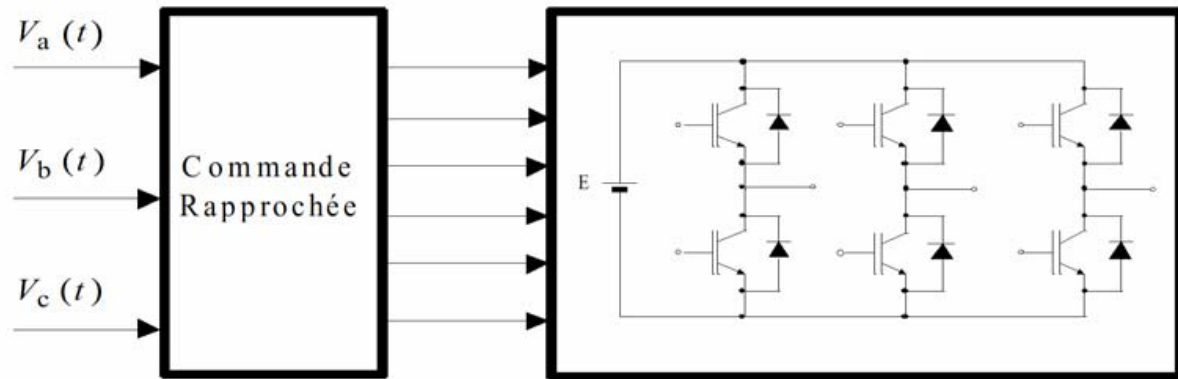
L'application des microprocesseurs a permis d'accroître la vitesse d'exécution des informations de commande et de régulation du circuit de commande vis à vis des autres circuits (circuit intermédiaire, onduleur, etc).

## **I.4. Commande du variateur de vitesse de la machine asynchrone**

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis pour l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures de contrôle (commande) des machines électriques.

### **I.4.1. Commande rapprochée**

Sur le schéma suivant (Fig. I.2), nous situons la partie commande rapprochée:



**Fig. I.2 Contexte de la commande rapprochée**

L'unité de calcul fournit des tensions en temps discrets à appliquer au moteur électrique après amplification par l'intermédiaire de l'onduleur alimenté par une tension continue. Le choix d'une stratégie de modulation peut s'effectuer en fonction des objectifs souhaités par l'utilisateur.

Certaines stratégies sont plus adaptées à une diminution des ondulations de couple ou à une diminution de pertes. Les paragraphes suivants présentent brièvement les principaux types de commande rapprochée.

### **a. Pleine onde**

C'est une commande simple : les bras de l'onduleur sont commandés tous les tiers de période. L'inconvénient majeur est la forme des tensions qui génèrent beaucoup d'harmoniques perturbant la qualité du couple. De plus, il n'existe aucun degré de liberté sur la tension.

### **b. Modulation de la largeur d'impulsions MLI**

L'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI) est choisi en vue d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension continue alimentant l'onduleur est considérée comme étant constante. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI.

#### **b.1 MLI Intersective**

Cette technique est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'une impulsion de manière à obtenir la tension de référence, en moyenne sur une période de commutation. Une variante de la MLI Intersective est la modulation sinusoïdale.

En effet, la technique la plus commune pour synthétiser des formes d'onde sinusoïdales de MLI est la méthode de modulation triangulaire ou la MLI sinus triangle. Cette dernière était particulièrement appropriée aux premiers modulateurs analogiques. Elle est réalisée par comparaison d'une onde modulatrice basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Ainsi, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulatrice. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de  $2\pi/3$  à la même fréquence.

#### **b.2 MLI Vectorielle**

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou

SpaceVector Modulation, en anglais) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia.

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation, par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales.

La dite technique de modulation repose sur la représentation d'une machine triphasée par une machine diphasée équivalente.

On définit ainsi deux repères diphasés, l'un lié au stator ( $\alpha\text{-}\beta$ ), et l'autre lié au champ tournant ( $d\text{-}q$ ), où le passage des grandeurs triphasées aux grandeurs diphasées se fait par simple projection sur les axes concernés.

### **b.3 MLI Précalculée**

Pour les méthodes de modulation présentées dans les paragraphes précédents, nous avons implicitement considéré que les angles de commutation sont déterminés en temps réel. Ces angles étaient soit fixés par les instants d'intersection d'une onde de référence et d'une onde de modulation, soit calculés au début de chaque période de modulation.

Lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut également commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire. La détermination des angles de commande peut alors se faire sur la base de critères plus complexes, puisque les angles font l'objet d'une détermination préalable.

On peut, suivant le cas, s'attacher à éliminer les premiers harmoniques des tensions de sortie ou minimiser le taux pondéré d'harmoniques en adoptant une pondération qui tient compte du type de récepteur alimenté et peut varier la fréquence de sortie, (donc avec la vitesse du moteur).

Chose qui permet d'éliminer plusieurs harmoniques d'ordre inférieur offrant ainsi une haute qualité du spectre de modulation. Cependant, la technique MLI programmée souffre d'un inconvénient important à savoir de la tâche difficile de calcul des instants spécifiques de la MLI pour optimiser une fonction particulière, ce qui réduit la flexibilité de la technique programmée.

Il est à signaler que la flexibilité de ces techniques peut être améliorée dans les commandes modernes en employant la modulation vectorielle.

### **I.4.2. Variation de vitesse (onduleur commandé en boucle ouverte)**

Dans ce cas, c'est un système, rudimentaire, qui possède une commande élaborée à partir des grandeurs électriques du moteur avec une amplification de la puissance, mais sans boucle de retour : il est dit « en boucle ouverte » (Fig. I.3.a).

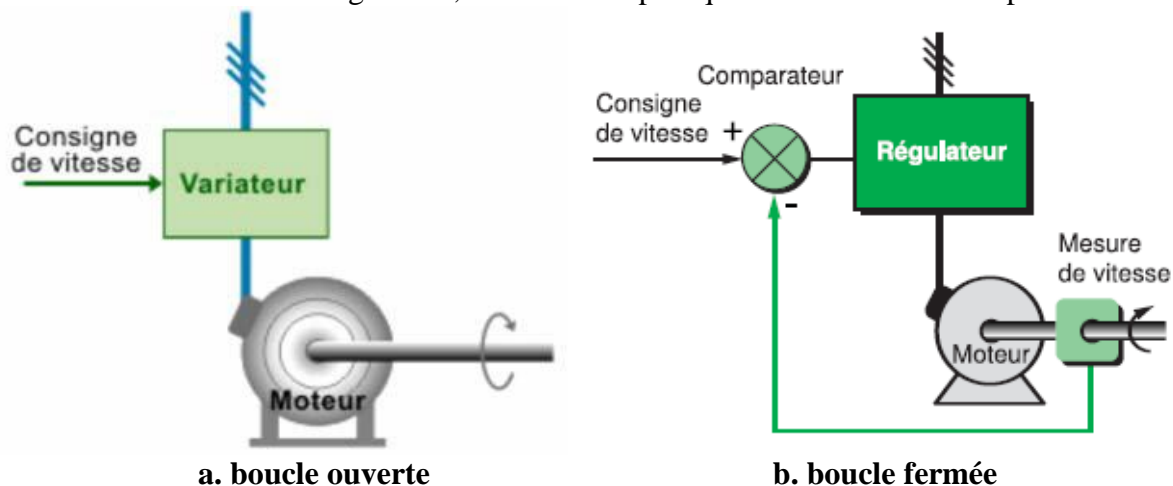
La variation proprement dite de la vitesse du moteur est assurée sachant que cette dernière est fonction d'une consigne d'entrée (fréquence) sans tenir compte de la valeur réelle de la vitesse du moteur. Pour une valeur donnée de la consigne, cette vitesse peut varier en fonction de la charge, de la tension d'alimentation ou des perturbations. La plage de vitesse s'exprime en fonction de la vitesse nominale.

### I.4.3. Régulation de la vitesse (onduleur commandé en boucle fermée)

Un régulateur de vitesse est un variateur asservi (Fig. I.3.b). Il possède un système de commande avec une amplification de la puissance et une boucle de retour : il est dit « en boucle fermée ».

Dans ce cas, la vitesse du moteur est définie par une consigne. La valeur de la consigne est en permanence comparée à un signal de retour, image de la vitesse du moteur. Ce signal est délivré par une génératrice tachymétrique ou un générateur d'impulsions monté en bout d'arbre du moteur ou encore par un estimateur qui détermine la vitesse du moteur à partir de grandeurs électriques disponibles dans le variateur. Les convertisseurs de fréquence alimentant les moteurs asynchrones en sont fréquemment dotés.

Si un écart est détecté suite à une variation de la vitesse, les grandeurs appliquées au moteur (tension et/ou fréquence) sont automatiquement corrigées de façon à ramener la vitesse à sa valeur initiale. Grâce à la régulation, la vitesse est pratiquement insensible aux perturbations.



**Fig. I.3 Principe de la variation (boucle ouverte) et de régulation (en boucle fermée) de vitesse d'un moteur électrique**

La précision d'un régulateur est généralement exprimée en % de la valeur nominale de la grandeur à réguler.

### I.5. Différentes défaillances sur un convertisseur de puissance et sa commande

Le convertisseur électrique est à base d'un onduleur à trois bras (6 transistors) et pour le contrôle de sa vitesse, trois capteurs de courant et un capteur de position sont nécessaires. Le point faible de cette architecture consiste dans le fait qu'un défaut sur un des composants de la chaîne de conversion d'énergie entraîne la perte de contrôle totale ou partielle de l'actionneur. En pratique, le défaut peut concerner le réseau (microcoupures, court circuit...), le redresseur (casse de diode), l'onduleur (casse de transistor ou de diode), la machine (court-circuit dans le bobinage) ou l'un des capteurs. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défauts de driver ou d'un composant de puissance commandable (un IGBT ou de capteur de courant ou de tension) peuvent être considérés comme étant les plus probables.

Ces défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude importante.

Il a été montré que les composants présentant le taux de défaillance le plus élevé sont généralement les condensateurs électrolytiques.

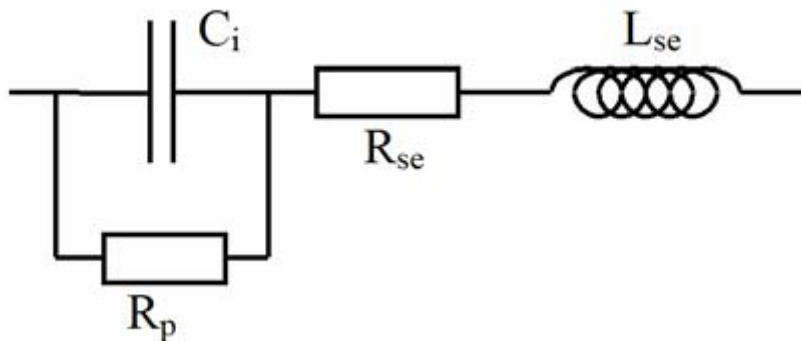
Cette étude avait été réalisée pour une alimentation à découpage de type 'Forward unidirectionnel'. L'auteur avait montré que les condensateurs étaient responsables de 3 pannes sur 4 (à température ambiante de 25°C) et que, pour cette même température, le taux de défaillance des transistors était en moyenne deux fois plus élevé que celui des autres composants.

### **I.5.1. Défaillance du condensateur**

#### **a. Cas des condensateurs électrolytiques**

Malgré leur faible fiabilité, des considérations de rendement volumique et de prix font que la grande majorité des concepteurs d'alimentations choisissent pour constituer les filtres, des condensateurs électrolytiques.

Le schéma équivalent d'un condensateur réel peut être mis sous différentes formes. La figure I.4, présente un de ces modèles:



**Fig. I.4 Schéma équivalent d'un condensateur réel**

Avec :

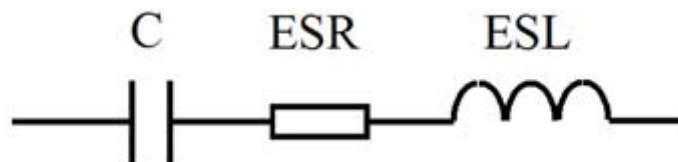
$C_i$  : capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur ;

$R_p$  : résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes (pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, cette résistance est due à la présence des couches d'alumine) ;

$R_{se}$  : résistance série des connexions et des armatures ;

$L_{se}$  : inductance équivalente série des connexions et des enroulements. Sa valeur dépend de la technologie de fabrication

Le schéma précédent peut être simplifié suivant la représentation normalisée de la figure I.5.



Il se compose de:

Avec :

$\omega_n$  : pulsation naturelle du circuit C-ESR-ESL ;

$C$  : capacité (dépendante de la fréquence) ;

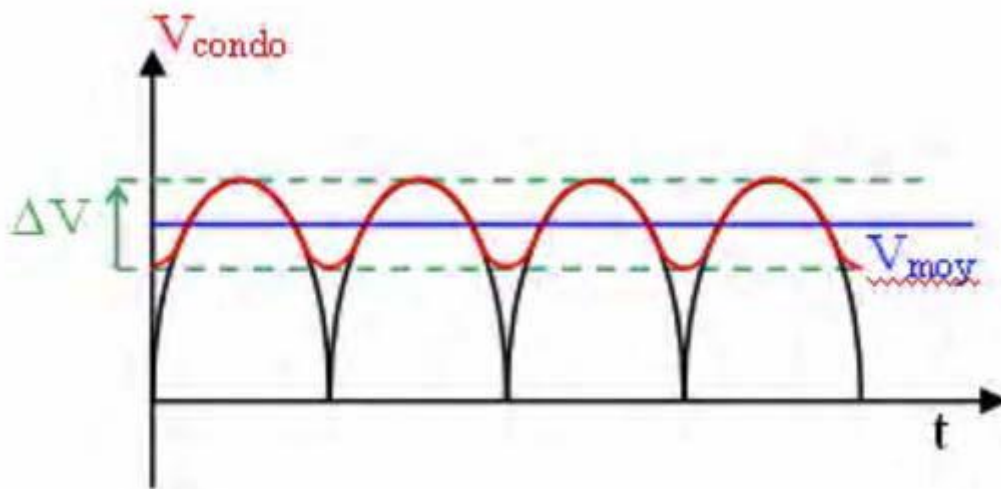
$ESR$  : résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence) ;

ESL : inductance équivalente série, (identique à  $L_{es}$ ), dont la valeur est de quelques nH et elle est indépendante de la fréquence.

Pour ces condensateurs, la loi d'Arrhenius montre que leur durée de vie est approximativement divisée par deux, chaque fois que la température augmente de  $10^{\circ}\text{C}$ .

Le courant qui traverse le condensateur (et donc la résistance équivalente série ESR), provoque une élévation de température et influence la durée de vie du condensateur. La fin de vie des condensateurs est provoquée par un phénomène de défaillance interne, évaporation de l'électrolyte ou réaction chimique qui se manifeste par la dégradation des paramètres électriques: la résistance équivalente série ESR augmente et la capacité diminue, cette dernière évoluant de manière moins importante. Avec cette augmentation rapide de l'ESR et la diminution de C, la tension aux bornes du condensateur  $V_{condo}$  présente de plus en plus d'ondulations ( $\Delta V$ ).

Une surveillance de ce taux peut permettre de détecter l'état du filtre d'entrée.



**Fig. I.6 Tension en sortie du filtre**

La température est également un facteur aggravant de l'état du condensateur et elle affecte sa capacité. Pour chaque condensateur, une plage de température de fonctionnement est définie. Si la température croît et qu'elle dépasse la limite thermique du condensateur, cela accélère son vieillissement et peut provoquer une défaillance, en cas d'élévation trop importante.

Enfin, le condensateur peut subir un court-circuit lorsqu'une défaillance apparaît sur un bras (un bras est une cellule de commutation constituée de 2 interrupteurs, figure I.1). Si on regarde le schéma équivalent du condensateur (Fig. I.4), on voit que par nature, sans être connecté à un autre composant, le condensateur se décharge (décharge naturelle de  $C_i$  dans  $R_p$  induisant le courant de fuite  $I_f$ ).  $R_p$  représente la qualité du diélectrique et de l'oxyde. Si ce dernier est dégradé, la résistance de fuite diminue et donc le courant de fuite augmente. Ainsi, si un bras est en court-circuit, cela revient à mettre en court circuit la capacité. Dans ce cas, soit les connectiques cassent (soudure des pattes sur le condensateur) soit cela génère un courant plus intense dans le condensateur (augmentation du courant de fuite) entraînant une augmentation de la température et donc une usure accélérée de l'électrolyte.

### **b. Cas des condensateurs à films métallisés**

Les conséquences d'une défaillance sur un condensateur à films dépendent de l'utilisation de ce condensateur.

En capacité de filtrage, comme pour les condensateurs électrolytiques, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un



échauffement dans la capacité dû à une mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film (ondulation haute fréquence).

Dans le cas d'une utilisation dans un circuit d'aide à la commutation (CALC), un mauvais dimensionnement en courant, d'une part, et un fonctionnement à haute fréquence, d'autre part, peuvent produire des échauffements dus également à une mauvaise répartition des courants.

Dans une utilisation pour le découplage, la connectique actuelle des condensateurs ne permet pas l'élimination des parasites hautes fréquences pouvant résulter du réseau et/ou des commutations. Il n'y a pas à l'heure actuelle de solution technologique permettant de résoudre complètement le problème suscit.

### **I.5.2. Défaillance des diodes classiques**

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Toutefois, seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici.

Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique  $Z_{th}$  qui devra être la plus petit possible. Elle est définie par la relation suivante:

$$Z_{th} = \frac{T_{jonction}^{\circ} - T_{boitier}^{\circ}}{P}$$

Où :

$P$  puissance dissipée dans la diode en Watt ;

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

### **I.5.3. Défaillance d'un interrupteur statique : l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

#### **a. Court-circuit**

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

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

Les différents types de défauts de l'onduleur ont pour conséquence soit un défaut "circuit ouvert" (figure I.7a) soit un défaut de "court-circuit" (figure I.7b).

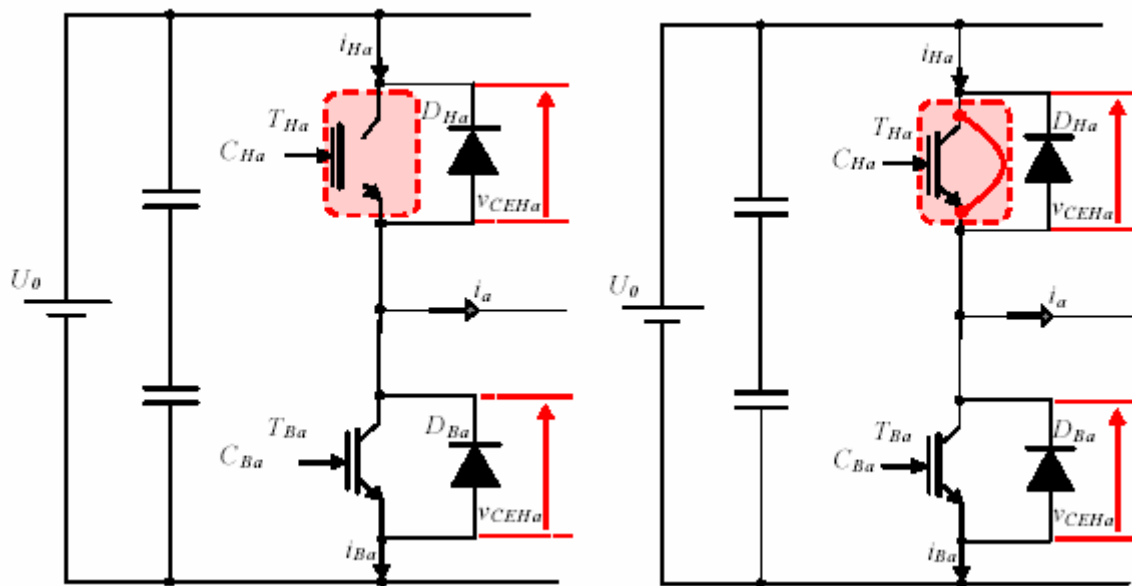


Fig. I.7 Différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension

(a) : défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor

(b) : défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor

### **b. Circuit ouvert**

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

### **c. Vieillessement**

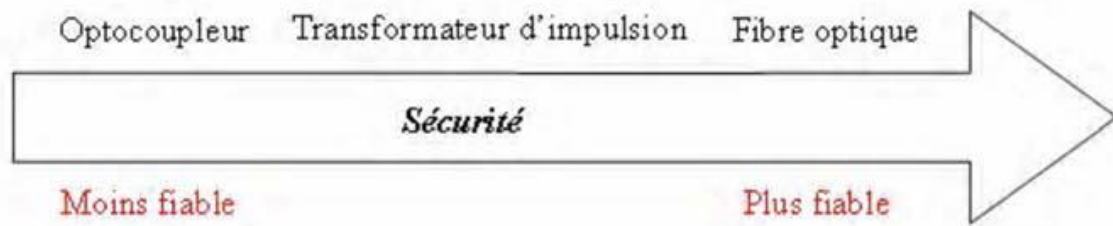
Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être provoquée par :

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

## **I.5.4. Défaillance du circuit de commande (Vieillessement de l'optocoupleur)**

Le circuit de commande impose l'état des cellules de commutation, c'est-à-dire l'ouverture ou la fermeture des IGBT. La conception du circuit de commande doit être réalisée avec soin pour réaliser au mieux les fonctions de l'interrupteur. Une isolation galvanique est présente afin de découpler le circuit porteur d'informations (partie du circuit de commande générant les impulsions) du circuit porteur de puissance. Cette isolation peut être réalisée au moyen d'un optocoupleur, d'un transformateur d'impulsion ou encore par une liaison par fibre

optique. Bien qu'équivalentes en terme de fonction, ces techniques ne présentent pas les mêmes niveaux de fiabilité (figure I.8)

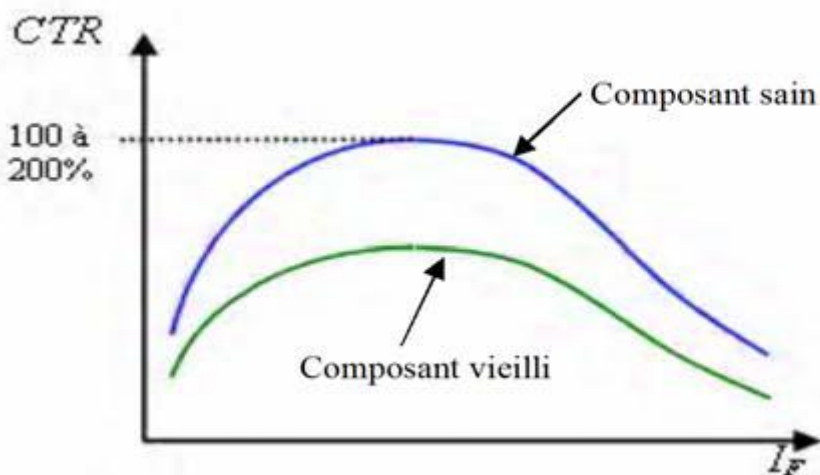


**Fig. I.8 Fiabilité des technologies dans les drivers de commande**

Considérons le cas le plus défavorable. L'optocoupleur, qui est constitué d'une diode électroluminescente (LED) et d'un phototransistor, est l'élément qui présente le plus de défaillance. Un défaut de l'optocoupleur est principalement lié au vieillissement de ce dernier. En vieillissant, la résine de l'optocoupleur s'opacifie, et de ce fait, le niveau d'énergie du signal et la bande de fréquence couverte diminuent. Il n'y a alors plus de transmission de l'information et la sortie du circuit de commande reste inactive. Ce vieillissement est accentué par les effets de la température. Il semble que la défaillance de la LED intervient systématiquement avant la défaillance du phototransistor. Le vieillissement de la LED peut être détecté d'une manière relativement simple, en mesurant le rapport entre le courant d'entrée et le courant de sortie (Current Transfer Ratio – CTR).

$$CTR = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_{collecteur}}{I_{Forward}} \quad I_{Forward} = \text{courant direct de la diode}$$

Si la LED vieillit, sa puissance diminue, ce qui entraîne une variation du CTR passant de la courbe bleue (figure I.9) pour un composant neuf à la courbe verte pour un composant usé. La surveillance du vieillissement de la LED peut donc se faire par la surveillance du CTR



**Fig. I.9 Courbes de CTR - Composants sain et défaillant**

### **I.5.5. Coupure de phase**

Quand l'une des trois phases de l'onduleur est ouverte, le défaut de coupure de phase se produit. Ce défaut provoque aussi une augmentation du courant parcourant les conducteurs des deux phases saines et par conséquent leur sur échauffement. Dans les systèmes de protection traditionnels, les unités de diagnostic instantané, équipés de relais différentiels, sont utilisées.

La haute sensibilité au courant dans les relais différentiels doit être assurée continuellement dans ces systèmes et donc le coût d'entretien serait plus élevé.

### **I.5.6. Défautes des capteurs**

Dans le cadre de la recherche d'une méthodologie assurant un diagnostic sûr et fiable, l'essentiel de la stratégie ne réside pas uniquement dans le grand nombre de capteurs et la redondance des informations mais aussi dans la fiabilité et la précision des systèmes de mesure et d'analyse de ces informations.

En effet, le degré de pertinence de l'information en provenance des capteurs, doit être déterminé afin d'éliminer toutes les informations et les mesures aberrantes.

Une information erronée peut être le résultat d'une panne (ou d'un défaut) au niveau du système de mesure lui-même. La redondance matérielle peut être considérée dans ce cas comme importante pour le diagnostic. En revanche, elle est onéreuse en termes d'équipement et de maintenance.

Afin d'assurer une bonne qualité de mesure et d'éviter des sources possibles d'erreurs, quelques règles doivent être respectées :

- s'assurer de la fiabilité et de la précision des instruments de mesure (étalonnage, tests, etc.)
- bien choisir le régime de fonctionnement pendant lequel sont effectuées les mesures (régime transitoire, permanent) ;
- rendre compte des conditions environnementales du fonctionnement du processus ;
- bien définir les marges d'incertitudes tolérées (perturbations, erreurs, etc.).

## **I.6. Synthèse des défaillances**

Le tableau I.1 répertorie une liste non exhaustive des défaillances pouvant se produire sur un variateur de vitesse son lieu d'apparition, ses causes possibles et ses effets sur le système ainsi que les différentes observations possibles.

Composants		Défaillances	Causes possibles	Effets sur le système	Observable	
Convertisseur de puissance	condensateur	Electrolytique	Capacité dégradée	Élévation de température Vieillessement (usure)	$\nearrow$ ESR et $\searrow$ C $\nearrow$ $\Delta V$ aux bornes condensateurs $\Rightarrow$ altération service du filtre d'entrée ou de sortie	Tension (ondulation $\Delta V$ )
		A films métallisés	Capacité dégradée	usure mauvais dimensionnement composante HF du courant non homogénéité des condensateurs	mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film $\Rightarrow$ $\nearrow$ température et $\nearrow$ $\Delta V$	Tension (ondulation $\Delta V$ )
	Diodes classiques	Vieillessement	Température Défaut de puce Cyclage	$\nearrow$ impédance thermique et $\searrow$ capacité de dissipation thermique Perte de puissance pendant l'étape de roue libre $\Rightarrow$ $\searrow$ couple	Impédance thermique $Z_{th}$	
	IGBT	Court-circuit	défaut de commande Usure (cyclage) Défaut de puce	Court circuit sur un bras $\Rightarrow$ altération importante des courants de phases et du couple	Courant Couple	
		Circuit ouvert	Défaillance des oxydes de grilles	Courant quasiment nul dans la phase affectée $\Rightarrow$ oscillation du couple	Courant Couple	
		vieillessement	Usure du composant	Diminution de la tension de sortie du bras (élévation de la tension drain-source)	Tension	
	Circuit de commande optocoupleur	Défaillance LED	Vieillessement Température	$\searrow$ du niveau d'émission (énergie et spectre) $\Rightarrow$ sortie toujours inactive	Rapport entre le courant de sortie $I_e$ et celui d'entrée $I_c$ (CTR)	

$\nearrow$  : augmentation       $\searrow$  : diminution       $\Rightarrow$  : entraîne

**Tableau I.1 Synthèse des défaillances sur les convertisseurs de puissance I.7. Position du problème à résoudre**

L'analyse de l'état de l'art a permis de constater, d'une part, que le diagnostic du moteur à induction triphasé peut être considéré comme étant un système non linéaire multi-entrées / multisorties.

Le système de diagnostic doit faire correspondre à chaque classe dans l'espace d'entrée une certaine classe choisie dans l'espace de sortie, et d'autre part que les défauts intervenant dans un onduleur impliquent généralement la défaillance d'un ou de plusieurs interrupteurs, de capteurs de courant ou de tension. A cet effet, dans le modèle de travail adopté, nous avons considéré que la défaillance apparaissait à un moment donné en régime permanent et qu'elle était complète et permanente.

Les objectifs se situent dans la lignée des travaux menés jusqu'ici sur la surveillance et le diagnostic des procédés industriels, y compris, par les chercheurs du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises industrielles, mais, elle s'intéresse à la recherche des différentes grandeurs indicatrices (combinaisons de variables indicatrices), en se basant sur les courants et les tensions statoriques, permettant la définition des différents intervalles, pour ces variables indicatrices, pour la caractérisation précise des différents cas des défauts générés suite à l'apparition de défaillances dans les différentes parties de l'onduleur alimentant la machine asynchrone. La caractérisation prend aussi en considération la position des capteurs de courant et de tensions par rapport au point de défaut (commande en boucle ouverte), ce qui est généralement négligé.

Pour ce faire, les défauts considérés sont :

- a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :
  - a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte) ;
  - a-2- transistor et diode maintenu fermé (et diode maintenue fermée) ;
  - a-3- coupure monophasée (côté moteur et coté onduleur) ;

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquises).

Pour permettre l'étude du comportement de la machine asynchrone et l'évaluation de l'influence des phénomènes créés par la présence de l'un des défauts mentionnés ci-dessus, sur les différentes grandeurs temporelles de la machine (définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts considérés), à savoir :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

A la lumière de ce qui a été dit, les objectifs de la présente thèse sont :

- 1- l'utilisation d'une multitude de variables indicatrices (en vue de réaliser des combinaisons des différentes grandeurs pour augmenter le degré de confiance du diagnostic), Tout en se basant sur les courants et les tensions statoriques ;
- 2- la définition des différents intervalles, pour les variables indicatrices en vue de caractériser d'une manière précise les différents types de défauts générés dans les parties de la machine asynchrone ou de son alimentation ;
- 3- La prise en considération de la position des capteurs par rapport aux endroits d'apparition des défauts (cas de boucle ouverte de la commande à MLI).

## **1.8. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'analyse de l'état de l'art sur les systèmes de surveillance et de diagnostic des variateurs de vitesse. Une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur le variateur de vitesse de la machine asynchrone est établie . A cet effet, dans un premier temps, après avoir rappelé succinctement la constitution du moteur asynchrone et de son variateur de vitesse, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances pouvant se produire sur ce dernier ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition (catalogue défauts-manifestations).

Les défauts étudiés par la suite sont :

a- mauvais fonctionnement de l'onduleur de tension, ce type de défaut regroupe les cas suivants :

- a-1- transistor maintenu ouvert (et diode maintenue ouverte),
- a-2- transistor maintenu fermé (et diode maintenue fermée),
- a-3- coupure monophasée (côté moteur et coté onduleur)),

b- mauvaise acquisition de données (mesure erronée suite à un défaut de capteur (essentiellement de courant et de tension) ou mauvais fonctionnement de la chaîne de traitement de données (acquise).

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'application de la commande en V/f constant et de la commande par orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI triangulo-sinusoidale.

Lors de la simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) sans défaut du variateur de vitesse, l'évolution des variables indicatrices choisies est notée.

## Chapitre II

Commandes en  $v/f$  constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en " $V$  sur  $f$ ", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un *contrôle scalaire*. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle "régime permanent" de la machine.

# Chapitre II – Commandes en V/f constant en boucle ouverte et vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

## II.1. Introduction

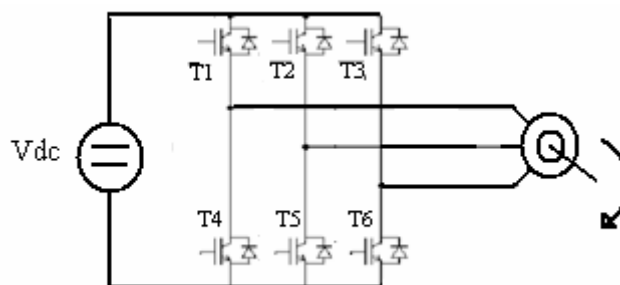
Cette section présente une analyse avec simulation de la commande en V/f constant et de la commande par orientation du flux rotorique appliquée sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI triangulo-sinusoïdale.

Lors de la simulation du système (onduleur de tension - Moteur asynchrone triphasé) sans défaut du variateur de vitesse, l'évolution des variables indicatrices choisies est notée.

La figure (II.1.a) présente un ensemble machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux en boucle ouverte. Le moteur quadripolaire est alimenté par un onduleur de tension contrôlé à base de MLI triangulo-sinusoïdale. Le moteur est exploité dans sa zone de fonctionnement limitée entre le point de fonctionnement à vide et celui à charge nominale (figure

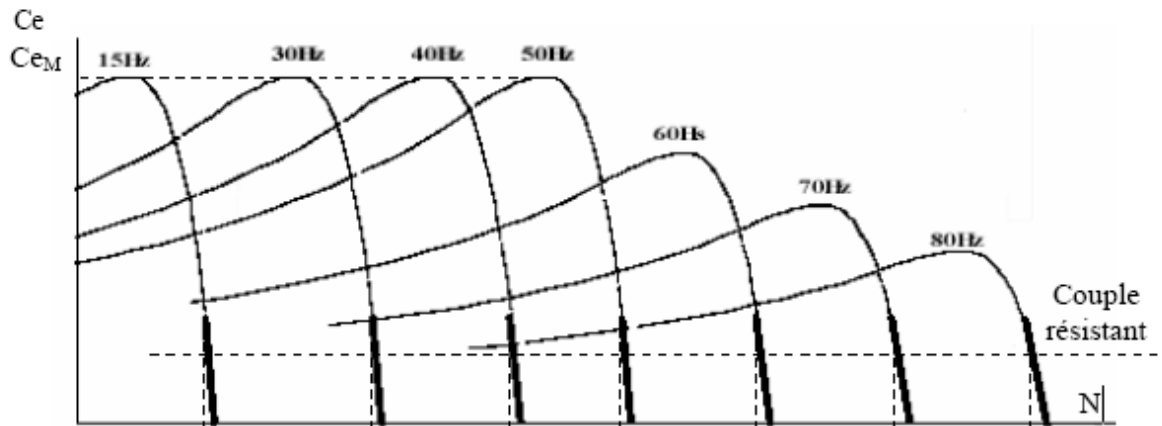
(II.1.c)) pour une fréquence de tension de référence égale à 50 Hz. Cette zone constitue la zone d'étude des différents modes de défaillance associés au variateur de vitesse en boucle ouverte.

## II.2. Association Onduleur de tension à MLI - Machine asynchrone en boucle ouverte

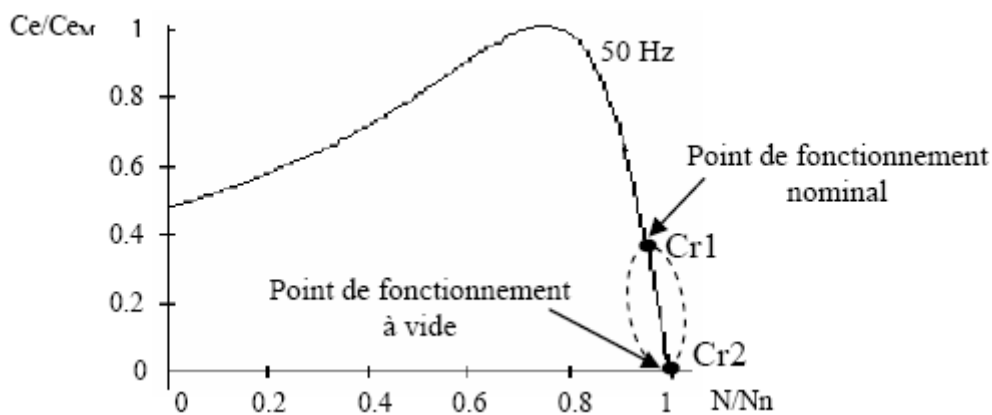


a. association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone





**b. Caractéristiques  $C_e = f(N)$  correspondantes pour différentes fréquences**



### C Points de fonctionnement considérés

Fig. II.1 Schéma synoptique de l'association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone (boucle ouverte) (état sain) et zone de fonctionnement considérée du moteur asynchrone

La simulation de l'association (onduleur de tension à deux niveaux à MLI triangulosinusoidale / machine asynchrone triphasée) est faite dans le but d'observer son comportement dans son état sain de fonctionnement, pour différentes valeurs du couple de charge (de 0 N.m à 50 N.m (couple nominal) et  $f_r = 50$  Hz).

Dans cette étude, on a choisi uniquement les signaux électriques (courants et tensions statoriques) comme grandeurs indicatrices de défauts. Puisque il s'agit des grandeurs alternatives, d'autres grandeurs liées à ces grandeurs alternatives instantanées sont considérées pour éviter les confusions entre les défauts statoriques (amélioration du degré de confiance du diagnostic).

Ces grandeurs sont :

- 1- valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques mesurés;
- 2- angles de phase des courants statoriques (ou de leurs fondamentaux);
- 3- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des courants statoriques mesurés;
- 4- valeur efficace de la somme des valeurs instantanées des tensions statoriques mesurées;
- 5- valeurs moyennes des courants statoriques mesurés;
- 6- valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques mesurés;
- 7- courant (tension) de la source continue;
- 8- Taux de distorsion harmonique des tensions statoriques composées mesurées (signaux de sorties des capteurs de tension).

Cette simulation permet d'étudier les phénomènes créés par la présence d'un défaut du variateur de vitesse sur les différentes grandeurs temporelles de la machine et notamment de définir l'effet de chaque type de défaut sur les grandeurs indicatrices des défauts choisis pour les traiter, les analyser et déduire l'existence ou non d'un défaut avec certitude.

### **II.2.1. Technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI)**

Avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par conséquent, permettre la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple. D'autre part, le développement des algorithmes MLI est un domaine qui, d'une part, est l'objet d'une activité de recherche intense et, d'autre part, les convertisseurs utilisant cette technique ont déjà dominé le marché des variateurs de vitesse à moteur à courant alternatif.

Les différentes techniques de modulation, tels que la MLI triangulo-sinusoïdal (Fig. II.2), ont été intensivement traitées dans la littérature. Elles ont été initialement développées pour les onduleurs de tension (VSI's) et récemment appliquées aux onduleurs de courant (CSI's).

En fait, les techniques à onde(s) porteuse(s) et les techniques à vecteurs d'espace sont maintenant applicables pour les deux configurations. Dont les modèles de commutation appropriés sont obtenus pour les CSI's en se basant sur des principes identiques à ceux des VSI's.

A la figure (II.1.a), on a représenté un onduleur à MLI de tension alimentant un moteur asynchrone triphasé à partir d'un générateur de tension continue  $V_{dc}$ .

L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux est constitué de six transistors (IGBT), dont chacun est mis en antiparallèle avec une diode de puissance assurant la bi-directionnalité en courant.

Les interrupteurs appartenant à un même bras de l'onduleur (c'est à dire les interrupteurs reliés à une même borne du récepteur) doivent fonctionner en mode complémentaire.

En contrôlant les états des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur on fixe les valeurs des tensions de sortie de l'onduleur  $V_{10}$ ,  $V_{20}$  et  $V_{30}$  à  $+0.5.V_{dc}$  ou à  $-0.5.V_{dc}$  (Fig. II.3) si on prend comme point de référence le point milieu de la tension  $V_{dc}$ , que nous pouvons considérer en supposant que la source  $V_{dc}$  est formée de deux sources de valeur  $V_{dc}/2$  connectées en série.

Si l'onduleur est alimenté par une source de tension continue de valeur  $V_{dc}$ , on obtient à la sortie de l'onduleur trois ondes de tension constituées des créneaux dont l'amplitude vaut approximativement  $+0.5.V_{dc}$  ou  $-0.5.V_{dc}$  suivant que ce sont les interrupteurs du côté haut qui conduisent ou ceux du côté bas (Fig. II.3).

L'emploi de la technique MLI (modulation de largeur d'impulsions (ou Pulse Width Modulation, en anglais)) permet de déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs. La MLI est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation "pleine onde" vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

Le procédé de modulation de largeur d'impulsion pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur se fait par la comparaison de trois signaux de référence avec le signal de la porteuse (triangulaire ou en dents de scie de fréquence beaucoup plus élevée et d'amplitude légèrement plus grande) qui fixe la fréquence de commutation.

Les coïncidences entre la référence et la porteuse déterminent les instants de commutation des sorties MLI (figure II.2). Lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse,

l'impulsion de sortie est 1; lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 (figures (II.2) et (II.3)).

Cette comparaison fournit trois signaux logiques C1, C2 et C3 qui valent 1 quand les interrupteurs du coté haut sont en conduction et ceux de coté bas sont bloquées et valent 0 dans le cas contraire. A partir de ces signaux l'électronique de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs (figures (II.2) et (II.3)).

La tension des sorties (commandes) MLI est amplifiée par un étage à interrupteurs de puissance (onduleur) ce qui permet d'élaborer, à partir d'une tension continue constante, un signal haché en brèves impulsions de largeurs différentes servent à alimenter la machine (figure (II.3)).

Les inductances des enroulements du moteur vont filtrer les harmoniques de fréquence élevée de la tension, laissant passer un courant de la forme souhaitée c'est à dire sinusoïdale.

### **a. Signaux (tensions) de référence**

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II. 1)$$

Avec :  $\omega = 2 \pi \text{ fr}$  ;

$V_m$  : l'amplitude du signal de référence;

fr : la fréquence du signal de référence.

### **b. Caractéristiques de la MLI sinus – triangle**

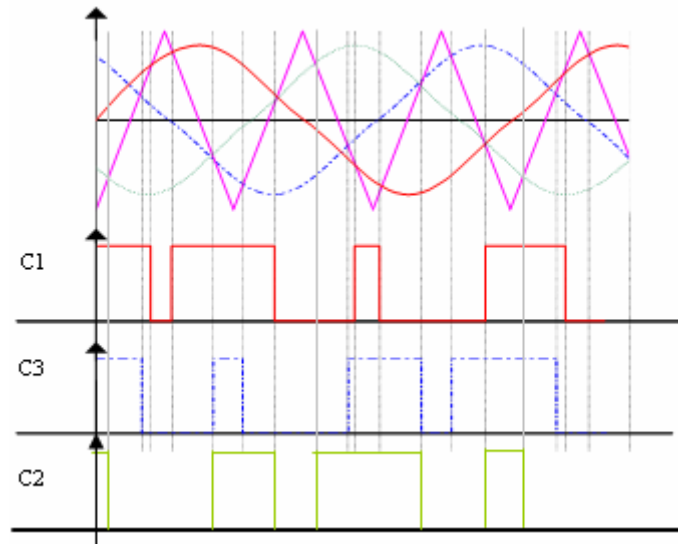
Si la référence est sinusoïdale, On définit deux grandeurs : l'indice de modulation **m** égal au rapport de la fréquence fp de la porteuse sur la fréquence de la référence fr (**m = fp/fr** ).

Le coefficient de réglage en tension **r** égal au rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à la valeur crête  $U_{pm}$  de la porteuse (**r =  $V_m/U_{pm}$** ).

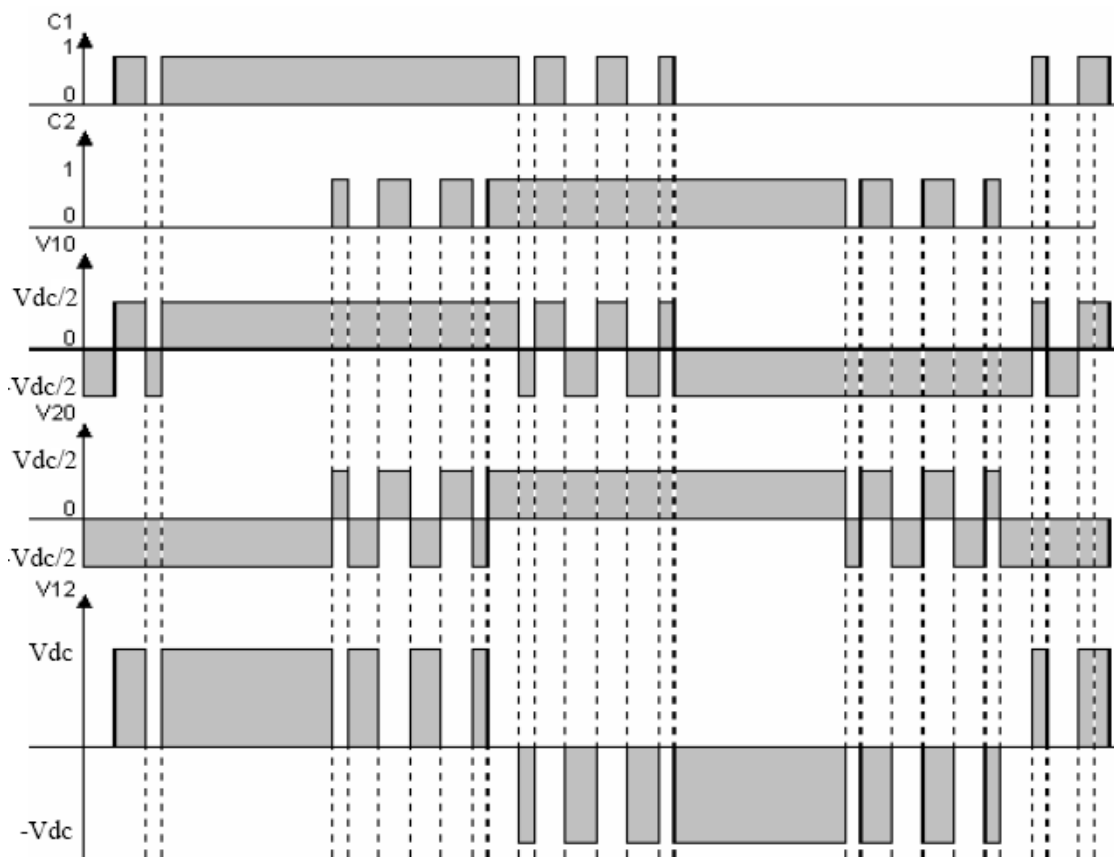
On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Pour une modulation sinus - triangle, on génère trois signaux sinusoïdaux triphasés équilibrés de fréquence fr, d'amplitude  $V_m < 1$  et un signal triangulaire de fréquence m.fr et d'amplitude 1. La comparaison de chaque sinusoïde au triangle donne les angles de commutation du bras d'onduleur de la phase correspondante. Pour la phase 1 si la référence  $V_{ref1}$  est supérieure au triangle, T1 est fermé; dans le cas contraire T4 est fermé (Fig. II.1). Et de même pour les cas des autres phases.

La tension des sorties (commandes) MLI est amplifiée par un étage à interrupteurs de puissance (onduleur) ce qui permet d'élaborer, à partir d'une tension continue constante, un signal haché en brèves impulsions de largeurs différentes servit à alimenter la machine (figure (II.3)).



**Fig. II.2 Principe de la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)  
Signaux de référence, porteuse et signaux de commande des transistors T 1, T 2 et T3**



**Fig. II.3 Signaux de commande des transistors T1 et T2, tensions entre phase 1 et 2 et point milieu de la source continue et tension composée entre phase 1 et 2 de l'onduleur**

### **c. Injection de l'harmonique trois**

Pour faire usage de la totalité de la tension d'alimentation il est nécessaire d'augmenter l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Cela peut se faire en utilisant une référence sinusoïdale avec addition de l'harmonique trois.

Pour le même coefficient de réglage en tension  $r$ , et en ajoutant l'harmonique trois dans la

référence, on augmente l'amplitude du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur tout en maintenant invariant son THD (Taux de Distorsion Harmonique).

On présente ici le cas de l'injection de l'harmonique 3. Les nouvelles tensions de référence sont alors :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \\ V_{ref2} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \\ V_{ref3} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)). \end{cases} \quad (II. 2)$$

### II.2.2. Onduleur de tension à fréquence variable en V/f constant en boucle ouverte

Il existe différentes méthodes de commande des machines à courant alternatif, entre autres : la commande en V/f constant (commande en boucle ouverte), la commande scalaire, la commande vectorielle ou la commande directe de couple (commande en boucle fermée consistant en la génération de commandes permettant d'asservir la vitesse ou le couple (cas de la traction) à une fonction objective donnée). Les performances souhaitées dépendent de l'application. Nous trouvons généralement des critères basés sur les caractéristiques dynamiques de la commande, sa robustesse, ou encore le rendement global de l'ensemble, etc . La question qui se pose alors est quel est le type de commande à adopter?

Dans ce chapitre, on considère la commande en V/f constant et la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en mode normal.

#### a. Caractéristiques $C_e = f(\omega)$

L'expression du couple est ( $C_e = 3 R_2 I_2^2 / g \Omega_s$ ), celle du courant rotorique est ( $I_2 = V_2 / Z_2 = m V_1 g / \text{racine carrée}(R_2^2 + (L_2 \omega_2)^2) = m V_1 g / \text{racine carrée}(R_2^2 + (g L_2 \omega_s)^2)$ ) et ceux des pulsations des courants rotoriques est statoriques sont ( $(\omega_2 = p (\Omega_s - \Omega) = p g \Omega_s = g \omega)$  et ( $\Omega_s = \omega_s / p$ )), Où : dont lesquelles  $I_2$  est le courant du rotor;  $R_2$  est la résistance rotorique;  $g$  est le glissement;  $\Omega_s$  est vitesse de rotation du flux statorique (vitesse de synchronisme);  $\omega_2$  est la pulsation rotorique;  $\Omega$  est la vitesse rotorique;  $p$  est le nombre de paires de pôles;  $\omega_s$  est la pulsation statorique;  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions statorique et rotorique;  $m$  est le rapport de transformation stator/rotor (primaire/secondaire).

Après transformation, le couple peut s'exprimer par ( $C_e = 3 (m V_1)^2 (p/\omega_s) g R_2 / (R_2^2 + (g L_2 \omega_s)^2)$ ). Il est maximal lorsque sa dérivée par rapport à  $g$  s'annule, c'est à dire (après transformation) pour ( $g = g_M = R_2 / L_2 \omega_s$  avec  $\omega_s = 2\pi f_s$ ). Donc, il devient ( $C_e = C_{eM} = 3 m^2 (V_1/\omega_s)^2 (p / 2 L_2^2)$ ).

Ce résultat montre qu'il est possible d'obtenir le couple maximal, pour différentes vitesses de rotation, à condition que le rapport tension d'alimentation / fréquence de la tension soit constant ( $V / f$  constant) et nominal (voir figure II.1.b).

#### b. Caractéristiques $C_e = f(N)$

Cette caractéristique est présentée sur la figure (II.1.b). Pour un couple de charge constant, la variation de la vitesse du moteur peut se faire en variant la valeur de fréquence des tensions de référence de la commande MLI ainsi que leur amplitude en maintenant le rapport V/f constant et nominal. Cela permet un fonctionnement du moteur avec un couple maximal. Au delà de 50

Hz la valeur efficace de la tension d'alimentation de la machine ne croît plus,  $\Phi_s = V/\omega$  n'est plus maintenu constant : la valeur maximale du couple décroît donc lorsque la fréquence d'alimentation croît au delà de 50 Hz (figure (II.1.b)).

### **c. algorithme V/f Constant**

Historiquement, elle constitue la première méthode de variation de vitesse d'un moteur AC avec minimisation des pertes. Son algorithme fait partie de la famille des méthodes de contrôle scalaire.

Le maintien du flux statoriques constant se fait indirectement (sans identification du flux statorique) en commande scalaire en boucle ouverte (sans capteur de vitesse). La seule référence est la fréquence d'alimentation alors que de la tension statorique de référence est calculée par la relation ( $V/f = V_n/f_n = \text{constant}$ ).

Malgré le développement de la commande vectorielle des systèmes à moteur AC, la commande scalaire est toujours utilisable dans plusieurs applications (pompes, ventilateurs)

Le principe de ces méthodes est d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou tensions d'entrée afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux (flux, tension, etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

Avec l'algorithme V/f, on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation du moteur d'une telle façon que leur rapport reste constant, ce qui permet de faire varier la vitesse du moteur pour un couple résistant constant.

Pour mettre en œuvre un tel contrôle, le plus simple est de fournir la fréquence comme consigne du bloc de contrôle, (figure II.4). Celui-ci calcule alors la tension qui sert de consigne à son tour au bloc MLI.

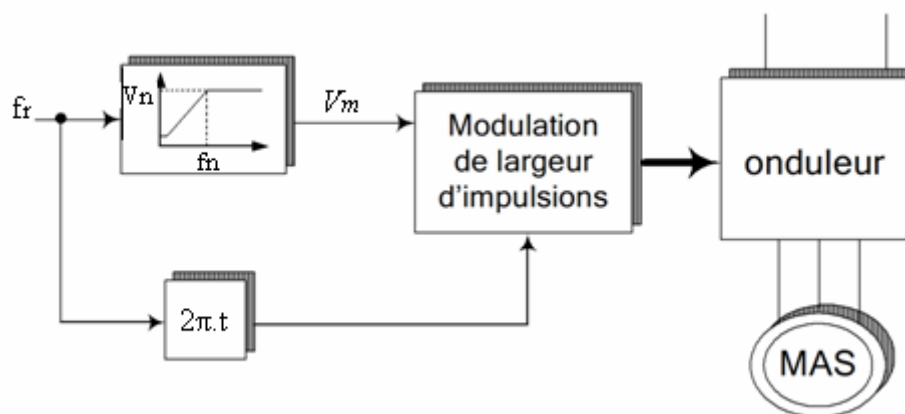


Fig. II.4 Diagramme de la commande de la vitesse de la machine asynchrone en boucle ouverte en V/F constante

Ce contrôle en boucle ouverte a le mérite d'être très simple à mettre en œuvre et ne nécessite que très peu de moyens de calcul. Pour cette raison il est encore aujourd'hui très répandu. Mais la dynamique obtenue est très faible et il n'y a pas de régulation de la grandeur de sortie (couple, vitesse ou position) si bien que cet algorithme est inadapté pour beaucoup d'applications.

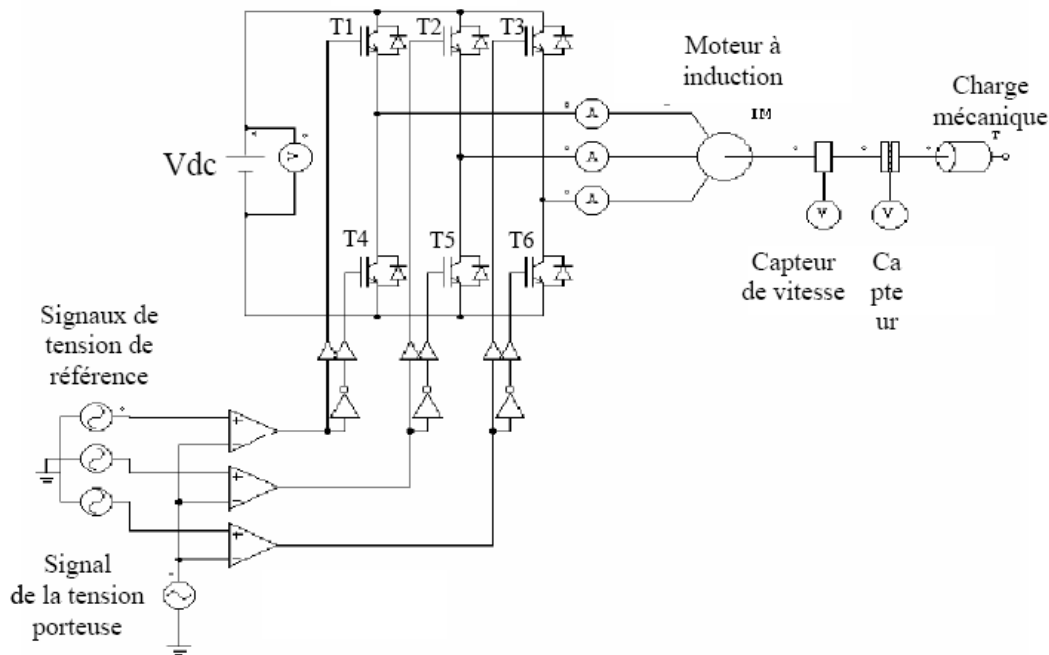
Pour la caractérisation des défauts du variateur de vitesse, on a considéré les points de fonctionnement correspondant à la fréquence de référence (du signal de référence de la commande MLI) de 50 Hz (fréquence nominale) pour un moteur asynchrone de tension nominale de 220 V à vide et à charge nominale (figure (II.1.c)). Cette caractérisation peut être généralisée sur tous les points de fonctionnement du moteur asynchrone correspondant à

différentes fréquences de référence.

### II.3. Paramètres et blocs de calcul PSIM utilisés

La simulation de l'association (onduleur de tension à deux niveau à MLI triangulo-sinusoïdale / machine asynchrone triphasée) est faite sous l'environnement PSIM (Fig. II.5), pour observer son comportement dans son état sain de fonctionnement, pour différentes valeurs du couple de charge (de 0 N.m à 50 N.m (couple nominal) et  $f_r = 50$  Hz).

Les simulations sont faites avec un pas de calcul (time step) de 0.000005 secondes.



**Fig. II.5 Schéma synoptique de l'association Onduleur de tension à MLI – moteur asynchrone (boucle ouverte) (état sain) sous l'environnement de simulation PSIM et zone de fonctionnement considérée du moteur asynchrone**

Plusieurs blocs calculateurs sont utilisés dans la simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI. Les paramètres des blocs suscités sont les suivants :

#### II.3.1. Paramètres de la machine à induction

Inductance de fuite d'une phase statorique	: $L_{sf} = 0.00139$ H	
Inductance magnétisante d'une phase statorique	: $L_{sm} = 0.041$ H	
Inductance de fuite d'une phase rotorique	: $L_{rf} = 0.00074$ H	
Inductance magnétisante des phases rotoriques	: $L_{rm} = 0.041$ H	
Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor	: $m = 0.0273$ H	
Nombre de paires de pôles	: $p = 2$ (4 pôles)	
Résistance d'une phase statorique	: $r_s = 0.6294$ Ohm	

Résistance d'une phase rotorique:	$r_r = 0.4156 \text{ Ohm}$
Puissance mécanique:	$P_m = 7.6 \text{ KW}$
Nombre de phases:	$N \text{ phases} = 3 \text{ phases}$
Vitesse de rotation nominale:	$N_n = 1460 \text{ tr/min} = 153 \text{ rad/sec}$
Couple nominal:	$C_n = 50 \text{ N.m}$
Tension nominale entre phase et neutre (Valeur efficace) :	$V_{\text{eff}} = 220 \text{ V}$
Courant nominal (en pleine charge) par phase (Valeur efficace) :	$I_n = 21 \text{ A}$
Fréquence nominale:	$f_n = 50 \text{ Hz}$
Type de couplage des enroulements du stator:	Y
Type du rotor: cage d'écureuil	
Moment d'inertie:	$J = 0.22 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux:	$f = 0.001 \text{ N.s/rad}$
Flux maximal: $\phi_{\text{max}} = 1 \text{ Wb}$	

### II.3.2. Paramètres de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé en MLI

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue de 800 V avec une résistance interne de 1 Ohm.

#### a. Signal de la référence

$V_m = 0.8$   
 $f_r = 50 \text{ Hz}$

#### b. Signal de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire bipolaire, dont les paramètres sont :  
 $U_{pm} = 1$  (2 de crête à crête) ( $r = V_m/U_{pm} = 0.8$ ) ;  
 $f_p = 10000 \text{ Hz}$  ( $m = f_p/f_r = 200$ ).

### II.3.3. Paramètres des capteurs électriques

#### a. Capteur de tension

Gain du capteur de tension :  $G_v = 1$

#### b. Capteur de courant

Le capteur de courant possède une résistance interne ( $r_i$ ) de 0.001 Ohm

Gain du capteur de courant:  $G_i = 1$  ( $G_i \neq 1$  en cas de défaillance)

Pour simuler le cas de défaillance du capteur de courant, une des deux procédures peut être considérée :

- 1- En prenant un ( $G_i \neq 1$ ).
- 2- En variant la résistance interne du capteur ( $r_i \neq 0.001$ ).

### II.3.4. Blocs de calcul

Plusieurs Blocs calculateurs dans l'environnement PSIM ont été utilisés pour assurer le calcul des variables tels que : les valeurs efficaces (root mean square, en anglais) et les angles de phase des tensions et des courants statoriques, les valeurs moyennes des courants statoriques



et leurs

THD (taux de distorsion harmonique) ainsi que leurs composantes fondamentales.

Cette partie décrit succinctement les blocs calculateurs utilisés.

### **a. Calculateur de la valeur moyenne d'un signal**

Ce bloc est à base d'un filtre passe-bas du deuxième ordre utilisé pour extraire la composante continue du signal d'entrée. Sa fonction de transfert est comme suit :

$$G(s) = \frac{k\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.3})$$

Avec : k - gain, dont la valeur est de 1 ;  $\xi$  - le coefficient d'amortissement, dont la valeur optimale est de 0.7 et  $f_c$  - la fréquence de coupure ( $f_c = \omega_c/2\pi$ ) dont la valeur est de 5 Hz.

### **b. Bloc de calcul du taux de distorsion harmonique**

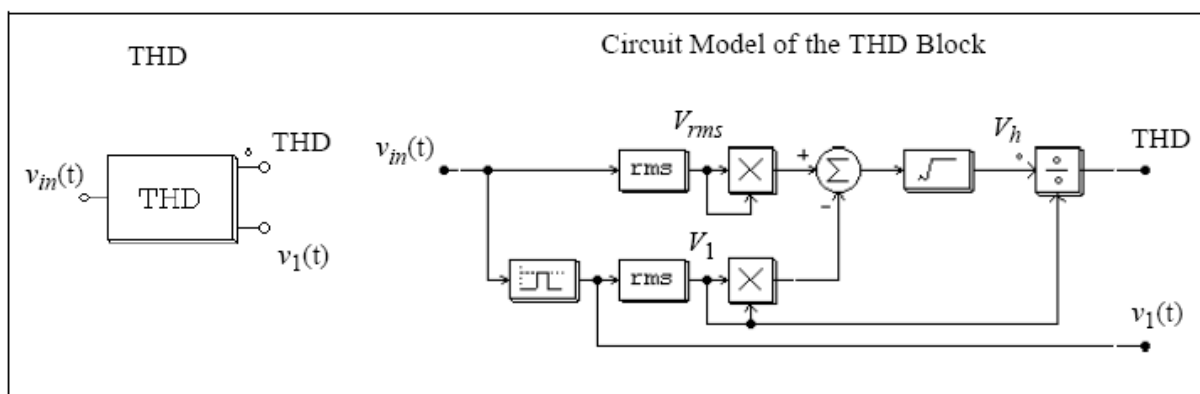
Ce bloc est constitué par un filtre passe-bande du 2ème ordre utilisé pour extraire la fondamentale du signal d'entrée autour de la fréquence centrée (du fondamental) avec une fréquence de bande passante égale à 20 Hz.

Pour un signal contenant les composantes fondamentale et harmonique, la facteur de distorsion total d'harmoniques (total harmonic distortion (THD), en anglais) est défini comme suit :

$$THD = \frac{V_h}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (\text{II.4})$$

Où :  $V_1$  est la valeur efficace du fondamentale,  $V_{rms}$  est la valeur efficace du signal d'entrée et  $V_h$  est la valeur efficace de la composante harmonique.

Le modèle du bloc THD peut être représenté comme suit :



**Fig. II.6 Modèle du calculateur de THD sous l'environnement de simulation PSIM**

### **c. Bloc de calcul de la valeur efficace (Root-Mean-Square Block, en anglais)**

Ce bloc permet de calculer la valeur efficace (RMS) du signal d'entrée sur une période spécifiée par la fréquence de base fb (dans ce cas 50 Hz). Le signal de sortie est défini comme suit:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{in}^2(t) dt} \quad (II.5)$$

Où  $T = 1/f_b$ . Le signal de sortie (valeur efficace) est mis à jour au début de chaque période.

#### **d. Bloc de FFT (Fast Fourier Transform Block)**

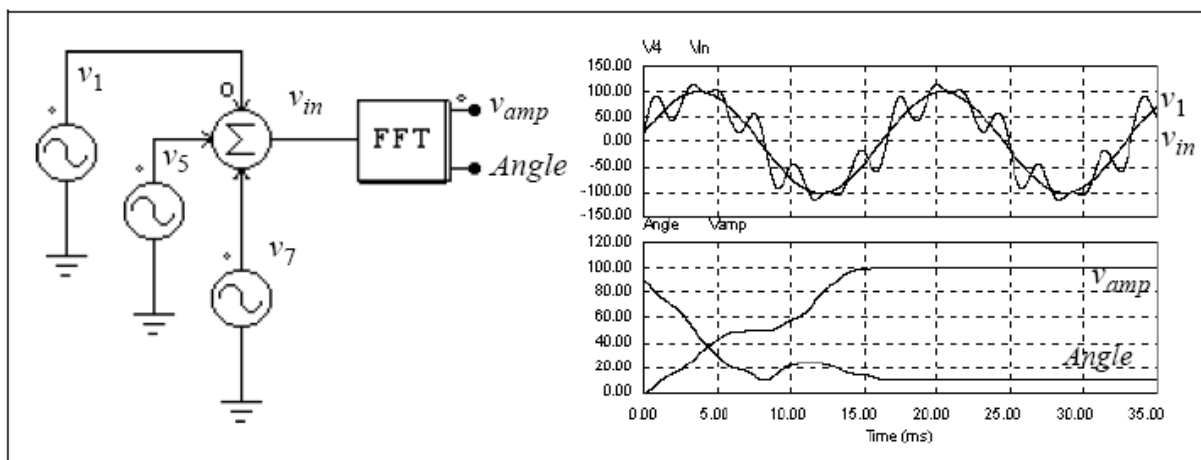
Un tel bloc permet le calcul de la composante fondamentale du signal d'entrée (tensions et courants statoriques) sur une période spécifiée par la fréquence de base fb (dans ce cas 50 Hz). Le nombre des points d'échantillonnage dans une période du fondamental doit être égal à  $2N$  (où  $N$  est un nombre entier ( $N=9$  implique 512 échantillons par période du signal)). Les signaux de sortie sont l'amplitude et l'angle de phase de la composante fondamentale du signal d'entrée.

Le signal de sortie est défini comme suit:

$$v_o = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{n=\frac{N}{2}-1} \left( \left[ v_{in}(n) - v_{in}\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \right) \quad (II.6)$$

#### **Exemple:**

Dans le circuit de dessous (Fig. II.7), la tension  $v_{in}$  contient une composante fondamentale  $v_1$  (100 V à 60 Hz), une tension harmonique de 5ème rang  $v_5$  (25 V à 300 Hz), et une tension harmonique de 7ème rang  $v_7$  (25 V à 420 Hz). Après un cycle, le signal de sortie du bloc FFT atteint le régime permanent avec l'amplitude de 100 V et l'angle de phase de 100°.



**Fig. II.7 Exemple de FFT sous l'environnement de simulation PSIM**

La valeur efficace de la composante fondamentale du signal d'entrée peut être calculée en divisant son amplitude par la racine de 2.

### **e. Blocs de filtre (Filter Blocks)**

Quatre filtres du deuxième ordre sont disponibles dans le bloc du PSIM. Les fonctions de transfert de ces filtres sont:

Filtre passe-bas du 2ème ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

Filtre passe-haut du 2ème ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

Filtre passe-bande du 2ème ordre:

$$G(s) = k \cdot \frac{B \cdot s}{s^2 + B \cdot s + \omega_o^2}$$

Filtre stop-bande du 2ème ordre

$$G(s) = k \cdot \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + B \cdot s + \omega_o^2}$$

Les deux filtres qui nous intéressent le plus sont le filtre passe-bas du 2ème ordre et le filtre passe-bande du 2ème ordre.

Sur les figures (II.8.a.), (II.8.b.) et (A.1.) sont présentées les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en boucle ouverte selon le principe de V/f constante pour des points de fonctionnement à vide et à charge. La fréquence de référence (du signal de référence de la commande MLI) de 50 Hz (fréquence nominale) et de 30 Hz pour un moteur asynchrone de tension nominale de 220 V. L'onduleur de tension à deux niveaux est alimenté avec une source de tension de 800 V. La caractérisation est faite pour le point de fonctionnement à vide et à charge nominale et elle peut être généralisée sur tous les points de fonctionnement du moteur asynchrone correspondant à différentes fréquences de référence et de couple de charge.

La vitesse atteint sa valeur de 1500 tr/min après un régime transitoire avec une légère ondulation autour de cette valeur. En appliquant un couple de charge de 30 N.m à  $t = 1.1$  sec, la vitesse diminue à 1480 tr/min pour encore diminuer à sa valeur nominale de 1460 tr/min après l'application du couple nominal de 50 N.m (fig. A.1).

Les courants statoriques présentent une allure quasiment sinusoïdale (Fig. II.8.a.) avec une amplitude (ou valeur efficace) qui augmente proportionnellement à la valeur du couple. Leurs composantes continues sont quasi nulles. La somme des signaux de sortie des capteurs de courants statoriques est nulle ainsi que celle de capteurs des tensions statoriques.

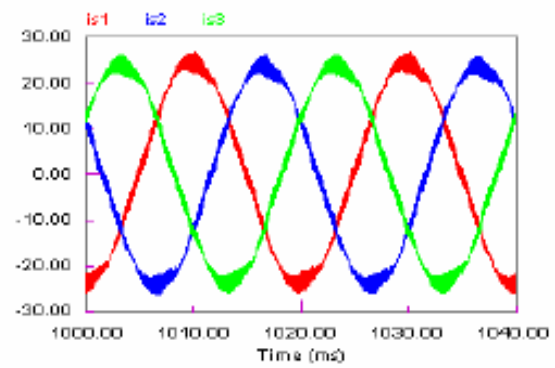
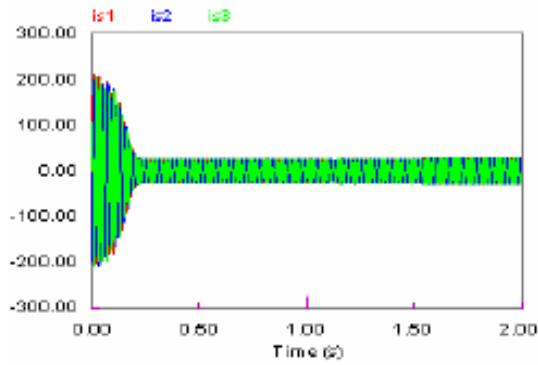
Sur la figure (II.8.b), est présentée la variation de vitesse du moteur de 1500 tr/min à

900 tr/min (fréquence de référence 50 Hz à 30 Hz). On note la diminution de l'amplitude des tensions de référence de la MLI lorsque leur fréquence de référence diminue de 50 Hz à 30 Hz selon la loi de  $V/f$  constante.

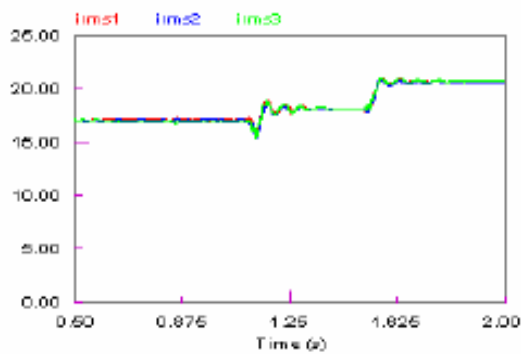
La vitesse rotorique à vide diminue de 1500 tr/min à 900 tr/min. En appliquant un couple de charge, elle diminue au dessous de cette valeur selon la valeur du couple de charge (fig.II.8.b).

Dans toutes les figures qui suivent, l'expression « somme des courants statoriques (A) » signifie la somme des courants statoriques mesurés, autrement dit la somme des signaux de sortie des capteurs de courant. De même pour l'expression « somme des tensions statoriques composées(V) ».

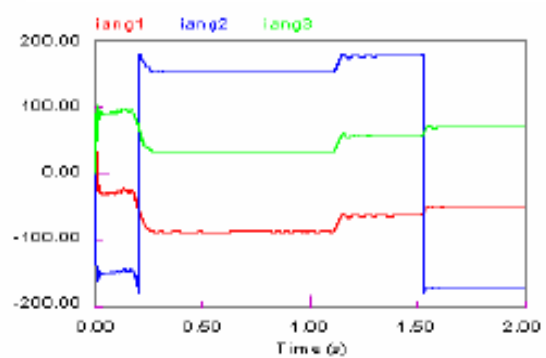
Courants statoriques (A)



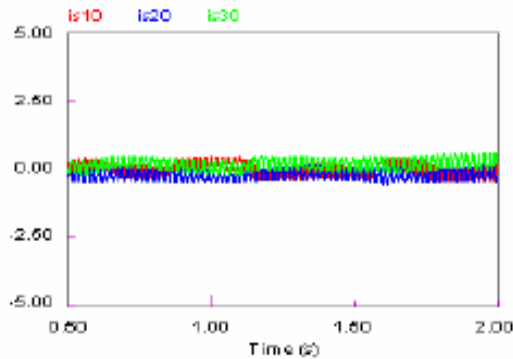
Valeurs efficaces des courants statoriques (A)



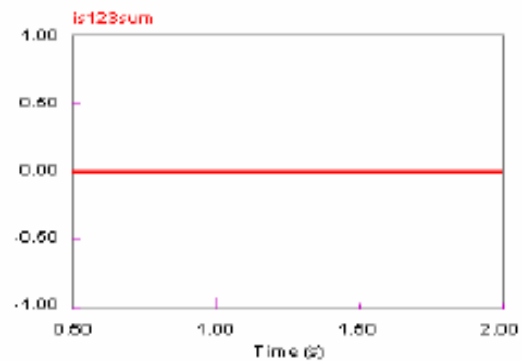
Déphasages des courants statoriques (°)



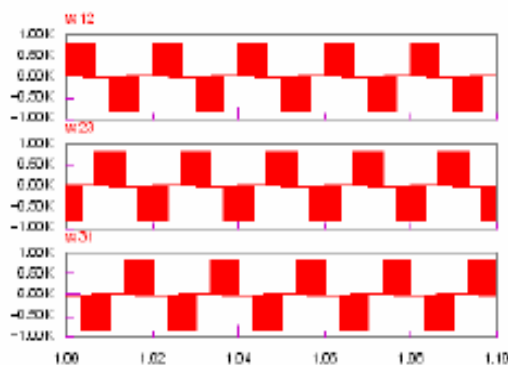
Valeurs moyennes des courants statoriques (A)



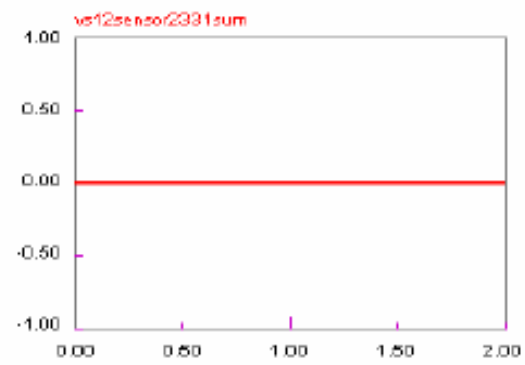
Somme des courants statoriques (A)



Tensions statoriques composées (V)

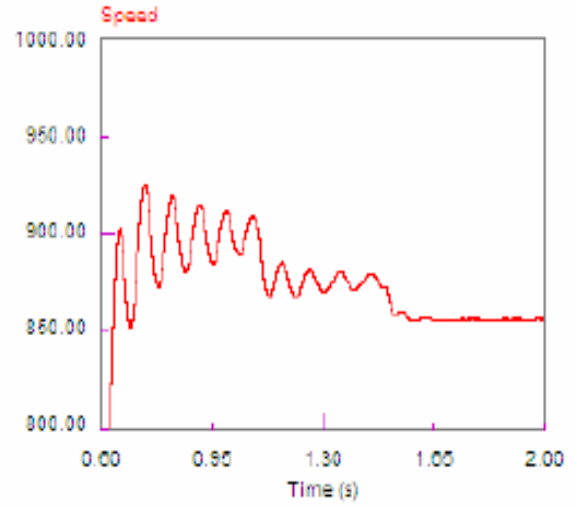
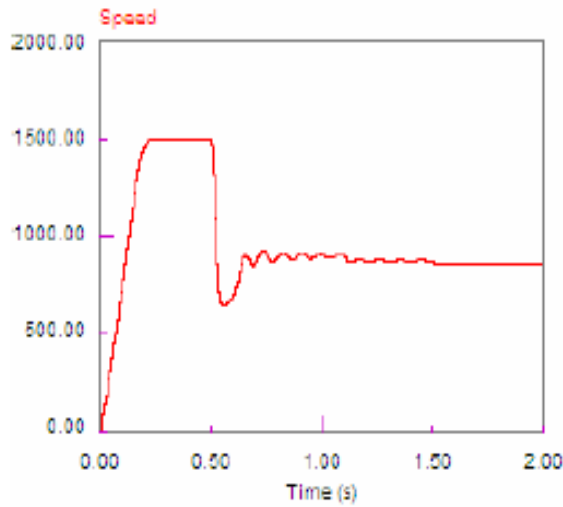


Somme des tensions statoriques composées (V)

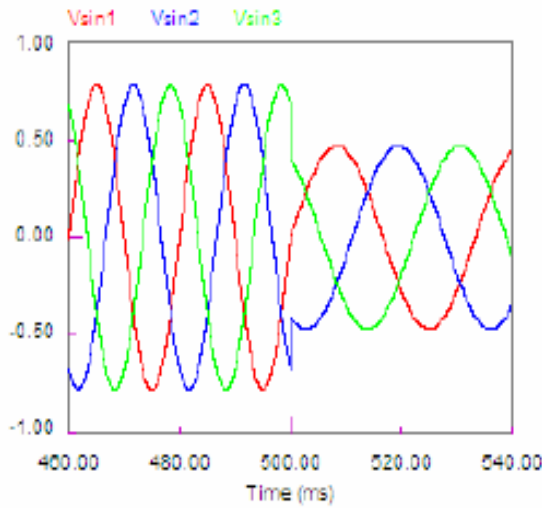


**Fig. II.8.a. Simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte) ( $f=50$  Hz avec différentes valeurs de couple de charge)**

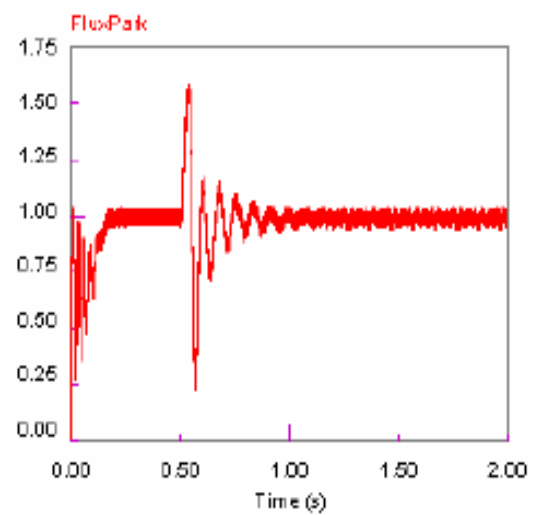
Vitesse rotorique (tr/min)



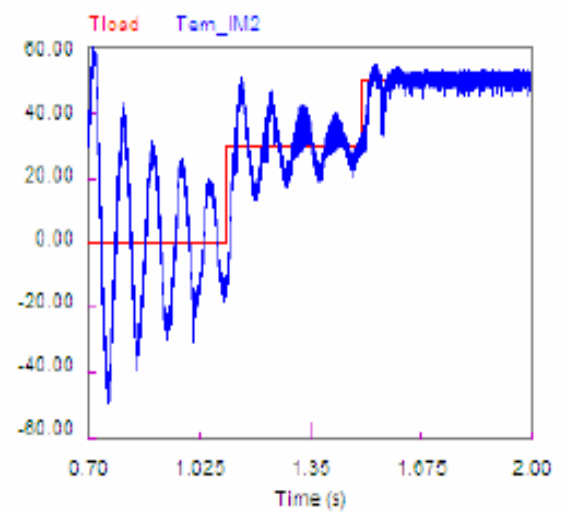
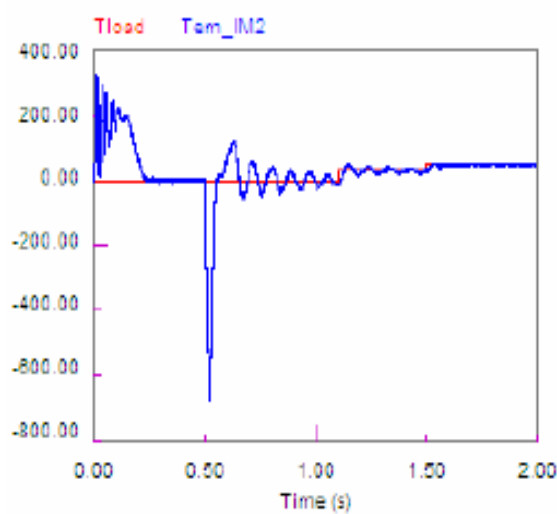
Signaux de référence de la commande MLI triangulo-sinusoidale



Flux (Wb) (MAS à vide)



Couple électromagnétique (N.m)



**Fig. II.8.b. Simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI (boucle ouverte) ( $f=50$  Hz et 30 Hz avec différentes valeurs de couple de charge)**

## II.4. Onduleur de tension à fréquence variable avec commande vectorielle

Au début des années 70, Blaschke et Hasse ont inventé une nouvelle technique dite commande vectorielle. En utilisant cette technique, la machine asynchrone (MAS) peut avoir des propriétés similaires à celle la machine à courant continu (MCC), sans les inconvénients liés au système balais-collecteur. Les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent trois principales méthodes. La première dite « méthode directe », a été initiée par Blaschke, la deuxième dite « méthode indirecte » a été introduite par Hasse et la troisième dite « méthode simplifiée » est développée par Robyns sur une machine alimentée en tension dans le but de linéariser le comportement de la machine .

### II.4.1. Principe de la commande vectorielle

L'algorithme de référence de la commande de la machine asynchrone dit commande à flux orienté (Field Oriented Control (FOC)) a été mis au point par Blaschke en 1972. Cette méthode a marqué un pas décisif dans la façon de concevoir la commande des machines à courant alternatif.

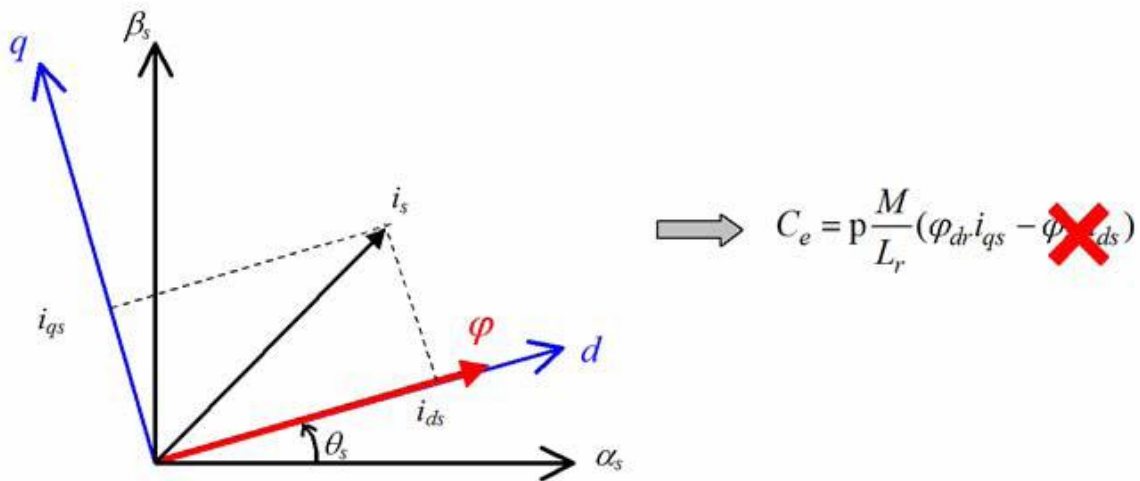
En effet, jusqu'aux développements théorique et pratique de Blaschke, seule la commande scalaire était utilisée. A partir du constat que la machine à courant continu était commandée via un découplage naturel, l'idée fondamentale de Blaschke fut de mettre au point une commande permettant de rapprocher le comportement de la machine asynchrone de celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant ids qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal iqs permet de contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu.

Les techniques de contrôle vectoriel sont liées à la maîtrise du vecteur flux (amplitude et position instantanée) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires. Par conséquent, Contrairement aux méthodes scalaires, les algorithmes de contrôle vectoriel permettent de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase. Grâce à cela, il est possible dans certaines conditions d'agir séparément sur le flux de la machine et le courant responsable du couple de la même façon que pour une machine à CC à excitation séparée.

Le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère (d,q) par :

$$C_e = p \frac{M}{l_r} (i_{qs} \cdot \varphi_{dr} - i_{ds} \cdot \varphi_{qr}) \quad (\text{III.1})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine :  $\varphi_{qr} \cdot i_{ds}$ , alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère (d,q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir  $\varphi_{qr} = 0$ . Ainsi  $\varphi_r = \varphi_{dr}$  (Fig. II.9).



**Fig. II.9 Principe du contrôle vectoriel (orientation du flux rotorique)**

$$C_e = p \frac{M}{l_r} i_{qs} \varphi_r \quad (\text{III.2})$$

et le flux :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s \tau_r} i_{ds} \quad (\text{III.3})$$

Avec

$$\tau_r = \frac{l_r}{R_r}$$

La constante de temps rotorique et  $s$  la variable de la transformée de Laplace. En régime permanent  $\varphi_r = M \cdot i_{ds}$ .

La composante  $i_{ds}$  commande donc le flux rotorique et la composante  $i_{qs}$  le couple électromagnétique à flux  $\varphi_{dr}$  constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle.

Notons que le problème essentiel de la commande est de déterminer la norme et la position du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement. Il est nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine.

#### II.4.2. Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas \*estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence  $\varphi_{dr}$ .

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées.

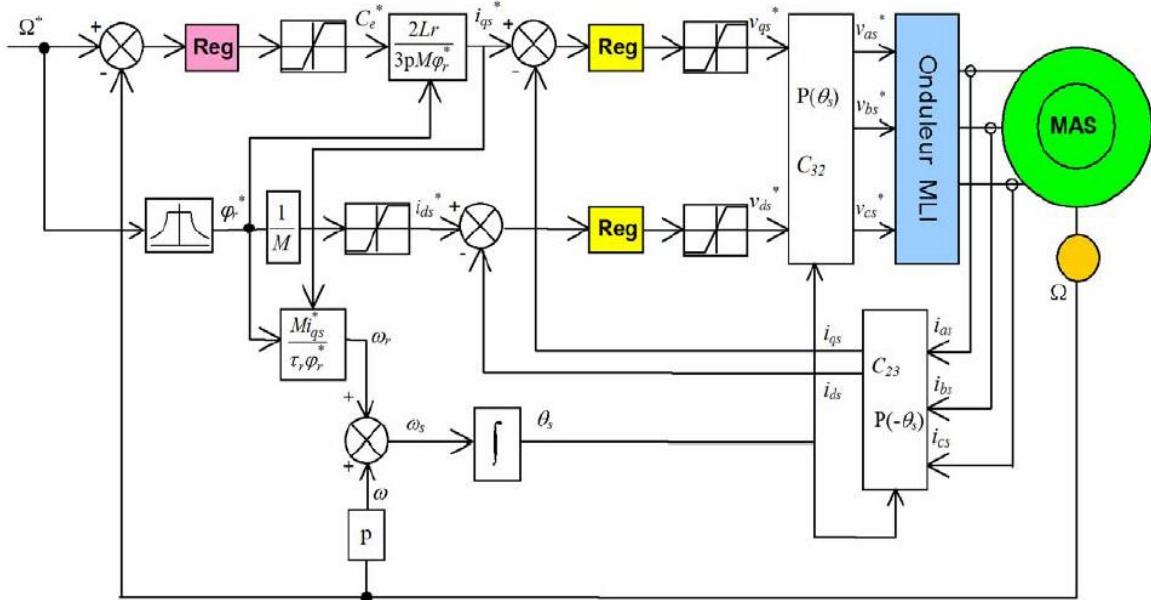
En effet, cette stratégie consiste à laisser la composante  $i_{ds}$  constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant  $i_{ds}$  s'occupe de maintenir le courant  $i_{ds}$  constant et égal à la référence  $i_{ds}^*$  ( $i_{ds}^* = i_{ds}$  référence).

On peut également automatiser le pilotage de la référence de courant  $i_{qs}^*$  en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc  $i_{qs}^*$ ) puisqu'il agira de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne (vitesse de

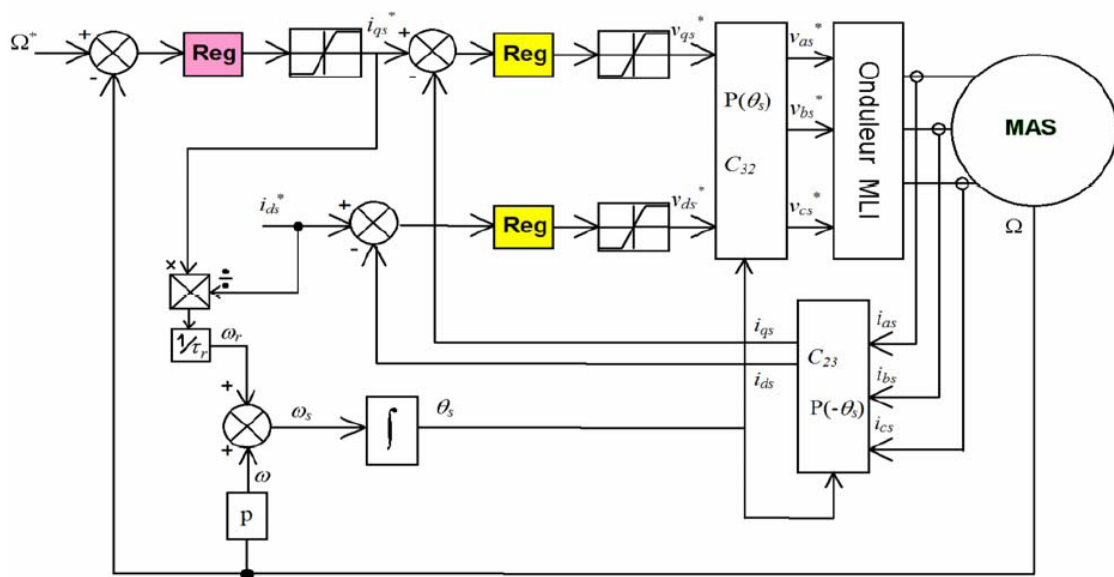


référence)

La Figure (II.10) résume cette régulation puisqu'elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références  $v_{ds}^*$  et  $v_{qs}^*$  ( $v_{dref}$  et  $v_{qref}$ ) dans le repère dq



a. Schéma de régulation de la vitesse de la MAS en IRFO (IFOC)



b. IRFO (IFOC) considéré

Fig. II.10 Schéma de régulation de la vitesse de la MAS en IRFO (IFOC)

On a donc trois (3) régulateurs dans ce schéma:

Le régulateur de vitesse

Ses entrées sont la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

Pour des régimes de fonctionnement à vitesse supérieure à celle de base (ou nominale), le bloc de défluxage permet de réduire le flux de référence ( $\varphi_r^*$ ) pour maintenir le

fonctionnement sous la commande vectorielle et afin que la tension à la sortie de l'onduleur ne dépasse pas la tension nominale du moteur et que le courant statorique reste limité par sa valeur maximale .

Alors, la diminution de flux (ou du courant magnétisant  $i_{ds}^*$ ) se fait suivant la fonction non linéaire suivante :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} \text{ si } \Omega_r^* \leq \Omega_{rn} \\ \varphi_{rn} \cdot \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r^*} \text{ si } \Omega_r^* > \Omega_{rn} \end{cases}$$

Ce bloc utilise la vitesse mesurée et la pulsation de glissement  $w_r$ . Dans le cadre de l'IRFO, la pulsation de glissement est calculée par  $w_r = i_{qs}^*/(i_{ds}^* \tau_r)$  ou en utilisant les références au lieu des mesures. Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation

La sortie du régulateur de vitesse est le couple de référence (ou le courant  $i_{qs}^*$ ). Le couple doit être limité par des valeurs maximales correspondant au couple maximal que peut supporter le moteur dans les deux sens de rotation

Le régulateur de courant  $i_{qs}$ :

Il prend en entrée le courant  $i_{qs}^*$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence

$v_{qs}^*$  pour ajuster le courant  $i_{qs}$ . Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence  $i_{qs}^*$ . Ce coefficient tient compte de la valeur du flux (voir la formule du couple) mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasée - biphasée choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation de Clarke dans ce schéma

Le régulateur de courant  $i_{ds}$ :

Il prend en entrée le courant  $i_{ds}^*$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $v_{ds}^*$ . Il est à signaler que la régulation de ce courant à une valeur constante garantit un flux rotorique constant car

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + s \tau_r} i_{ds} \quad (\text{III.5})$$

avec  $\tau_r = \frac{l_r}{R_r}$  la constante de temps rotorique et  $s$  la variable de la transformée de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent  $\varphi_r = M \cdot i_{ds}$

Il reste à examiner deux parties importantes:

Les transformations directes et inverses :

L'une permet, à partir des tensions biphasées ( $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$ ) dans le repère dq, de calculer les tensions triphasées  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

La deuxième transformation permet de calculer, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) dans le repère dq qu'il faut réguler.

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle  $\theta_s$ .

Calcul de l'angle de la transformation de Park  $\theta_s$  statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient  $\theta_s$

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left( p.wm + \frac{iqs^*}{\tau.ids^*} \right) dt \quad (III.6)$$

La figure (II.11) présente le schéma synoptique, sous PSIM, d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux en boucle fermée (commande vectorielle à flux orienté). Le moteur est quadripolaire est alimentée par un onduleur de tension contrôlé à base de MLI sinusoïdale. En fait, le courant de référence  $i_d^*$  est pris constant (égale à 25 A). La sortie du régulateur PI de la vitesse représente le courant de référence  $i_q^*$ . Les paramètres de simulation sont les suivants

La fonction de transfert du bloc régulateur PI du logiciel PSIM est définie comme suit:

$$G(s) = k * (1 + sT) / (sT)$$

Régulateur PI (Proportionel-integral) de la vitesse :

Vitesse de référence = 500 tr/min (de 0 sec à 0.7 sec) et 1000 tr/min (de 0.7 sec à 2.5 sec)

Couple de charge = 0 N.m (de 0 sec à 1.1 sec) et 10 N.m (de 1.1 sec à 1.6 sec)

et 30 N.m (de 1.6 sec à 2.1 sec) et 50 N.m (de 2.1 sec à 2.5 sec)

$k=5$  Gain du régulateur PI

$T = 0.05$  sec Constante de temps du régulateur PI en secondes

Régulateur PI du courant  $I_d$  :

$I_d \text{ ref} = 25$  A.

$k = 0.05$

$T = 0.001$  sec

Régulateur PI du courant  $I_q$  :

$k = -0.005$

$T = 0.001$  sec

Les régulateurs de vitesse et des courants sont de type Proportionnel-Intégral. Le lecteur peut se référer à pour plus de détails sur la méthode de calcul des paramètres des correcteurs de vitesse et des courants.

Le courant  $I_q$  est limité entre les valeurs maximales de -60 A et +60 A. Les tensions réduites  $v_d$  et  $v_q$  ( $v_{dref}$  et  $v_{qref}$ ) sont limitées entre les valeurs maximales de -1.5 V et 1.5 V.

Le pas de temps des simulations est de 0.000005 sec. L'onduleur est alimenté avec une tension continue de 800 V et commandé en MLI avec une fréquence de la porteuse égale à 10kHz.

Le courant  $i_{qs}$  suit parfaitement sa référence  $i_{qs}^*$  durant le régime permanent. Durant le régime transitoire de variation de vitesse de référence, on note qu'il y a un petit décalage entre  $i_q$  et  $i_q^*$  suite à la variation pulsionnelle du courant de référence  $i_q^*$ . En limitant le courant  $i_q$  entre

-60 A et 60 A, on constate que le courant  $i_{qs}$  suit sa référence durant cette période. Une fois que la vitesse atteint la valeur de la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant  $i_{qs}^*$  pour vaincre les frottements (machine à vide).

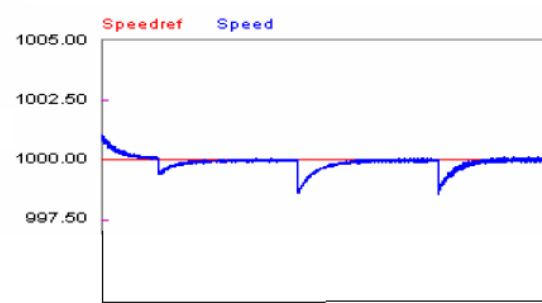
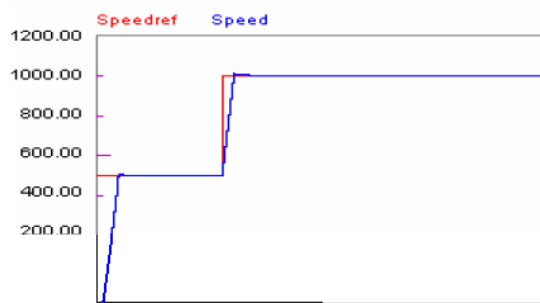
Les courants statoriques sont quasiment sinusoïdale et symétriques (voir Fig. 12.a. et Fig.A.2).

Les tensions de référence dans le repère triphasé sont sinusoïdales, équilibrées et symétriques (voir Fig. A.2).

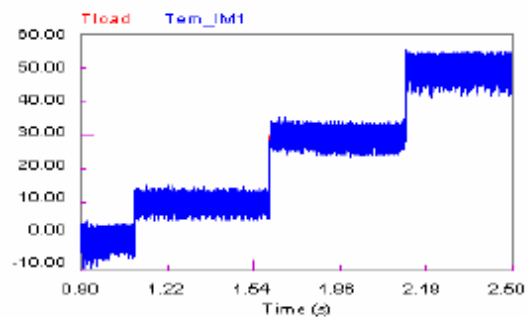
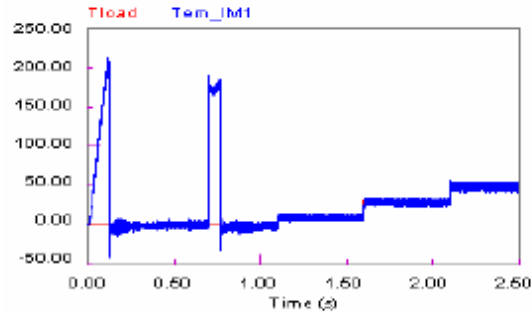
Lors de la variation du couple de charge (à  $t=1.1\text{sec}$   $C_r=10\text{ N.m}$  ; à  $t=1.6\text{sec}$   $C_r=30\text{ N.m}$  ; à  $t=2.1\text{sec}$   $C_r=50\text{ N.m}$ ), la vitesse diminue légèrement pour rejoindre sa valeur de référence (1000 tr/min (Fig. II.12.a) (500 tr/min pour le deuxième cas (Fig. II.12.b)). Le courant  $i_q$  suit le courant de référence  $i_q^*$  qui prend différentes valeurs selon la valeur du couple de charge.

On voit également que le courant  $i_{ds}$  reste constant et égal à sa valeur de référence ( $i_{ds}^*=25\text{ A}$ )

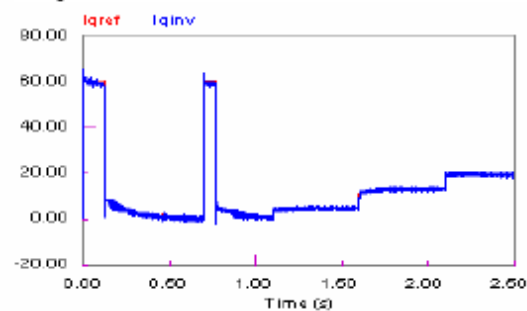
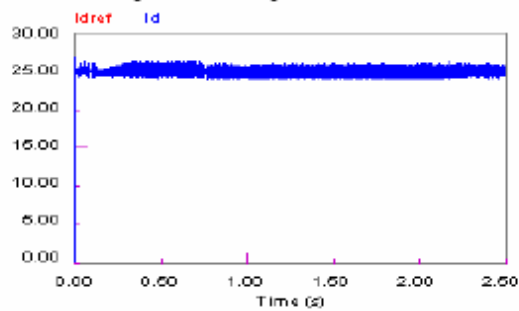
Vitesse rotorique (tr/min)



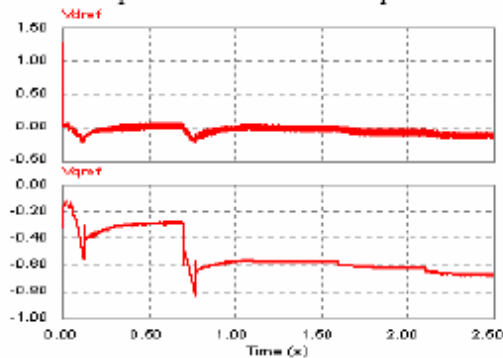
Couple électromagnétique (N.m)



Courants statoriques dans le repère de Park (successivement Id et Iq) avec leurs références (A)

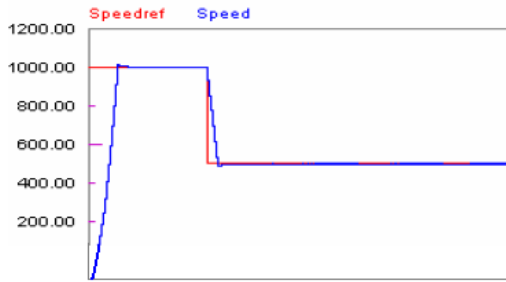


Tensions statoriques de référence dans le repère de Park (successivement Vdref et Vqref) (V)

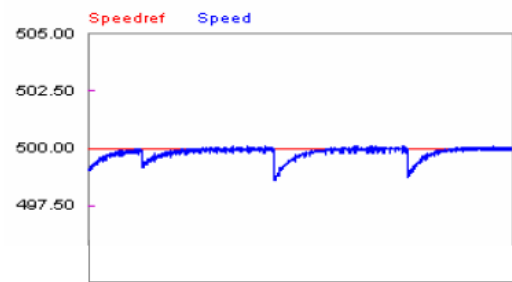


**Fig. II.12.a. Simulation de la MAS contrôlée par la commande vectorielle indirecte avec un onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas sans défaut (variation de vitesse de 500 tr/min à 1000 tr/min pour différentes valeurs de couple de charge)**

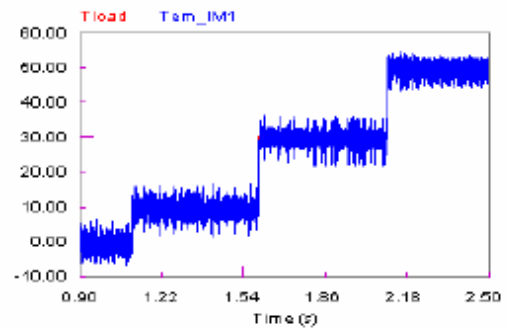
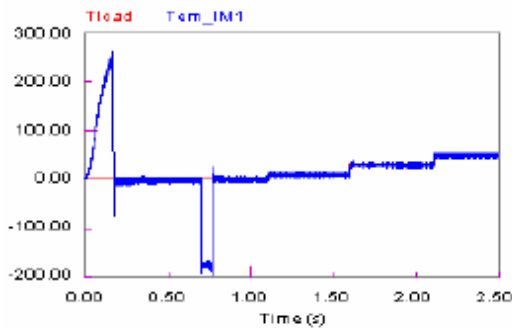
Vitesse rotorique (tr/min)



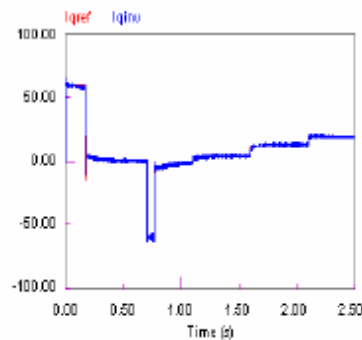
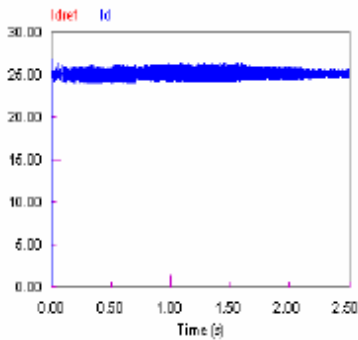
44



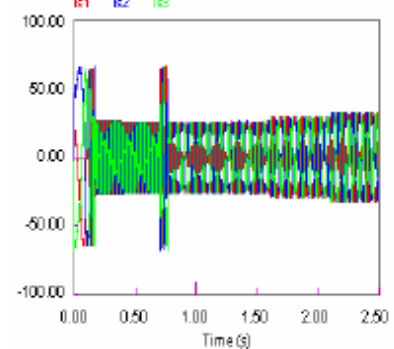
Couple électromagnétique (N.m)



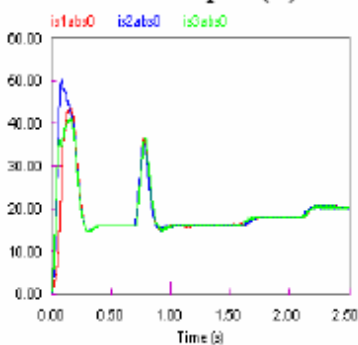
Courants statoriques dans le repère de Park (successivement Id et Iq) avec leurs références (A)



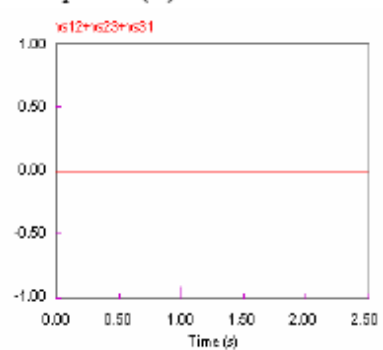
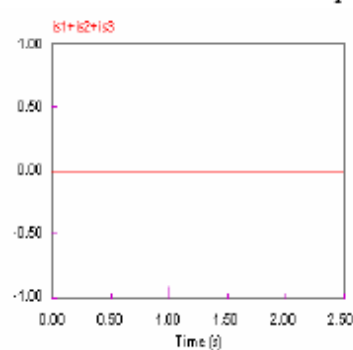
Courants statoriques (A) dans la repère triphasé



Valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques (A)



Somme des courants statoriques (A) et somme des tensions statoriques composées (V)



**Fig. II.12.b. Simulation de la MAS contrôlée par la commande vectorielle indirecte avec un onduleur de tension à MLI à deux niveaux, cas sans défaut (variation de vitesse de 1000 tr/min à 500 tr/min pour différentes valeurs de couple de charge)**

## II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, en premier sont considérés les principes de la commande en V/f constant en boucle ouverte et la commande vectorielle avec asservissement de la vitesse, appliquées à la machine asynchrone triphasée. Ensuite, on a simulé en mode normal (sans défaillance) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI à deux niveaux.

On constate la variation de l'amplitude de la tension de référence de la commande MLI en boucle ouverte en fonction de la fréquence de référence. Cette variation permet le maintien du rapport V/f constant lorsque la fréquence de référence est inférieure à la fréquence nominale de la machine.

Lors de l'asservissement de la vitesse par la commande vectorielle indirecte de flux rotorique orienté (IFOC), on constate la bonne poursuite de la vitesse rotorique par rapport à sa référence, ainsi que les courants statoriques dans la model de Park par rapport à leurs références.

Par ailleurs, ont été obtenues, dans le cas sans défaut, les différentes variables indicatrices notamment les valeurs moyennes des valeurs absolues des courants statoriques, la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de tensions statoriques composée, la valeur efficace de la somme des signaux de sortie des capteurs de courants statoriques, le courant et la tension de la source continue.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser aux signatures caractéristiques des défauts en considérant la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI en boucle ouverte en V/f constant. Pour ce faire, on procédera à la simulation des régimes anormaux (avec défauts) d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois bras commandé en MLI (boucle ouverte) ; Les simulations seront réalisées avec le logiciel PSIM.

## Chapitre III

# Réalisation Commande à $v/f = \text{cte}$ d'une machine asynchrone PSIM

PSIM est un logiciel de simulation pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance



# Chapitre III : réalisation Commande à $V/f=cte$ d'une machine asynchrone sur PSIM

## III.1. Introduction

. PSIM est un logiciel de simulation pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance

Le logiciel permet de dessiner le schéma du montage, à partir des éléments de la bibliothèque (machines, transformateurs, interrupteurs électroniques, éléments de commande et de contrôle...).

Les appareils de mesure disposés sur le schéma de montage définissent les courbes représentatives des grandeurs électriques et mécaniques que l'on peut obtenir après simulation.

Le logiciel est constitué de 3 programmes :

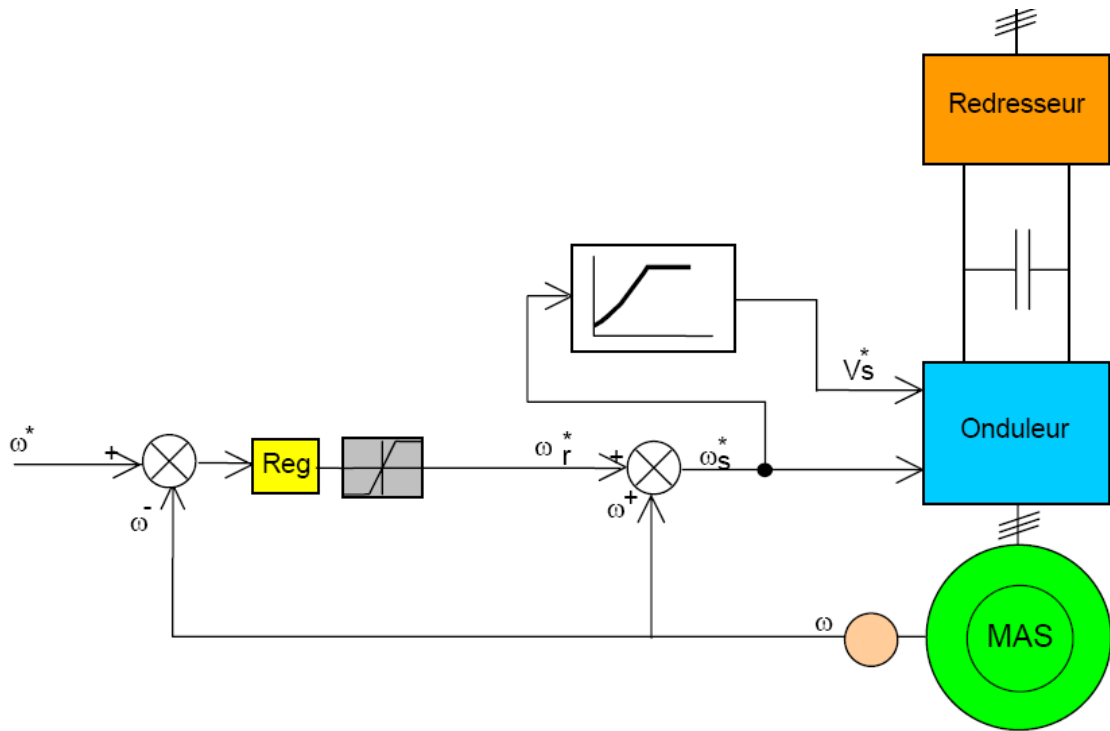
- [SIMCAD](#) : dessin du schéma
- [PSIM](#) : simulation (calcul des variables)
- [SIMVIEW](#) : tracé des courbes.

La simulation d'un montage se décompose en 4 étapes :

- dessin du schéma de montage
- entrée des valeurs des éléments du montage et des paramètres de la simulation
- calcul
- visualisation des courbes.

## III.2. schéma a réalisé

Le schéma de commande ci-dessus (Figure 1) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en  $V/f$  de la machine.



### III.2. Réalisation sur PSIM

