

Sommaire :

Chapitre I : Etat de l'art de la machine asynchrone

Introduction	1
I.1 Présentation de la machine asynchrone.....	1
I.1.1 Stator	2
I.1.2 Rotor	3
I.1.3 Paliers	5
I.1.3.1 Paliers lisses.....	5
I.1.3.2 Paliers à roulements.....	5
I.2 Différents modes d'alimentation des moteurs asynchrones	6
I.2.1 Onduleur triphasés de tension à MLI.....	7
I.2.2 Principe de l'onduleur de tension triphasé	7
I.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	7
I.2.3.1 Modulation sinus-triangle.....	8
I.2.3.2. Caractéristique de la MLI sinus triangle	9
I.2.3.3 Principe de la technique	9
I. 3 Diagnostic des Défauts dans la Machine Asynchrone	10
I.3.1 Etude Statistique	10
I.3.2 Les principaux défauts affectant la machine asynchrone	11
I.3.2.1 Défauts de Roulements	11
I.3.2.2 Défauts Statorique.....	11
I.3.2.3 Défauts rotoriques TDB	12
I.3.2.3.1 Ruptures de barres.....	12
I.3.2.3.2 Ruptures d'anneaux.....	12
I.3.2.3.3 Défauts d'excentricité rotorique.....	13
I.4 Techniques de diagnostic des défauts dans les machines asynchrones.....	13
I.4.1 Techniques mécaniques	13
I.4.1.1 Diagnostic par mesure des vibrations du moteur	13
I.4.2 Technique chimique.....	15
I.4.3 Techniques magnétiques et électriques	15
I.5 Diagnostic par estimation des paramètres et observation	18
Conclusion.....	19

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts

Introduction	21
II.1.Modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone.....	21
II.2. Calcule des inductions [4]	22
II.2.1. Stator	22

II.2.2. Rotor.....	22
II.3. Stator et Rotor.....	23
II.4. Équation mécanique.....	25
II.5 Analyse spectrale.....	33
II.6. Résultat de simulation du modèle réduit.....	33
II.6.1. Alimentation par un réseau triphasé.....	33
II.6.1.1 Machine saine en charge.....	33
II.6.1.2 Fonctionnement du moteur avec défaut de cassure d'une barre.....	35
II.6.2. Alimentation par onduleur.....	37
II.6.2.1. Machine saine en charge.....	37
II.6.3 L'effet de la charge sur le spectre du courant statorique.....	42
II.6.4 L'influence du nombre de cassures de barres sur le spectre du courant statorique.....	43
II.6.5 L'effet de la position de cassures barre.....	43

Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction.....	44
III.1. But de commande vectoriel à flux orienté.....	44
III.1.1. Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande.....	44
III.1.2 Commande vectorielle indirecte.....	46
III.1.2.1. Régulation des courants.....	50
III.1.2.2 Régulation de vitesse.....	51
III.2 Résultats de simulation.....	53
III.2.1. Machine sain En charge.....	55
III.2.2 Moteur avec défaut de cassure de barres.....	58

Chapitre IV : Les observateurs de vitesse du moteur à induction

Introduction.....	60
IV.1. Observation du flux et adaptation de la vitesse.....	60
VI.1.1. Observateur de Luenberger.....	60
VI.1.2. Principe de l'observateur.....	60
VI.1.3. Observateur du flux du moteur à induction.....	61
VI.2 Détermination de la matrice de Gain L.....	62
VI.3 Cas de machine avec défaut.....	63
VI.4. Résultats de simulation du modèle (α, β) avec observateur étendu à la vitesse.....	65
VI.4.1 Machine saine.....	65
VI.4.2 Mâchent avec défaut.....	68

Liste des figures chapitre I :

Figure.I.1 : Constitution d'une machine asynchrone.	1
Figure.I.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.	2
Figure.I.3 : Le rotor à cage.	4
Figure.I.4 : Schéma général de l'onduleur triphasé.	7
Figure.I.5 : MLI sinus-triangle.	10
Figure.I.6 : Proportions des défauts dans les Machines Asynchrones de moyenne puissance.	10
Figure.I.7 : Fonctionnement du moteur sain et défaillant.	17

Liste des figures chapitre II :

Figure II.1: Structure du rotor.	21
Figure II.2: Induction produite par une maille du rotor.	22
Figure II.3: Induction produite par une maille du rotor de la phase statorique ($m = 0$).	23
Figure II.4: Schéma équivalent des mailles rotoriques.	24
Figure II.5: (a) vitesse de rotation, (b) couple électromagnétique, (c) courants dans les barres rotoriques. (d), (e) et (f) leurs zooms respectivement.	34
Figure II.6: (a) courant statorique, (b) zoom de Courant et (d) Analyse spectrale de machine saine.	35
Figure II.7: (a) couple électromagnétique, (b) vitesse de rotation, (c) courants dans les barres rotoriques et (d), (e), (f) zoom des grandeurs précédent respectivement.	36
Figure II.8: (a) courant statorique, (b) son zoom, (c) spectre de courant statorique.	37
Figure II.9: (a) la a vitesse de rotation, (c) couple électromagnétique et (e) courants dans les barres rotoriques et (b) ,(d),(f) ,représentent respectivement et le zoom d'une portion de son régime permanent.	38
Figure II.10: (a) courant statorique, (b) son zoom, (c) spectre de courant statorique.	39
Figure II.11: (a) couple électromagnétique, (b) vitesse de rotation, (c) courants dans les barres rotoriques. (d). (e) et (f) leurs zooms respectivement.	40
Figure II.12: (a) courant statorique, (b) son zoom et (c) spectre de courant statorique.	41
Figure II.13: Spectre du courant statorique pour différentes charges.	42
Figure II.14: (a) spectre de courant statorique (cassures de deux barres adjacentes), (b) une barre cassée.	43
Figure II.15: (a) spectre de courant statorique (cassures de deux barres adjacentes),	43

Liste des figures chapitre III :

Figure III.1 : Analogie de MAS avec MCC dans la commande vectorielle.	44
Figure III.2 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CV-OFRI).	47
Figure III.3 : Description des couplages.	48
Figure III.4 : Découplage par addition des termes de compensation.	49
Figure III.5 : Boucle de régulation du courant.	50
Figure III.6 : Boucle de régulation de la vitesse.	51

Liste des figures chapitre IV :

Figur IV.1 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.	61
Figur IV.2 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine : (a) flux alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) flux beta observé et (d) l'erreur d'observation.....	66
Figur IV.3 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine : (a) courant alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) courant beta observé et (d) l'erreur d'observation.....	67
Figur IV.4 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine : (a) vitesse observée et (b) l'erreur d'observation.	67
Figur IV.5 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine avec défaut : (a) flux alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) flux beta observé et (d) l'erreur d'observation.	68
Figur IV.6 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine avec défaut : (a) courant alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) courant beta observé et (d) l'erreur d'observation.....	69
Figur IV.7 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α,β) de la machine avec défaut : (a) vitesse observée et (b) l'erreur d'observation.	69

Introduction

La machine asynchrone est la plus utilisée en industrie car elle présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc... Elle est composée de trois éléments essentiels à savoir le stator, le rotor et les organes mécaniques (les paliers) [1].

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les éléments d'un système sont interdépendants si bien qu'une panne dans un élément peut entraîner l'arrêt total du système et ce type de situations a un coût non négligeable dans certaines applications [2].

I.1 Présentation de la machine asynchrone

Généralement les machines tournantes sont toutes constituées d'une partie fixe et d'une partie tournante, la machine asynchrone ne déroge pas à cette règle cependant ses constituants présentent quelques singularités et dans ce qui suit nous présentons les différents éléments qui la constitue et pouvant être classés comme suit [2] :

- Le stator: partie fixe de la machine
- Le rotor : partie mobile
- paliers : organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles

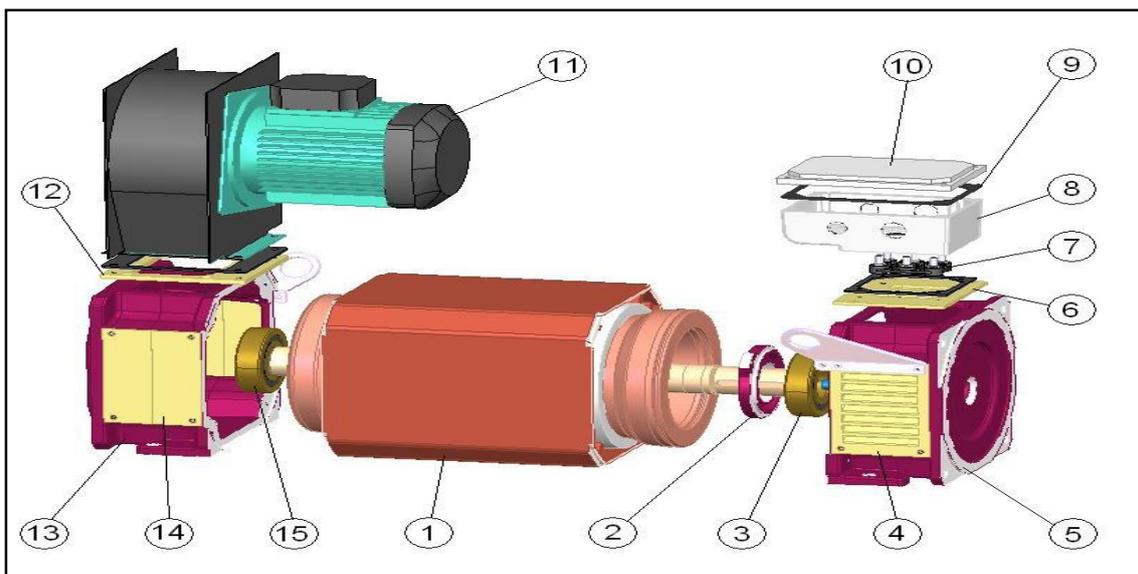


Figure.I.1 : Constitution d'une machine asynchrone.

- | | |
|---|---------------------------------|
| 1. Stator dans son carter | 9. Joint de boîte à bornes |
| 2. Bride de roulement (suivant montage) | 10. Couvercle de boîte à bornes |
| 3. Roulement | 11. Ventilation forcée |
| 4. Grille de ventilation | 12. Joint de ventilation |
| 5. Palier avant | 13. Palier arrière |
| 6. Plaque support de boîte à bornes | 14. Plaque de fermeture |
| 7. Plaque à bornes | 15. Roulement arrière |
| 8. Corps de boîte à bornes | |

I.1.1 Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique, [3].

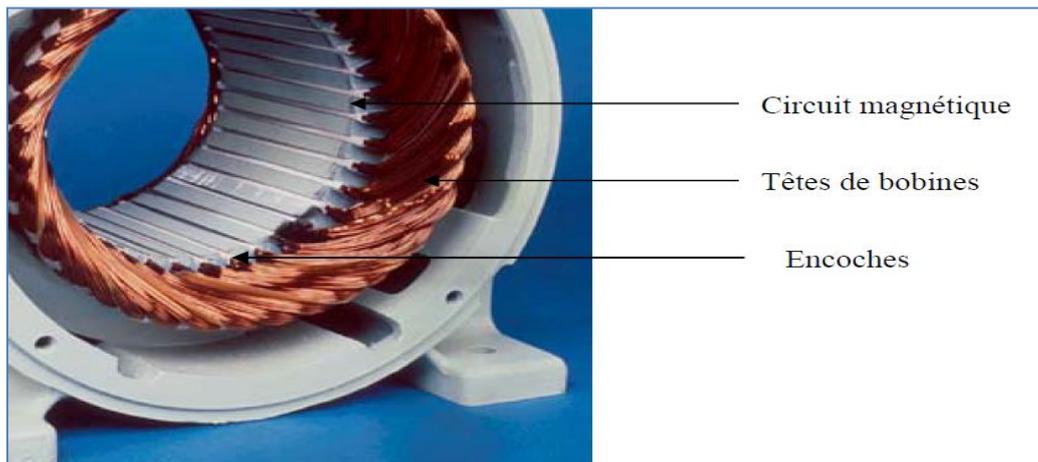


Figure.I.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.

Carcasse :

La carcasse sert de support, joue le rôle d'enveloppe, assure la protection contre les agents extérieurs et guide l'air de ventilation ; elle agit aussi parfois comme échangeur thermique. Elle peut être réalisée en métal coulé (fonte, acier ou aluminium) dans le cas des petites machines, par exemple le moteur asynchrone à ailettes de refroidissement.

Pour des puissances plus importantes, supérieures à quelques centaines de kilowatts, la construction mécano soudée s'impose, réalisée en tôles d'acier découpées, cintrées et soudées. Les carcasses sont étudiées pour recevoir le circuit magnétique bobiné et, éventuellement, un échangeur thermique, incorporée ou non, et des paliers flasques.

Circuit magnétique :

Le circuit magnétique a pour principale rôle la canalisation des lignes d'induction magnétiques, le maintien des conducteurs du bobinage et la conduction thermique des conducteurs vers les zones de refroidissement. Le circuit magnétique doit donc présenter à la fois des propriétés magnétiques, des caractéristiques mécaniques déterminées et une bonne conductivité thermique. Les pertes les plus importantes au niveau du circuit magnétique sont les pertes fer par hystérésis et par courants de Foucault afin de les réduire, le circuit magnétique est généralement fait de fines tôles au silicium d'épaisseur inférieure à 1 mm. Les pertes massiques sont d'autant plus faibles que la teneur en silicium est élevée, en revanche, la perméabilité magnétique diminue avec l'augmentation de cette teneur.

Enroulement statorique :

L'enroulement statorique, généralement de type polyphasé, est constitué de conducteurs répartis dans des encoches réalisées sur la tôle magnétique débouchant sur l'entrefer. Selon la répartition des conducteurs à l'intérieur des encoches on peut réaliser :

- un bobinage en un étage, où tous les conducteurs d'une encoche appartiennent à une même phase, utilisé pour les machines de faible puissance ou pour des applications spécifiques.
- un bobinage en deux étages, où tous les conducteurs d'un étage situés dans une encoche appartiennent à une même phase et sont reliés électriquement en série ; suivant la valeur du pas de bobinage, il peut arriver que deux phases cohabitent dans la même encoche ; ces bobinages sont du type imbriqué ou ondulé (suivant le type et le constructeur) et sont couramment utilisés dans les machines de moyenne et forte puissance.

I.1.2 Rotor

Le rotor des machines asynchrone est généralement constitué : d'un arbre qui supporte un circuit magnétique dont le rôle est similaire à celui du circuit magnétique statorique et un bobinage ou bien une cage d'écureuil. Les différents types de machines asynchrones se distinguent que par leurs rotor qui peut être bobiné ou bien à cage.

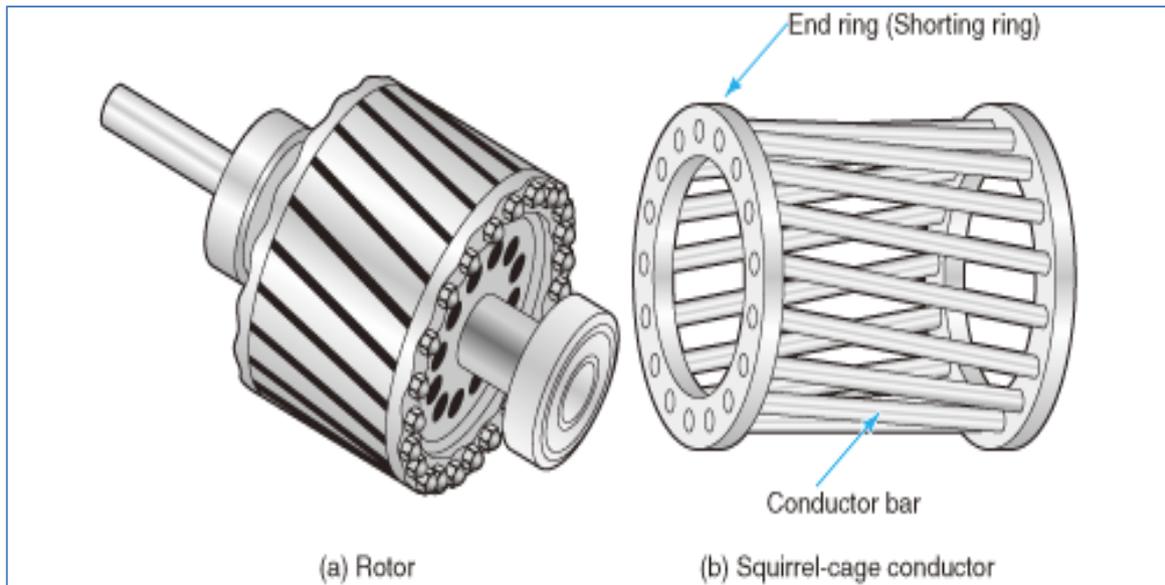


Figure.1.3 : Le rotor à cage.

L'arbre :

L'arbre de la machine électrique, supporté par un ou plusieurs paliers, est un organe de transmission du mouvement de rotation et sert de support au corps du rotor, au circuit magnétique et aux enroulements tournants. L'arbre est en acier moulé ou forgé dont les caractéristiques mécaniques sont choisies après avoir déterminé les contraintes maximales qui apparaissent lors des efforts permanents ou accidentels qui peuvent être classées en quatre catégories :

- les efforts de flexion qui résultent des effets de la pesanteur, de la force centrifuge qui s'exerce sur l'arbre lui-même et sur les organes qu'il supporte, de l'attraction magnétique radiale différentielle et des forces extérieures éventuelles ;
- les efforts de torsion qui ont principalement pour origine le couple électromécanique transmis ;
- les efforts radiaux et tangentiels locaux qui ont pour cause la force centrifuge qui s'exerce sur l'arbre lui-même et sur les organes qu'il supporte ;
- les efforts axiaux de traction et de compression dus soit à l'action de la pesanteur pour les machines verticales, soit aux réactions axiales de la machine accouplée.

Cage d'écureuil :

La cage est constituée de barres conductrices, régulièrement réparties, court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil (Figure 1.3). Les cages sont généralement coulées directement dans les encoches rotoriques et sont en cuivre ou en laiton pour les machines de grandes puissances et fait d'aluminium coulé sous pression pour la basse et moyenne puissance.

Bien que la cage soit coulée directement dans les encoches faites au niveau du circuit magnétique, donc présentant peu ou pas d'isolation par rapport à ce dernier, les courants de fuite restent faibles sauf dans le cas de rupture de barres. Les rotors à cage présentent, relativement aux rotors bobinés, les avantages suivants :

- démarrage de la machine sans avoir recours à un rhéostat ;
- une petite réactance de fuite donc un meilleur facteur de puissance ;
- un meilleur rendement, à condition que la résistance de la cage ne soit pas augmentée.

I.1.3 Paliers

Les paliers ont pour rôle de soutenir le rotor et permettre sa libre rotation, les déplacements axiaux sont bloqués par un calage longitudinal sur l'un des paliers, sur le second palier ces déplacements sont laissés libre pour compenser la dilatation thermique de l'arbre. Les dissymétries des réluctances du circuit magnétique engendrent des courants dans l'arbre qui sont éliminés par isolation électrique de l'un des paliers par une feuille isolante. On distingue deux types de paliers :

- Paliers lisses ;
- Paliers à roulements.

I.1.3.1 Paliers lisses

Ces types de paliers comportent deux parties principales qui sont le corps de palier et le coussinet :

Corps de Palier :

Le corps de palier constitue le bâti et le support du coussinet, dans les paliers flasques il est généralement fixé sur la carcasse et dans le cas des paliers pieds, utilisés pour les machines de grandes dimensions et de masses supérieures à 20t, il est désolidarisé de la carcasse.

Coussinets :

Selon le diamètre de l'arbre, le coussinet peut être une simple douille en cuivre (diamètres d'axe inférieur à 80mm) ou bien réalisé en deux pièces (dans le cas des diamètres supérieurs à 80mm) et est généralement monté sur rotule dans le corps de palier. Les coussinets sont faits de fonte ou d'acier moulé et la surface interne est recouverte d'alliage antifricion.

I.1.3.2 Paliers à roulements

Les paliers à roulement sont utilisés dans le cas des machines de masse inférieure à 20t. Leurs avantages vis-à-vis des paliers lisses sont un faible encombrement, donc réduction de la longueur de la machine, réduction des pertes par frottement et de faibles jeux et usures mais présente une sensibilité aux vibrations et aux surcharges accidentelles.

I.2 Différents modes d'alimentation des moteurs asynchrones

Le moteur asynchrone triphasé est maintenant largement utilisé dans des applications nécessitant une vitesse variable. Il peut faire appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel. Ces machines ont la réputation d'être robustes et d'être adaptées à des applications de forte puissance. Au départ les machines asynchrones ont été conçues comme étant des machines à vitesse constante en étroite liaison avec la fréquence du réseau.

Le développement de l'industrie dans l'utilisation des entraînements électriques a exigé le fonctionnement de la machine à vitesses variables. Pour ce faire, plusieurs procédés sont utilisés, parmi eux, nous citons :

- Modification du nombre de paires de pôles.
- Cascade hyposynchrone.
- Action sur le glissement (tension d'alimentation, résistance rotorique...).
- Variation de la fréquence d'alimentation.

Suivant ces modes de variation de vitesse de la machine asynchrone, on distingue plusieurs modes d'alimentation :

- Alimentation par tensions du réseau industriel (amplitude et fréquence constantes)
- Alimentation par autotransformateur (amplitude variable et fréquence constante)
- Alimentation par convertisseur statique :
 - ✓ Gradateur (amplitude variable et fréquence constante)
 - ✓ cycloconvertisseur.
 - ✓ Onduleur.

Les commandes avancées de la machine nécessitent la variation de la fréquence d'alimentation. C'est à cause du développement de l'électronique de puissance, que cette exigence est rendue possible.

Les principales techniques d'alimentation permettant d'obtenir des tensions à fréquence variable à partir du réseau à tension et fréquence constantes, sont :

- ✓ Cycloconvertisseur
- ✓ Association redresseur-onduleur.

La première technique est utilisée pour les grandes puissances aux faibles vitesses (machine de traction, machine d'outillage). La deuxième technique est la plus utilisée de nos jours, on branche aux bornes du réseau un convertisseur alternatif-continu (redresseur) qui alimente un second convertisseur continu-alternatif (onduleur). Par la commande d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de ce dernier, on arrive à obtenir des tensions à amplitude et fréquences désirées.

D'après ces deux structures de variateurs de vitesse associées aux moteurs asynchrones, on retiendra la solution utilisant les onduleurs qui sont largement utilisées actuellement dans diverses applications industrielles.

I.2.1 Onduleur triphasés de tension à MLI

L'onduleur triphasés de tension utilisé se décompose en trois bras, connecté chacun à une phase de la machine asynchrone et composée de deux interrupteur de puissance en série. Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée U_0 en impulsion de largeur variable. En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation U_0), on peut modifier l'amplitude et la fréquence du fondamentale, donc de la tension d'alimentation de la machine.

I.2.2 Principe de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes. Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des Récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables, **Figure I.4** :

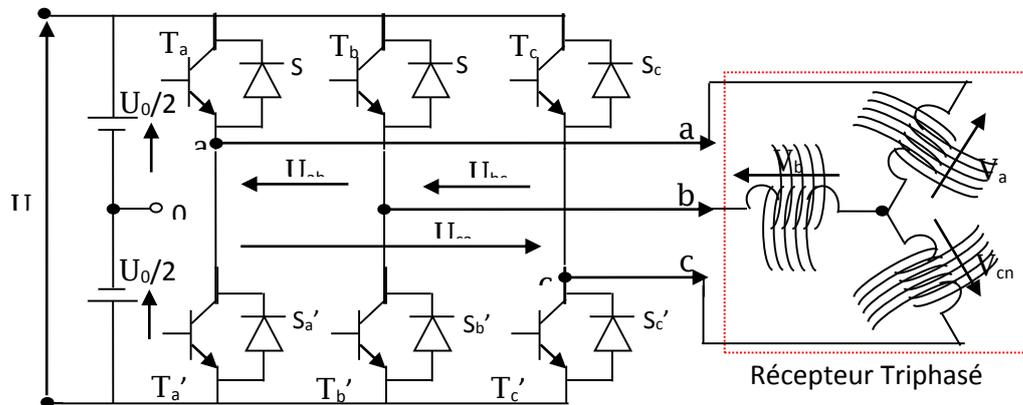


Figure.I.4 : Schéma général de l'onduleur triphasé.

Chacune des trois tensions composées de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs $+U_0$ et $-U_0$ mais décalées de $\frac{2\pi}{3}$ l'une par rapport à l'autre.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre.

I.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

D'après la figure (I.4) les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = U_0(S_a - S_b) \quad (I.1)$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = U_0(S_b - S_c) \quad (\text{I.2})$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = U_0(S_c - S_a) \quad (\text{I.3})$$

Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.4})$$

De (I.1) et (I.3) nous trouvons :

$$V_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{I.5})$$

De (I.1) et (I.2) nous trouvons :

$$V_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \quad (\text{I.6})$$

De (I.1) et (I.3) nous trouvons :

$$V_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \quad (\text{I.7})$$

Donc sous forme matricielle nous aurons :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

En général, la technique de commande MLI permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Il existe Deux types de cette technique.

- Commande en tension par MLI sinus-triangle
- Commande en courant par MLI à hystérésis.

Dans notre étude nous nous intéressons à la MLI sinus-triangle.

I.2.3.1 Modulation sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison de la tension de la référence basse fréquence à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la référence, La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f .

I.2.3.2. Caractéristique de la MLI sinus triangle

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande ; l'indice de modulation m et le taux de modulation r . L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence. La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutations, [4].

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.9})$$

Le taux de modulation r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse. Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l'on fait varier l'amplitude de la tension de référence.

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{I.10})$$

Où V_r est l'amplitude de la tension de référence et V_p est celle de la porteuse.

I.2.3.3 Principe de la technique

La MLI sinus –triangle est réalisée par comparaison de la tension de la référence V_{ref} basse fréquence à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la référence, figure (II.5).

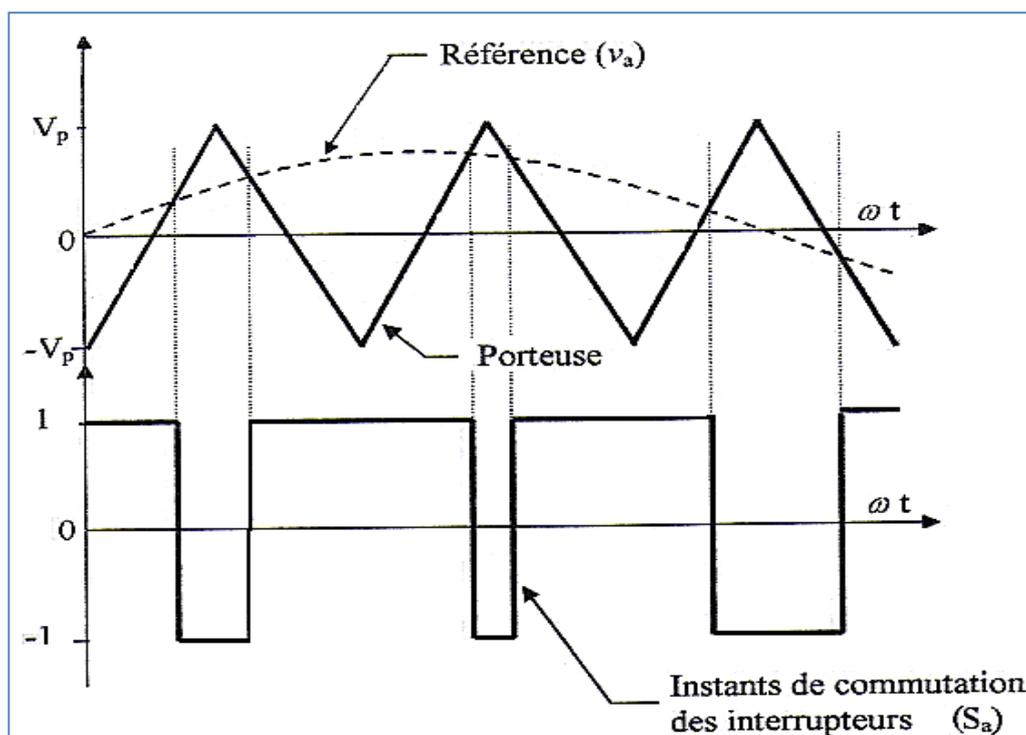


Figure.I.5 : MLI sinus-triangle.

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 f .

I. 3 Diagnostic des Défaits dans la Machine Asynchrone

I.3.1 Etude Statistique

Une étude statistique effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants représentés sur la figure I.6. [5]

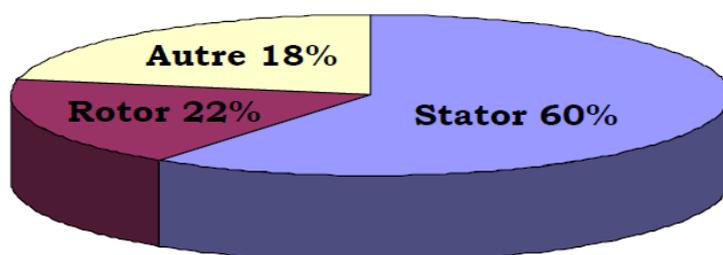


Figure.I.6 : Proportions des défauts dans les Machines Asynchrones de moyenne puissance.

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est comme suit :

Enroulements stator : 51 %**Tôlerie stator : 9 %****Défauts au rotor : 22 %****Roulements : 8 %****Autres : 10 %**

Une autre étude statistique, faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1MW) donne les résultats suivants :

Enroulements stator : 13 %**Couplage mécanique : 4 %****Défauts au rotor : 8 %****Roulement : 41 %****Autres : 34 %**

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements.

I.3.2 Les principaux défauts affectant la machine asynchrone

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques et leurs causes sont très variées. Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, C'est-à-dire, résultant d'une mauvaise conception (mauvais choix des matériaux), d'une mauvaise fabrication (défauts d'usinage) ou d'un mauvais montage (serrage, désalignement) du moteur, les défaillances d'une machine asynchrone les plus fréquentes qui requièrent une attention particulière sont les suivantes [5] :

I.3.2.1 Défauts de Roulements

A l'interface entre le rotor et le stator, le roulement à billes (ou palier) présente un vieillissement plus ou moins rapide. Classiquement, ce défaut est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire [1].

Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication, aussi un mauvais graissage ne permet pas une bonne lubrification et la bonne rotation des roulements qui deviennent rigides, ce qui cause une résistance à la rotation et par la suite ils s'abîment (se fissurent).

Classiquement il est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique vibratoire. La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre des courants statorique est telle que toutes les excentricités résultantes interfèrent sur le champ d'entrefer de la machine asynchrone [6].

I.3.2.2 Défauts Statorique

Les défauts statoriques sont en fait des défauts d'enroulements statoriques, autrement dit des court-circuit divers au niveau du bobinage du stator dus à la dégradation de l'isolation électrique (surchauffe du moteur, survolage du moteur, vieillissement des composants).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [1]:

- Défaut d'isolant.
- Court-circuit entre spires.
- Court-circuit entre phases.
- Court-circuit phase/bâti.
- Déséquilibre d'alimentation
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).

Le court-circuit entre phases provoquerait un arrêt complet de la machine. Cependant, un court-circuit entre spires conduit à un déséquilibre de phases ce qui a une répercussion directe sur le couple électromagnétique. Tous ces défauts conduisent à une asymétrie de l'impédance totale de la machine [7]. Ce qui se manifeste par l'apparition d'harmoniques spécifiques dans le spectre des courants statoriques. [8]

I.3.2.3 Défauts rotoriques TDB

I.3.2.3.1 Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. [9][10]

I.3.2.3.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter [11], ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

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

I.3.2.3.3 Défauts d'excentricité rotorique

Appelée aussi dissymétrie du rotor, elle est le résultat de la non uniformité d'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre moteur, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un mauvais graissage, un déplacement du noyau statorique...etc. L'excentricité provoque la variation de l'entrefer donc une répartition non homogène des courants dans le rotor et un déséquilibre des courants statoriques. La résultante des forces magnétique radiales (traction magnétique) se trouve déséquilibrée. Lorsque cette excentricité s'accroît, elle peut causer un frottement du rotor avec le stator endommageant le circuit magnétique et l'enroulement statorique.

Il existe trois types d'excentricité pouvant apparaître dans la machine :

- a. **L'excentricité statique** : le centre de rotation de l'arbre du rotor est différent du centre géométrique de la machine.
- b. **L'excentricité dynamique** : le centre de rotation de l'arbre du rotor tourne autour du centre géométrique de la machine.
- c. **L'excentricité mixte** : c'est la somme des deux précédentes. La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmonique dans les spectres des courants à des fréquences données. [12][6]

I.4 Techniques de diagnostic des défauts dans les machines asynchrones

Les court-circuit internes (entre spires où entre bobines); les ruptures de barres ou d'anneaux et l'excentricité, ne sont pas des défauts apparents, Ils peuvent exister même pendant le fonctionnement du moteur. Pour détecter ces défauts, il existe plusieurs techniques de diagnostic. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories : les techniques mécaniques, les techniques chimiques et les techniques magnétiques et électriques.

I.4.1 Techniques mécaniques

Parmi ces techniques, on trouve :

I.4.1.1 Diagnostic par mesure des vibrations du moteur

La mesure des vibrations a prouvée à maintes reprises son efficacité pour la détection des défauts dans les moteurs électriques. Cette méthode est élaborée par une coordination d'ingénieurs en mécanique et en électricité, puisque la plupart des défauts électriques ou électromagnétiques ont des réactions mécaniques (couple, vitesse...).

La méthode consiste à placer dans les différents endroits du moteur des capteurs de vibrations, tels que les accéléromètres qui sont les plus utilisés pour la mesure des vibrations dans les machines électriques. Ils doivent bien être postés afin de donner une meilleure sensibilité aux vibrations. Ces capteurs peuvent se présenter sous forme de plaquettes pressées sur la surface du moteur (capteur piézo-électrique), captant ainsi les vibrations puis les transmettant sous forme de courant électrique amplifié avec une certaine fréquence. Le courant transmis va être transformé en spectre par un analyseur de fréquences puis comparé à d'autres spectres du moteur sans défaut. Si les spectres captés sont différents de ceux du moteur sain, cela veut dire qu'il y a un défaut dans la machine.

Le signal capté est souvent celui de la vitesse, il représente un repère de comparaison parfait. Par exemple s'il existe une asymétrie dans la machine, le spectre du signal de vitesse contient des harmoniques qui dépassent d'une fois ceux d'un moteur sain, Pour une déflexion de l'arbre, le spectre contient des harmoniques sont deux fois ou quatre fois plus grands que ceux d'un moteur sans défauts. Cependant, il convient de noter que le diagnostic par la mesure de vibrations n'est pas trop utilisé car le fonctionnement de la machine présente une source supplémentaire de vibrations et leurs interactions, avec celles produites par les défauts telles que les asymétries statoriques ou les ruptures de barres, rend la distinction des spectres spécifiques aux défauts difficiles.

I.4.1.2 Diagnostic par mesure de température

La durée de vie d'un moteur correctement conçu pour une charge nominale et à température ambiante de 40° C est de 25000 heures. L'augmentation de la température de 10° C peut réduire sa durée de moitié par la détérioration de son système d'isolement.

L'augmentation de la chaleur qui a comme sources les enroulements du moteur et les différentes pertes thermiques (pertes joule, pertes par courants de Foucault, pertes par hystérésis...) s'interprète par l'existence d'un défaut dans la machine. Par exemple, pendant une surcharge, la température des enroulements augmente suite à un appel de courant de deux fois la valeur de celle d'un moteur à pleine charge. Pour un moteur sans défauts et puisque la répartition des courants statoriques est la même dans chaque phase (moteur équilibré en tension, en courant et en impédance), la température produite par chaque phase est la même.

Par contre un moteur avec défauts présente un déséquilibre thermique remarquable (la température des trois phases est différente), d'autant plus qu'à l'état normal de chaque moteur à une température limite (température admissible). L'approche thermique ou la méthode de diagnostic par la mesure de température consiste à mesurer la valeur de la température de chaque phase de l'enroulement statorique et la comparer avec la température limite.

Si elle dépasse le taux admissible, on utilise des capteurs thermiques (platine 100, ou des thermocouples) postés aux différents endroits du moteur (enroulements statorique et rotorique, encoches).

Cette méthode est souvent utilisée pour la protection des enroulements statorique, donc elle ne concerne pas la totalité des défauts dans le moteur.

I.4.2 Technique chimique

Le diagnostic chimique est basé sur l'analyse des fluides de refroidissement qui sont utilisés pour l'évacuation de la chaleur dans les moteurs à grande puissance (eau, air ou huile). Ainsi la dégradation des isolants électriques des enroulements d'un moteur par excès de température produit un gaz de monoxyde du carbone (Co) qui s'infiltré dans le circuit d'air de refroidissement. Le gaz (Co) peut être décelé par les rayons infrarouges et, selon la densité du (Co) contenu dans l'air d'évacuation de la chaleur, le défaut peut être détecté. Mais comme cette méthode est utilisée uniquement dans les moteurs à grande puissance (à tension d'alimentation élevée), elle n'englobe pas tous les types des moteurs.

I.4.3 Techniques magnétiques et électriques

Ces techniques sont basées sur l'emploi des grandeurs magnétiques et électriques de la machine pour la détection des défauts.

I.4.3.1 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial

Pour une machine idéale, la valeur du flux magnétique axial (au niveau de l'arbre) est nulle. Mais en pratique, cette valeur n'est pas atteinte à cause des défauts de fabrication ou la non-homogénéité de la section des barres rotorique. Ces problème produisent un flux de dispersion axial (flux magnétique de fuites) qui peut être utilisé pour la détection des différents défauts qui surgissent dans le moteur asynchrone tels que :

- Les ruptures des barres et des anneaux de court-circuit,
- Les court-circuit entre spires statoriques.
- Les coupures de phases.

Une ou plusieurs bobines exploratrices sont placées symétriquement autour de l'arbre ou elles permettent de détecter le flux de fuites axial. Ces bobines sont le siège de tensions induites par le flux de fuites. Les tensions sont captées et analysées, puis comparées à celles d'un moteur sain. Seulement, c'est une technique qui manque de souplesse et nécessite un montage spécial. Elle est généralement utilisée pour la prévention contre les défauts dans des cas particuliers (les défauts d'un générateur et des moteurs de grande puissance).

I.4.3.2 Diagnostic par l'analyse du courant statorique

La plupart des défauts affectant le moteur asynchrone se traduisent par une large variation des inductances propres et mutuelles. Celle-ci génère des harmoniques dans le courant statorique. Pour détecter ces harmoniques, il existe deux méthodes de diagnostic utilisant le courant de la phase statorique:

- Analyse par l'approche des vecteurs de Park (utilisation des tracés des vecteurs de Park du courant $I_q = f(I_d)$)
- Analyse spectrale du courant statorique.

a)- Analyse par l'approche des vecteurs de Park :

Cette méthode consiste à projeter les axes statoriques (a, b, c) de la machine triphasée selon deux axes direct (d) et en quadrature (q), On obtient par cette transformation les vecteurs de Park des courants, des tensions et des flux. Pour le moteur sans défaut, la fonction $I_q = f(I_d)$ nous donne une forme circulaire centrée à l'origine avec un diamètre égal à l'amplitude du courant statorique. Ce cercle représente la forme de Lissajous spécifique au cas du moteur. La stratégie de cette méthode consiste à comparer deux formes de Lissajous pour les deux cas avec et sans défauts. Le fait que pour la machine défectueuse la courbe de Lissajous change de forme nous conduit à déduire l'existence d'un défaut.

b)- Analyse spectrale du courant statorique :

L'analyse spectrale du courant statorique du moteur est un outil puissant pour détecter la présence d'anomalies mécaniques ou électriques dans le moteur et également dans leurs charges. Les signaux des courants présentent l'avantage d'être facilement mesurables, et à moindre coût. Si on prend le cas d'un moteur sain, les courants des trois phases statoriques créent dans l'entrefer un flux tournant à la vitesse synchrone ω_s , Ce flux va balayer les enroulements rotoriques ce qui provoque la rotation de l'arbre du moteur. La vitesse rotorique augmente et atteint une vitesse ω inférieur à la vitesse de synchronisme ω_s , les enroulements rotoriques sont alors balayés par le flux et la vitesse. A cet instant le champ créé par les enroulements rotoriques est directe (c'est-à-dire qu'il tourne dans le même sens de rotation que le champ créé par les courants rotoriques) et la fréquence des courants dans les enroulements rotoriques est égale à $f_r = g.f_s$ Nous avons les relations suivantes :

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

ω_s : Représente la vitesse de synchronisme, p: le nombre de paires de pôles de la machine.

$$\omega = (1 - g)\omega_s : \text{ La vitesse de rotation.}$$

$\omega_r = \omega_s - \omega$: La vitesse de glissement.

$g = (\omega_s - \omega) / \omega_s$: Le glissement.

En plus de l'harmonique fondamental, apparaît sur le spectre du courant statorique des harmoniques des encoches à des fréquences qui sont données par l'expression suivante :

$$f_{he} = f_s \left[\frac{k \cdot n}{P} (1 - g) \pm \nu \right] \quad (\text{I-11})$$

Lorsque le défaut de cassure des barres ou d'anneau de court-circuit apparaît, il se crée en plus du champ rotorique direct, un champ inverse qui tourne à la vitesse $-g\omega_s$. Cela est dû au fait que les courants rotoriques sont maintenant directs et inverse suite au déséquilibre des résistances, c'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquence f_s , $(1-2g)f_s$ et $(1+2g)f_s$, d'où des courants statoriques comportant ces composants. Les champs créés par ces courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses. Donc par le même processus que celui décrit précédemment, on retrouvera des composantes dans le spectre du courant statorique de fréquences:

$$f_b = (1 \pm 2kg)f_s \quad (\text{I-12})$$

Le fonctionnement de la machine avec défaut de barres ou d'anneau de court-circuit est illustré sur la (Fig. I-7)

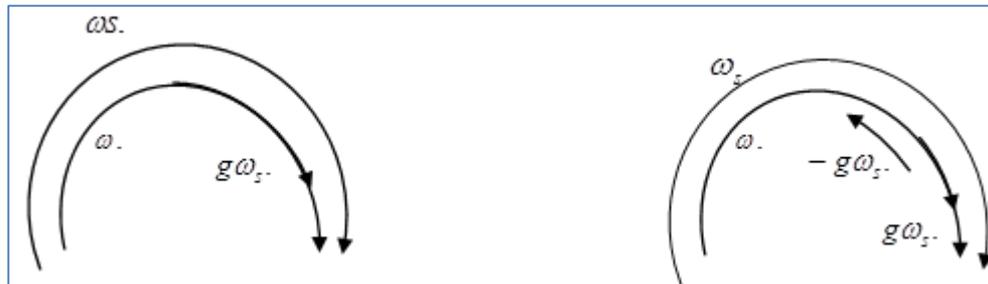


Figure.I.7 : Fonctionnement du moteur sain et défaillant.

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression ci-dessous :

$$f_b = f_s \cdot \left[\frac{k}{P/2} (1 - g) \pm \nu \right] \quad (\text{I-13})$$

Avec $\frac{k}{P/2} = 1, 3, 5, 7, 9 \dots$

La présence de l'excentricité dans la machine se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par l'expression suivante:

$$f_{exc} = f_s \left[\frac{(1-g)}{P} (k.n \pm n_d) \pm \nu \right] \quad (\text{I-14})$$

L'excentricité statique n'engendre aucun harmonique dans les spectres du courant statorique. En présence de l'excentricité statique et dynamique c'est-à-dire mixte, il y a création des harmoniques de basses fréquences f_m de part et d'autre du fondamental dont leurs fréquences sont données par la relation ci-après:

$$f_m = [f \pm k f_r] \quad (\text{I-15})$$

Avec $k=1, 2, 3 \dots$ et $f_r = f(1-g)/P$.

L'intérêt de cette méthode réside dans la simplicité du capteur utilisé. En effet, la mesure du courant puis son traitement est plus simple qu'une analyse de la vitesse ou des vibrations. L'analyse spectrale est basée sur l'utilisation de la transformée de Fourier Rapide (TFR) pour obtenir le spectre du courant.

I.5 Diagnostic par estimation des paramètres et observation

Les grandeurs électriques et magnétiques utiles à la commande et la surveillance des machines sont les tensions, les courants et les flux. Ces grandeurs représentent les différents phénomènes de la machine et sont liées par des équations différentielles où interviennent les paramètres internes (résistances, inductances) comme étant les éléments principaux supposés être constants dans le cas d'un fonctionnement normal. Une variation importante de ces paramètres due à un défaut peut changer les trajectoires des grandeurs de la machine, ce qui conduit à un fonctionnement anormal et à la défaillance de la machine. En diagnostic, le suivi de ces paramètres peut caractériser les défauts avec précision. Les estimateurs et les observateurs des paramètres et des grandeurs difficilement mesurables et portant information sur les défauts présentent des avantages intéressants par rapport aux autres méthodes de diagnostic dépendant nécessairement de la mesure.

Dans certains cas, la mesure est difficile ou impossible lorsqu'il s'agit des grandeurs et des paramètres internes et en particuliers rotoriques à cause de la mobilité du rotor, la partie active de la machine. Dans ce cas il est difficile d'installer des dispositifs assurant la mesure. D'une part cela nécessite un montage spécial, d'autre part on doit prendre en compte l'intervention de ces dispositifs sur notre système et va être considéré lui-même comme étant un autre défaut. Par contre l'estimation paramétrique consiste à exploiter certaines grandeurs disponibles pour identifier d'autres grandeurs et paramètres.

L'une des défaillances la plus couramment étudiée dans la machine asynchrone à cage d'écureuil est la rupture des barres rotoriques. Bien qu'elle soit identifiable à partir de l'analyse spectrale des courants statoriques on sait maintenant, grâce à l'estimation et à la surveillance de l'évolution d'autres paramètres, détecter l'occurrence de ce défaut. En effet, l'estimation par filtre de Kalman étendu ou par observateur de Luenberger et grand gain non linéaire de la résistance et du flux rotoriques, permet de voir que ceux-ci sont très sensibles aux défauts du rotor. La variation de la résistance rotorique est d'autant plus importante que le nombre de barres cassées augmente. Toutefois, le seul paramètre, la résistance rotorique ne permet pas de détecter la présence d'une ou plusieurs barres défectueuses. La valeur de cette résistance est liée à la variation de température du rotor et donc il suffirait que n'importe quel défaut pouvant entraîner une élévation de température apparaisse pour qu'elle varie. Cette ambiguïté persiste même si la valeur estimée est comparée à un seuil défini pour un fonctionnement à température ambiante.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de présenter une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire dans la machine asynchrone et des différentes méthodes de diagnostic ainsi que les différentes signatures de défaillances extraites à partir de ces méthodes. Dans un premier temps, après avoir rappelé succinctement la constitution du moteur asynchrone et de son alimentation, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différentes parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition.

Les défauts étudiés par la suite sur la machine sont :

- ✓ Ruptures de barres ou de portions d'anneaux
- ✓ Court-circuit entre spires
- ✓ Court-circuit entre phases
- ✓ Défauts roulements

Référence :

- [1] Olivier ONDEL. «Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone ». Thèse Doctorat. Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [2] S. Merradi, “ Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotorique”, Thèse de magistère, Université Mohamed Khider Biskra, 2007.
- [3] S. BOUSLIMANI, “Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec Régulateurs Classique et Flou en présence de Défauts.”, Mémoire de Magister, université Batna, septembre 2011.
- [4] Samir MERADI, Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotoriques.”, Mémoire de Magister. UNIVERSITE MOHAMED KHIDER DE BISKRA ,juin2007.
- [5] « Présentation des avaries. Machines électriques tournantes », Cahier des préventions. CP2, Allianz. 1988.
- [6] R.R.Schoen; T.G.Habetler; F.Kamran; R.G.Bartheld; “Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”. IEEE Transaction on Industry Applications. vol 31 N°6. pp1274-1279. November- December 1995.
- [7] Toliyat, H.A.; Lipo, TA “Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults”. Energy Conversion, IEEE Transactions on, Volume: 10, Issue: 2, June 1995 Pages: 241 - 247.
- [8] H.Razik “Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art.”La revue 3EI N°29-Juin2002 Pages 48-52.
- [9] M. S. Naït-Saïd, M. E. H. Benbouzid et A. Benchaib, “Detection of broken bars in induction motors using an extended kalman filter for rotor resistance sensorless estimation” IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, no 1, pp.66-70, Mars 2000.
- [10] N. M. Elkasabgy, A. R. eastham, G. E. Dawson, “Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, no.1, Part 1, pp. 165-171, Jan.-Fév. 1992.
- [11] H. Yahoui, J. Seetohul, G. Grellet, A. Jammal, “Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable” Revue Européenne de Diagnostic et Sûreté de Fonctionnement, Vol.5, no.4, 1995.
- [12] G.B. Kliman, J. Stein, “Method of Current Signature Analysis”, in Electric Machines and Power Systems, N.20, 1992, pp. 463-474.

Introduction

La mise en point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant complètement de la machine non pas d'une façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine.

Les modèles simples (d, q), négligeant un certain nombre de phénomènes, ses modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe. Donc, il a fallu s'orienter vers le modèle multi enroulement pour une description adaptée aux défauts.

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de représenter les barres pour une machine asynchrone à cage, nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calcul complexe [1].

II.1.Modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone qui mette en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants. Deux approches sont possibles, la première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine est permet de simuler son fonctionnement en régime des défauts. La seconde approche retenue ici consiste à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits pour faciliter la simulation et la mise au point les problèmes de rupture de barres et d'anneaux de court-circuit [2][3].

En Considérant les hypothèses de départ simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est constant, l'effet d'encoche est négligé.
- Perméabilité relative du fer très grande.
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux sont sinusoïdaux.
- Pas de saturation, effet pelliculaire nul, courants de Foucault négligeable hors des barres rotoriques.

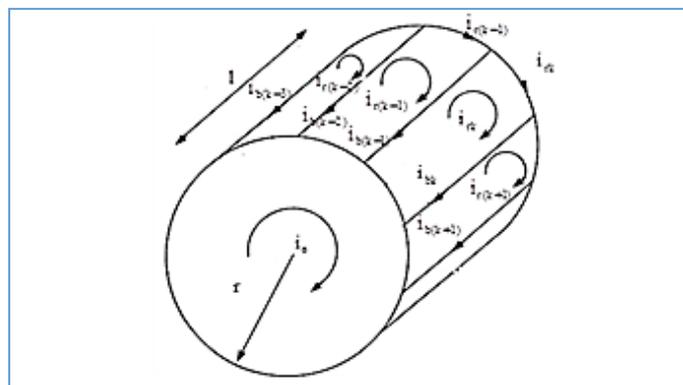


Figure II.1: Structure du rotor.

En plus de ces hypothèses, on suppose que le stator est sain, de constitution symétrique

II.2. Calcul des inductions [4]

II.2.1. Stator

L'induction due à la bobine statorique de la phase m s'écrit :

$$B_{sm} = \frac{\pi}{2} \mu_0 \frac{Ns}{ep} I_{sm} \cos\left(-m \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II. 01})$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\Phi_{Psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{Ns^2}{ep^2} RL I_{sm} \quad (\text{II. 02})$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} I_{sp} + I_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{Ns^2}{ep^2} RL + I_{sl} \quad (\text{II. 03})$$

II.2.2. Rotor

Le rotor à cage est représenté par la figure II.1. La figure II.2 représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k.

I_{rk} représente le courant de maille k et I_{bk} le courant de barre K avec : $I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k-1)}$

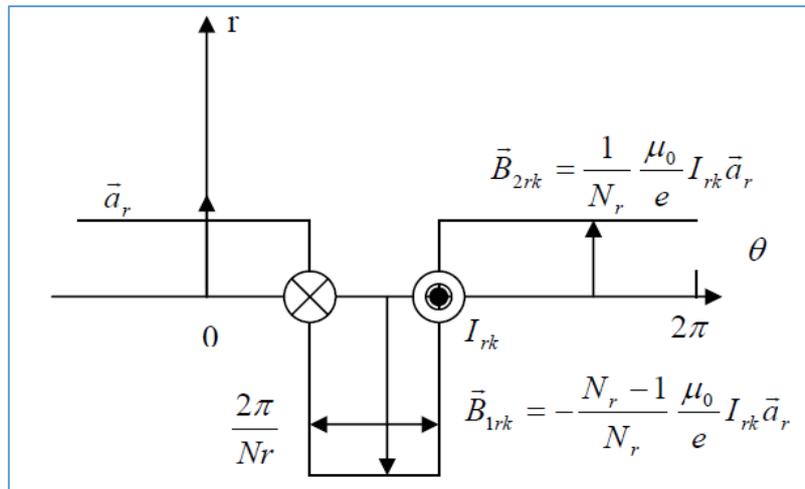


Figure II.2: Induction produite par une maille du rotor.

On voit bien, à travers la figure II.2 qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier harmonique qui concerne l'induction produite par une maille du rotor. Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles :

$$M_{rr} = -\frac{1}{Nr^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi RL \quad (\text{II. 04})$$

$$L_{rp} = -\frac{Nr-1}{Nr^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi RL \quad (\text{II. 05})$$

II.3. Stator et Rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase m induit dans la maille rotorique est donnée par :

$$\Phi_{smk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \cdot d\vec{S}_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{p} + K \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + K \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} B_{sm}(\theta') RL \theta' \quad (II.06)$$

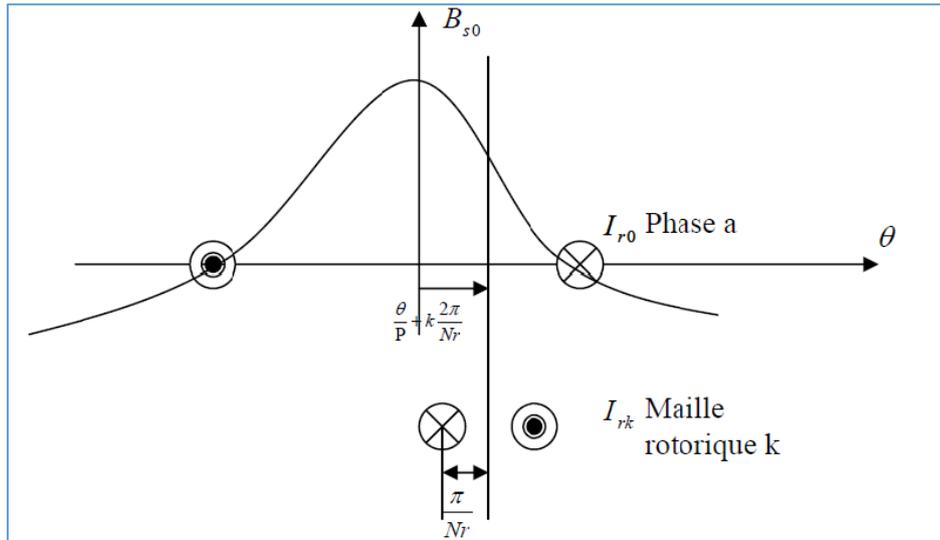


Figure II.3: Induction produite par une maille du rotor de la phase statorique ($m = 0$).

Il en résulte le mutuel stator rotor entre la phase statorique m et la maille rotorique K :

$$M_{smk} = -M_{sr} \cos\left(p\theta - m \frac{2\pi}{3} + K\alpha\right) \quad (II.07)$$

Où :

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e p^2} N_s \cdot RL \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (II.08)$$

Et : $\alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

Les tensions statoriques sont données par :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (II.09)$$

Après transformation, les équations électriques exprimées dans le repère lié au rotor s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{sd} - \omega \Phi_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{sq} - \omega \Phi_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (II.10)$$

Avec [5] :

$$\varphi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos \alpha j & \dots \\ \dots & \sin \alpha j & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Tel que : $j \in [0, Nr - 1]$

Au niveau du rotor, la cage rotorique est représentée par le schéma équivalent de la figure II.4

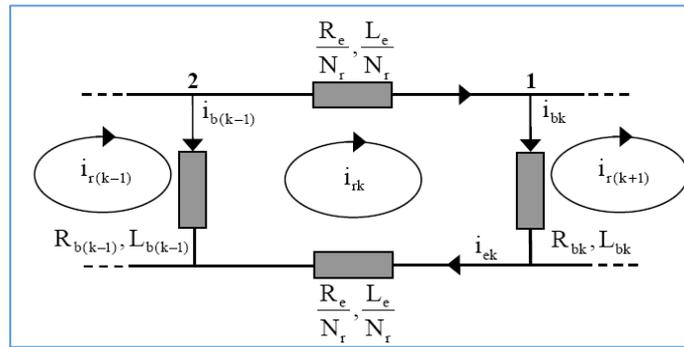


Figure II.4: Schéma équivalent des mailles rotoriques.

Pour le nœud N° 1 :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k-1)} \quad (\text{II.12})$$

Pour le nœud N° 2 :

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \quad (\text{II.13})$$

L'équation électrique d'une maille K est donnée par :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{r(k)} - I_e] + R_{bK} I_{bK} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Le flux induit dans la maille rotorique s'écrit de la manière suivante :

$$\phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{j=0, j \neq K}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{N_r} (I_{rK} + I_{eK}) + L_b (-I_{r(k-1)} + I_{bK}) \quad (\text{II.15})$$

On essaye d'écrire l'équation (II.15) uniquement en fonction des courants de maille ;

En utilisant les expressions (II.12), (II.13)

$$\text{et } I_{rk} - I_e = I_{ek} \quad (\text{II.16})$$

On aboutit à :

$$\phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{j=0, j \neq K}^{Nr-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) - \frac{L_e}{N_r} I_e \quad (\text{II.17})$$

On calcule $\frac{d\phi_{rk}}{dt}$:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{rk}}{dt} &= \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} \\ &+ M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos K\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \cos K\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (II.18)$$

On remplace $\frac{d\phi_{rk}}{dt}$ dans l'équation :

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_e}{Nr} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rK}] - \frac{R_e}{Nr} I_e + \frac{R_e}{Nr} I_{rk} + R_{bK} [I_{rK} - I_{r(k-1)}] + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + \right. \\ &2L_b \left. \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \\ &\frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos K\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin K\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (II.19)$$

L'équation (II.19) peut s'écrire sous la forme état suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_p + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos K\alpha & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin K\alpha & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_p + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\ 0 & 0 & -\frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{Nr} & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(K-1)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{bK} + R_{b(K-1)} & -R_{bK} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 0 & 0 & -R_{b(K-2)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} & \frac{R_e}{Nr} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

II.4. Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine, d'une manière générale, s'écrit sous la forme :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad (II.21)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [5] :

$$c_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{K=0}^{Nr-1} I_{rk} \sin K\alpha - I_{qs} \sum_{K=0}^{Nr-1} I_{rk} \cos K\alpha \right\} \quad (\text{II.22})$$

II.5. Modèle de taille réduit

La représentation du système par l'expression (II.20) fait apparaître un système d'ordre élevé car il est constitué du nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques.

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à n_b phases en un système (d, q). [5]

Nous pouvons définir un vecteur d'état [X] qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera :

$$[\mathbf{X}_{odqs}] = [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)] [\mathbf{X}_{abcs}]$$

$$[\mathbf{X}_{odqr}] = [\mathbf{T}_{3 \times n_b}(\theta_r)] [\mathbf{X}_{rk}]$$

Alors :

$$[\mathbf{X}_{abcs}] = [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} [\mathbf{X}_{odqs}]$$

$$[\mathbf{X}_{rk}] = [\mathbf{T}_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} [\mathbf{X}_{odqr}]$$

Avec :

$$[\mathbf{T}_{3 \times n}(\theta_r)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

Et :

$$[\mathbf{T}_{3 \times n}(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ 1 & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

L'application de la transformation de Park à l'équation statorique suivante :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{ss}] \cdot [\mathbf{I}_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{sr}] [\mathbf{I}_{rk}] \} \quad (\text{II.23})$$

Donne :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{odqs}] = & \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)] [\mathbf{R}_s] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{I}_{odqs}] + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)] [\mathbf{L}_{ss}] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{I}_{odqs}] \\ & + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)] [\mathbf{L}_s] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{I}_{odqs}] + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)] [\mathbf{L}_{sr}] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{I}_{odqr}] \\ & + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{L}_{sr}] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} \right\} \right\} [\mathbf{I}_{odqr}] \end{aligned}$$

L'application de la transformation de Park à l'équation rotorique suivante :

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r] [\mathbf{I}_{rk}] + \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{L}_{rr}] \cdot [\mathbf{I}_{rk}] \right\} + \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{L}_{rs}] \cdot [\mathbf{I}_s] \right\} \quad (\text{II.24})$$

Donne de la même façon :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{odqr}] = & \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)] [\mathbf{R}_r] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} \right\} [\mathbf{I}_{odqr}] + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)] [\mathbf{L}_r] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{I}_{odqr}] \\ & + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)] [\mathbf{L}_{sr}] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{I}_{odqr}] + \left\{ [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_r)] \frac{d}{dt} [\mathbf{L}_{rs}] [\mathbf{T}_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{I}_{odqs}] \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Les repères de la transformation de **Park** des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations. [5] [6]

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{II.26})$$

Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_{sc} I_{ds} + \frac{n_b M_{sr}}{2} I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_{sc} I_{qs} + \frac{n_b M_{sr}}{2} I_{qr} \\ \varphi_{dr} = \frac{3 M_{sr}}{2} I_{ds} + L_{dqr} I_{dr} \\ \varphi_{qr} = \frac{3 M_{sr}}{2} I_{qs} + L_{dqr} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Il existe différentes possibilités pour choisir un système d'axe de référence et cela dépend généralement des objectifs de l'application. Le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles :

- Axes solidaires du champ tournant : est utilisé pour l'étude de la commande ;
- Axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : est utilisé pour l'étude des grandeurs rotorique ;
- Axes tournants à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

II.5.1 Dans un référentiel lié au stator

Dans ce cas les repères (α_s, β_s) et (d, q) sont confondus, il se traduit par les conditions

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega = -p\Omega$$

D'où les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_{dqr} I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + p\Omega\varphi_{qr} \\ 0 = R_{dqr} I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - p\Omega\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.5.2 Dans un référentiel lié au rotor

Ce référentiel est noté (X, Y) , il se traduit par les équations :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0; \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega$$

D'où les équations électriques :

$$\begin{cases} V_{Xs} = R_s I_{Xs} + \left(\frac{d\varphi_{Xs}}{dt}\right) - p\Omega\varphi_{Ys} \\ V_{Ys} = R_s I_{Ys} + \left(\frac{d\varphi_{Ys}}{dt}\right) + p\Omega\varphi_{Xs} \\ 0 = R_{dqr} I_{Xr} + \left(\frac{d\varphi_{Xr}}{dt}\right) \\ 0 = R_{dqr} I_{Yr} + \left(\frac{d\varphi_{Yr}}{dt}\right) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante.

II.5.3 Dans un référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est noté (d, q) , il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega = p\Omega$$

Donc, les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_{dqr} I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_{dqr} I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation. En choisissant le référentiel lié au rotor et après simplifications, nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \frac{n_b}{2} M_{sr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{n_b}{2} M_{sr} & \vdots & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{dqr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{dqr} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{n_b}{2} \omega M_{sr} & \vdots & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & \frac{n_b}{2} \omega M_{sr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & R_{dqr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{dqr} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Ou encore sous forme suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} \cdot I_2 & \frac{n_b}{2} M_{sr} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_2 & L_{dqr} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dqs} \\ V_{dqr} \\ \dots \\ V_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s \cdot I_2 + \omega L_{sc} \cdot J_2 & \frac{n_b}{2} \omega M_{sr} \cdot J_2 & \vdots & 0 \\ \dots & R_{dqr} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Avec : } \mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; [\mathbf{J}_2] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L_{dqr} = L_{mrj} - L_{rkj} + \frac{2 \cdot L_e}{n_b} + 2 \cdot L_e (1 - \cos \alpha)$$

$$L_{sc} = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi \cdot g \cdot p^2} + L_{sf}$$

$$R_{dqr} = 2 \frac{R_e}{n_b} + 2 \cdot R_b (1 - \cos \alpha)$$

Le couple électromagnétique est peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Par ailleurs la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr}$$

Cette puissance se décompose en trois termes :

- 1) Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.33})$$

- 2) puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.34})$$

- 3) puissance mécanique

$$P_m = (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \omega = C_e \cdot \Omega = C_e \cdot \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.35})$$

On peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales, en manipulant les expressions du flux ou courants à partir du système d'équations (II.27) Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple :

$$\begin{aligned} C_e &= p \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e &= \frac{1}{2} \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \\ C_e &= \frac{3}{4} \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

II.5.4 Modèle réduit avec une cassure de barres

Dans ce cas, le défaut rotorique se traduit par une augmentation de la résistance des éléments présentant un défaut. Ils n'entraînent aucune modification de la topologie du rotor, mais seuls certains éléments de la matrice $[R_r]$ sont modifiés.

Pour cela, la procédure la plus simple consiste à ajouter à la matrice des résistances $[R_r]$ une nouvelle matrice $[R'_r]$ où les éléments non nuls correspondent aux éléments défectueux. Dans le cas où le défaut concernerait la barre k , la nouvelle matrice de résistances rotoriques s'écrit [4] [6] [5] :

$$[R_{rf}] = [R_r] + [R'_r]$$

Ou :

$$[R'_r] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

En appliquant la matrice de transformation étendue de Park, la matrice de défaut rotorique s'écrit :

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_r)][R_{rf}][T(\theta_r)]^{-1} = [T(\theta_r)]\{[R_r] + [R'_r]\}[T(\theta_r)]^{-1} \quad (II.37)$$

Ou encore :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix}$$

Donc, en tenant compte du défaut de cassure de barres les équations électriques (II.30) se réécrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_{rdd} I_{dr} + R_{rdq} I_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_{rqd} I_{dr} + R_{rqq} I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (II.38)$$

Le modèle de taille réduite pour la machine asynchrone avec un défaut de cassure de barres es donné par :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \frac{n_b}{2} M_{sr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{n_b}{2} M_{sr} & \vdots & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{dqr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{dqr} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \tag{II.39}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{n_b}{2} \omega M_{sr} & \vdots & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & \frac{n_b}{2} \omega M_{sr} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & R_{rdq} & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & R_{rqd} & R_{rqq} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix}$$

Avec :

$$R_{rdd} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos^2 (nb-1)\alpha \right] - \frac{4}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cos n_b \alpha \cos 1\alpha)]$$

$$R_{rdq} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos 0\alpha \cdot \sin 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos 1\alpha \cdot \sin 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos (n_b-1)\alpha \cdot \sin (n_b-1)\alpha \right] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cdot \sin 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cdot \sin 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \sin (n_b-1)\alpha \cdot \cos 1\alpha)] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \cos (n_b-1)\alpha \sin 1\alpha)]$$

$$R_{rqd} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos 0\alpha \cdot \sin 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos 1\alpha \cdot \sin 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos (n_b-1)\alpha \cdot \sin (n_b-1)\alpha \right] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cdot \sin 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cdot \sin 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \sin (n_b-1)\alpha \cdot \cos 1\alpha)] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \cos (n_b-1)\alpha \sin 1\alpha)]$$

$$R_{rqq} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos^2 (nb-1)\alpha \right] - \frac{4}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cos n_b \alpha \cos 1\alpha)]$$

Dans le cas où on veut simuler la rupture d'une barre ou de deux barres ou plus, les seules valeurs qui vont changer dans R_{rdd} , R_{rdq} , R_{rqd} et R_{rqq} sont celles des valeurs des barres cassées qui vont être augmentés.

II.5 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est certainement la méthode la plus naturelle pour le diagnostic des barres cassées. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence [7].

Nous présenterons l'analyse spectrale du courant statorique en utilisant la transformé de Fourier rapide (FFT). Nous montrerons comment cette méthode permet de déterminer le contenu fréquentiel du courant statoriques donc de retrouver les raies associées aux défauts de barres ou d'anneaux.

II.6. Résultat de simulation du modèle réduit

II.6.1. Alimentation par un réseau triphasé

II.6.1.1 Machine saine en charge

La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain nous a permis d'obtenir les différentes caractéristiques : la vitesse, le couple électromagnétique et les courants des barres rotoriques (figure II.5). On remarque que la vitesse atteint la valeur nominale et diminue légèrement au moment où l'on charge la machine (figure II.5.a). Le couple tend alors à la valeur du couple de charge (figure II.5.c). Un fort appel du courant dans les barres rotoriques (figure II.5.e, f) est observé au moment du démarrage. Lorsque le régime permanent est atteint, ces courants deviennent sinusoïdaux (figure II.5. f). Le courant de barre est d'autant plus important que la charge est élevée (figure II.5. f).

Un fort appel du courant statorique (figureII.6.g, h) est observé au moment du démarrage. Lorsque le régime permanent est atteint, ces courants deviennent sinusoïdaux. Et (figureII.6.i) représenter L'analyse spectrale du courant statorique ne révèle qu'une seule raie à la fréquence d'alimentation $f_s=50\text{Hz}$.

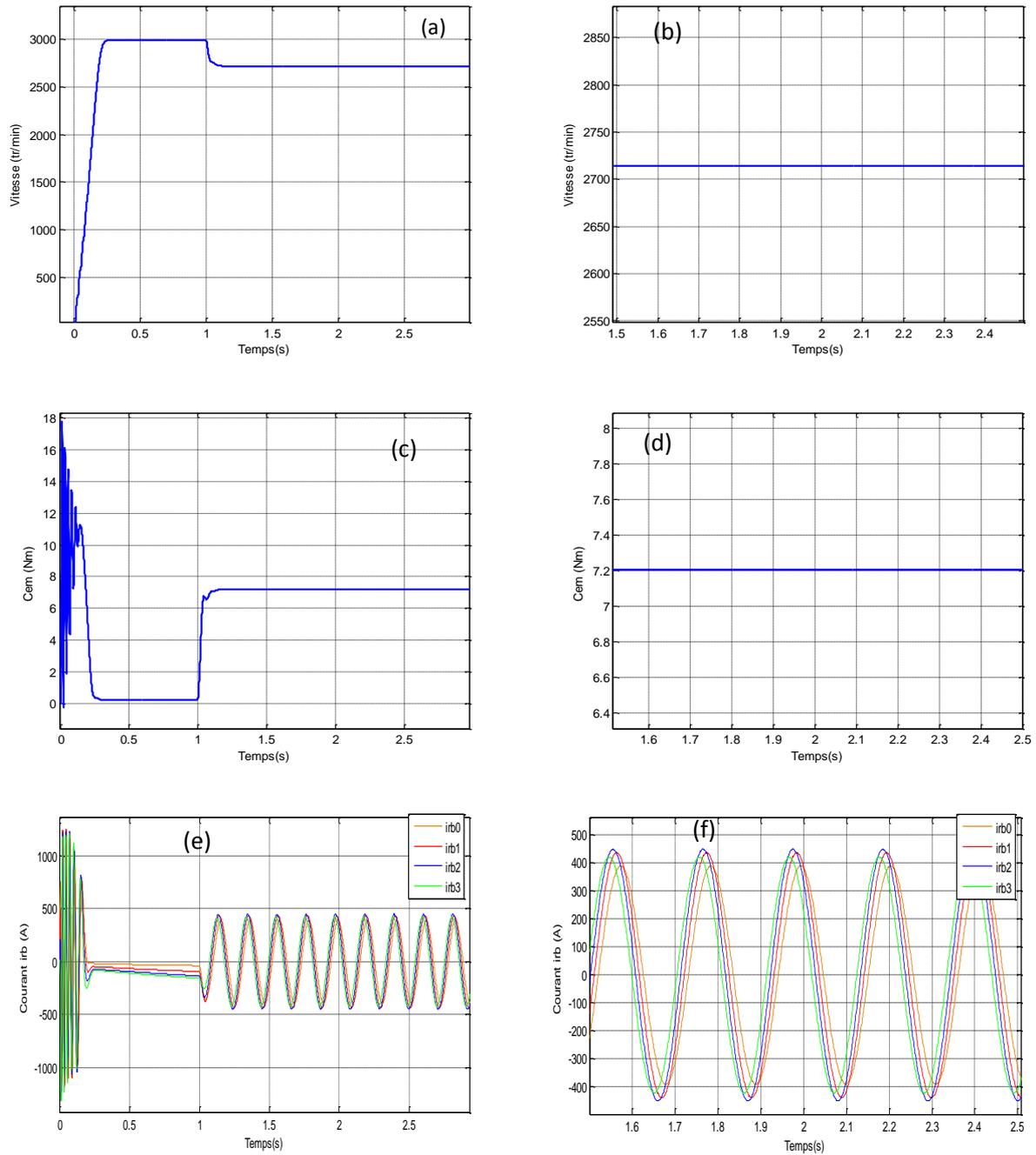


Figure II.5: (a) vitesse de rotation, (b) couple électromagnétique, (c) courants dans les barres rotoriques. (d), (e) et (f) leurs zooms respectivement.

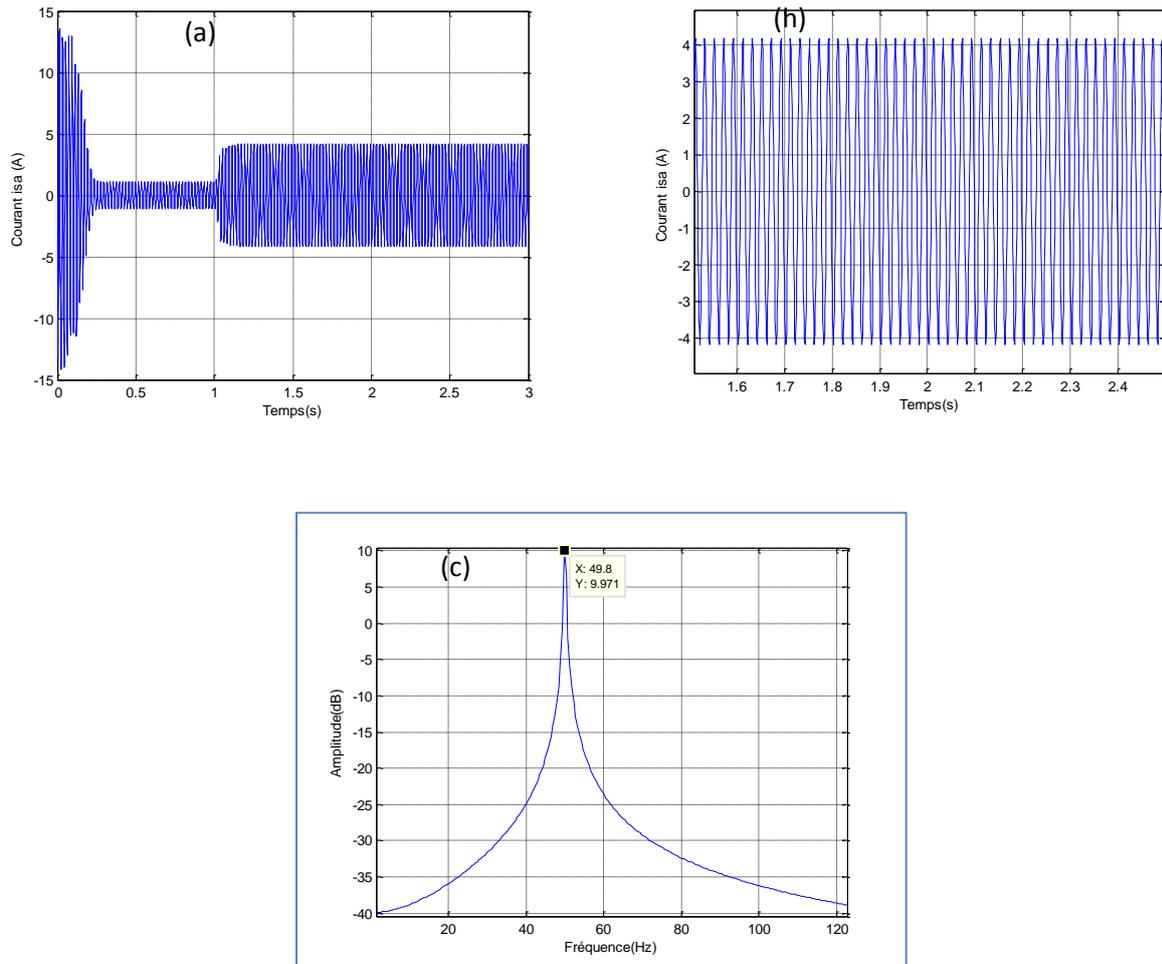


Figure II.6: (a) courant statorique, (b) zoom de Courant et (d) Analyse spectrale de machine saine.

II.6.1.2 Fonctionnement du moteur avec défaut de cassure d'une barre

On impose maintenant un couple de charge de 7 N.m et la machine opère alors en charge. La figure II.7.a illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre I_{rb0} . Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 7 N. m à cause de la présence du couple de charge. On constate des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent. Et La figure II.7.c. illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, figure II.7.e. illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres $I_{rb0}, I_{rb1}, I_{rb2}, I_{rb3}$ en présence d'une rupture de barre $rb0$. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs à leur valeur nominale.

- On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure où les contraintes électriques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

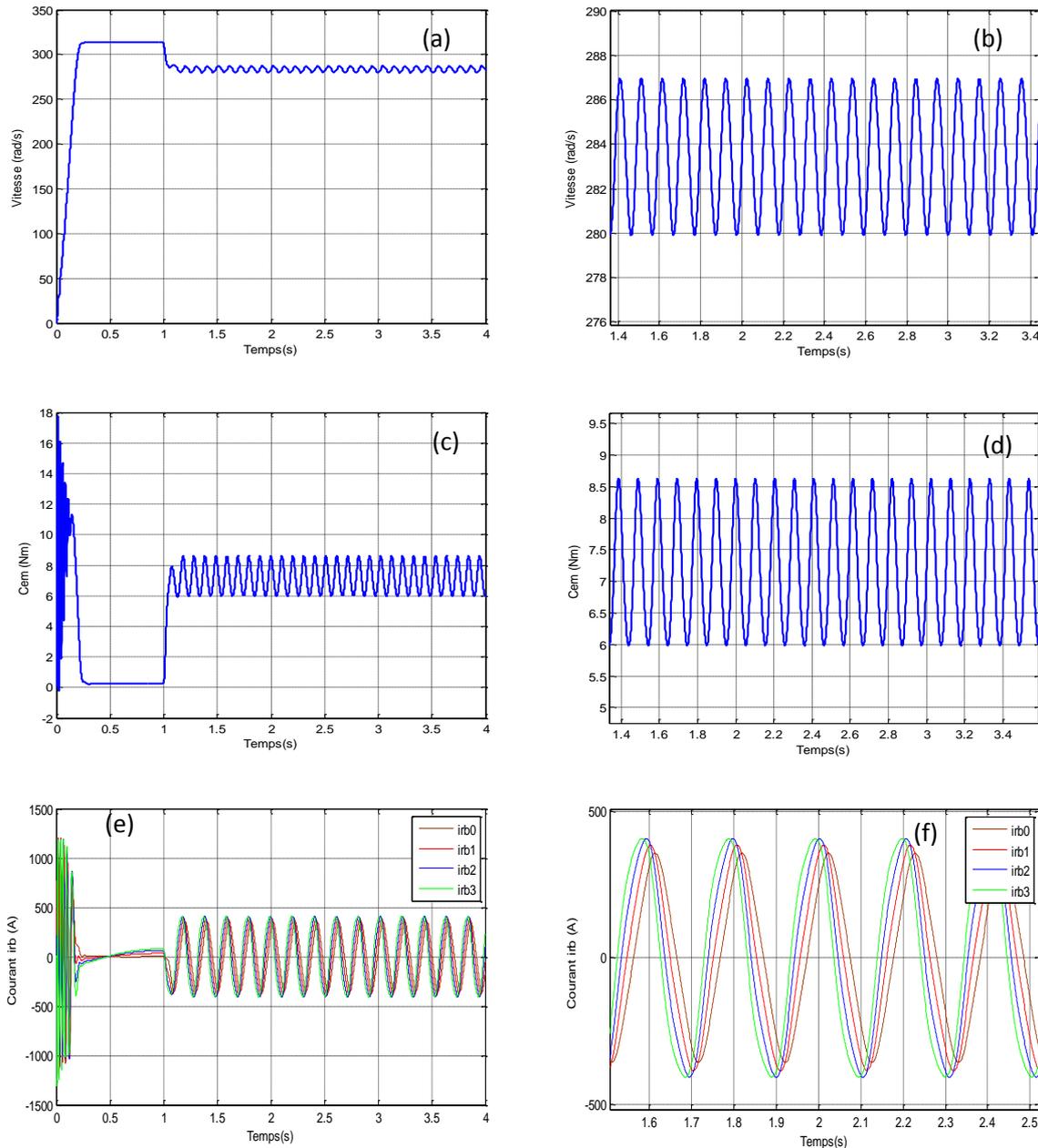


Figure II.7: (a) couple électromagnétique, (b) vitesse de rotation, (c) courants dans les barres rotoriques et.(d).(e).(f)zoom des grandeurs précédent respectivement.

La figure II.8 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique, en présence d'une rupture de barre rb0 et la figure II.8. c donne le spectre du courant autour du fondamental.

A partir de la figure II.8, c, on peut identifier les harmoniques qui sont dus au défaut de barres, qui apparaissent de part et d'autre du fondamental à des fréquences $f_{b1} = (1 - 2g)f_s$ et $f_{b2} = (1 + 2g)f_s$.

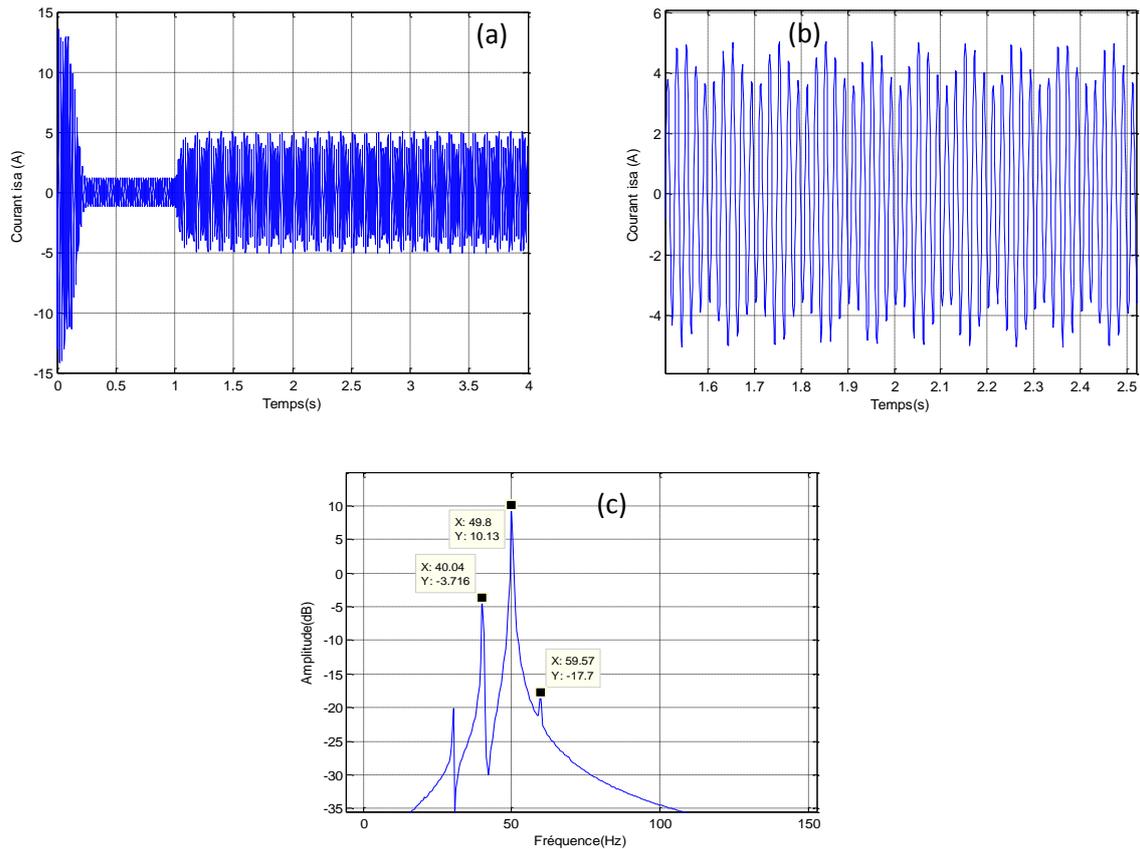


Figure II.8: (a) courant statorique, (b) son zoom, (c) spectre de courant statorique.

II.6.2. Alimentation par onduleur

II.6.2.1. Machine saine en charge

La simulation du modèle sain de la machine alimentée par onduleur à MLI nous illustre la forme de la tension simple de sortie de l'onduleur.

Les figures II.9.a et b représentent respectivement la vitesse de rotation et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les figures II.9.c et d représentent respectivement le couple électromagnétique et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Le courants dans les barres rotoriques et le zoom d'une portion de son régime permanent sont représentés respectivement par les figures II.9.e et f. Le courant statorique et le zoom d'une portion de son régime permanent sont représentés respectivement par les figures II.10 .a et b

Les spectres du courant représenter par les figures II.10.c.

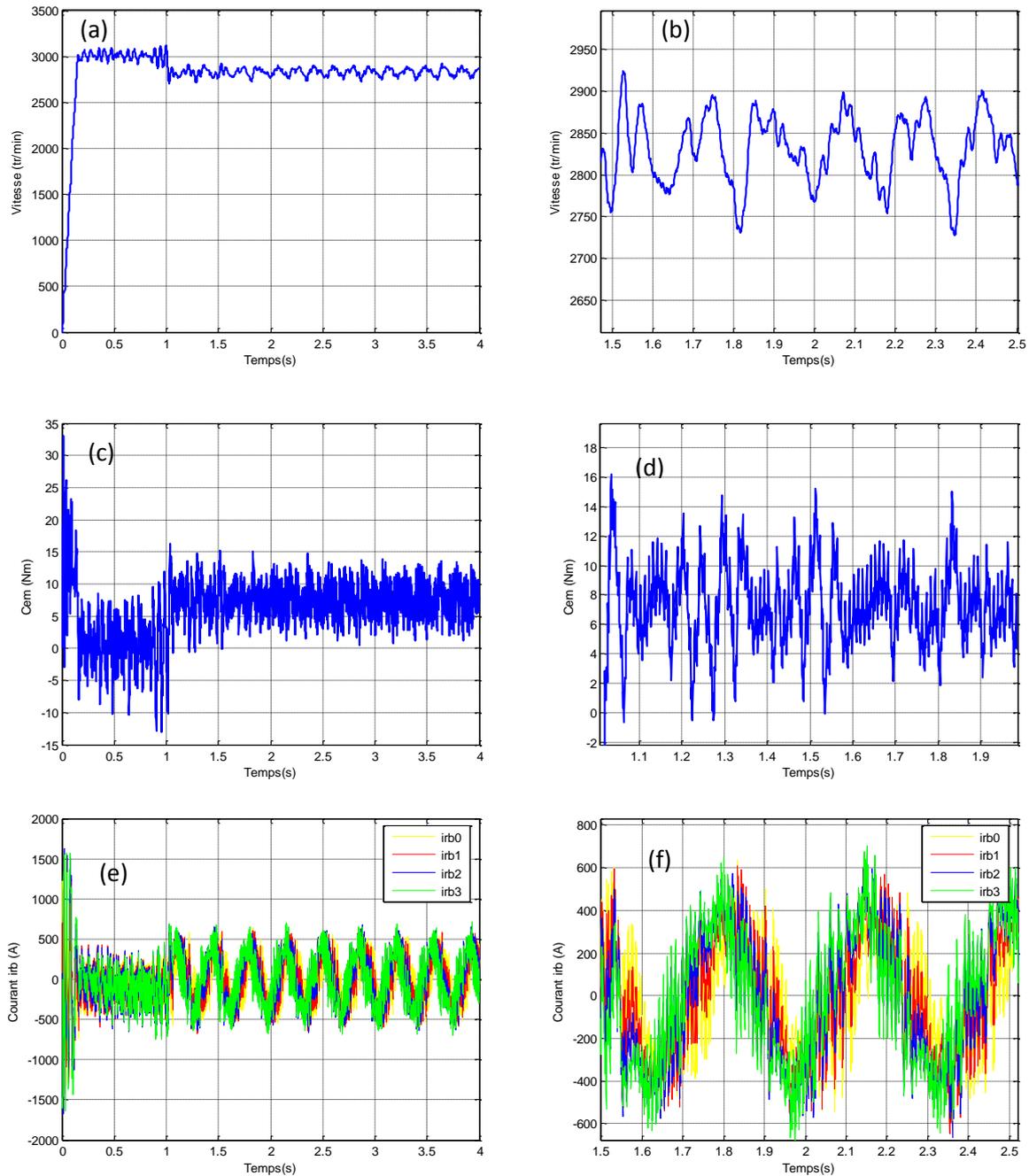


Figure II.9: (a) la vitesse de rotation, (c) couple électromagnétique et (e) courants dans les barres rotoriques et (b), (d), (f), représentent respectivement et le zoom d'une portion de son régime permanent.

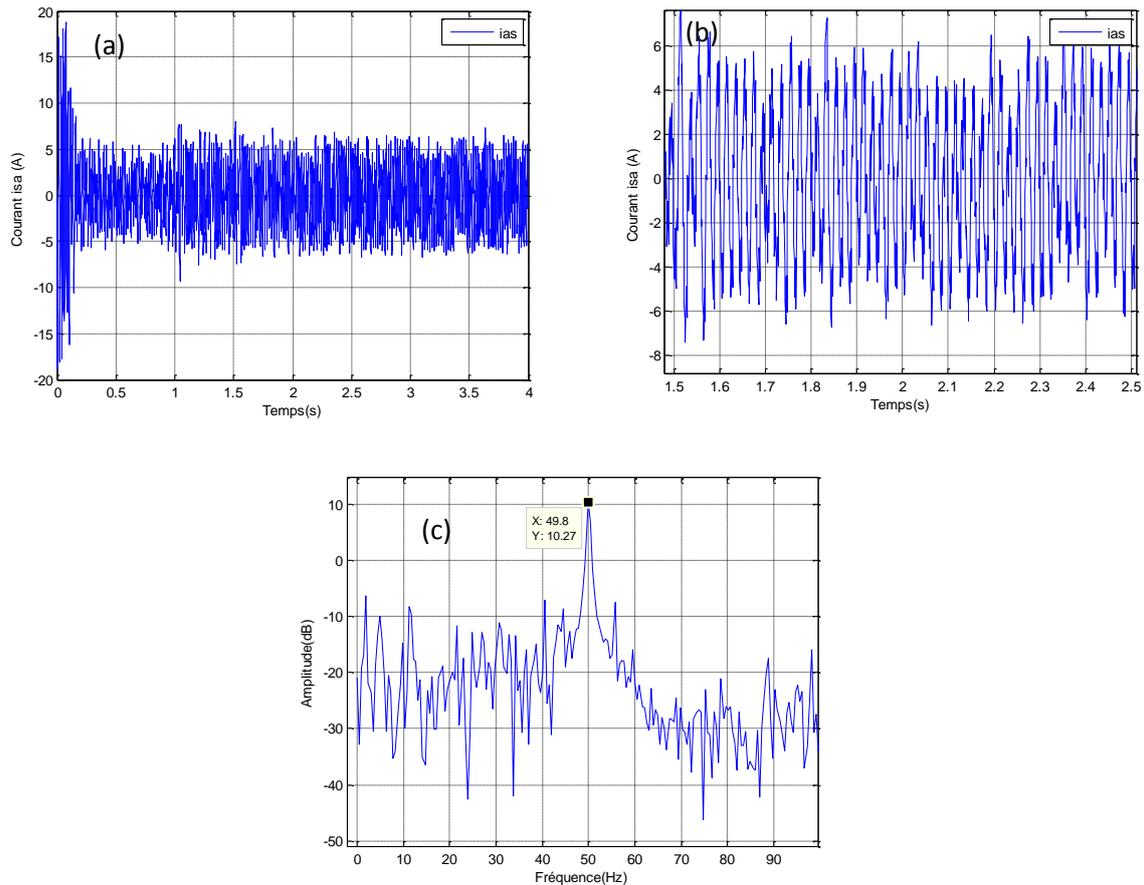


Figure II.10: (a) courant statorique, (b) son zoom, (c) spectre de courant statorique.

II.6.2.2 Fonctionnement du moteur avec défaut de cassure d'une barre

La simulation du fonctionnement avec alimentation par onduleur à MLI est faite dans le but de voir l'influence de l'alimentation sur le fonctionnement de la machine.

La figure II.11. Nous donne respectivement les grandeurs électromagnétiques, vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant dans les barres rotoriques, dans le cas de cassure d'une barre avec une charge de 7Nm et un glissement de 0,056.

La vitesse de rotation et le couple électromagnétique présentent des fluctuations qui sont générées à la fois par les harmoniques de temps.

Les figures II.12.a.b et c donnent respectivement le courant statorique, son zoom et son spectre autour du fondamental.

Comme dans le cas du moteur alimenté par une source sinusoïdale, la figure II.8-c contient des harmoniques qui sont dus au défaut de barres qui apparaissent de part et d'autre du fondamental à des fréquences $f_{b1} = (1 - 2g)fs$ et $f_{b2} = (1 + 2g)fs$ et d'autres harmonique qui sont dus à l'alimentation qui sont les harmoniques du temps.

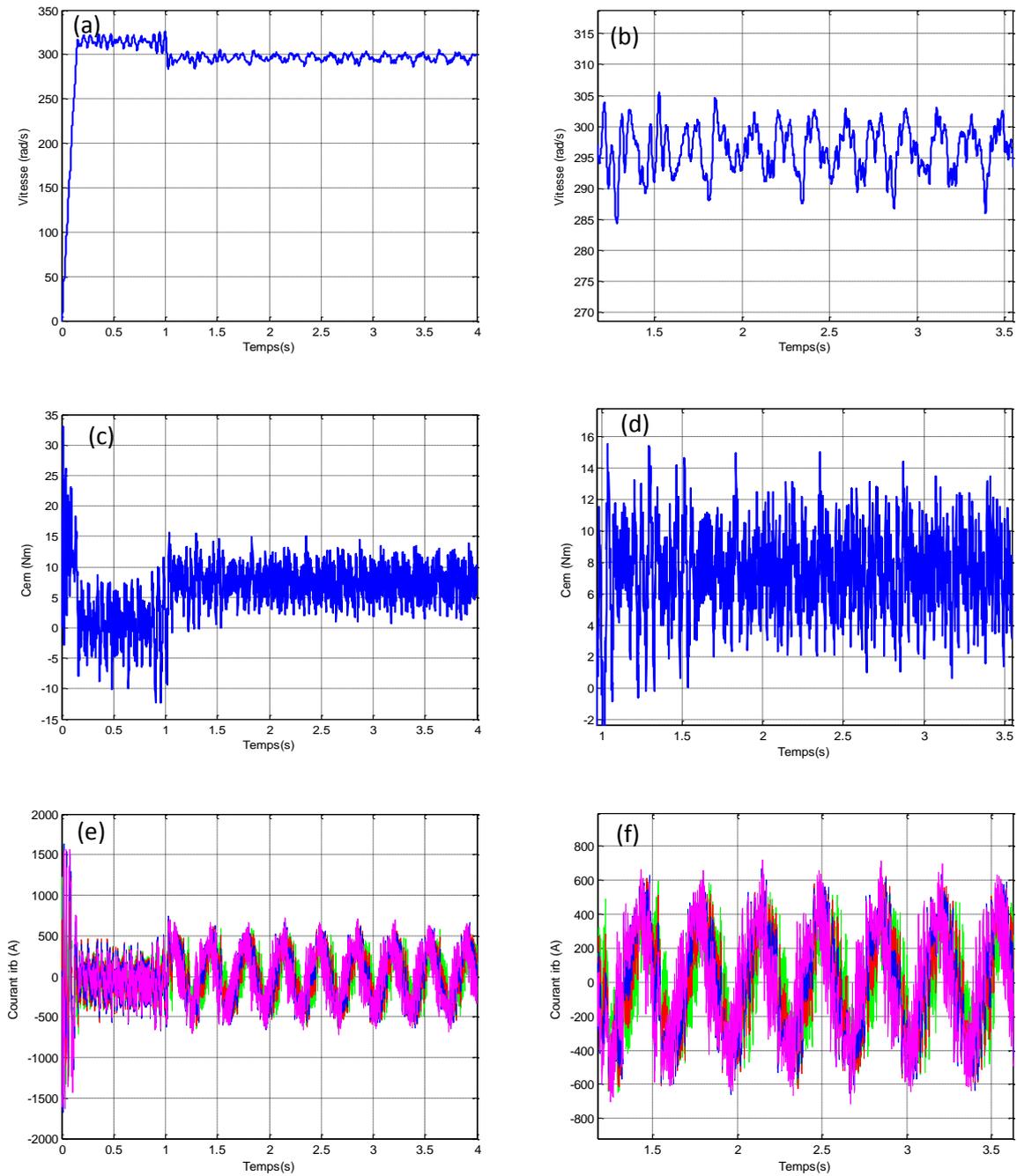


Figure II.11: (a) couple électromagnétique, (b) vitesse de rotation, (c) courants dans les barres rotoriques. (d). (e) et (f) leurs zooms respectivement.

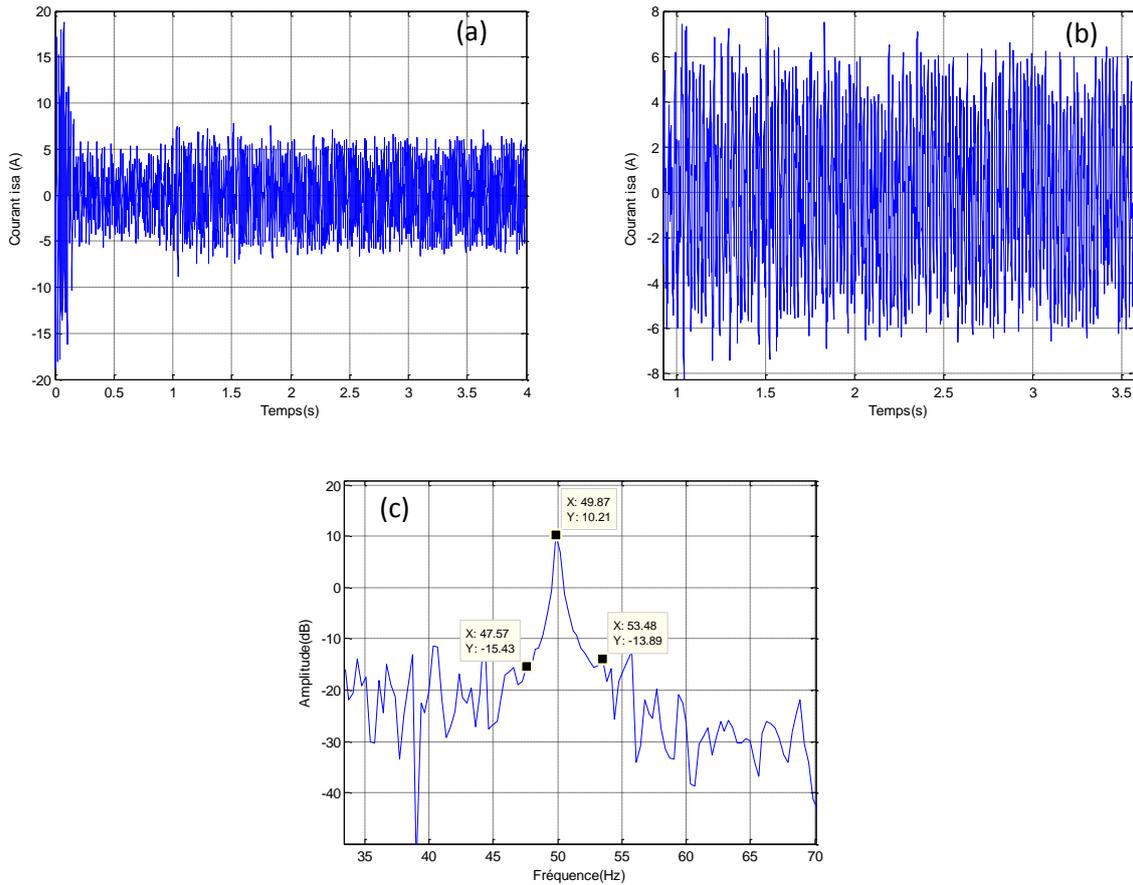


Figure II.12: (a) courant statorique, (b) son zoom et (c) spectre de courant statorique

On remarque que le spectre du courant est constitué de groupe de raies autour de l’harmonique de la fréquence de modulation f_s . En effet, ces raies représentent les harmoniques de temps générés par l’onduleur.

Comparaison entre l’alimentation par un réseau triphasé et alimentation par onduleur

	$F_s = 50\text{Hz}$	$f_{\text{cal}}=(14g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1-2g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1+2g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1+4g)f_s$
Une barre Cassé avec onduleur $g = 5.63\%$	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	/	44.37	55.22	/
	$f_{\text{sumilation}}$ (Hz)	/	44.43	55.66	/
	Amplitude (dB)	/	-8.94	-9.65	/
Une barre Cassé alimenté par réseaux	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	/	40.1	54.49	/
	$f_{\text{sumilation}}$ (Hz)	/	40.04	69.57	/
	Amplitude (dB)	/	-5.126	-18.46	/

Tableau II.1 : Comparaison entre l’alimentation par un réseau triphasé et alimentation par onduleur.

On note à partir du Tableau II.1 que les alimenter par onduleur et alimenter par réseaux sont très proches.

II.6.3 L'effet de la charge sur le spectre du courant statorique

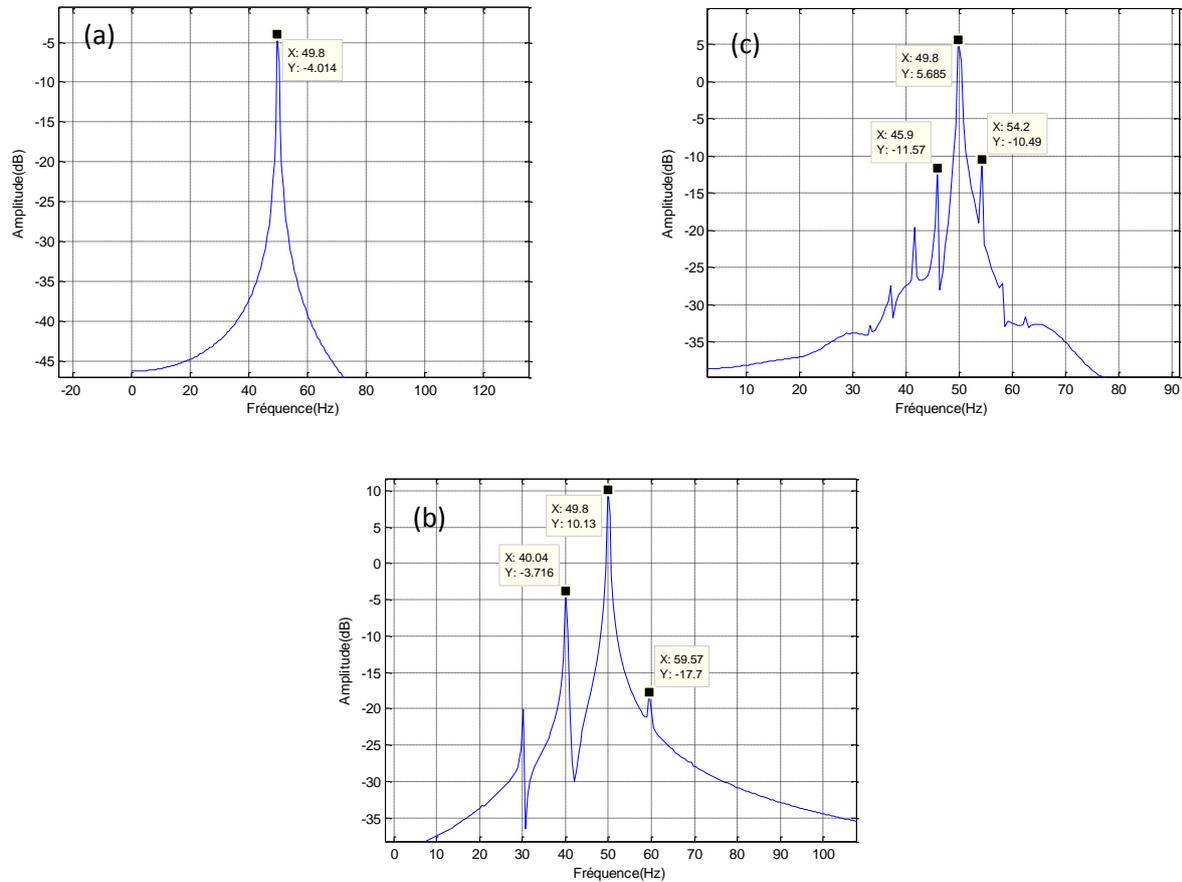


Figure II.13: Spectre du courant statorique pour différentes charges.

(a) : à vide, (b) : à pleine charge, (c) : à demi-charge

	fs=50Hz	$f_{cal}=(1-4g)f_s$	$f_{cal}=(1-2g)f_s$	$f_{cal}=(1+2g)f_s$	$f_{cal}=(1+4g)f_s$
g(b)=10.4% plant charge	f calculée (Hz)	/	39.62	60.4	/
	f simulation (Hz)	/	40.04	59.57	/
	Amplitude (dB)	/	-3.716	-17.7	/
g(c)=4.4% demi-charge	f calculée (Hz)	/	45.6	54.4	/
	f simulation (Hz)	/	45.9	54.2	/
	Amplitude (dB)	/	-11.57	-17.51	/
A vide	f calculée (Hz)	/	/	/	/
	f simulation (Hz)	/	/	/	/
	Amplitude (dB)	/	/	/	/

Tableau II.2 : Effet de la position (a) plant charge (b) demi-charge (c) a vidé, avec une barre cassé sur le spectre du courant statorique

On remarque que l'amplitude de spectre en plain-charge est supérieur à l'amplitude de demi – charge, donc les défauts plus clair pour une plan-charge.

II.6.4 L'influence du nombre de cassures de barres sur le spectre du courant statorique

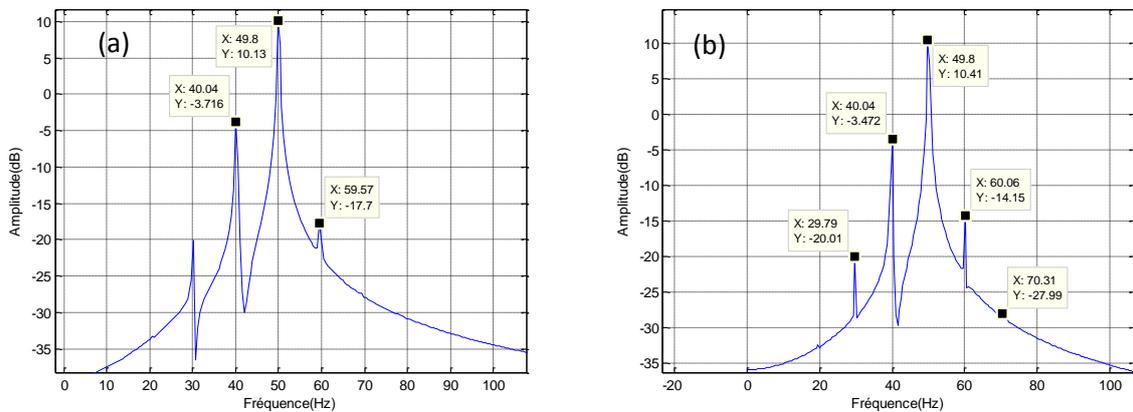


Figure II.14: (a) spectre de courant statorique (cassures de deux barres adjacentes), (b) une barre cassée.

	$f_s=50\text{Hz}$	$f_{\text{cal}}=(1-4g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1-2g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1+2g)f_s$	$f_{\text{cal}}=(1+4g)f_s$
g(c) =10.4% une barre cassée	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	/	39.62	60.4	/
	$f_{\text{simulation}}$ (Hz)	/	40.04	59.57	/
	Amplitude (dB)	/	-3.716	-17.7	/
g(b) =4.4% deux barres cassées adjacentes	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	29.64	39.72	59.87	69.95
	$f_{\text{simulation}}$ (Hz)	29.79	40.04	60.06	70.31
	Amplitude (dB)	-20.01	-3.472	-14.15	-27.99

Tableau II.3 : Effet de l'influence (a) une barre cassée (b) deux barres cassées adjacentes sur le spectre du courant statorique

On note à partir du Tableau II.4 que les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches.

II.6.5 L'effet de la position de cassures barre

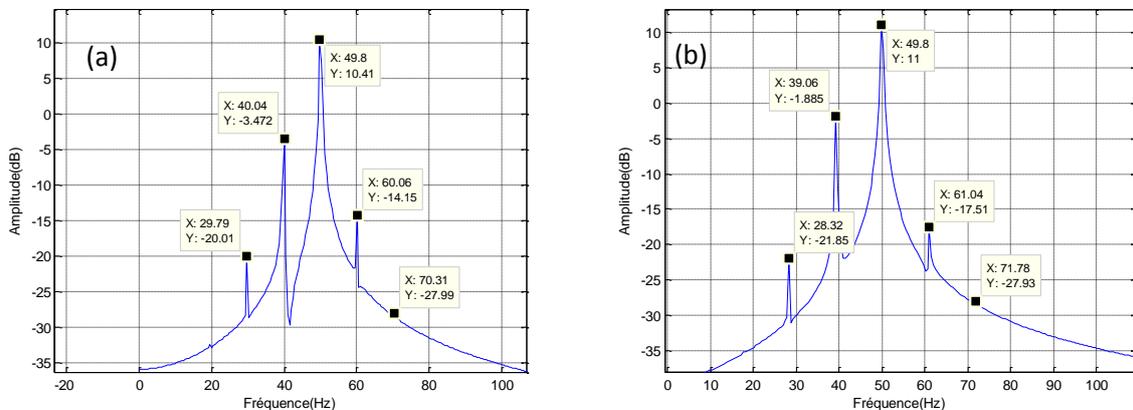


Figure II.15: (a) spectre de courant statorique (cassures de deux barres adjacentes), (b) spectre de courant statorique (cassures de deux barres espacées).

	$f_s = 50\text{Hz}$	$f_{\text{cal}} = (1-4g)f_s$	$f_{\text{cal}} = (1-2g)f_s$	$f_{\text{cal}} = (1+2g)f_s$	$f_{\text{cal}} = (1+4g)f_s$
$g(a) = 10.18\%$	$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	29.64	39.72	59.87	69.95
	$f_{\text{sumilation}} \text{ (Hz)}$	29.79	40.04	60.06	70.31
	Amplitude (dB)	-20.01	-3.472	-14.15	-27.99
$g(b) = 10.86\%$	$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	28.28	39.04	60.55	71.36
	$f_{\text{sumilation}} \text{ (Hz)}$	28.32	39.06	61.04	71.78
	Amplitude (dB)	-21.85	-1.885	-17.51	-27.93

Tableau II.4 : Effet de la position deux barres cassées espaces et adjacentes en charge sur le spectre du courant statorique.

On note que le défaut des barres adjacentes sur le spectre du courant sont plus grand que le défaut des barres espacées.

Référence :

- [1] BELACEL Mounir. "Simulation Des Machines Asynchrones à Cage Modèle Multi-enroulements Dédiée Au Diagnostic Des Défauts". Mémoire, Université DE M'SILA, Année 2006 / 2007.
- [2] S. Belhamdi. "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone". Thèse de Magistère, Université Mohamed khidre Biskra. 2005.
- [3] H.Razik "Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art." La revue 3EI N°29-Juin2002 Pages 48-52.
- [4] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.", thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, janvier 1999.
- [5] S. BOUSLIMANI, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec Régulateurs Classique et Flou en présence de Défauts.", Mémoire de Magister, université Batna, septembre 2011.
- [6] Samir MERADI, Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotoriques.", Mémoire de Magister. UNIVERSITE MOHAMED KHIDER DE BISKRA, juin 2007.
- [7] A. Abed. "Contribution à l'Etude et Diagnostic de la machine asynchrone". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. mars 2002.

Introduction

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile.

Plusieurs méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées, on cite à titre d'exemple, la commande scalaire, appelée commande à $v/f = \text{constant}$. Cette technique consiste à garder le rapport entre la tension et la fréquence d'alimentation constant, le problème posé par ce type de commande est lorsque la vitesse est basse, il est impossible de maintenir le couple constant. Il existe d'autres méthodes mais elles sont toutes limitées [1].

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de la commande connue sous le nom du flux orienté qui rend le comportement de la machine asynchrone comparable à celui de la machine à courant continu. Cette technique de commande permet de séparer le réglage du flux rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone. [2]

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone en présence du défaut de cassures de barres.

III.1. But de commande vectoriel à flux orienté

Le but de la commande vectorielle à flux orienté est de réaliser le découplage entre le flux et le couple ce qui permet d'assimiler la commande de MAS à la MCC à excitation séparée.

III.1.1. Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande

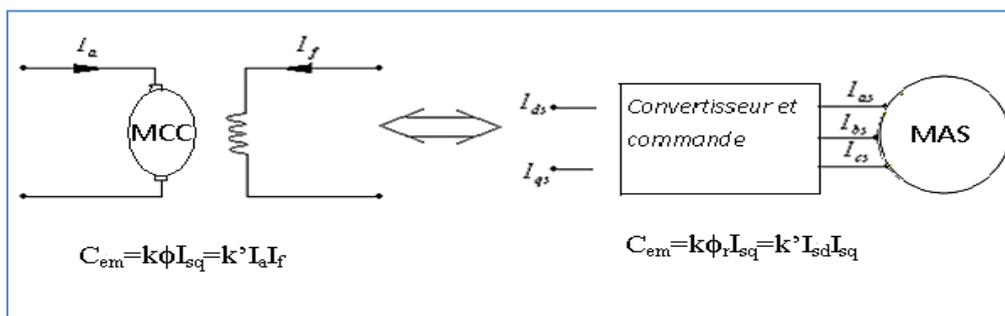


Figure III.1 : Analogie de MAS avec MCC dans la commande vectorielle.

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires ainsi, qu'à ceux qui débouchent sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel par orientation de flux rotorique ou statorique. Nous verrons par la suite le modèle qui permet de tenir compte de défaillances au stator, au rotor et aux défaillances combinées (stator et rotor).

Pour la mise en équation, nous retenons les mêmes hypothèses et les mêmes transformations (*Clark et Park*) utilisées dans le 2^{ème} chapitre.

Les équations qui lient le flux, le couple et le courant statorique découlent du modèle de Park à quatre paramètres présenté en équation (II.31). En effet, le choix du repère d-q tournant à ω_s (repère lié au champ tournant) et calé sur le flux rotorique revient à poser que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.01})$$

L'arrangement des équations (II.30) et (III.01), nous permet d'obtenir les équations correspondantes au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rotorique:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r + \omega_s \sigma L_{sc} \cdot I_{ds} \\ T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{ds} \\ \omega_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{T_r \cdot \varphi_r} \cdot I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.02})$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_{sc}}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_{rc}}{R_{rdq}}$$

Appliquons la transformation de Laplace, les équations précédentes peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r = \varphi_{dr} \\ V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma L_{sc}) I_{ds} + s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \varphi_r - \omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \sigma L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \varphi_r \\ \varphi_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{1 + s \cdot T_r} \cdot I_{ds} \\ \omega_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{T_r \cdot \varphi_r} \cdot I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.03})$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. Dans notre étude on va adopter la commande vectorielle indirecte. La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds} , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation III-04. Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique T_r .

III.1.2 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte est la plus utilisée d'une manière générale. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire. Toutefois, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement de la constante de temps rotorique, qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique donc une erreur dans le calcul de la vitesse de glissement et par conséquent apporte une dégradation des performances de la commande qui se traduit par des oscillations au niveau du couple de la machine.[3]

La figure III.02 représente le schéma bloc de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique indirect (CV-OFRI) de la machine asynchrone, avec la régulation de vitesse et la régulation des deux courants I_{ds} et I_{qs} dans le repère (d, q) .

Le calcul de θ_s se fait en sommant la "pulsation rotorique" avec la vitesse électrique ($\omega_s = \omega_r + p.\Omega$), ce qui donne la "pulsation statorique" puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s .dt = \int (p.\Omega + \frac{3}{T_r} \frac{M_{sr}}{\varphi_r^*} .I_{qs}^*).dt \quad (\text{III.04})$$

Le schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté est le suivant :

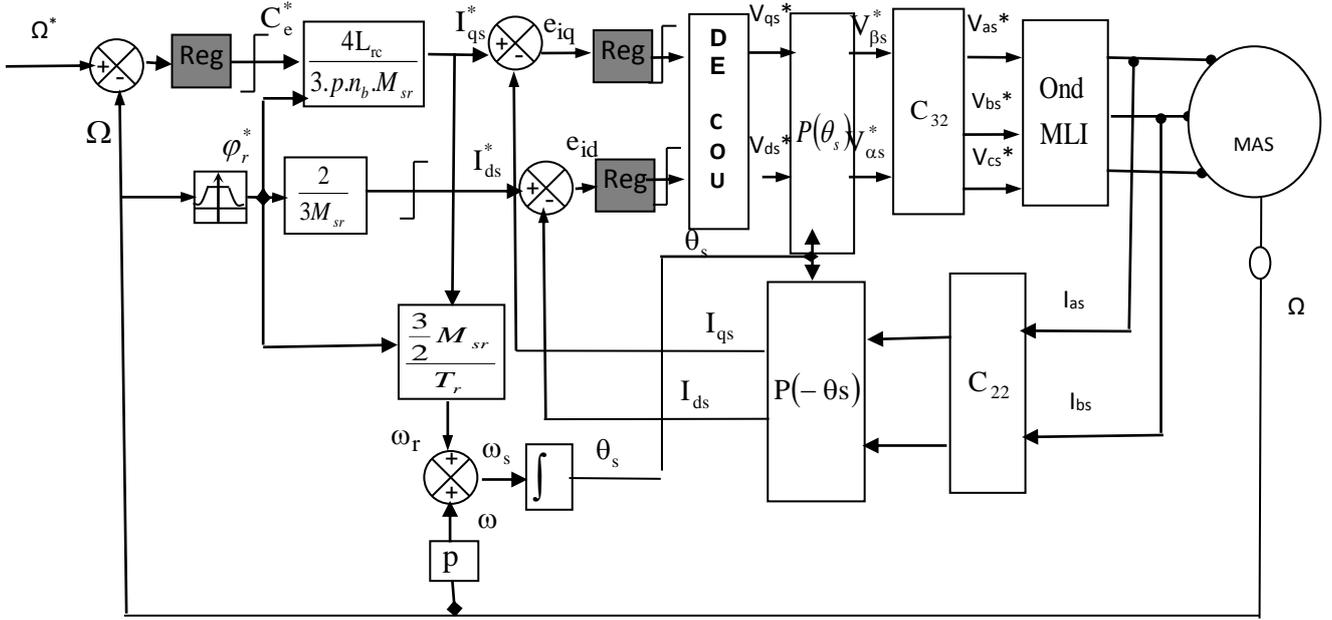


Figure III.2 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CV-OFRI).

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de références.

- **Estimation**

Cette fonction est chargée d'élaborer le vecteur du flux et les composantes du courant I_{ds} et I_{qs} à partir de la résolution numérique du système (machine asynchrone).

- **Découplage**

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont couplées, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} - R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega \frac{n_b.M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r \end{cases} \quad (III.05)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \varphi_r &= \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{1+s.T_r} \cdot I_{ds} \\ \omega_r &= \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{T_r} \cdot I_{qs} \end{aligned} \quad (III.06)$$

Ces expressions peuvent- être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle ; mais elles ont un gros inconvénient : les tensions V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes d et q). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{ds} et V_{qs} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds}). Il existe différentes techniques de découplage:

- ✓ découplage utilise un régulateur ;
- ✓ découplage par retour d'état;
- ✓ découplage par compensation.

Dans notre étude on va adopter la méthode de découplage par compensation. Cela revient à définir deux nouveaux variables de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* qui sont les termes de découplage dans l'élaboration de. Ces termes de découplage s'écrivent à partir des équations de la machine. Après ce découplage, le calcul des correcteurs (I_{ds} et I_{qs}) s'en trouve simplifié. Le schéma bloc de la figure III.03 représente la machine avec le couplage entre les axes d et q.

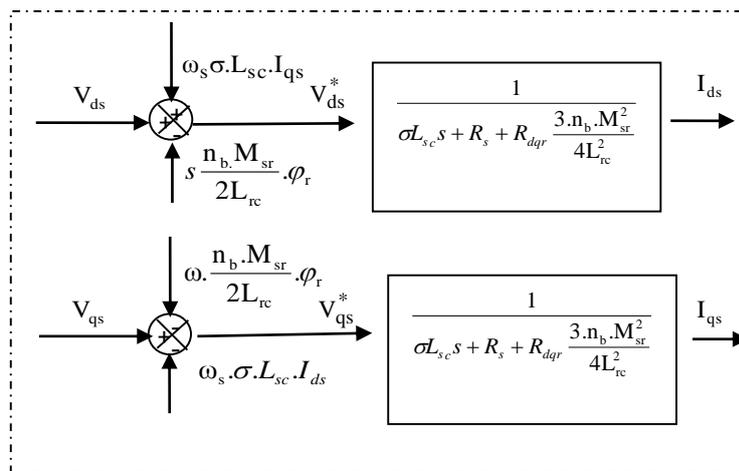


Figure III.3 : Description des couplages.

A partir des expressions (III-05), il est possible de définir les termes de découplage $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs}$

, $s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \varphi_r$ et $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds}$ et $\omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \varphi_r$ qui sont considérés, dans la suite, comme des

perturbations vis-à-vis de la régulation. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions.

Les équations sont de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds}^* + e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs}^* + e_{qs} \end{cases} \quad (III.07)$$

Appliquons la transformation de Laplace sur les équations (III-05), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \left(\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{qs} - R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ V_{qs} = \left(\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{qs} + \omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega \frac{n_b.M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r \end{cases} \quad (III.08)$$

Par identification entre les équations (III-07) e (III-08), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = \frac{1}{A(s)} I_{ds} \\ V_{qs}^* = \frac{1}{A(s)} I_{qs} \\ e_{ds} = -\omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{qs} - R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ e_{qs} = +\omega_s \cdot \sigma L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega \frac{n_b.M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r \end{cases} \quad (III.09)$$

Avec : $A(S) = \frac{1}{\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}$

V_{ds}^* et V_{qs}^* sont les tensions de réglage. e_{ds} et e_{qs} sont les forces électromagnétiques de couplage. Les perturbations e_{ds} et e_{qs} sont compensées par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée dans (III.09).

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée :

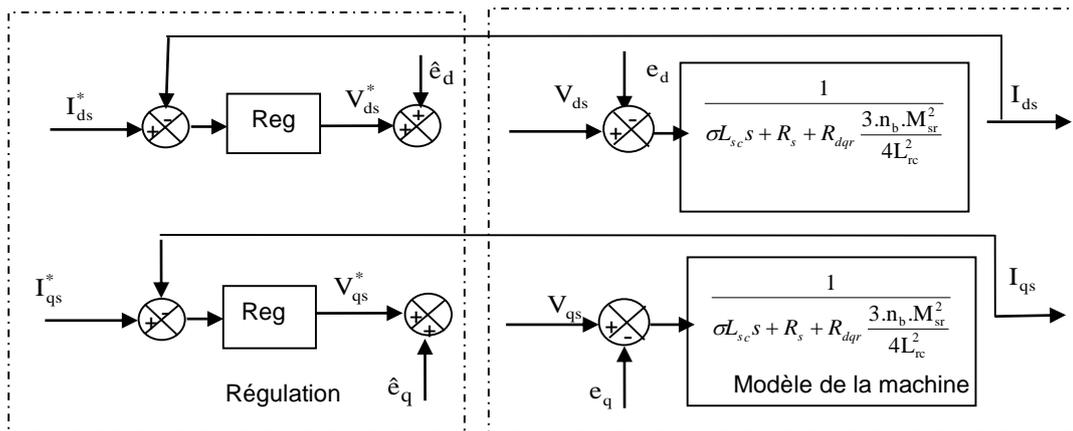


Figure III.4 : Découplage par addition des termes de compensation.

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires les plus importantes concernent les sécurités.

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (cas d'une alimentation en tension). Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

III.1.2.1. Régulation des courants

Pour chaque boucle de courant un régulateur proportionnel-intégral est adopté où l'action proportionnelle permet de régler la rapidité et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

D'après les équations de la machine associées au découplage par compensation, le schéma fonctionnel du contrôle du courant I_{ds} et I_{qs} est représenté par la figure suivante :

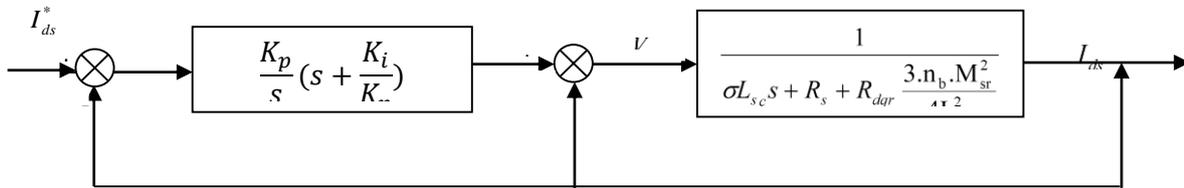


Figure III.5 : Boucle de régulation du courant.

On pose :

$$A(s) = \frac{1}{\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} = \frac{b}{s + a}$$

D'où :

$$a = \frac{R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}{\sigma L_{sc}} \quad \text{et} \quad b = \frac{1}{\sigma L_{sc}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{d0}(s)$ est comme suit:

$$F_{TBO}(s) = A(s) \cdot K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dqr} \frac{3 n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} s} \cdot K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = \frac{A_0}{1 + \tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \quad))$$

$$\text{avec } A_0 = \frac{1}{R_s + R_{dqr} \frac{3 n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}$$

D'où :

$$\frac{K_p}{K_i} s + 1 = 1 + \tau s \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{a}$$

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{TBF}(s)$ est :

$$F_{TBF}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{\left(s + \frac{A_0}{1 + \tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \right)} \Rightarrow \tau_{BF} = \frac{1}{A_0 K_i} \quad (III.11)$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{A_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{A_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (III.12)$$

Les mêmes valeurs des coefficients sont adoptés pour les deux boucles de courant I_{ds} et I_{qs} .

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants I_{ds}^* et I_{qs}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe.

III.1.2.2 Régulation de vitesse

Le réglage du couple se fait par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs}).

La correction intégrale proportionnelle est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation pour cela ce type de régulation (figure. III.06).

Le schéma de réglage de la vitesse est représenté par la figure suivante :

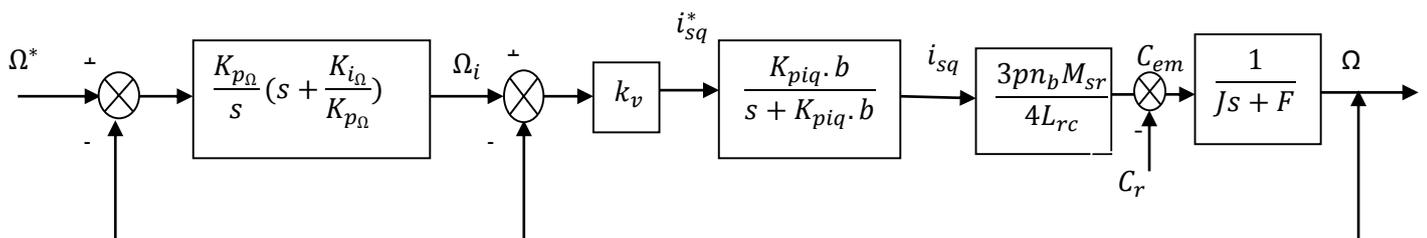


Figure III.6 : Boucle de régulation de la vitesse.

A cause de l'existence du pôle lent $(-F/J)$ proche de l'axe imaginaire (comportement proche d'un intégrateur), il vaut mieux utiliser un régulateur PI-P.

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de réglage interne est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3.K_v.K_q.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{s^2 + \left(K_p.b + \frac{F}{J}\right)s + \frac{K_p.b.F}{J} + \frac{3.K_v.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J}} \quad (III.13)$$

La fonction est de la forme standard $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi.\omega_n.s + \omega_n^2}$, d'où on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{nv} = K_p.b + \frac{F}{J} \\ \omega_{nv}^2 = \frac{K_p.b.F}{J} + \frac{3.K_v.K_p.b.F.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J} \end{cases}$$

Puis on détermine :

$$K_v = \left(\omega_{nv}^2 - \frac{K_p.b.F}{J}\right) \cdot \frac{4.L_{rc}.J}{3.K_v.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r}$$

La fonction de transfert en boucle interne peut s'écrire comme suivant :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3.K_v.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{(s + \omega_{nv})^2}$$

Le schéma de réglage devient :

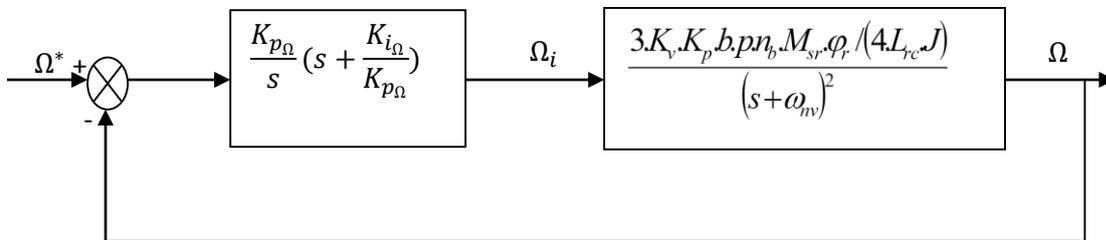


Figure III.7 : Boucle définitive de régulation de vitesse

Par compensation de zéro introduit par le régulateur avec un des deux pôles du système on a :

$$\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \omega_{nv} \quad (III.14)$$

La fonction de transfert en boucle fermé devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{3.K_{p\Omega}.K_v.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{s^2 + \omega_{nv}s + \frac{3.K_{p\Omega}.K_v.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J}} \quad (\text{III.15})$$

Par identification avec l'équation standard $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi.\omega_n.s + \omega_n^2}$, on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{n\Omega} = \omega_{nv} \\ \omega_{n\Omega}^2 = \frac{3.K_{p\Omega}.K_v.K_p.b.P.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J} \end{cases}$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{4.L_{rc}.J.\omega_{n\Omega}^2}{3.K_v.K_{piq}.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_v} \\ K_{i\Omega} = K_{p\Omega}.\omega_{nv} \end{cases}$$

III.2 Résultats de simulation

Afin de tester les performances de la commande, différentes simulations sont effectuées. Les figures III.8 et III.9 présentent séparément une simulation de suivi de trajectoire de vitesse, l'évolution du courant, les courants de Park et l'écart de l'entrée des correcteurs de ces courants dans la commande vectorielle. Comme la montre les résultats, la vitesse rotorique mesurée suit bien sa référence et comme celle-ci est une grandeur contrôlée, on ne constate aucun changement notable, cela peut être expliqué, par la performance ou la robustesse de la commande appliquée.

On remarque aussi que le courant I_{sd} reste constant lorsque la machine est à vitesse variable (bon découplage).

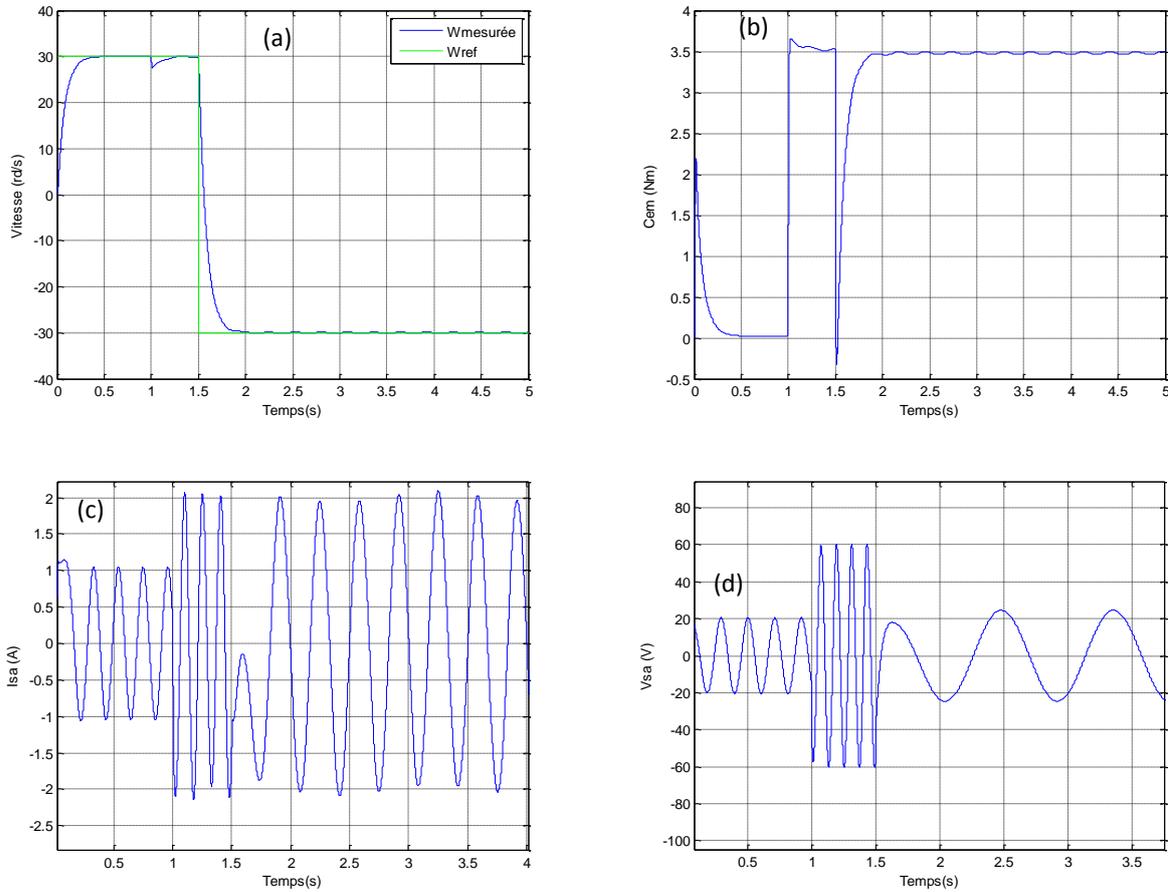


Figure III.8 : (a) la vitesse de rotation, (b) Le couple électromagnétique) Le courant statoriques d) la tension statorique, Cas d'un moteur sain : essai de suivi de la vitesse.

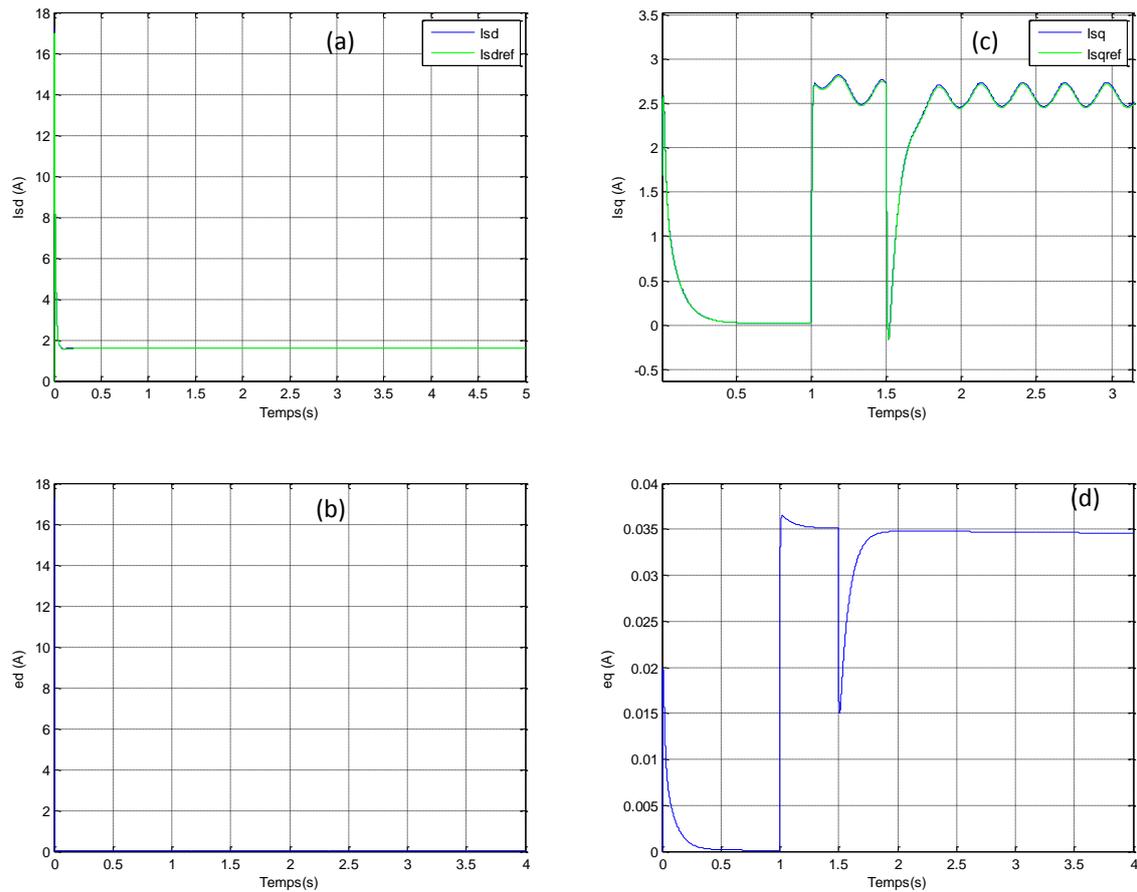


Figure III.7 : a) Le courant statorique direct, b) l'erreur du courant statorique direct, c) courant statorique en quadrature et d) l'erreur du courant statorique en quadrature . Cas d'un moteur sain : essai de suivi de la vitesse

III.2.1. Machine sain En charge

La figure III.10 présente la simulation effectuée pour une machine avec un rotor sain (sans défaut). La vitesse de rotation suit convenablement la référence de 314.15 rad/s la vitesse de référence (fig. III.10.a), avec une erreur nulle (fig. III.10. b). Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes du courant statorique (fig. III.10.c), les courants directs I_{sd} et en quadrature I_{sq} (fig. III.11 a et c) ainsi que la tension d'une phase statorique (fig. III.12. b).

L'erreur sur les courants directs et en quadrature sont faibles sauf au moment de l'application du couple de charge (fig. III.11.b et III.12.a).

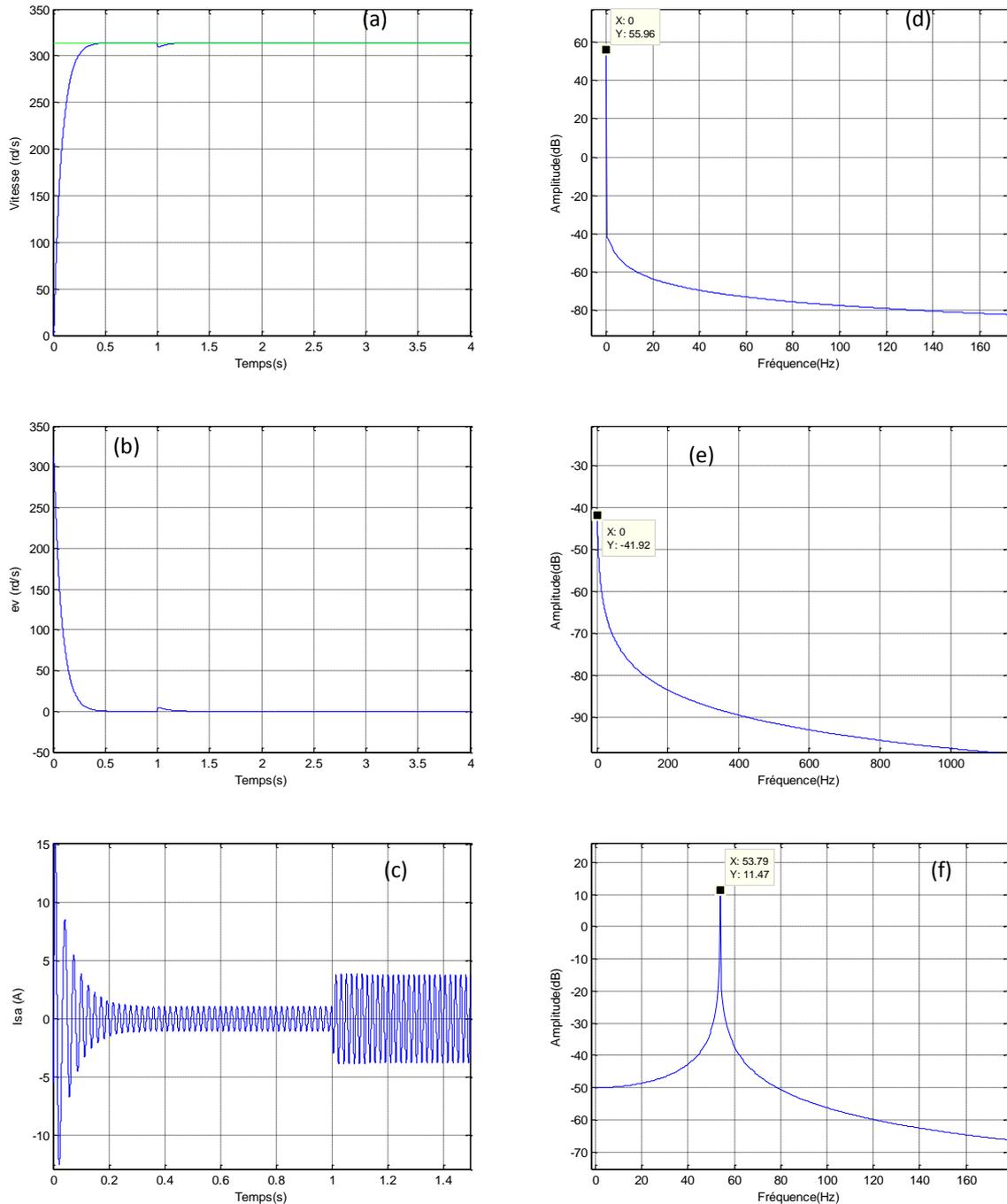


Figure III.8 : a) la vitesse de rotation, b) l'erreur de vitesse, c) courant statorique d),e) et f) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur sain avec une charge de 7 Nm.

Les analyses spectrales des différentes grandeurs électriques et mécaniques sont illustrées dans les figures. III.10, 11 et 12. Dans le cas du moteur sain, on remarque que le spectre du courant statorique présente une raie fondamentale située à la fréquence statorique $f_s = 53.79$ Hz qui correspond à une vitesse de rotation (314.15rd/s) et donc un glissement de 7.04% (fig. III.10.a). Le spectre de vitesse est parfaitement sain (fig. III.10.d).

L'analyse spectrale du courant direct, de l'erreur du courant direct, le courant en quadrature et l'erreur du courant en quadrature ne présente aucune raie de défaut (fig. III.11.d. e et f, et fig. III.12.c) respectivement.

Le spectre de la tension statorique présente une raie fondamentale située à la fréquence statorique $f_s = 53.791\text{Hz}$ (fig. III.12.d).

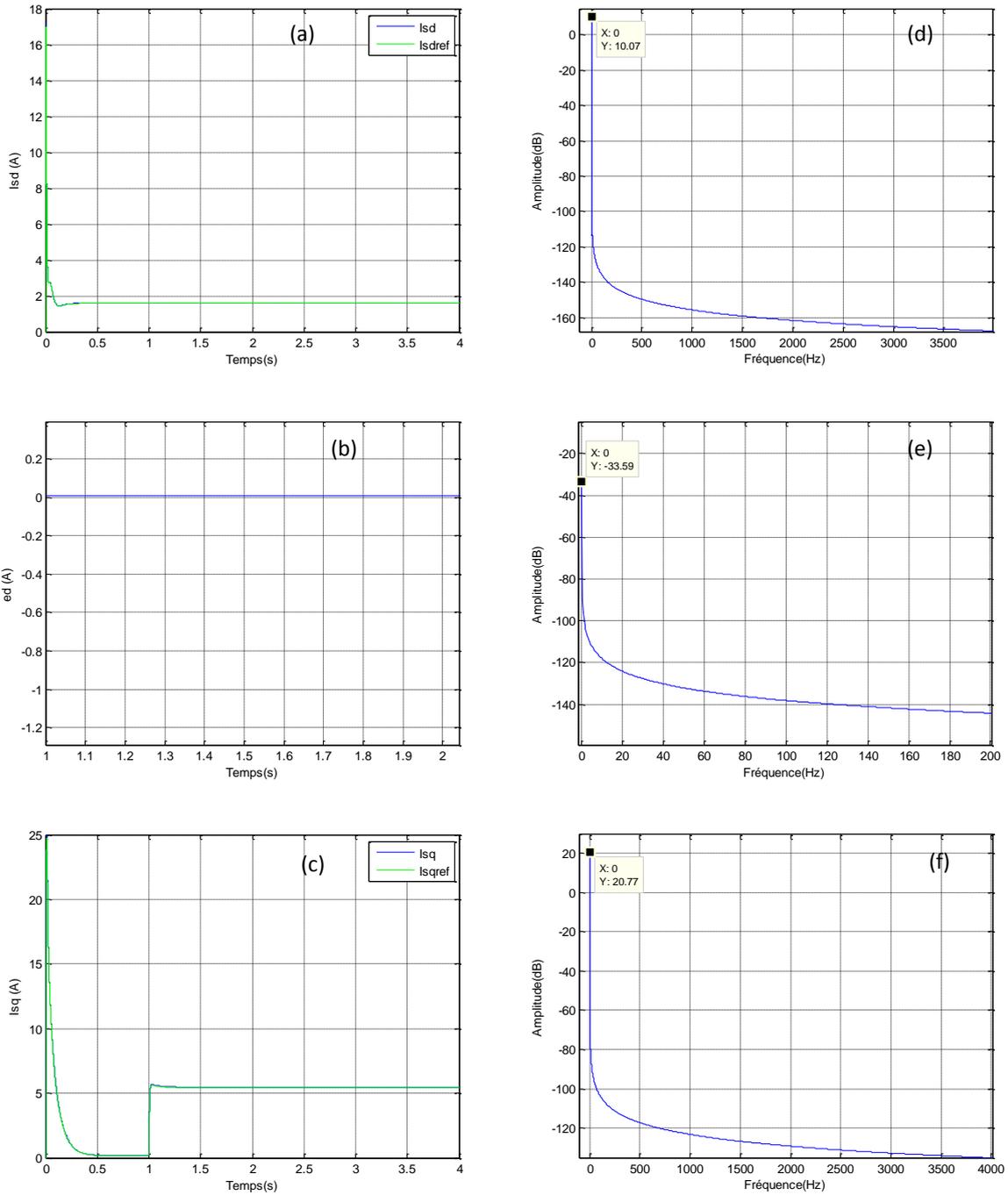


Figure III.9 : a) Le courant statorique direct, b) l'erreur du courant statorique direct, c) courant statorique en quadrature d),e) et f) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur sain avec une charge de 7 Nm.

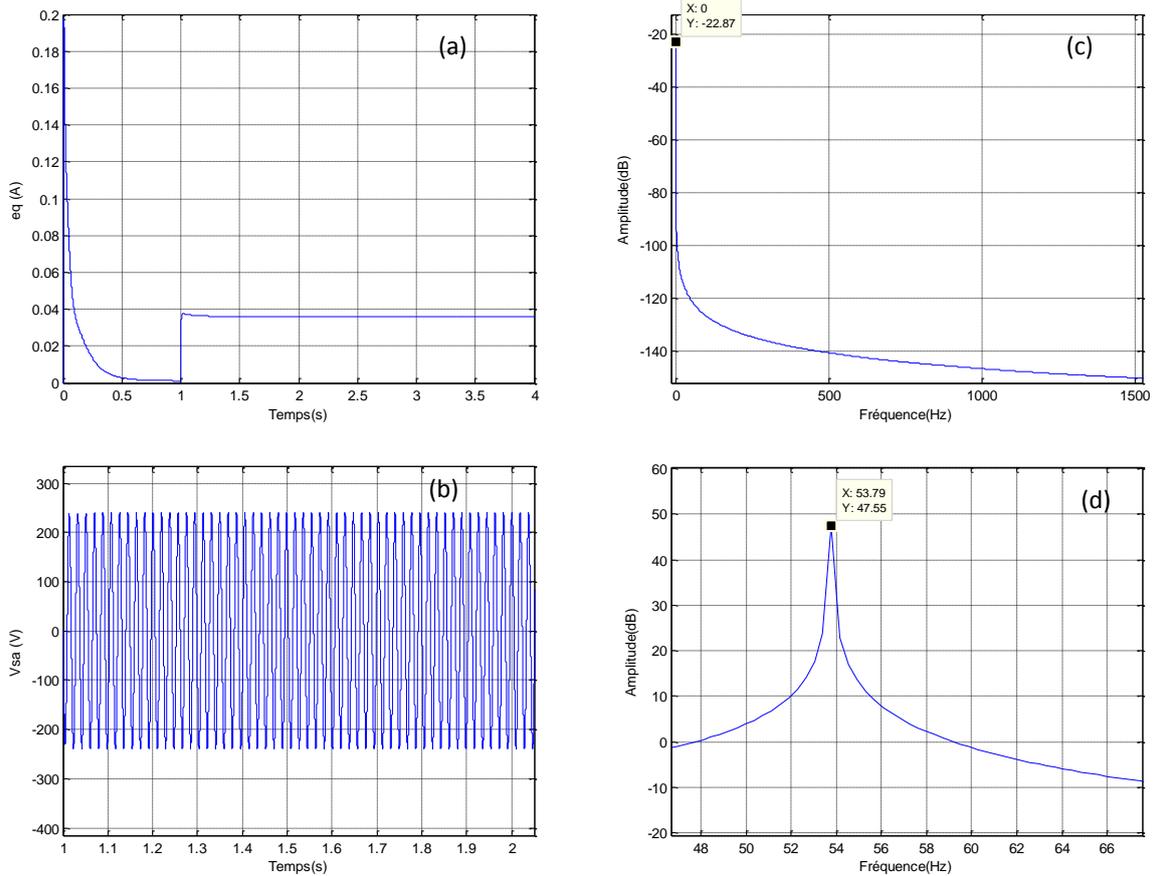


Figure III.10 : a) L'erreur du courant statorique en quadrature, b) tension d'une phase statorique c) et d) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur sain avec une charge de 5 Nm.

III.2.2 Moteur avec défaut de cassure de barres

Dans ce cas, on introduit une variation de la résistance des deux barres adjacentes 2 et 3 comme dans le chapitre III. Nous avons considéré toujours une vitesse de 314.15 rd/s. À $t=1$ s une charge de 7 N.m est appliquée permettant d'augmenter le glissement et les courants rotoriques. Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation.

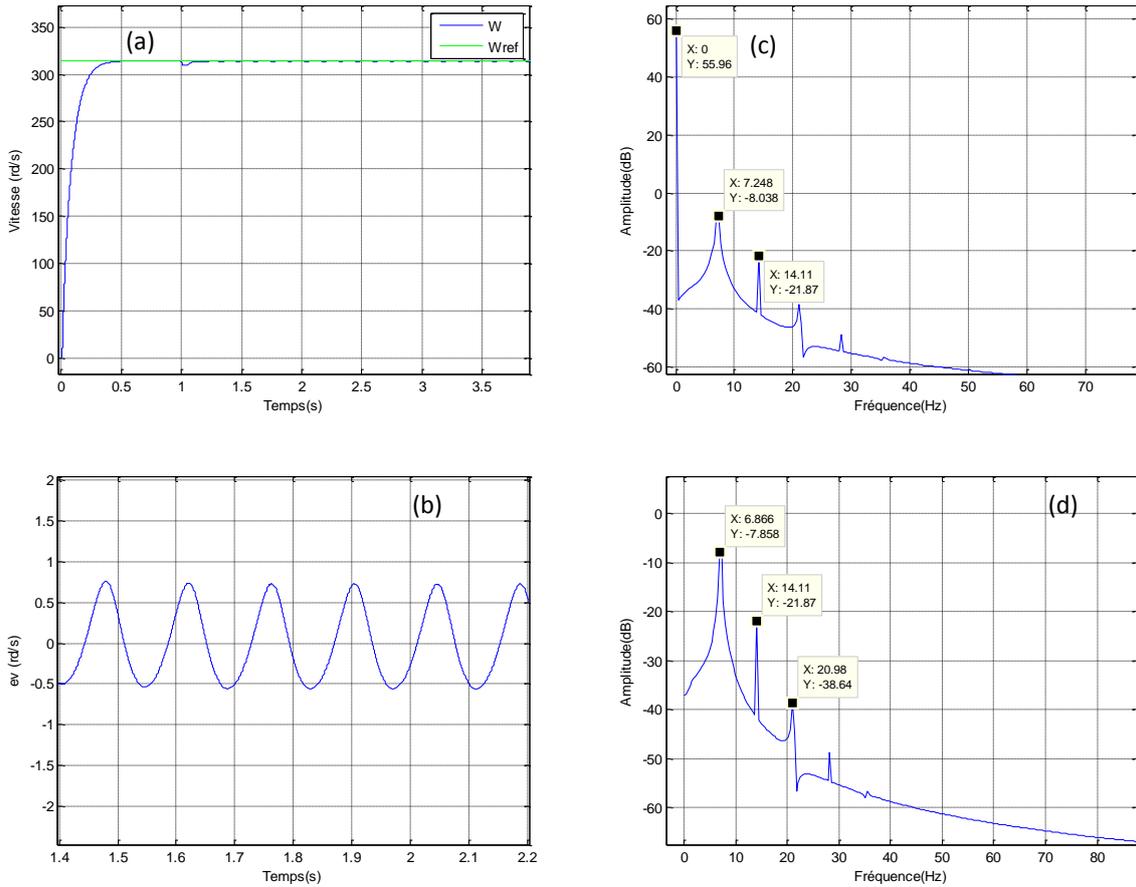


Figure III.11 : a) la vitesse de rotation, b) l'erreur de vitesse, c) et d) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur avec cassure de 02 barres et une charge de 7 Nm.

Dans le cas où le moteur présente un rotor avec deux ruptures de barres adjacentes, on remarque que la vitesse du rotor présente de faibles oscillations dues au défaut de cassure de barres à instant $t=1s$ avec une erreur faible (fig. III.13. a et .b).

Le courant statorique subit aussi une variation visible sur l'enveloppe du courant comme le montre la figure (III.14.a).

L'erreur sur le courant direct et en quadrature présente une variation au moment de l'application du couple de 7 Nm (fig. III.14.c et III.15.a).

L'analyse spectrale du courant statorique ainsi que la tension montre bien les raies de défaut à $(1 \pm 2.g).f_s$. Cela permet d'évaluer la valeur du glissement : $2gf_s = 6.7 Hz$, donc $g = 6.3\%$ ($f_s = 53.41Hz$). Le spectre de la vitesse et son erreur contient un raie caractérisant le type de défaut de barre à la fréquence $2kgf_s$, ces mêmes raies de défauts sont aussi visibles sur les courants I_{sd} , I_{sq} et leurs erreurs e_{Isd} et e_{Isq} , avec une amplitude moins importante sur le courant I_{sd} , mais bien plus importantes sur les spectres des erreurs e_{Isd} et e_{Isq} . Cela montre que ces signaux sont sensibles à la présence d'un défaut rotorique.

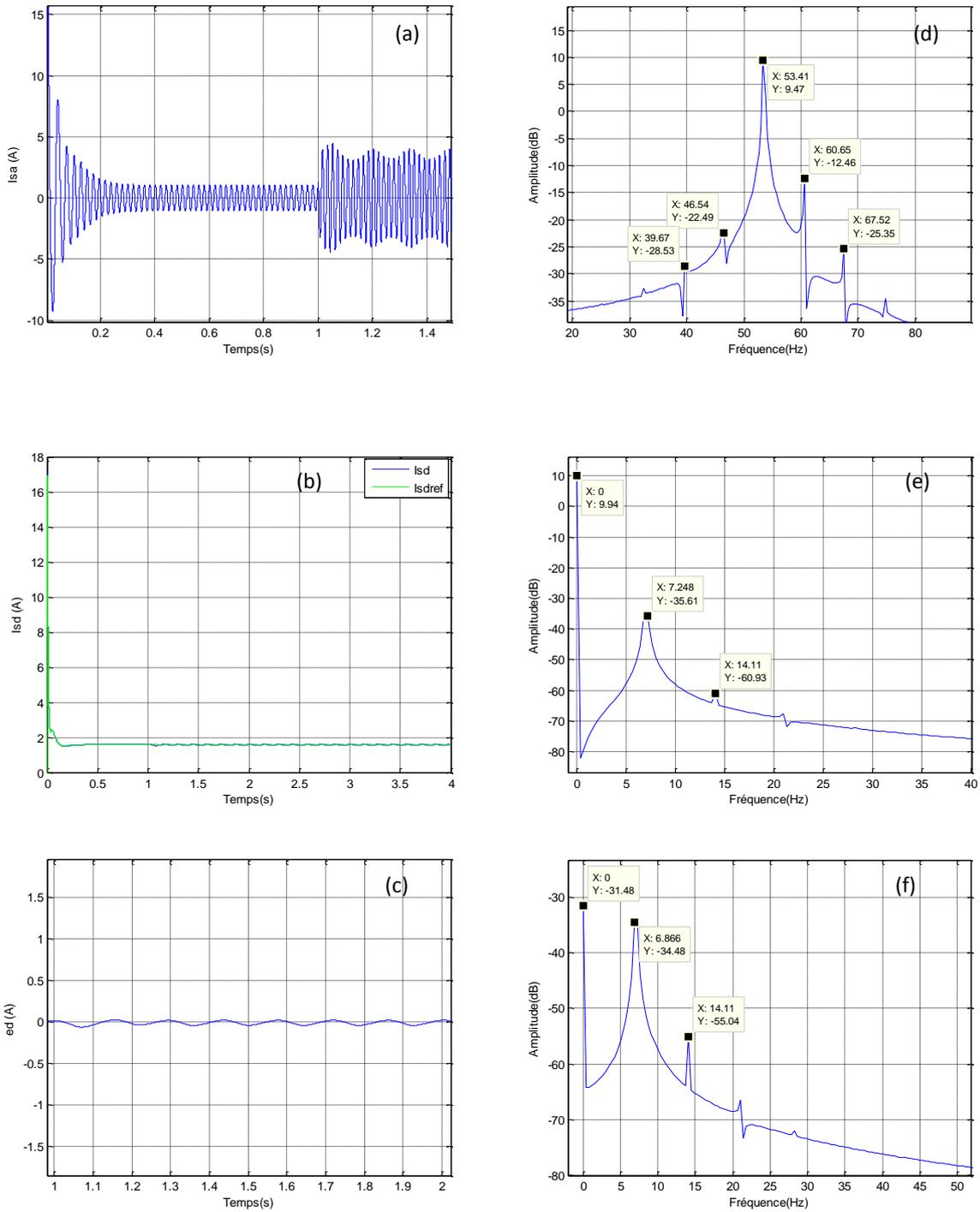


Figure III.12 : a) Le courant statorique b) courant statorique direct, c) l'erreur du courant statorique direct, d),e) et f) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur avec cassure de 02 barres sous une charge de 7 Nm.

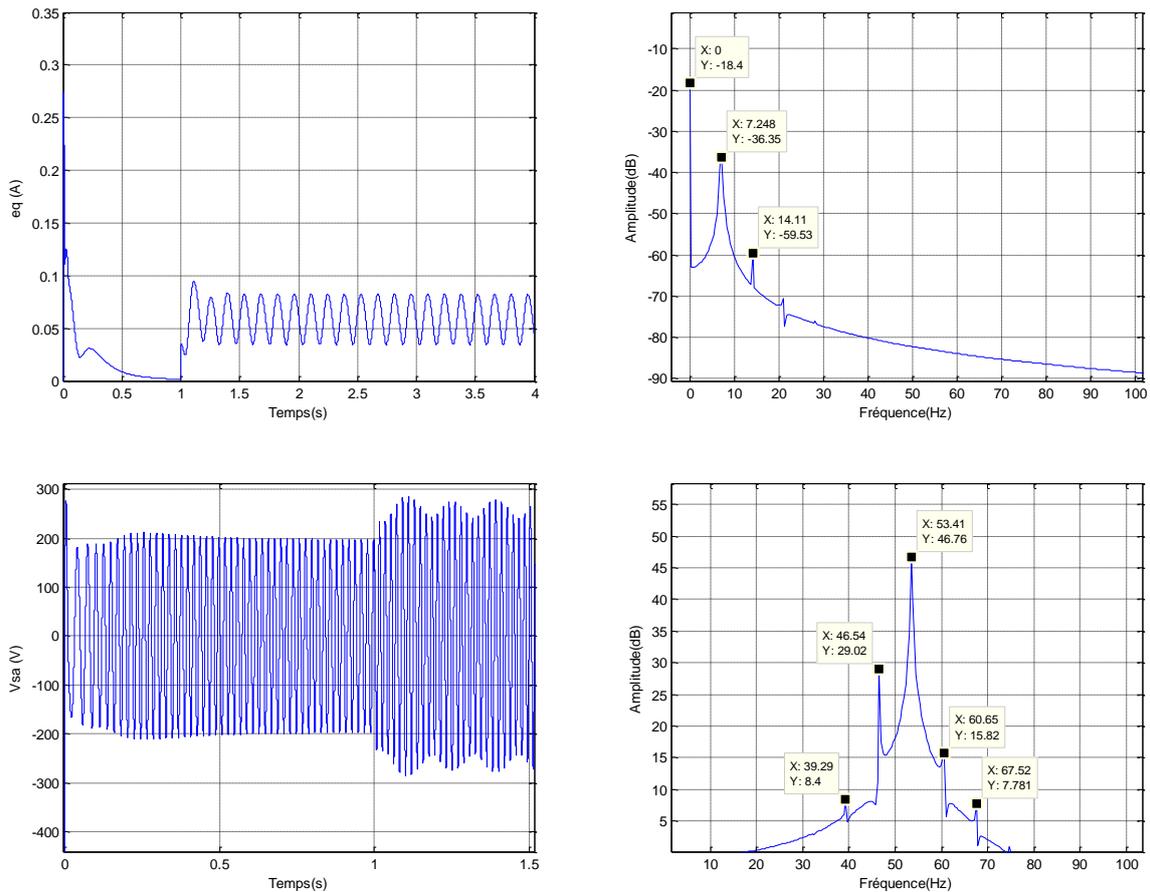


Figure III.13 : a) L'erreur du courant statorique en quadrature, b) tension d'une phase statorique c) et d) leurs spectres respectifs. Cas d'un moteur sain avec une charge de 7 Nm.

Référence :

- [1] S. Amrane, "Diagnostic de défauts des moteur d'induction.", thèse de magister, Université A. Mira de Bejaia 2000. .
- [2] Toliyat, H.A.; Lipo, TA "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults". Energy Conversion, IEEE Transactions on, Volume: 10, Issue: 2, June 1995 Pages: 241 - 247. .
- [3] S. BOUSLIMANI, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec Régulateurs Classique et Flou en présence de Défauts.", Mémoire de Magister, université Batna, septembre 2011.

Introduction

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de Kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée.

Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [14].

IV.1. Observation du flux et adaptation de la vitesse

VI.1.1. Observateur de Luenberger

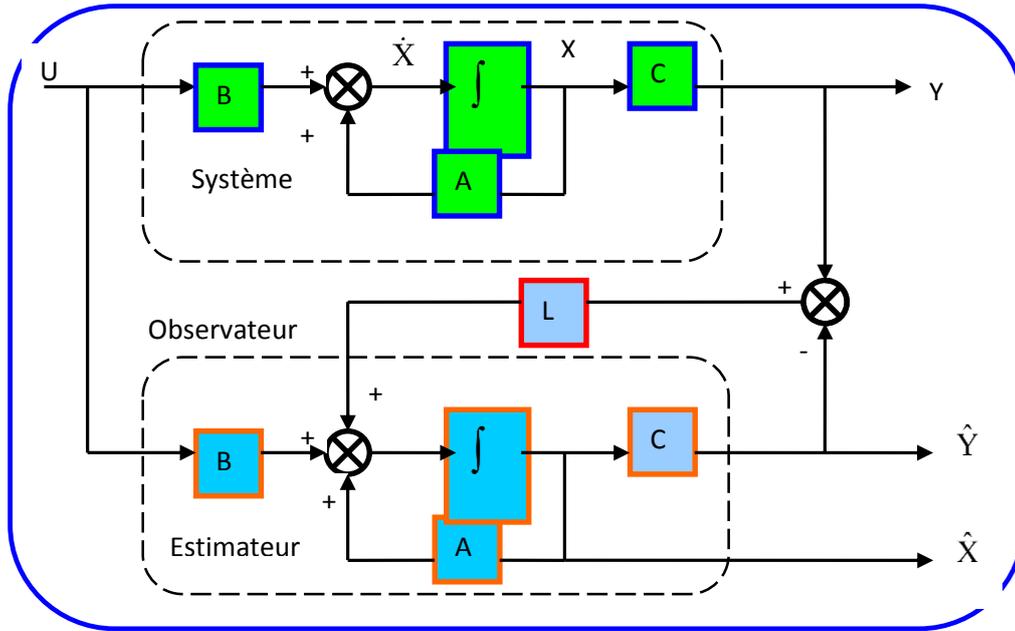
L'observateur de Luenberger permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système. L'observateur de Luenberger permet la reconstitution des états du système à observer par résolution des équations d'état du système originale [1].

VI.1.2. Principe de l'observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur les informations concernant les entrées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain L pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur, figure (VI.1).

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie Y dont les composant (courants, tensions).



Figur IV.1 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

VI.1.3. Observateur du flux du moteur à induction

Pour réaliser notre observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer :

- Courants statoriques : mesurés ;
- Flux rotoriques : à observer ;
- Vitesse rotorique : paramètre inconnu.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(w)X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (IV.1)$$

Donc le modèle d'état de la machine s'écrit sous la forme :

$$X = [I_{S\alpha} \quad I_{S\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{S\alpha} \\ \dot{I}_{S\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\alpha} \\ I_{S\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{sc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{sc}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

Avec :

$$a_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_{sc}} - \frac{R_1 N_r M^2}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2}\right) \quad a_{12} = -\frac{R_2 N_r M^2}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2} \quad a_{13} = -\frac{R_1 N_r M}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2} \quad a_{14} = -\frac{R_2 N_r M}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2}$$

$$a_{21} = -\frac{R_3 N_r M^2}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2} \quad a_{22} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_{sc}} - \frac{R_4 N_r M^2}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2}\right) \quad a_{23} = -\frac{R_3 N_r M}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2} \quad a_{24} = -\frac{R_2 N_r M}{3\sigma L_{sc} L_{rc}^2}$$

$$a_{31} = \frac{R_1 M}{L_{rc}} \quad a_{32} = \frac{R_2 M}{L_{rc}} \quad a_{33} = -\frac{R_1}{L_{rc}} \quad a_{34} = -\frac{R_2}{L_{rc}} \quad a_{41} = \frac{R_3 M}{L_{rc}} \quad a_{42} = \frac{R_4 M}{L_{rc}}$$

$$a_{43} = -\frac{R_3}{L_{rc}} \quad a_{44} = -\frac{R_4}{L_{rc}}$$

Où :

$$X=I_S = [I_{S\alpha} \ I_{Sq\beta}]^T, U=V_S = [V_{S\alpha} \ V_{S\beta}]^T \text{ la tension et le courant statorique.}$$

En plus :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma I_2 & \delta \left(\frac{I_2}{T_r} - \omega_r J \right) \\ \left(\frac{M}{T_r} \right) I_2 & \frac{I_2}{T_r} - \omega_r J \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{sc}} I_2 \\ 0_2 \end{bmatrix}, C = [I_2 \ 0_2],$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

ε_y Étant un écart de l'observation défini par :

$$\varepsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (\text{IV.4})$$

VI.2 Détermination de la matrice de Gain L

L'équation (IV.4) intervient dans (IV.3), on a alors :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + LY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$A_0 = A - LC \quad (\text{IV.6})$$

$$L = \begin{bmatrix} l_1 I_2 + I_2 j \\ l_3 I_2 + I_4 j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$$

Détermination de déterminant de la matrice :

$$\det(\lambda + \gamma I_4) \begin{vmatrix} \lambda + \gamma I_2 & -\delta \left(\frac{1}{T_r} I_2 - \omega_r J \right) \\ -\left(\frac{M}{T_r} \right) I_2 & \lambda + \left(\frac{I_2}{T_r} - \omega_r J \right) \end{vmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Pour simplifier l'équation, nous avons posé :

$$a = \gamma I_2, \quad b = \left(\frac{1}{T_r} I_2 - \omega_r J \right) \quad \text{et} \quad c = \frac{\delta M}{T_r} \quad (\text{IV.8})$$

L'équation caractéristique de la matrice A est tel que :

$$\lambda^2 + (a + b)\lambda + b(a - c) = 0 \quad (\text{IV.9})$$

Détermination de déterminant de la matrice $A - LC$:

$$\det(\lambda_0 - (A - LC)) = \begin{vmatrix} \lambda_0 + \gamma I_2 + L_1 & -\delta \left(\frac{1}{T_r} I_2 - \omega_r J \right) \\ -\left(\frac{M}{T_r} \right) I_2 + L_2 & \lambda_0 + \left(\frac{I_2}{T_r} - \omega_r J \right) \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{IV.10})$$

D'où l'équation caractéristique est :

$$\lambda_0^2 + (a + b + L_1)\lambda_0 + b(a - c) + (L_1 + \delta L_2)b = 0 \quad (\text{IV.11})$$

On pose :

$$\lambda_0 = K\lambda \quad (\text{IV.12})$$

On remplace l'Equation 12 dans l'Equation 10 on trouve :

$$\lambda^2 K^2 + (a + b + L_1)K^2\lambda + b(a - c) + (L_1 + \delta L_2)b = 0 \quad (\text{IV.13})$$

K est une constant

Dans la mesure où les variables de sortie ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$) sont en même temps les variables d'état, la matrice de sortie C est simple et aux éléments constants. La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain L. Elle peut s'écrire [2] :

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 & l_3 & l_4 \\ -l_2 & l_1 & -l_4 & l_3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.14})$$

Après l'utilisation de la fonction *mupad* sous Matlab nous avons trouvé les gains suivant :

$$\begin{cases} l_1 = (1 - K) \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ l_2 = (1 - K) \hat{\Omega} \\ l_3 = \frac{(1-K^2)}{\delta} \left(\gamma + -\frac{\delta M}{T_r} \right) + \frac{(1-K)}{\delta} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ l_4 = \frac{(1-K)}{\delta} \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Et :

$$T_r = \frac{L_{rc}}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_{sc}}{R_s}, \quad , \quad R_{sq} = -(R_s + \frac{3N_r M_{sr}^2}{4L_{rc}T_r}), \quad K_1 = \frac{3R_2 N_r M_{sr}^2}{4}$$

$$\gamma = \frac{R_{sq}}{\sigma L_{sc}}, \quad \delta = \frac{\sigma N_r M_{sr}^2}{2L_{rc}L_{sc}}, \quad , k = \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc}}$$

VI.3 Cas de machine avec défaut

Les gains de l'observateur avec défaut sont donnés comme suit :

Détermination de déterminant de la matrice L :

$$\det(\lambda + \gamma I_4) \begin{vmatrix} -\lambda I - \delta \frac{1}{T_{r2}} I_2 - \omega_r J & \frac{\delta I}{T_r} + \delta \frac{1}{T_{r2}} I_2 - \delta \omega_r J \\ -M \left(\frac{1}{T_{r1}} I + \frac{1}{T_{r2}} I_2 \right) & - \left(\frac{1}{T_{r1}} I + \frac{1}{T_{r2}} I_2 \right) \end{vmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

$$a = -\gamma I - \frac{\delta I}{T_r} + \delta \frac{1}{T_{r2}} I_2 - \delta \omega_r J, \quad b = \delta \left(\frac{1}{T_{r1}} I + \frac{1}{T_{r2}} I_2 \right) - \omega_r J \quad \text{et} \quad c = \frac{1}{T_{r1}} I + \frac{1}{T_{r2}} I_2$$

$$\left\{ \begin{array}{l} l_1 = (1 - K) \left(\gamma + c_1 + \frac{1}{T_{r1}} + \frac{1}{T_{r2}} \right) \\ l_2 = (1 - K) \hat{\Omega} \\ l_3 = \frac{(1-K^2)}{\delta} \left(\gamma + c_1 - \frac{\delta M}{T_{r1}} - \frac{\delta M}{T_{r2}} \right) + \frac{(1-K)}{\delta} \left(\gamma + \frac{\delta M}{T_{r1}} + \frac{\delta M}{T_{r2}} \right) \\ l_4 = \frac{(1-K)}{\delta} \hat{\Omega} \end{array} \right. \quad (\text{IV.17})$$

Avec :

$$c1 = \frac{-3N_r M_{sr}^2}{4L_{rc} T_{r2} \sigma}$$

VI.3.1. Observateur de flux avec adaptation de la vitesse

Puisque la vitesse de rotation est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de Lyapunov.

L'observateur d'état se présente comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega \\ 0 & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{sc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{sc}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & -\hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} & -\hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante :

$$\hat{X} = A(\Omega) \hat{X} + BU + L(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{IV.19})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_2 & a_{13} p \hat{\Omega} \\ 0 & a_{11} & -a_{13} p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_{31} & 0 & a_{33} & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_{31} & p \hat{\Omega} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de **Lyapunov**. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$e = (\dot{A} - KC)e + (\Delta A) \hat{X} \quad (\text{IV.21})$$

Avec :

$$(\Delta A) = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_{13} p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_{13} p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

Ou :

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (\text{IV.23})$$

$$e = X - \hat{X} = [e_{I_{sd}} \quad e_{I_{sq}} \quad e_{\Phi_{rd}} \quad e_{\Phi_{rq}}]^T \quad (\text{IV.24})$$

Maintenant, considérons la fonction de **Lyapunov** suivante :

$$V = e^T e + (\Delta\Omega)^2 / \lambda \quad (\text{IV.25})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 \quad (\text{IV.26})$$

$$\frac{dV}{dt} = \{(A - KC)^T + (A - LC)\} e - 2a_{13}\Delta\Omega(e_{I_{sd}} \hat{\Phi}_{rq} - e_{I_{sq}} \hat{\Phi}_{rd}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (\text{IV.27})$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation(IV.27) [2]. On obtient :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_{13} \int_0^t (e_{I_{sd}} \hat{\Phi}_{rq} - e_{I_{sq}} \hat{\Phi}_{rd}) dt \quad (\text{IV.28})$$

Où λ est une constante positive.

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation :

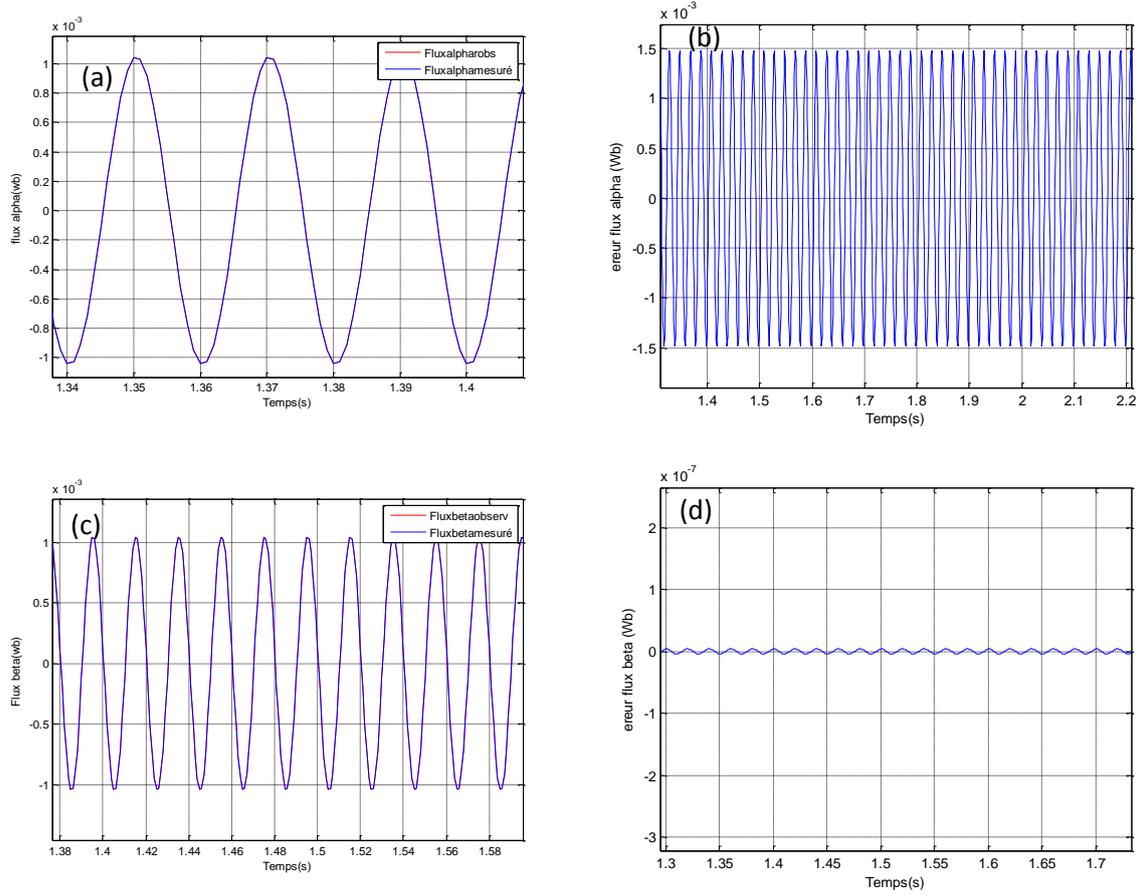
$$\hat{\Omega} = K_p (e_{I_{sd}} \hat{\Phi}_{rq} - e_{I_{sq}} \hat{\Phi}_{rd}) + K_i \int (e_{I_{sd}} \hat{\Phi}_{rq} - e_{I_{sq}} \hat{\Phi}_{rd}) dt \quad (\text{IV.29})$$

VI.4. Résultats de simulation du modèle (α, β) avec observateur étendu à la vitesse

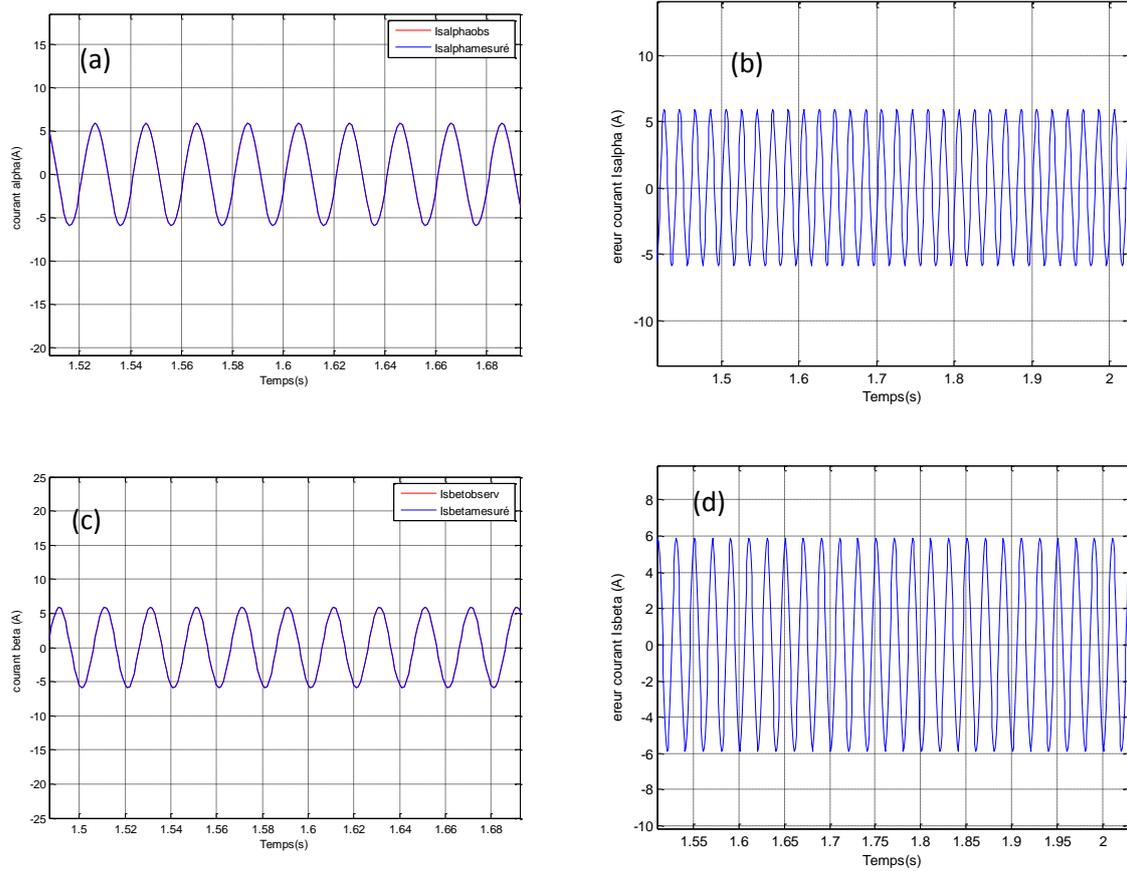
Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation de l'application de l'observateur de Luenberger étendu à la vitesse de rotation pour l'estimation des grandeurs du modèle (α, β) de la machine asynchrone qui seront un moyen de vérification et d'adaptation avec l'observateur de Luenberger.

VI.4.1 Machine saine

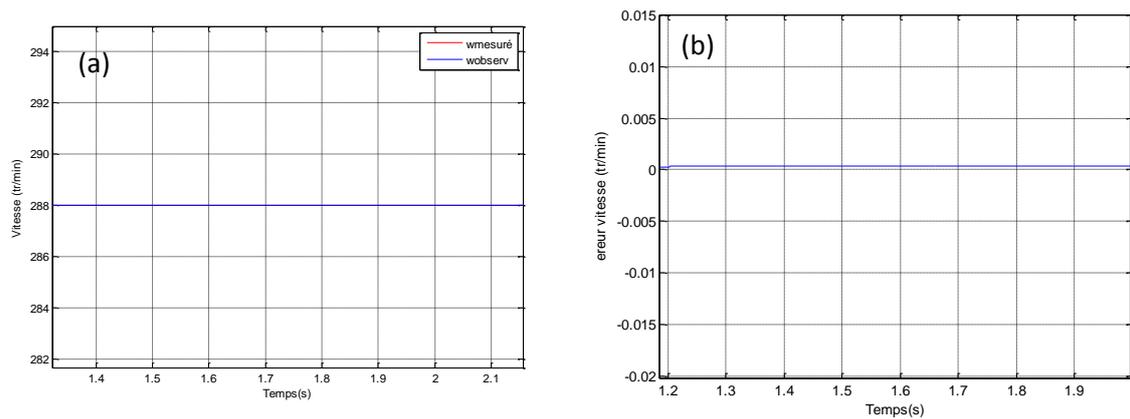
Les figures (VI.2), (VI.3) et (VI.4) représentent les résultats de simulation de l'application de l'observateur de Luenberger pour l'estimation des grandeurs de la machine appliqué au modèle (α, β) . Les figures (VI.2) et (VI.3) représentent respectivement la comparaison entre flux et les courants du modèle (α, β) et ceux observés ainsi que les erreurs d'observation. On remarque que les courants et les flux de la machine présentent les mêmes allures que les courants et les flux observés. Les erreurs d'observation de ces grandeurs sont négligeables. A partir de la figure (IV.4) on note que l'observateur présente les mêmes performances aussi bien dans son l'observation de la vitesse de rotation que dans l'observation des courants et des flux.



Figur IV.2 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine : (a) flux alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) flux beta observé et (d) l'erreur d'observation.



Figur IV.3 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine : (a) courant alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) courant beta observé et (d) l'erreur d'observation.

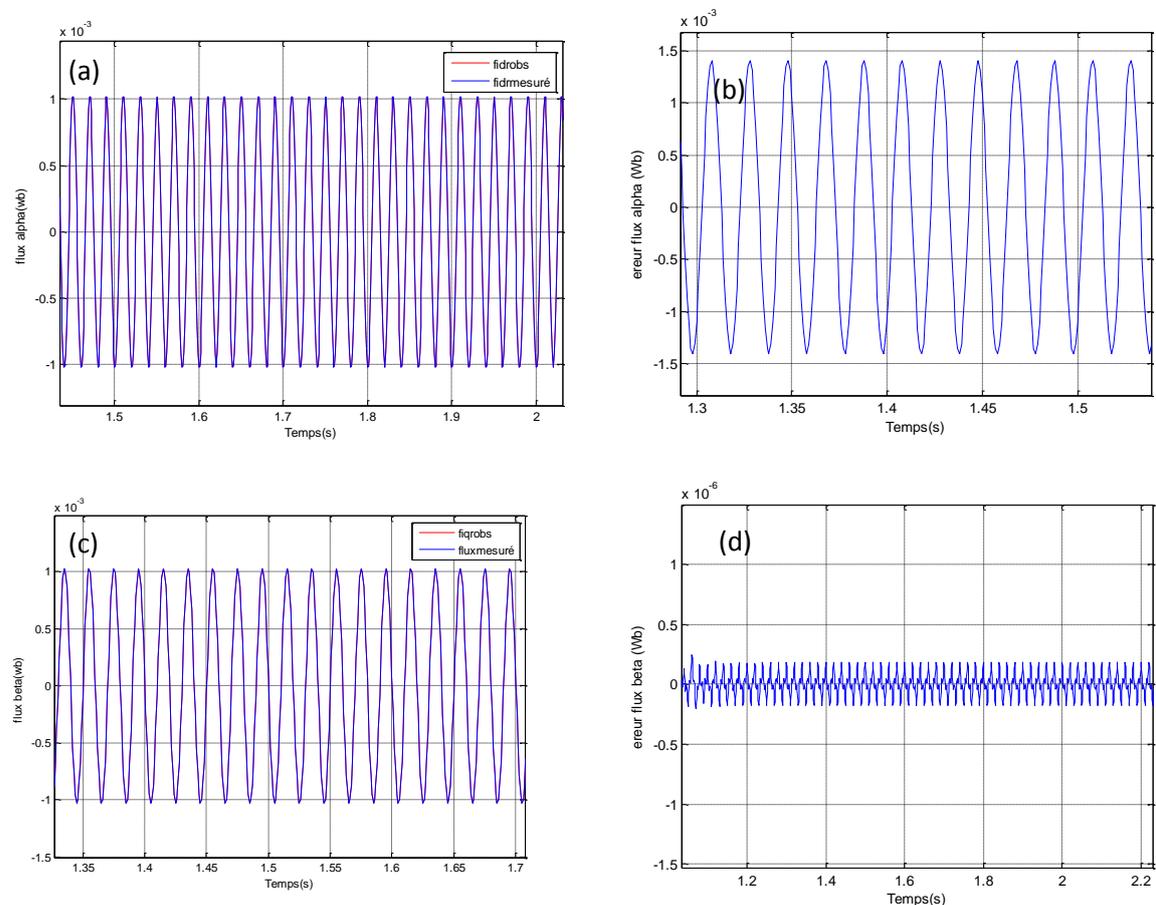


Figur IV.4 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine : (a) vitesse observée et (b) l'erreur d'observation.

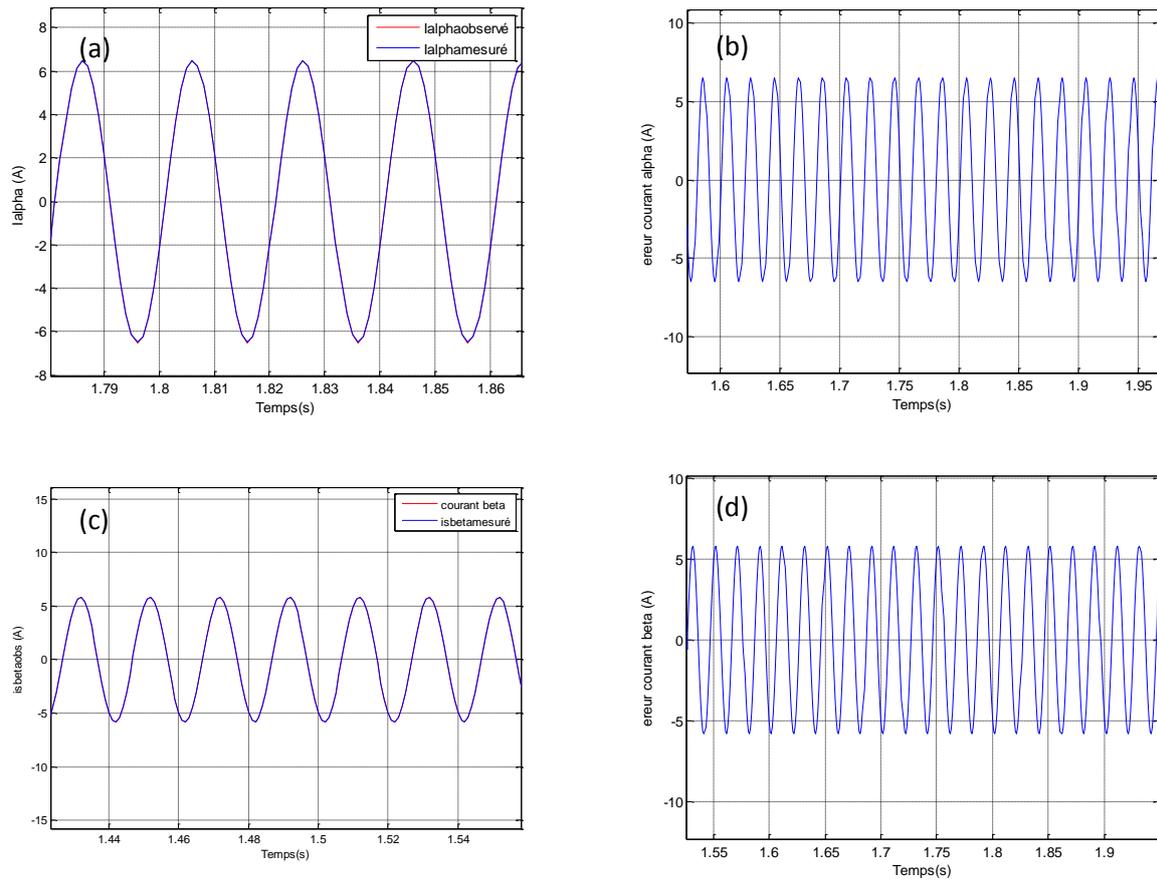
VI.4.2 Mâchent avec défaut

Les figures (IV.5), (IV.6) et (IV.7) présentent les résultats de simulations de l'observation avec défaut de deux barres.

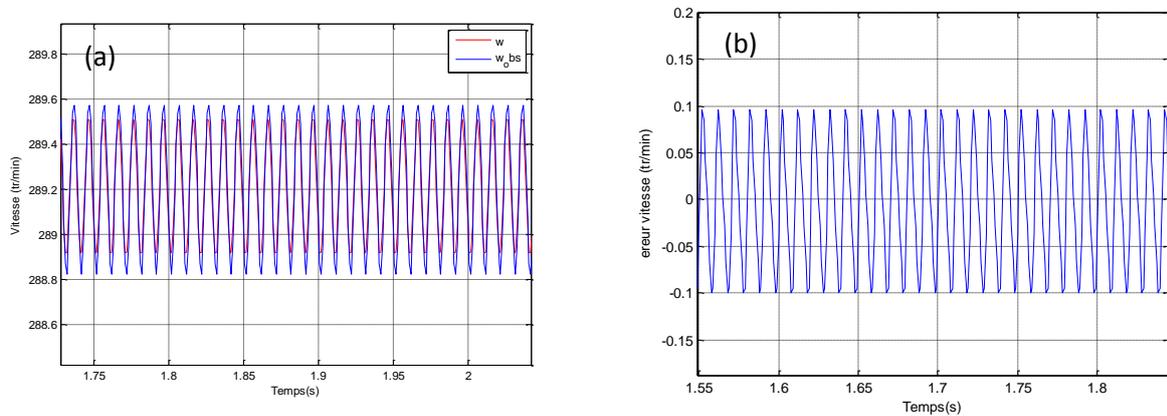
Les figures (VI.5) et (VI.6) représentent respectivement la comparaison entre flux et les courants du modèle (α, β) avec défaut de deux barres et ceux observés ainsi que les erreurs d'observation. On remarque que les courants et les flux de la machine présentent les mêmes allures que les courants et les flux observés. Les erreurs d'observation de ces grandeurs sont négligeables. A partir de la figure (IV.4) on note que l'observateur présente les mêmes performances aussi bien dans son l'observation de la vitesse de rotation que dans l'observation des courants et des flux.



Figur IV.5 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine avec défaut : (a) flux alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) flux beta observé et (d) l'erreur d'observation.



Figur IV.6 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine avec défaut : (a) courant alpha observé et (b) l'erreur d'observation. (c) courant beta observé et (d) l'erreur d'observation.



Figur IV.7 : Résultats de simulation de l'observateur étendu à la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine avec défaut : (a) vitesse observée et (b) l'erreur d'observation.

Remarque

L'observateur de la vitesse appliqué sur le modèle (α, β) de la machine suit les grandeurs de la machine sain et de la machine avec défaut.

Référence :

- [1] R.R.Schoen; T.G.Habetler; F.Kamran; R.G.Bartheld; “Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”. IEEE Transaction on Industry Applications. vol 31 N°6. pp1274-1279. November- December 1995.
- [2] Mme Tamrabet Hanene« Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone » Université de Batna. 20 /05 /2006.