

Détection et Localisation des Défaits des Composants de Puissance dans une Structure de Commande sans Capteur de Vitesse

1. Introduction	75
2. Commande avec et sans capteur de vitesse en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT : Etude comparative	75
3. Analyse de l'impact d'un défaut d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostic.....	78
4. Mise en place d'une stratégie de diagnostic	80
3.1. Détection du bras défaillant.....	81
3.2. Identification des transistors défaillants	84
5. Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique	86
4.1. Choix du seuil de détection	87
4.2. Résultats expérimentaux et discussion	88
6. Conclusion.....	97

1. Introduction

La fiabilité d'un entraînement électrique a toujours été une préoccupation majeure dans de nombreuses applications industrielles telles que l'automobile, le transport et la production des énergies électriques. Dans le cas des entraînements à base d'un moteur asynchrone avec capteur de vitesse, un défaut d'ouverture d'IGBT dans un onduleur diminue les performances du système mais ne provoque pas son arrêt immédiat. Considérant maintenant le cas des entraînements sans capteur mécanique de vitesse (avec observateur), un défaut dans l'un des composants de commutation peut entraîner des problèmes de stabilité de fonctionnement des observateurs et par la suite du système complet provoquant ainsi sa divergence ou son arrêt immédiat. Cependant, l'impact des défauts doit être soigneusement étudié en termes de robustesse et de disponibilité du système en mode dégradé pour une structure de contrôle sensorless. D'une part, si le défaut n'est pas détecté et compensé rapidement, il peut entraîner d'autres défauts dans l'un des blocs fonctionnels de la chaîne de conversion d'énergie, c'est pour cela qu'il faut introduire des structures de reconfiguration matérielle ou logicielle dans le but d'augmenter la fiabilité du système. D'autre part, la détection et la localisation du composant endommagé constituent la première étape d'une stratégie de tolérance aux pannes qu'on peut appliquer en mode dégradé pour assurer la continuité de fonctionnement du système.

L'objectif de ce chapitre est d'aborder la problématique du diagnostic des défauts des composants de puissance dans un convertisseur statique alimentant une machine asynchrone contrôlée en mode sensorless. Tout d'abord, il est important de rappeler que la majorité des travaux réalisés dans ce contexte ont été développés dans le cas d'un fonctionnement classique avec capteur de vitesse. Cependant, la robustesse et l'impact des défauts sur l'ensemble observateur et système restent un enjeu majeur à rechercher. De ce fait, la stratégie de détection et localisation des défauts sera développée en tenant en compte des particularités de fonctionnement du système contrôlé en mode sensorless. Ainsi, la synthèse d'une méthode de diagnostic convenable devra supporter la forte perturbation des grandeurs mesurées et estimées aussi que la vitesse estimée puisqu'elle sera utilisée comme entrée principale dans l'algorithme de diagnostic.

2. Commande avec et sans capteur de vitesse en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT : Etude comparative

Notre système d'entraînement constituant le processus à surveiller est présenté par un schéma simplifié illustré par la figure 3.1. Il est constitué globalement d'un bloc de commande, d'une

machine asynchrone et d'un convertisseur statique triphasé. Ce convertisseur est constitué d'un onduleur à trois bras, chaque bras est composé de deux transistors (T_K et T_{K+1} , $K=1, 3, 5$) en parallèle avec des diodes de roue libre (D_K , D_{K+1}) constituant ainsi des cellules de commutation commandable à l'ouverture et à la fermeture. Les signaux de commande relatifs à chaque cellule sont notés par (S_K , $K=1, \dots, 6$).

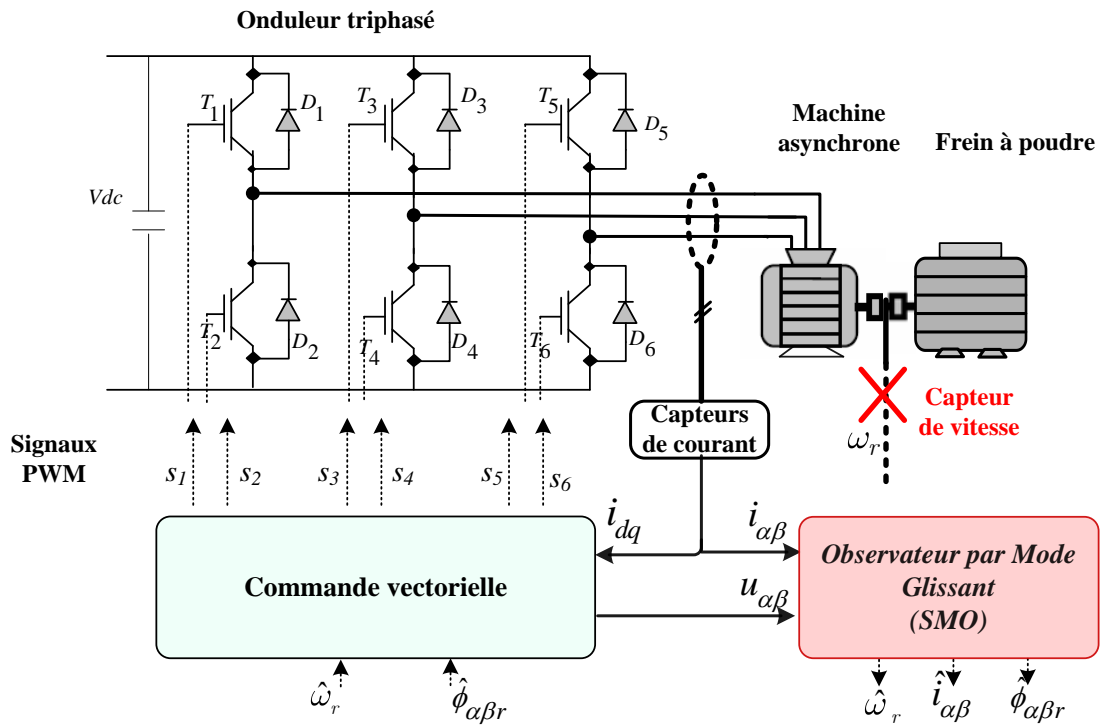


Figure 3.1: Schéma descriptif de la structure du convertisseur statique et du système d'entraînement.

Afin de développer un système tolérant aux pannes, il est important de savoir à l'avance comment il se comporte avant et après l'apparition du défaut et d'analyser par la suite ses performances pour pouvoir entamer l'étape de diagnostic. Dans les entraînements conventionnels à base d'un moteur commandé avec capteur de vitesse, les défauts onduleur, les techniques de diagnostic des défauts et la commande tolérante aux défauts (FTC) sont largement étudiés et discutés dans la littérature [Gaet-2011], [Gao-2015], [Trab-2016], [Abra-2003]. Cependant, le comportement du système à base d'une machine commandée en mode sensorless et en présence des défauts onduleur sont rarement recherchés [Trab-2011], [Cons-2010]. Dans cette section, nous allons effectuer une étude comparative pour montrer les points de similarité et de différence dans le comportement d'un système commandé sans et avec capteur de vitesse en cas d'un défaut de type circuit ouvert d'un IGBT. Puisque l'approche

signal est très utilisée pour la détection et l'identification des défauts, l'étude comparative sera basée sur la dynamique des courants et des vitesses dans les deux cas.

Les résultats expérimentaux représentés dans la figure 3.2 montrent la dynamique des courants de phase et de la vitesse du rotor lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert d'un IGBT se produit. La vitesse du rotor est réglée à 400 tr/min avec un couple de charge de 40% du couple nominal. Ces résultats sont obtenus d'abord pour le système conventionnel avec capteur (figure 3.2-a), puis pour un contrôle sans capteur basé sur un observateur (figure 3.2-b).

Après l'apparition du défaut et compte tenu des résultats obtenus pour le premier système, on constate que la vitesse du moteur est légèrement affectée durant la demi-période associée à la conduction de l'IGBT endommagé T_1 . Au contraire, pour la commande sans capteur (figure 3.2-b), la vitesse estimée présente une forte perturbation sur toute la période. En ce qui concerne maintenant les courants de phase pour les deux cas de fonctionnement, on remarque un changement au niveau de la dynamique du courant défectueux i_a . Ceci nous renseigne sur l'instabilité du système de contrôle sensorless à cause des fortes ondulations de la vitesse estimée qui seront injectées dans la boucle de régulation. Pour la disponibilité du système, après l'occurrence du défaut, ces perturbations critiques peuvent entraîner l'arrêt ou la divergence totale du moteur dans une courte durée. En conséquence et comme nous l'avons signalé précédemment, une stratégie de diagnostic rapide des défauts ainsi qu'une stratégie de tolérance aux pannes doivent être mises en place pour protéger le système et assurer sa continuité de fonctionnement.

Concernant l'étape de diagnostic des défauts, la vitesse du rotor mesurée a été utilisée pour le diagnostic en temps réel des défauts dans plusieurs approches de diagnostic [Sles-2009], [Esti-2013], [Trab-2017]. La vitesse rotorique est également utilisée comme entrée au bloc d'observation (pour les méthodes de diagnostic à base d'un observateur) afin d'estimer les courants de phases de la machine nécessaires pour le diagnostic [Sale-2015], [Jlas-2017]. Cependant, cette mesure n'est plus disponible dans le système sans capteur et elle est remplacée par la vitesse estimée délivrée par l'observateur. L'utilisation de cette vitesse estimée sans la prise en compte de ses perturbations dans les techniques de diagnostic susmentionnées peut engendrer des fausses alarmes ou des erreurs de calcul. Pour plus de robustesse et d'efficacité, ce nouveau comportement qui est accompagné par les perturbations enregistrées au moment de l'occurrence du défaut doit être pris en compte lors de la conception de la stratégie de diagnostic

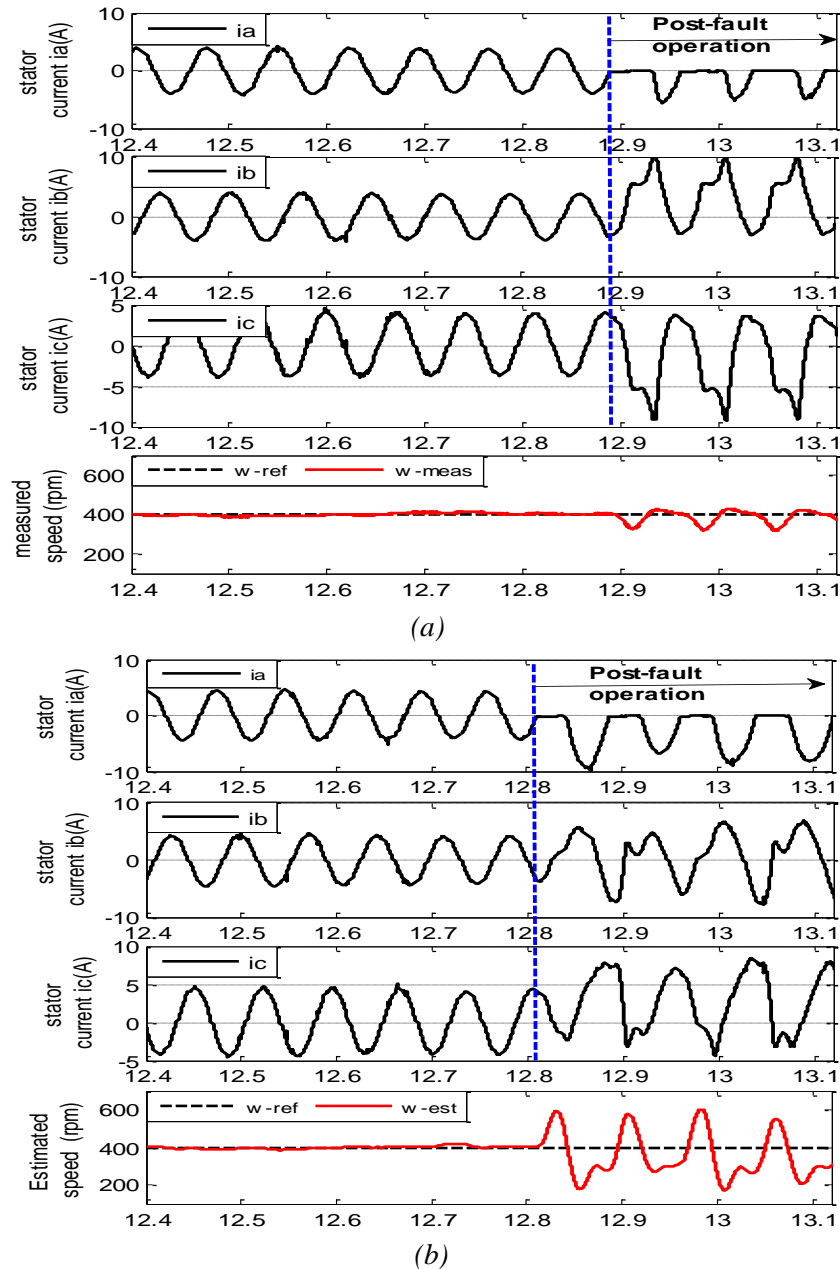


Figure 3.2: Comportement du moteur à induction en mode dégradé : (a) avec capteur de vitesse. (b) avec capteur logiciel "observateur".

3. Analyse de l'impact d'un défaut d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostic

Afin de développer une structure de diagnostic des défauts pour notre système contrôlé sans capteur de vitesse, il est très important d'étudier son comportement en mode dégradé et de mettre en évidence les points de différence par rapport au mode sain. Ceci nous permet d'obtenir des informations pertinentes sur la dynamique du système telles que la manière dont les principales variables de contrôle se comportent, les valeurs maximales qu'elles atteignent, la

manière dont le défaut affecte les grandeurs observées notamment, les courants statoriques et la vitesse de rotation. Ces informations seront utiles pour la conception des méthodes de diagnostic robustes et performantes.

La figure 3.3 montre les allures des courants mesurés et estimés lors d'apparition d'un défaut simple d'ouverture d'un IGBT dans le convertisseur statique. La machine fonctionne avec une vitesse de référence de 700 tr/min , le défaut est appliqué au niveau du transistor T_3 à l'instant $t=9.87s$ par l'annulation de son signal de commande. Dans les conditions de fonctionnement sain du système avec une commande sans capteur de vitesse, les courants estimés donnés par l'observateur par mode glissant suivent parfaitement leurs signaux mesurés correspondants. Au contraire, dans des conditions de fonctionnement en mode dégradé, l'impact de défaut sur les courants mesurés se traduit par la perte de l'alternance positive du courant du bras défaillant i_b . Au niveau des grandeurs estimées, il est à noter que les observateurs à base de modèle mathématique représentent une image du modèle de la machine.

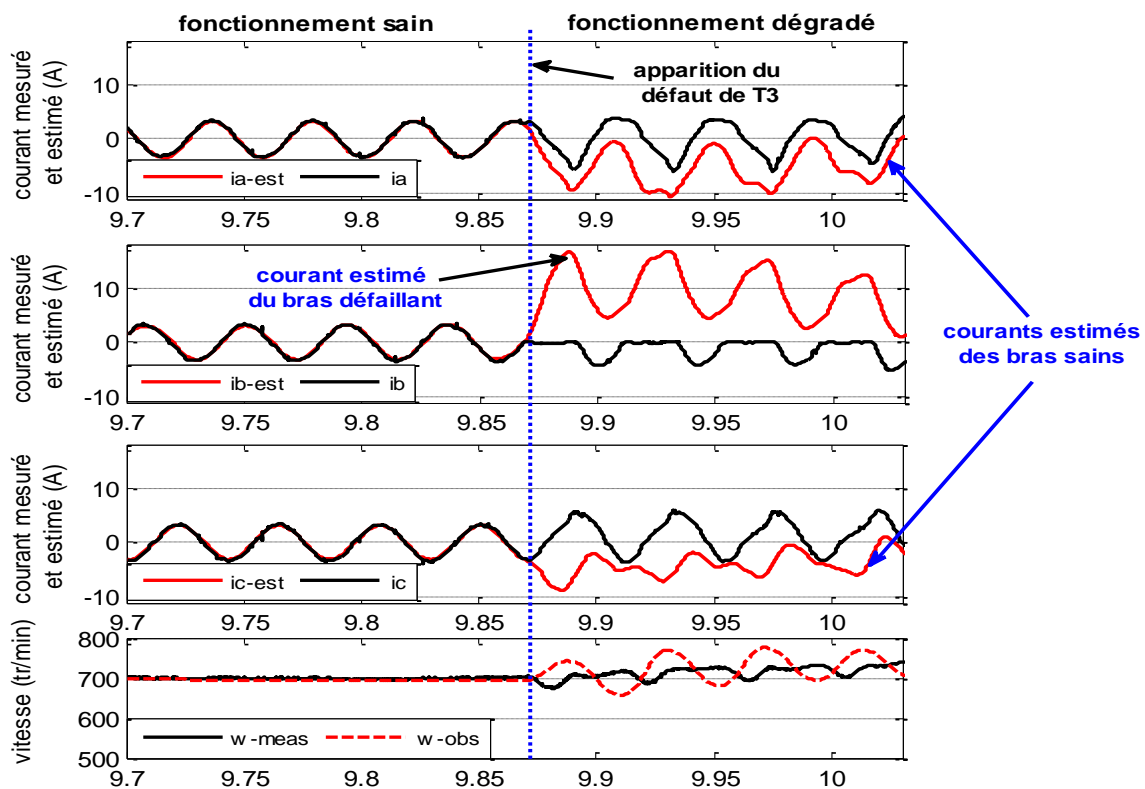


Figure 3.3: Évaluation expérimentale de la dynamique des courants mesurés et estimés et de la vitesse mesurée et estimée en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT T_3 pour une machine commandée sans capteur de vitesse.

Ce modèle est généralement synthétisé en tenant compte du fonctionnement en mode normal (sain) du moteur et en admettant certaines hypothèses simplificatrices. À cause de ces

hypothèses et de l'effet de la méthode de contrôle (les limitations du régulateur PI pour fonctionner en présence du défaut [Sale-2015], [Limo-2009]), l'observateur par mode glissant ne peut pas estimer correctement l'état de la machine en entraînant une erreur considérable entre le courant mesuré i_b et estimé i_{b-est} de la phase défectueuse. Les deux autres courants estimés i_{a-est} et i_{c-est} qui correspondent aux phases saines sont également affectés par ce défaut, mais d'une manière différente, entraînant des erreurs d'estimation plus faibles. Cette différence au niveau des dynamiques du courant estimé associé à la phase défectueuse et les deux courants associés aux phases saines nous permet d'avoir des informations pour la détection et l'identification des défauts dans un système d'entraînement sans capteur de vitesse. Comme le modèle de la machine est fortement couplé, la vitesse estimée est également affectée par cette perturbation et présente une erreur considérable par rapport à la vitesse de référence.

4. Mise en place d'une stratégie de diagnostic

Dans le cadre de ces travaux, nous avons utilisé un observateur appliqué à la fois pour le contrôle sans capteur de vitesse de la machine et pour le diagnostic des défauts dans le convertisseur statique. Contrairement, les méthodes classiques utilisent des estimateurs fonctionnant en boucle ouverte destinés seulement pour l'estimation des grandeurs à utiliser dans l'algorithme de diagnostic et non pas dans l'algorithme de commande.

Le schéma synoptique de l'algorithme de diagnostic proposé est illustré par la figure 3.4. La particularité de cette technique se traduit par le fait qu'elle est basée sur une combinaison entre l'approche modèle et l'approche signal. Cette combinaison est connue en anglo-saxon par "Mixed model-based and signal-based approach". L'observateur "SMO", utilisé principalement pour le contrôle sensorless puis pour le diagnostic des défauts, fournit les courants statoriques observés et la vitesse du rotor observée comme des signaux essentiels à l'entrée de l'algorithme de diagnostic. L'analyse des signaux mesurés ainsi que la réponse de l'observateur en mode sain et en mode dégradé mettent bien en évidence une première réflexion pour la conception d'une technique de diagnostic. La stratégie proposée est basée sur le calcul des valeurs moyennes glissantes des courants mesurés et estimés. Elle utilise la fréquence temps-réel issue de l'observateur mode glissant.

- La première étape consiste à détecter le bras qui comporte le composant défaillant en comparant la similitude entre les courants estimés et ceux mesurés.

- La deuxième étape consiste à localiser l'IGBT défectueux sur le bras détecté en fonction de la polarité de l'alternance du courant estimé de la phase défectueuse.

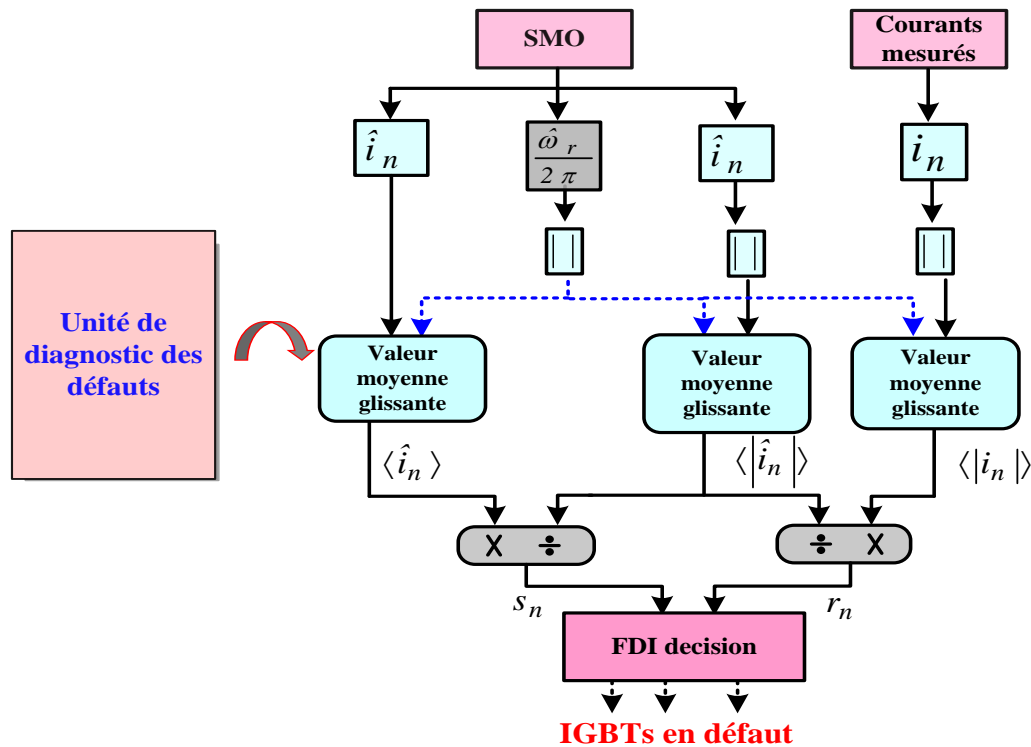


Figure 3.4: Schéma bloc de l'algorithme de diagnostic proposé.

Sur la figure 3.4, i_n indique les courants statoriques mesurés fournis par les deux capteurs de courant, \hat{i}_n désigne les courants statoriques estimés fournis par l'observateur mode glissant, la vitesse observée notée par $\hat{\omega}_r$ est utilisée pour le calcul des valeurs moyennes glissantes des signaux utilisés dans l'algorithme de diagnostic

3.1. Détection du bras défaillant

Comme mentionné précédemment, pour un fonctionnement en mode normal (sans défaut) l'observateur par mode glissant présente de bonne performance d'estimation d'état de la machine asynchrone. Les courants estimés suivent parfaitement les courants mesurés. Contrairement au mode sain, l'observateur ne peut pas estimer avec précision l'état de la machine. La forte dégradation du système entraîne une erreur considérable entre les courants mesurés et ceux estimés notamment celui de la phase en défaut. En prenant en considération ce comportement dynamique, une nouvelle approche de diagnostic basée sur l'observateur mode glissant utilisé pour le contrôle est présentée dans cette section.

Le principe du processus de diagnostic consiste en une détection du bras défaillant dans le convertisseur statique, elle est effectuée par une évaluation directe du rapport entre la valeur moyenne glissante des courants mesurés et celle des courants observés. Ensuite, les variables utilisées pour la détection sont données par :

$$r_n = \left(\frac{\langle |i_n| \rangle(t)}{\langle |\hat{i}_n| \rangle(t)} \right)_{\left[t \quad t + \frac{1}{2}T_s(t) \right]} \quad (3.1)$$

Les valeurs moyennes utilisées dans l'équation (3.1) sont calculées en fonction de la vitesse du rotor estimé par l'observateur par mode glissant. Cependant, la valeur moyenne glissante du courant mesuré i_n est calculée sur une fenêtre glissante avec une période propre fixe égale à une demi-période du courant statorique, elle est définie par :

$$\langle |i_n| \rangle(t) = \frac{1}{T_s(t)} \int_t^{t + \frac{1}{2}T_s(t)} |i_n| dt \quad (3.2)$$

En ce qui concerne les courants estimés, nous avons utilisé le même principe mais en utilisant une fenêtre glissante de la demi-période du courant donné par l'observateur, elle est définie par :

$$\langle |\hat{i}_n| \rangle(t) = \frac{1}{\hat{T}_s(t)} \int_t^{t + \frac{1}{2}\hat{T}_s(t)} |\hat{i}_n| dt \quad (3.3)$$

$\hat{T}_s(t) = \frac{2\pi}{|\hat{\omega}_r(t)|}$ est la période estimée du courant statorique, elle est calculée en fonction de la vitesse estimée du rotor donnée par l'observateur SMO.

Nous avons utilisé la valeur absolue de la vitesse estimé de la machine pour calculer la période du courant statorique $\hat{T}_s(t)$ afin d'améliorer la robustesse de la méthode de diagnostic pour fonctionner dans la plage $-\omega_r \quad +\omega_r$.

Le courant estimé peut-être exprimé comme une somme entre le courant mesuré et une quantité d'erreur connue sous le nom d'erreur d'estimation d'observateur tel que :

$$\hat{i}_n = i_n + e_{i_n} \quad (3.4)$$

En prenant en considération l'équation (3.4), les variables de détection r_n de l'équation (3.1) peuvent être réexprimées par :

$$r_n = \left(\frac{\langle |i_n| \rangle(t)}{\langle |i_n + e_{in}| \rangle(t)} \right) \Bigg|_{t \rightarrow t + \frac{1}{2}T_s(t)} \quad (3.5)$$

Dans les conditions de fonctionnement normal de l'entraînement électrique commandé sans capteur de vitesse, l'erreur d'estimation e_{in} entre les courants mesurés et ceux estimés est nulle ($e_{in} = 0$). Par conséquent, les variables de diagnostic r_n correspondantes à chaque phase convergent vers une valeur autour de 1.

Au contraire, lors de l'apparition d'un défaut d'ouverture d'un IGBT dans le convertisseur statique, le courant mesuré de la phase endommagée passe brusquement à zéro sur la demi-période de conduction du transistor endommagé. En raison de l'effet de la méthode de contrôle et des simplifications dans le modèle d'observation, l'observateur ne peut pas estimer avec précision l'état du moteur ce qui entraîne une erreur considérable entre le courant mesuré et celui estimé de la phase défaillante. Comme dans l'équation (3.6), la variable de diagnostic de cette phase converge vers une valeur proche de zéro sur la demi-période pendant laquelle le transistor défaillant est censé être en conduction :

$$r_n = \frac{0}{\langle |0 + e_{in}| \rangle(t)} \quad (3.6)$$

Finalement, les critères de détection des bras défaillants peuvent être interprétés comme suit :

$$R_n = \begin{cases} 1 & \text{si } r_n \leq K_d & \text{défaut} \\ 0 & \text{si non} & \text{sain} \end{cases} \quad (3.7)$$

La constante K_d est utilisée comme un seuil de détection du bras défaillant dans l'algorithme de diagnostic. Elle est choisie de manière à respecter un bon compromis entre le temps de retard de détection et la robustesse de la méthode de diagnostic vis-à-vis du régime transitoire, les bruits de mesure et la variation des paramètres internes du système.

On rappelle ici que pour plus d'efficacité et de simplicité d'une mise en œuvre expérimentale, la valeur moyenne glissante des courants est calculée sur une demi-période du courant statorique. Ce choix permet à chaque transistor d'être diagnostiqué séparément sur la demi période qui correspond à sa conduction en mode normal, l'algorithme de diagnostic reste toujours valable en cas de défauts multiples d'ouverture des IGBTs.

Comme le montre la figure 3.5, notre structure de contrôle/diagnostic comporte trois algorithmes :

- Un algorithme de commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui comporte les régulateurs de vitesse, de flux et de courants.
- Un algorithme d'observation pour l'estimation du vecteur d'état de la machine asynchrone. Il est constitué d'une copie du modèle de la machine plus des termes de correction et d'un bloc pour le calcul des gains relatifs à l'observation des courants et des flux.
- Un algorithme de diagnostic des défauts basé sur le calcul des valeurs moyennes des courants mesurés et estimés.

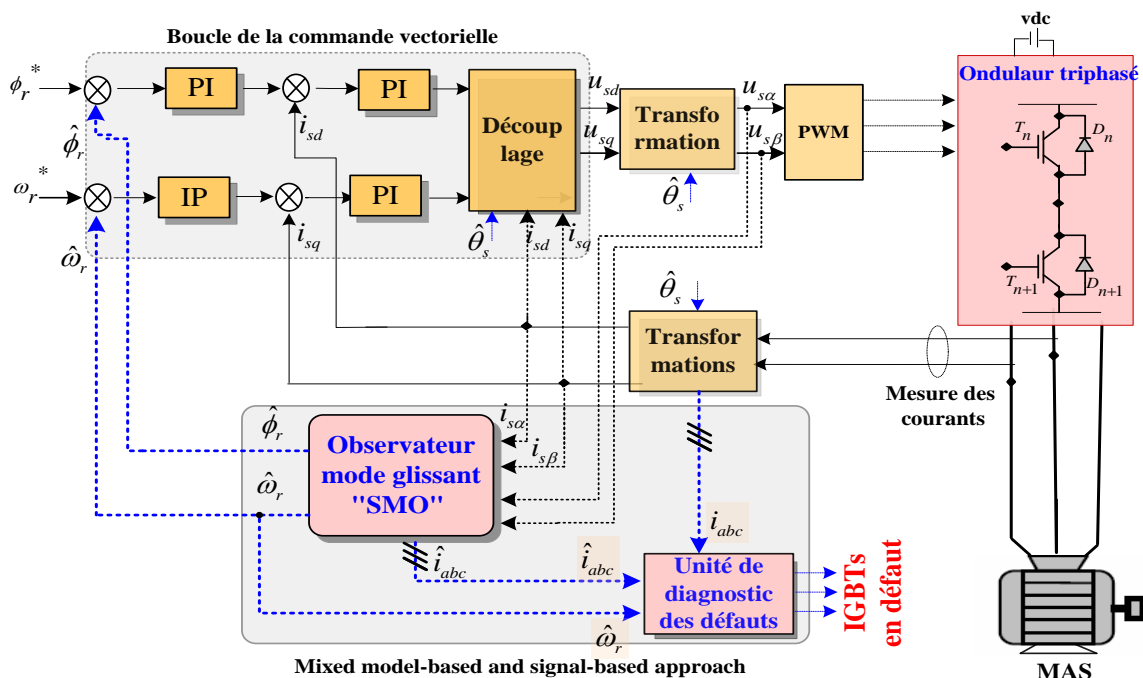


Figure 3.5 : Schéma bloc de l'algorithme de contrôle en mode sensorless de la machine asynchrone avec l'unité de diagnostic de défauts.

Cependant, une attention particulière doit être accordée au temps de traitement de l'algorithme global par le fait de minimiser au maximum le temps de calcul de l'algorithme de diagnostic utilisé. Le calcul sur une demi-période réduit considérablement le temps de traitement pour une mise en œuvre sur des processeurs standard de coût moins cher et minimise le temps de retard à la détection et à l'identification des défauts.

3.2. Identification des transistors défaillants

Comme le montre la figure 3.3, pour un fonctionnement normal du convertisseur, la dynamique des courants estimés ou mesurés constitue un système équilibré symétrique. Après l'apparition d'un défaut d'ouverture d'IGBT, le courant de la phase en panne devient

unidirectionnel négatif ou positif selon la position du transistor endommagé (transistor de l'étage supérieur T_n ou de l'étage inférieur T_{n+1} de l'onduleur). Dans notre cas (figure 3.3), le défaut est introduit au niveau de l'IGBT de l'étage inférieur du second bras (transistor T_5) à l'instant $t=9.875s$, le courant mesuré i_b de la phase en défaut devient unidirectionnel négatif. On remarque aussi que les courants estimés sont tous affectés par la présence de ce défaut mais avec une erreur d'estimation plus importante entre les courants correspondants à la phase en défaut (erreur entre i_b et i_{b-est}).

L'utilisation des résidus (erreurs entre les courants estimés et mesurés) avec des seuils dans ce cas pour la localisation de défaut peuvent engendrer des erreurs d'identification de l'élément endommagé. En effet, le choix d'un seuil de valeur faible augmente le risque d'apparition des fausses alarmes. De même, si on choisit une valeur élevée, le temps d'identification du défaut sera important. Pour pallier à ces contraintes, et en tenant en compte la dynamique des courants estimés durant le régime de fonctionnement en mode dégradé, l'identification d'IGBT défaillant peut être obtenue par détermination de la polarité du courant estimé correspond au bras défectueux.

La figure 3.6 présente les allures des courants mesuré et estimé du bras défaillant pour le cas d'un défaut dans un IGBT de l'étage supérieur (figure 3.6-a) et pour le cas d'un défaut dans un IGBT de l'étage inférieur (figure 3.6-b).

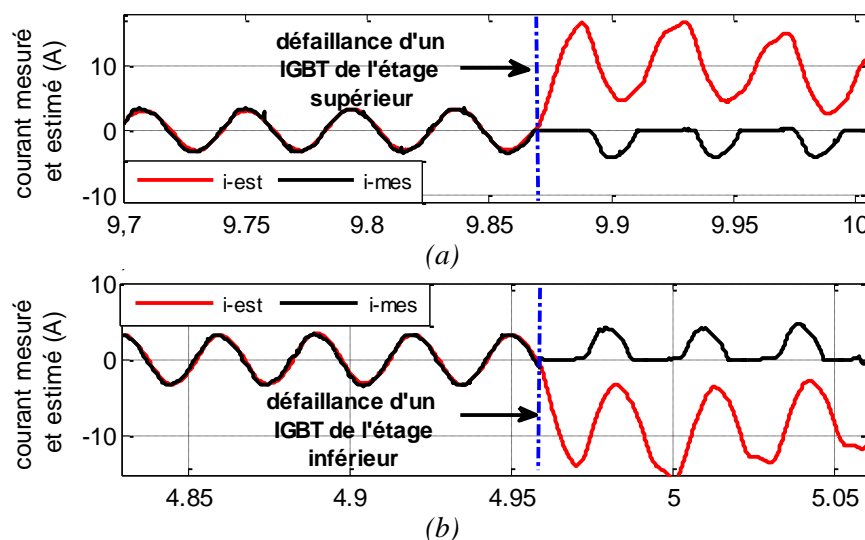


Figure 3.6: Allures des courants réels et estimés correspondant au bras défaillant : (a) en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT supérieur, (b) en cas de défaut d'ouverture d'un IGBT inférieur.

Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.6, pour un défaut dans un IGBT de l'étage supérieur d'un bras de l'onduleur (figure 3.6-a), le courant mesuré s'annule sur la demi-période

qui correspond à la conduction de l'IGBT défaillant alors que le courant estimé diverge en prenant une direction positive. Contrairement, si le défaut est dans un IGBT de l'étage inférieur (figure 3.6-b), le courant mesuré s'annule sur l'alternance correspondante alors que le courant estimé diverge vers un sens négatif. Le tableau 3.1 résume la polarité du courant estimé correspondant au bras défaillant en fonction de la position de l'IGBT en défaut. Pour un défaut d'un IGBT de l'étage supérieur, le courant estimé est positif alors que pour un défaut d'un IGBT de l'étage inférieur le courant estimé est négatif.

Tableau 3.1: Polarité du courant estimé en présence d'un défaut d'ouverture d'IGBT

Signe du courant estimé correspondant au bras défaillant	IGBT en défaut
> 0	T_n
< 0	T_{n+1}

L'identification de l'IGBT défaillant peut être obtenue en temps réel par l'identification de la polarité du courant estimé. Cette tâche est achevée par le calcul de la valeur moyenne glissante sur une fenêtre d'une largeur égale à la demi-période du courant statorique. L'expression d'identification des défauts est donnée comme suit :

$$s_n = \left(\frac{\langle \hat{i}_n \rangle(t)}{\langle |\hat{i}_n| \rangle(t)} \right)_{\left[t \quad t + \frac{1}{2}T_s(t) \right]} = \begin{cases} 1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage supérieur} \\ -1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage inférieur} \end{cases} \quad (3.8)$$

Pour une identification plus robuste du transistor en défaut, ces variables S_n avec les variables de détection R_n sont utilisées conjointement pour formuler les variables d'identification données par :

$$S_n = R_n \text{ \& } s_n = \begin{cases} 1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage supérieur} \\ -1 & \text{défaut d'IGBT de l'étage inférieur} \\ 0 & \text{sain} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec $n = a, b, c$

5. Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique

Notre chaîne de conversion d'énergie électromécanique regroupe principalement un onduleur de tension et une machine asynchrone triphasée commandée sans capteur mécanique. Une approche hybride regroupant l'aspect modèle et l'aspect signal est proposée pour améliorer

les performances et la fiabilité du système à contrôler. Un capteur logiciel utilisant un observateur par mode glissant basé sur le modèle de la machine est utilisé pour remplacer le capteur mécanique. Une unité de diagnostic basée sur l'approche mixte des signaux (signaux mesurés et signaux estimés fournis par l'observateur) est utilisée pour le diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur.

Le vecteur d'état à estimer est composé des courants statoriques $(i_{\alpha s}, i_{\beta s})$, des flux rotoriques $(\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r})$ et de la vitesse rotorique de la machine ω_r . Les grandeurs d'entrées pour l'observateur SMO sont les courants statoriques mesurés et les tensions statoriques. Le processus de diagnostic comporte deux tâches principales : La première concerne la détection du bras défaillant (bras dans le quel appartient l'IGBT défectueux) de l'onduleur. Seulement les courants mesurés de chaque bras et ceux estimés sont utilisés pour accomplir cette étape en utilisant la valeur moyenne glissante de chaque signal. Une évaluation directe de la similitude entre les courants réels et ceux estimés au moyen des variables de détection r_n est réalisée pour détecter le bras en défaut. La deuxième tâche concerne la localisation de la position d'IGBT endommagé au niveau du bras détecté, elle est achevée par une étude de polarité des courants estimés au moment de l'apparition du défaut au moyen des variables d'identification S_n . Le calcul de la valeur moyenne glissante nécessite la fréquence temps-réel donnée par l'observateur SMO. Uniquement deux capteurs de courant à effet de hall sont utilisés pour l'algorithme de diagnostic.

Pour l'implémentation expérimentale de l'algorithme proposé pour la détection et la localisation des défauts d'ouverture des IGBTs dans un convertisseur statique, les algorithmes de contrôle, d'observation et de diagnostic sont tous développés sur Matlab/Simulink. La condition de défaut est créée en introduisant un défaut circuit-ouvert dans l'un des IGBTs de l'onduleur et ce par annulation du signal de commande du transistor concerné. On rappelle aussi que nous avons appliqué la commande par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone triphasée sans capteur de vitesse. Les paramètres techniques du moteur et de l'onduleur sont donnés dans le deuxième chapitre.

4.1. Choix du seuil de détection

Pour détecter le ou les bras défaillant(s) dans le convertisseur statique, un seuil de détection est choisi en tenant compte du fonctionnement de l'observateur en mode sain et en mode dégradé. Le critère de détection est mathématiquement exprimé et calculé sur une demi-période

de courant. Comme le montre le test d'évaluation expérimentale de la dynamique des courants mesurés et ceux estimés présenté par la figure 3.3 et pour le cas d'un défaut d'ouverture de l'IGBT de l'étage supérieur du second bras, on constate deux cas distincts :

- Le premier concerne le courant mesuré de sortie du bras défaillant i_b , il passe à zéro après l'apparition du défaut et son correspondant estimés diverge en créant une erreur considérable. En conséquence, le critère de détection r_b enregistre un passage de 1 à une valeur proche de zéro ou nulle (tout dépend de l'instant d'apparition du défaut).
- Le deuxième concerne les deux autres courant mesurés des phases saines, ils gardent toujours des valeurs non nulles, les grandeurs estimées divergent aussi en créant des erreurs moins faibles. En conséquence, leurs critères de détection convergent vers une valeur au voisinage de 0.45.

Tenant en compte ces deux cas et satisfaisant le compromis entre le temps de détection et la robustesse de l'algorithme contre les fausses alarmes, le seuil K_d peut être choisi dans la plage de [0.08 0.25]. Une grande valeur de K_d accélère la vitesse de détection du bras défaillant mais elle peut provoquer des erreurs de détection (fausses alarmes). Néanmoins, une faible valeur de K_d retarde l'instant de détection du défaut.

4.2. Résultats expérimentaux et discussion

Dans cette partie, nous validons expérimentalement l'algorithme proposé pour le diagnostic des défauts d'ouverture d'IGBTs dans un convertisseur statique alimentant une machine avec une commande sans capteur mécanique. Une évaluation des performances de l'approche proposée à détecter les défauts simples et multiples est réalisée expérimentalement. Comme la commande et la stratégie de diagnostic sont toutes les deux basées sur un observateur mode glissant (un modèle mathématique copie du modèle de la machine), une étude numérique est aussi réalisée à la fin de ce chapitre dans le but de tester la robustesse de cette approche face aux variations paramétriques du moteur. Les défauts d'ouverture d'IGBTs sont introduits en utilisant des relais magnétiques commandés par Matlab/Simulink via la carte dSpace.

Avant de commencer le test de détection et d'identification des défauts d'ouverture des transistors dans l'onduleur de tension, une étude des performances de l'algorithme de diagnostic en mode sain est d'abord nécessaire pour vérifier sa robustesse face aux variations transitoires du fonctionnement de la machine asynchrone. Trois régimes de fonctionnement sont concernés dans cette partie : Fonctionnement avec variation de la vitesse de la machine, fonctionnement

avec inversion de sens de rotation de la machine et fonctionnement avec variation du couple de charge de la machine.

Pour l'essai de variation de la vitesse, une décélération de 1000tr/min à 400tr/min est appliquée à la machine à l'instant $t=3.85s$. La figure 3.7 présente les résultats expérimentaux de la vitesse réelle et observée du rotor, des trois courants de phase et des variables de diagnostic r_n . Cet essai expérimental montre une immunité parfaite du processus de diagnostic vis-à-vis de la variation de vitesse du moteur. Les variables de détection des défauts subissent un changement assez léger mais restent toujours autour de 1 correspondant à une similarité parfaite entre les grandeurs mesurées et estimées utilisées pour le diagnostic et par la suite à un état sain de l'onduleur de tension.

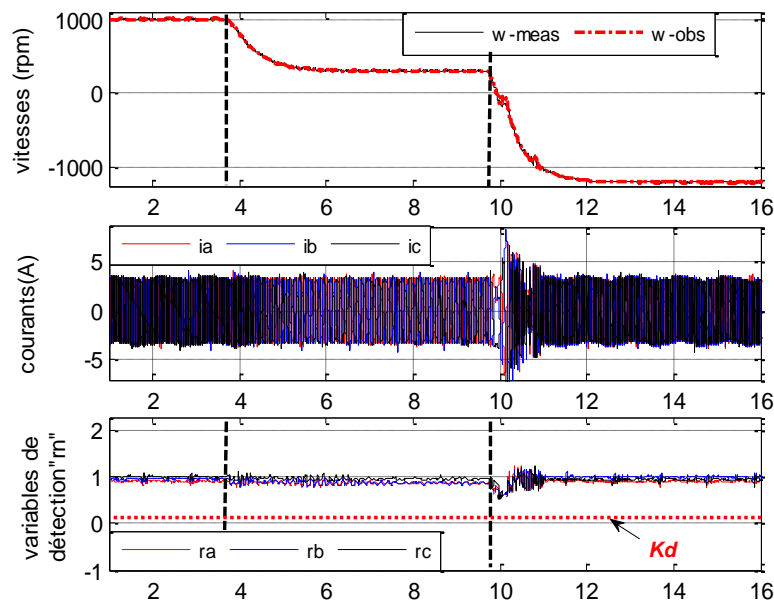


Figure 3.7: Résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants statoriques et des variables de diagnostic r_n pour une variation de vitesse de 1000 tr/min à 400 tr/min et pour une condition d'inversion de vitesse de 400 tr/min à -1100 tr/min.

Pour utiliser une unité de diagnostic basée sur des grandeurs mesurées et d'autres estimées dans une chaîne de conversion électromagnétique contenant une machine asynchrone avec une commande sensorless (sans capteur de vitesse), une étude de sa robustesse dans les conditions d'inobservabilité du moteur et plus particulièrement pendant le passage par zéro de sa vitesse est avant tout indispensable. L'observabilité de la machine asynchrone contrôlée avec et sans capteur mécanique est étudiée dans [Ghan-2005] et [Trao-2011]. Une inversion du sens de rotation de la machine est exercée via l'application d'un échelon de vitesse négative passant de 400 tr/min à -1100 tr/min à l'instant $t=9.8s$. Comme le montre la figure 3.7, les variables de

diagnostic subissent une importante perturbation à l'instant de passage par zéro de la vitesse rotorique. Cette perturbation s'explique par une erreur entre les courants mesurés et ceux estimés entraînant une chute des variables r_n de leur valeur initiale 1 à une valeur autour de 0.7 mais elles restent toujours dans la zone correspondante au bon fonctionnement du système.

Les performances de l'algorithme de diagnostic sont aussi évaluées durant la variation du couple de charge. Un frein à poudre est expérimentalement utilisé pour réaliser ce test. La figure 3.8 présente la vitesse rotorique mesurée et estimée, les courants statorique et les variables de diagnostic des défauts d'ouverture des IGBTs dans l'onduleur. La machine fonctionne avec une vitesse de 1000 tr/min et un couple nominal de 20Nm , une suppression totale du couple est appliquée à l'instant $t=5.9\text{s}$. Les résultats expérimentaux montrent que l'approche de diagnostic est parfaitement indépendante de cette variation, les variables r_n gardent les mêmes allures qui correspondent toujours au bon fonctionnement du system. En conclusion, cette approche de diagnostic satisfait la condition de sa robustesse vis-à-vis des variations transitoires induites par les conditions de fonctionnement d'une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone triphasée.

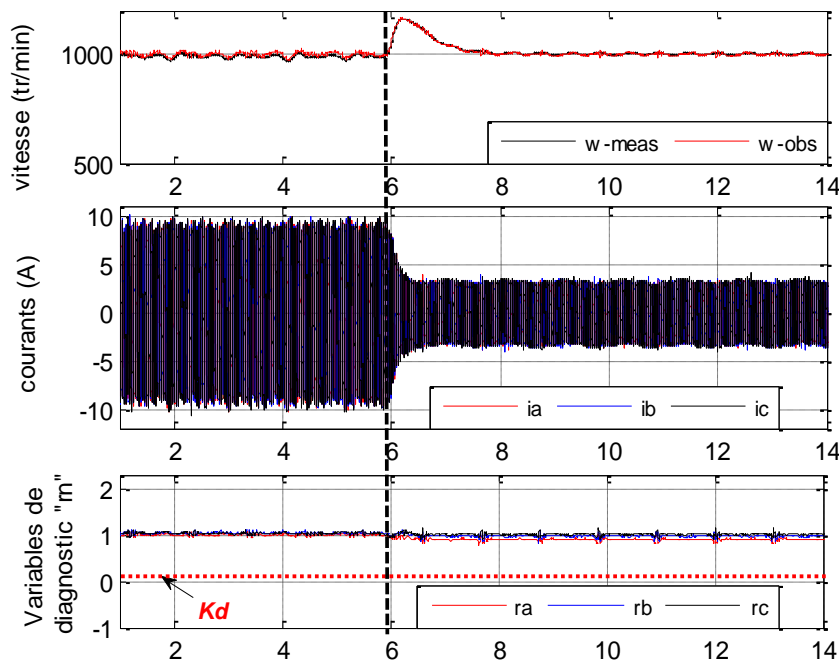


Figure 3.8: Les résultats expérimentaux de la vitesse mesurée et observée, des courants de stator et des variables de diagnostic " r_n " pour une variation transitoire du couple de charge.

Après la vérification de la robustesse de la méthode de diagnostic, la validité de la méthode de diagnostic à détecter les défauts simples et multiples d'ouverture des IGBTs dans un

onduleur de tension alimentant une machine asynchrone commandée sans capteur de vitesse est présentée dans cette partie.

Afin de bien expliquer le fonctionnement de cette approche de diagnostic, un test expérimental en mode de fonctionnement normal avec une vitesse de référence de 1000 tr/min a été effectué dans une première étape. Dans une deuxième étape, un défaut de circuit-ouvert de l'IGBT T_4 est introduit pendant une courte durée de $0,12\text{s}$. La figure 3.9 présente respectivement, les spectrogrammes de la vitesse réelle et estimée du rotor, les courants du stator, les variables de diagnostic r_n , les indicateurs de détection de défaut R_n et les indicateurs d'identification de défaut S_n .

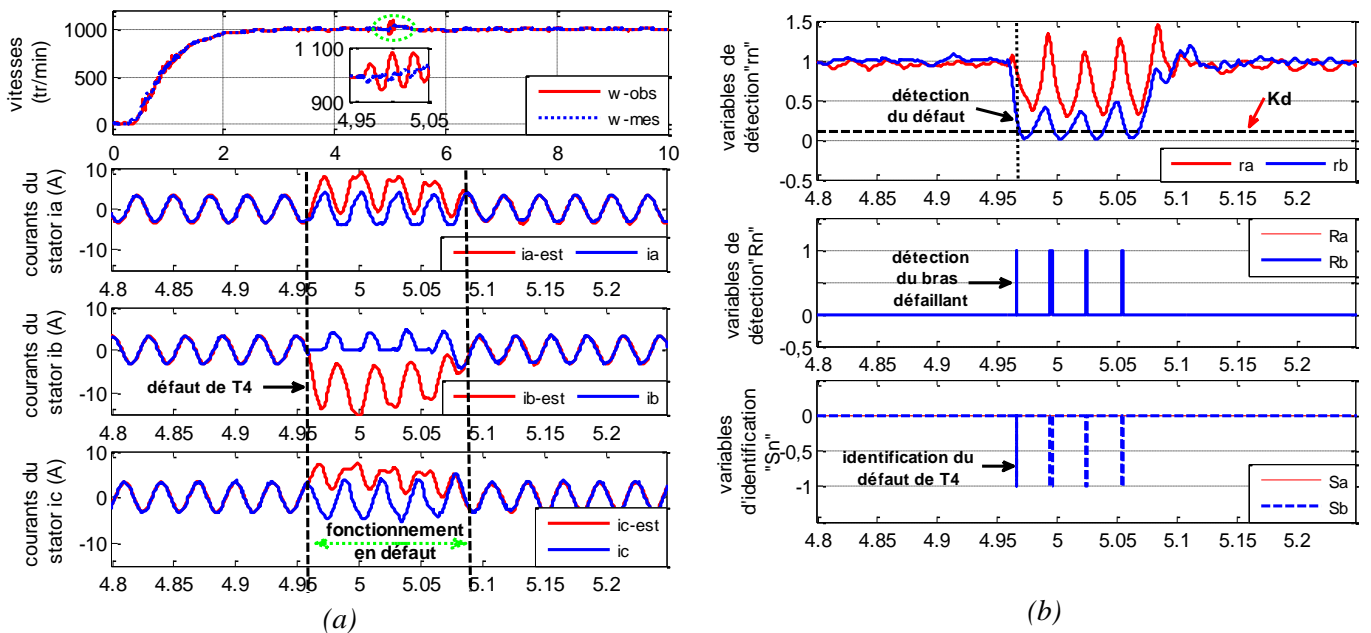


Figure 3.9: Comportement de la machine asynchrone sans capteur dans des conditions de fonctionnement normales et défectueuses : (a) Vitesse réelle et estimée du rotor, courants de phase mesurés et estimés, (b) Variables de diagnostic des défauts (r_n , R_n et S_n).

À partir de ces résultats, on constate les bonnes performances du système avec un contrôle sans capteur mécanique basé sur un observateur par mode glissant en termes d'estimation de l'état du moteur et de suivi des trajectoires. Dans des conditions de fonctionnement normales, les courants triphasés estimés et ceux mesurés sont confondus. Par conséquent, les variables de diagnostic r_n sont toujours égales à 1 ce qui indique une similarité parfaite entre les deux courants et par la suite un état sain des IGBT constituant l'onduleur.

Après avoir créé un défaut de circuit-ouvert dans l'IGBT T_4 de l'étage inférieur du second bras à l'instant $t = 4.96\text{s}$ par l'annulation de son signal de commande pour une courte durée de

0.12 s, le courant de phase i_b passe directement à zéro alors que le courant estimé diverge en créant une erreur considérable par rapport à son correspondant mesuré. Il est à noter ici que pendant l'alternance d'apparition du défaut, le courant estimé correspondant au bras défectueux ne diverge pas arbitrairement, il essaie au maximum de garder la même direction qu'en mode sain. Concernant la variable de diagnostic r_b , elle converge rapidement vers zéro en dépassant le seuil de détection des défauts K_d et permettant par la suite la détection du bras défaillant dans l'onduleur. La détection des défauts est réalisée en examinant le signe du courant du bras défectueux. Sur la figure 3.9-a il est bien clair que le courant estimé i_b diverge dans un sens négatif pour indiquer par la suite la position de l'IGBT endommagé.

Le passage de zéro à 1 du R_b indique la présence d'un défaut dans le deuxième bras du convertisseur alors que le niveau bas (égale à -1) de la variable d'identification S_b indique l'IGBT de l'étage inférieur de la phase b est le composant endommagé dans le convertisseur. Le défaut est rapidement détecté à l'instant $t=4.9659s$ qui correspond à un retard de 5.9ms (21% d'une période).

Un deuxième essai expérimental est effectué (figure 3.10) montre les mêmes résultats expérimentaux que l'essai précédent, sauf qu'ici le défaut est créé dans l'IGBT T_1 de l'étage supérieur du premier bras. La machine fonctionne avec une vitesse de référence fixée à 1200 *tr/min* et un couple de charge de 25% du couple nominal.

Pendant le fonctionnement en mode sain du système, toutes les variables de diagnostic R_n et S_n sont égales à zéro. Au contraire, après avoir introduit le défaut dans l'IGBT T_1 à l'instant $t=11.854s$, le courant de phase i_a ne circule que dans le sens négatif et sa valeur absolue moyenne pendant l'alternance positive est nulle. La variable de diagnostic correspondante r_a diminue immédiatement pour franchir le seuil de détection K_d indiquant ainsi la présence de défaut dans le premier bras du convertisseur. En ce qui concerne les variables de diagnostic des deux autres phases saines r_b et r_c , on constate qu'elles se situent toujours dans la zone correspondante à l'état sain des deux bras *b* et *c*.

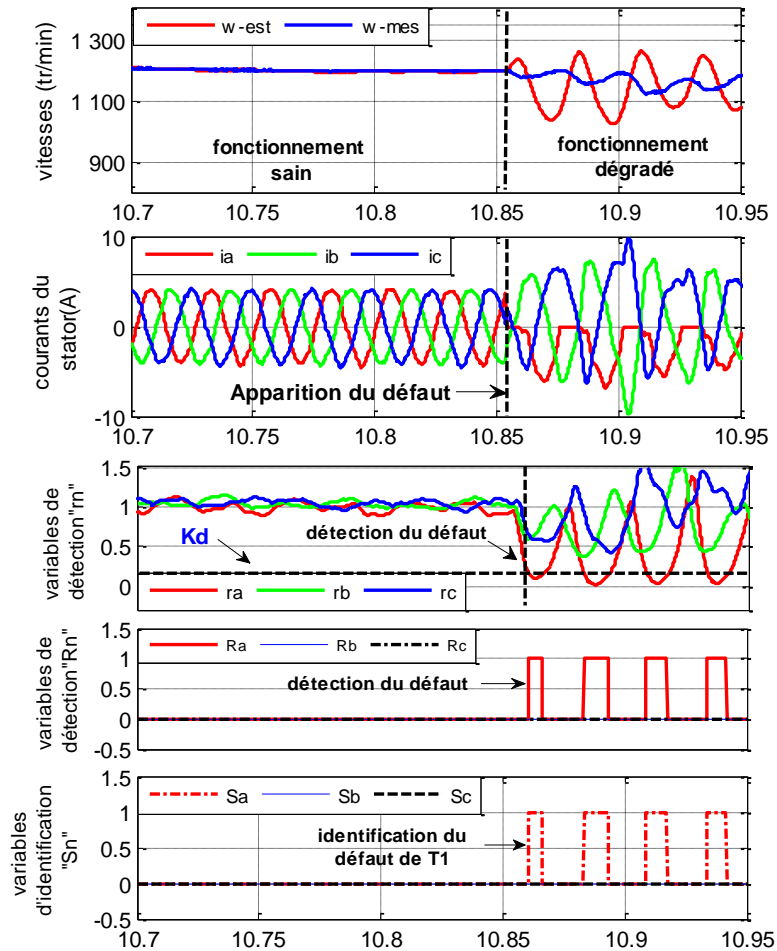


Figure 3.10: Résultats expérimentaux de la vitesse de rotor mesurée et estimée, des courants de phase et du processus de l'algorithme FDI sous défaut de circuit ouvert de T_1 (1200 tr/min, 25% de C_n).

Le passage de zéro à 1 de la variable d'identification Sa indique l'apparition du défaut dans l'IGBT T_1 du premier bras. Comme dans le cas précédent, la détection du défaut est rapidement réalisée avec un délai d'environ 22% de la période fondamentale.

Considérant maintenant un scénario de défaut impliquant, en premier temps, l'IGBT de l'étage supérieur du second bras, puis un défaut d'ouverture d'une phase dans le même bras de l'onduleur (T_3 et T_4). La figure 3.11 illustre les formes d'onde, obtenue expérimentalement de la vitesse réelle et de la vitesse observée du rotor, des courants du stator et des variables de sortie du processus de diagnostic.

Le défaut est créé dans l'IGBT T_3 à l'instant $t = 11.84s$. Son identification est accomplie après 7ms ce qui correspond à moins 25% de la période fondamentale. Après l'apparition de défaut dans l'IGBT T_4 , la variable de diagnostic r_b devient continuellement égale à zéro indiquant ainsi que le défaut est toujours dans le deuxième bras de l'onduleur. La localisation du composant endommagé est assurée par le changement de signe du courant estimé \hat{i}_b devient

négatif pendant l'alternance de conduction de T_4 , indiquant ainsi la présence du défaut dans l'IGBT de l'étage inférieur du second bras.

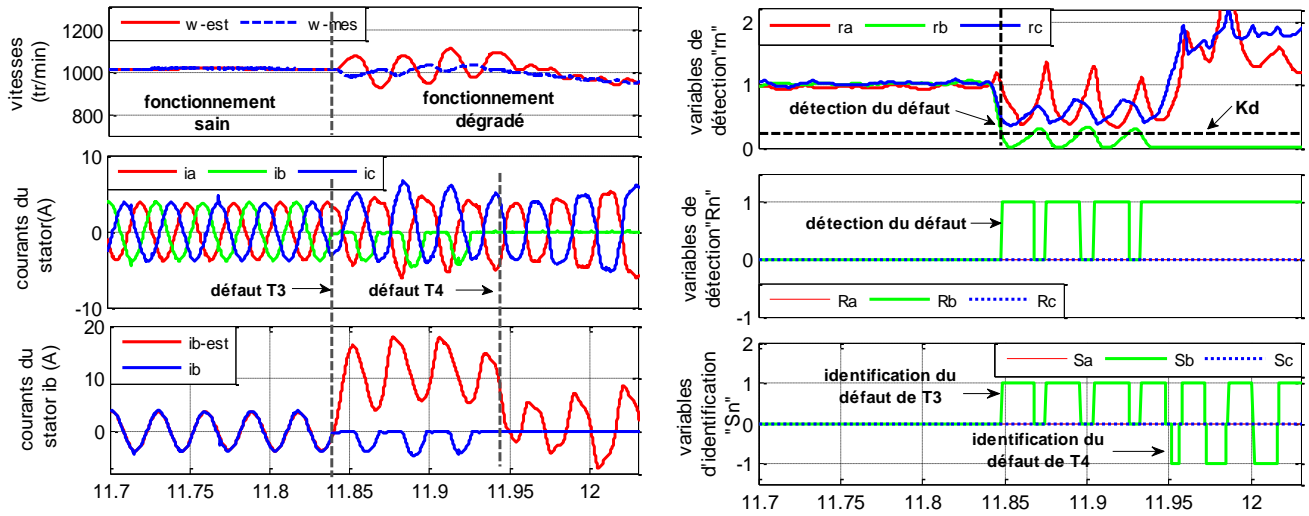


Figure 3.11: Résultat expérimentaux de la vitesse mesurée et estimée du rotor, des courants de phase et des variables de sortie du processus de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT d'un seul bras (IGBT T_3 et T_4), (1000 tr/min, 30% de C_n).

L'algorithme de diagnostic proposé reste aussi valable dans le cas des défauts multiples d'ouverture de deux IGBT de deux bras différents. Les résultats expérimentaux relatifs à ce cas sont donnés par la figure 3.12. Le défaut est appliqué simultanément à l'IGBT de l'étage supérieur du second bras et à l'IGBT de l'étage inférieur du troisième bras (IGBT (T_3 et T_6)). Après l'occurrence des défauts, les deux courants de sortie de deux bras défectueux deviennent unidirectionnels. Pendant les demi-périodes correspondantes à la conduction des deux IGBT défectueux, les variables de diagnostic r_b et r_c convergent immédiatement vers zéro en dépassant le seuil de diagnostic K_d pour indiquer la présence de défaut dans les deux bras sus-indiqués. En examinant les signes des deux courants estimés qui correspondent aux deux bras endommagés, on remarque que juste après l'apparition des défauts, les courants mesurés s'annulent immédiatement et le courant estimé i_b diverge vers un sens positif alors que i_c diverge vers un sens négatif pour signaler par la suite la position des IGBTs défaillants sur les deux bras. De ce fait, Le niveau bas de la variable d'identification S_b et le niveau haut de la variable S_c signalent que les IGBT (T_3 et T_6) sont endommagés dans l'onduleur.

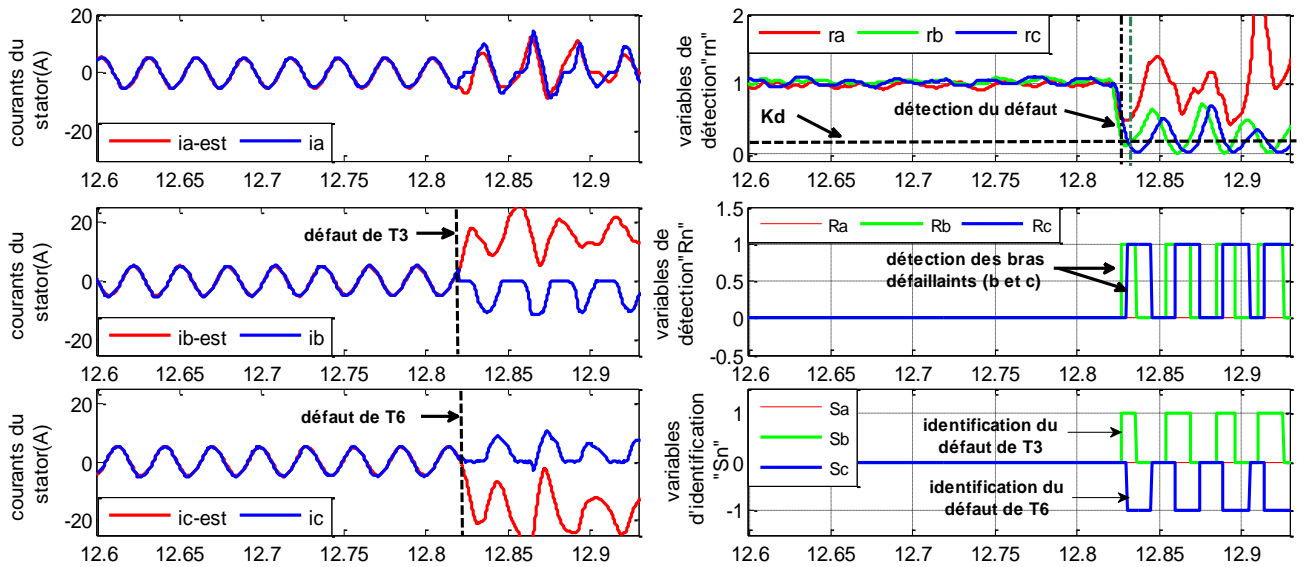


Figure 3.12: Formes d'onde expérimentales des courants triphasés mesurés et estimés (A) et des variables de diagnostic lors d'un défaut double de deux IGBT dans deux bras différents (IGBT T_3 et T_4), (-1000 tr / min, 50% de C_n).

Finalement, nous étudions la sensibilité de la technique de diagnostic proposée par rapport aux variations paramétriques de la machine asynchrone. Dans cette étude, seules les variations de la résistance rotorique et la résistance statorique (R_s , R_r) sont considérées. La figure 3.13 montre l'impact d'une variation de la résistance du stator de + 50% sur le processus de diagnostic, le moteur fonctionne à 1000 tr / min avec un changement de couple de charge de 30% à 80%. Les variables de diagnostic r_n utilisées pour la détection de défaut subissent une légère perturbation due à une erreur au niveau d'estimation des courants statoriques lors de la transition de R_s à $150\% R_s$ et l'inverse aussi. En dehors de ces transitions de la résistance statorique les variables r_n restent toujours proches de 1 et aucune fausse alarme n'a eu lieu dans le processus de diagnostic.

De la même façon que l'essai précédent, nous traitons maintenant l'impact de la variation de la résistance du rotor sur le processus de diagnostic. La figure 3.14 montre les résultats de simulation du profil de la résistance rotorique et du couple de charge appliqué à la machine asynchrone, des courants statoriques, des variables de diagnostic r_n , et finalement des vitesses de référence, mesurée et estimée. Une variation de 170% de la valeur nominale de la résistance rotorique est appliquée à l'instant $t = 0,85s$ avec 50% de couple nominal pour examiner son impact à haute vitesse. Ensuite, une décélération de 1250 tr/min à 150 tr/min est appliquée à la machine pour vérifier la sensibilité de l'algorithme de diagnostic en basse vitesse. En ce qui

concerne le processus de diagnostic, on observe que les variables de diagnostic r_n sont légèrement affectées par cette variation de résistance rotorique et restent toujours proches de +1 à haute et basse vitesse.

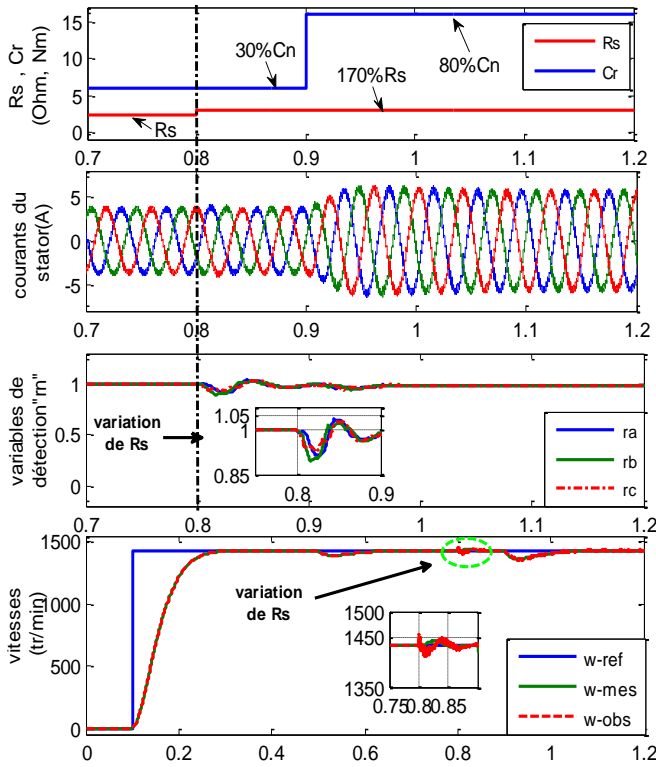


Figure 3.13: Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique. Variation temporelle de la résistance du stator, du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain

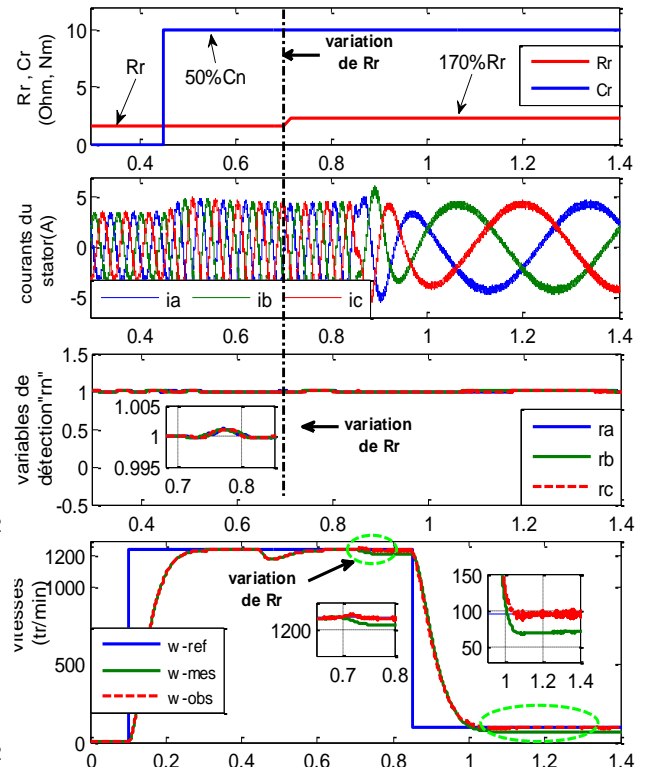


Figure 3.14: Évaluation de la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. Variation temporelle de la résistance du rotor et du couple de charge, des courants de phase, des variables de diagnostic r_n et de la vitesse estimée et mesurée en mode de fonctionnement sain

En ce qui concerne maintenant la commande sensorless, on constate qu'une augmentation de la variation des résistances de la machine asynchrone entraîne des erreurs au niveau de l'estimation de la vitesse et dégrade par la suite les performances du contrôle sans capteur. Également, dans des plages particulières de fonctionnement comme celui à grande ou très basse vitesse elle peut conduire à une instabilité du système. Pour pallier à ces contraintes et améliorer les performances du contrôle sans capteur en premier temps puis celles de l'algorithme de diagnostic, une identification adaptative des paramètres de la machine devrait être appliquée.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle technique de diagnostic des défauts dans un convertisseur statique alimentant une machine avec un contrôle sans capteur mécanique. Elle est basée sur l'approche mixte "modèle-signal". En vue de la commande sensorless, un observateur par mode glissant présentant une image du modèle de la machine est utilisé pour l'estimation des courants statoriques et de la vitesse rotorique de la machine. Pour l'approche de diagnostic, elle est basée sur une comparaison de similarité entre les grandeurs mesurées et les grandeurs estimées de la machine et elle utilise comme entrées les courants de sortie de l'onduleur (grandeurs mesurées) et les courants statoriques fournis par l'observateur (grandeurs estimées). Puisque le capteur de vitesse est remplacé par un observateur de vitesse, le calcul en temps réel des valeurs moyennes des signaux utilisés dans l'algorithme de diagnostic est accompli en utilisant la vitesse estimée de la machine. Seulement deux capteurs de courant sont utilisés pour la mesure des courants de phase de la machine qui sont déjà nécessaire pour le contrôle en boucle fermée.

Les techniques de diagnostic publiées dans la littérature concernent les systèmes contrôlés avec capteur mécanique ce qui n'est pas toujours le cas dans les processus industriels modernes dont le capteur de vitesse/position est remplacé par un capteur logiciel (observateur). Pour un fonctionnement en mode sensorless et pour certains régimes de fonctionnement de la machine, la vitesse estimée ainsi que les courants estimés et mesurés subissent une perturbation remarquable après l'apparition des défauts. Ces perturbations doivent être prises en considération dans la conception des algorithmes de diagnostic basés sur ces signaux pour plus de robustesse contre les fausses alarmes.

Contrairement aux approches classiques utilisant des observateurs en boucle ouverte pour le diagnostic seulement, dans notre cas, l'observateur SMO est utilisé conjointement pour le diagnostic et l'estimation de la vitesse rotorique. D'autre part, La valeur moyenne est couramment utilisée dans beaucoup d'approches de diagnostic. Cependant, le calcul sur une fenêtre d'une période complète de courant demande beaucoup plus d'espace mémoire, ce qui implique un traitement lourd et nécessite ainsi des processeurs ultra-rapides avec un coût plus élevé. De ce fait, il est important de penser à la faisabilité industrielle de ces algorithmes de diagnostic surtout avec les processus modernes qui nécessitent d'autres algorithmes d'observation, d'adaptation paramétrique et de commande tolérante aux défauts.

Dans cette approche, nous avons pensé à minimiser le temps de traitement de l'algorithme proposé par le calcul des valeurs moyennes des signaux sur une fenêtre d'une demi période de courant.