



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Constantine

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

Pour l'Obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option: Modélisation et Commande des Machines électriques

Présenté par

BOUHAREB Ilhem

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'Université de Constantine

Thème

**Modélisation & Simulation de Défauts
D'une
Machine Synchrones à Réductance Variable**

Soutenu le, /11/2009

Devant le Jury composé de :

Président : **Aissa Bouzid**

Professeur

Université de Constantine

Rapporteur : **Amar Bentounsi**

Maître de Conférences

Université de Constantine

Examineur 1 : **Hocine Benalla**

Professeur

Université de Constantine

Examineur 2 : **Abdesselam Lebaroud**

Maître de Conférences

Université de Skikda

REMERCIEMENTS

Je commencerais par exprimer ma profonde gratitude envers mon encadreur *M. Amar BENTOUNSI*, enseignant au Dept. d'Electrotechnique de l'U.M.C., pour le sujet d'actualité qu'il m'a proposé et les précieux conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer.

Comme je tiens à remercier *M. Abdesselam LEBAROUD*, enseignant au Dept. d'Electrotechnique de l'Université de Skikda, pour son aide durant la mise en œuvre des méthodes de diagnostic dont il a la maîtrise !

Je remercierai également tous les membres du jury de soutenance pour leur intérêt envers ma thématique et leur contribution pour enrichir ce travail, à savoir *MM. Aissa Bouzid* (Président), *Hocine Benalla* et *A. Lebaroud* (examineurs).

Je terminerais par rendre hommage à mes enseignants, tous cycles confondus ; sans oublier tous ceux et celles qui m'ont aidée et encouragée pour finaliser ce travail de recherche : MERCI !

SOMMAIRE

Table des matières

Introduction générale	01
Chapitre (I) Le Diagnostic : Etat de l'Art	03
Introduction	04
I. Généralités sur le diagnostic	05
I.1. Différentes notions utilisées en diagnostic.....	05
I.2. Diagnostic d'un système.....	07
I.3. Procédure de diagnostic.....	07
I.4. Types de défauts.....	08
I.5. Caractéristiques souhaitables d'un système de diagnostic.....	09
I.6. Transformation des mesures dans un système de diagnostic.....	11
I.7. Classification des méthodes de diagnostic.....	13
I.8. Différents types de maintenance.....	16
I.9. Diagnostic appliqué aux machines.....	17
I.10. Grandeurs analysées.....	17
II. Différents types de défauts dans les machines électriques.....	18
II.1. Au niveau de la machine.....	18
II.2. Les défauts au niveau de l'onduleur.....	11
II.3. Les origines des défauts.....	21
III. Analyse des défauts par la mise en œuvre de techniques de diagnostic appropriées....	22
III.1 Analyse fréquentielle.....	22
Conclusion	26
Chapitre (II) Choix et Etude Théorique d'une Structure à Réductance Variable.....	28
Introduction.....	29
II.1. La machine à réductance variable (MRV).....	30
II.2. La machine synchrone à réductance (MSR).....	44
Conclusion	67
Chapitre (III) Analyse par éléments finis (sous FEMM et Flux2D).....	70
Introduction.....	71
III.1. Choix et méthodes d'étude.....	72
III.2. Les méthodes numériques	75
III.3. Le principe du calcul par éléments finis	75

III.3.1.Le logiciel FEMM.....	76
III.3.2.Le logiciel FLUX 2d.....	77
III.4. Modélisation par élément finis.....	78
III.4.1.Régime statique par la mise en œuvre du logiciel FEM.....	78
III.4.1.1.Définition et maillage de la structure d'une MRV 6/4	78
III.4.1.2.Définition et maillage de la structure d'une MSR.....	85
III.4.2. Régime dynamique par la mise en œuvre du logiciel FLUX 2d.....	91
III.4.2.1. LA MRV 6/4.....	91
III.4.2.2. La MSR avec un rotor Axialement Laminé.....	113
III.5. Les défauts mécaniques.....	131
III.6. L'analyse spectrale.....	133
Conclusion.....	137

Chapitre (IV) Modélisation Commande et Simulation de Défauts

sous Matlab/Simulink.....140

Introduction	141
IV.1. Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™.....	141
IV.2.Modèle de simulation.....	142
IV.3.Les équations électromagnétiques.....	142
IV.4.Production du couple.....	143
IV.5.Modèle Linéaire de la MRV.....	144
IV.5.1.La stratégie de commande par hysteresis.....	145
IV.5.3. Simulation du régime linéaire sain.....	148
IV.5.4. Simulation de défauts.....	151
IV.5.4.1. <i>Le cas d'un court circuit monophasé</i>	151
IV.5.4.2. <i>Le cas d'un court circuit triphasé</i>	154
IV.5.4.3. <i>Le cas d'un circuit ouvert</i>	156
IV.5.5. Commentaire.....	158
IV.6. Régime non linéaire.....	159
IV.6.1. Simulation.....	162
IV.6.2. La technique de la commande en tension.....	163
IV.6.2.1.Topologie de l'onduleur.....	163
IV.6.2.2. Le type des interrupteurs constituent l'onduleur	164
IV.6.2.3. Le type de la commande appliqué	165
IV.6.2.4. La commande en tension.....	166
IV.6.4. Simulation du régime non linéaire sain.....	169
IV.6.5. Simulation avec défauts.....	172
IV.6.5.1. Le cas d'un court circuit monophasé 25% dans la phase a	172
IV.6.5.2. Le cas d'un court circuit triphasé.....	174
IV.6.5.3. Le cas d'un circuit ouvert.....	176
IV.6.5.4. Le cas d'un IGBT d'une phase tombe en panne.....	177
IV.6.6. Simulation sain et en défauts en cas de commande en courant par hystéresis.....	180
IV.6.7. Le cas sain.....	181
IV.6.8. Simulation de défauts.....	183
IV.6.8.1. Un court circuit monophasé 25 % dans la phase a.....	184
IV.6.8.2. Le cas d'un court circuit triphasé 25%.....	187

IV.6.8.3. Le cas d'un circuit ouvert.....	189
IV.6.9. Commentaire.....	191
IV.7. Synthèse et Analyse spectrale de défauts par la FFT.....	192
IV.7. 1. Regime non linéaire.....	192
IV.7. 1.1. Commande en courant le cas d'un court circuit monophasé 25%.....	192
IV.7. 1.2. Commande en tension le cas d'un court circuit monophasé 25%.....	193
Conclusion.....	195
Conclusion générale.....	198
<i>Annexe</i>	201
<i>Annexe A</i>	202
<i>Annexe B</i>	204
<i>Annexe C</i>	206
<i>Annexe D</i>	209
<i>Annexe E</i>	212

INTRODUCTION GÉNÉRALE

De part son impact et sa position stratégique dans tout processus industriel, la *maintenance*, dans sa conception moderne, ne peut plus se limiter à être corrective ou préventive mais se doit d'être prédictive. La *surveillance* des machines est devenue un *art* qui permet de diagnostiquer à temps et avec précision les *défauts* potentiels pour agir rapidement avant la « casse » !

Les convertisseurs électromécaniques d'énergie occupent une place de plus en plus importante dans les équipements industriels, surtout avec les nouvelles exigences en matière de traction électrique ou de conversion d'EnR qui requièrent des structures innovantes de machines.

Si, de plus, ces dispositifs occupent une place critique dans le processus, ceci génèrera des contraintes sévères en termes de sûreté de fonctionnement et de disponibilité ; d'où la nécessité d'un *diagnostic robuste* d'éventuelles défaillances. Durant la dernière décade, les recherches dans ce domaine ont fait l'objet de nombreux travaux axés essentiellement sur la machine asynchrone.

Ainsi, l'objectif du sujet de magister qui nous a été proposé serait d'appliquer ces méthodes éprouvées à d'autres structures de machines, types machines synchrones à reluctance (*MSR*) ou à reluctance variable (*MRV*). L'approche retenue est une *approche signal* permettant une *analyse spectrale* des *signatures* par *FFT* des défauts simulés (excentricité axe rotation, circuits ouverts/court-circuits des bobinages, des circuits de puissance des convertisseurs, ...).

Après étude théorique et modélisation de 2 topologies de machines (MSR et MRV) associées à leurs convertisseurs statiques (au début, le cahier de charges ne nous imposait que l'étude d'une seule machine type MSR !), nous avons simulé divers types de défauts :

- **numériquement**, par la méthode des éléments finis (sous FEMM et Flux2D) ;
- **analytiquement**, sous environnement Matlab/Simulink (en dynamique, linéaire et non-linéaire).

Pour mener à terme ces objectifs, notre mémoire s'articule autour des 4 chapitres :

- I. Etat de l'Art (méthodes de diagnostic des machines électriques)
- II. Choix et étude théorique de structures de machines réluctantes (MSR et MRV)
- III. Analyse de défauts par éléments finis (sous FEMM et Flux 2D)
- IV. Simulation de défauts sous Matlab/Simulink (machine et convertisseur statique)

Les résultats obtenus et commentés sont très encourageants, comme nous le montrerons tout au long des développements qui vont suivre.

CHAPITRE : I

LE DIAGNOSTIC :

ETAT DE L'ART

INTRODUCTION

Le diagnostic de défauts des machines électriques est aussi ancien que les machines elles-mêmes. Chaque famille de machines possédant des caractéristiques différentes, les méthodes de diagnostic qui leur sont associées sont également différentes. De même, la puissance et le coût des machines à surveiller jouent un rôle important dans la méthode de diagnostic choisie.

Grâce à leurs atouts, en termes de coût et de performances, les machines à réluctance variables trouvent actuellement de multiples applications dans la production d'énergie électrique (éoliennes, alternateurs, ...), la traction électrique (véhicules électriques, navires, ...), ... D'où notre intérêt pour ce type de machines et à leur diagnostic, lequel était jusque là réservé aux machines asynchrones.

Ce chapitre est essentiellement consacré à *l'état de l'art de la thématique de diagnostic*. Nous avons scindé ce chapitre en trois parties: (i) la première concerne les différentes notions et définitions utilisées en diagnostic et système de diagnostic; (ii) la seconde partie analyse les différents types de défauts qui affectent les machines électriques; (iii) la troisième partie est consacrée à la mise en œuvre des techniques de diagnostic appropriées, en l'occurrence *l'analyse fréquentielle*.

I. Généralités sur le diagnostic [1] [2]

De nos jours, les systèmes industriels modernes deviennent de plus en plus complexes et leurs commandes de plus en plus sophistiquées. En même temps, la fiabilité, disponibilité et sûreté de fonctionnement sont devenues très importantes ; elles constituent de véritables enjeux pour les entreprises actuelles. **Le diagnostic** des systèmes est apparu dans le but d'améliorer les points précédents. Terme peu répandu pour les domaines techniques, il y a une trentaine d'année, le diagnostic est devenu un sujet d'importance stratégique.

Quelle que soit la branche d'industrie concernée, aujourd'hui les procédés industriels sont couplés à un ordinateur numérique qui ne se contente pas de faire l'acquisition des données mais qui est chargé de la mise en œuvre de l'automatisation. Automatiser peut avoir des objectifs divers. Les plus fréquents sont d'augmenter les performances du système de production, de garantir la qualité du produit fabriqué, ou de diminuer les coûts de fabrication. Mais un autre objectif est de plus en plus pris en compte par les systèmes de contrôle-commande : améliorer la sécurité de l'installation industrielle, des hommes qui y travaillent et de son environnement. D'autres objectifs peuvent s'y rajouter tels que garantir la satisfaction des normes de qualité. On arrive ainsi à une automatisation qui ne s'attache pas seulement au maintien de quelques variables à des valeurs de référence, mais qui s'intéresse au procédé dans sa globalité, et dans ses divers modes de fonctionnement.

Dans ce qui va suivre, nous allons successivement développer :

- *les différentes notions utilisées en diagnostic* (défauts, détection, localisation, identification, résidu, symptôme)
- *les caractéristiques souhaitables d'un système de diagnostic*
- *les transformations des mesures dans un système de diagnostic*
- *une classification des approches de diagnostic* (approches à base de modèle quantitatif ; de modèle qualitatif ; approches à base d'extraction des caractéristiques quantitatives ; caractéristiques qualitatives)

I.1. Les différentes notions utilisées en diagnostic : Supervision et diagnostic

La surveillance industrielle joue un rôle primordial dans l'augmentation de la disponibilité des installations industrielles, réduisant ainsi les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production. Les coûts directs de cette maintenance sont ceux relatifs aux

diverses pièces de rechange, main d'œuvre, etc. par contre, les coûts indirects sont essentiellement dus au manque à gagner engendré par un arrêt de la production. Par conséquent, les entreprises soucieuses d'avoir une meilleure maîtrise des coûts de maintenance ont intérêt à adopter une politique de surveillance.

La sûreté est définie comme un ensemble de propriétés indispensables à une installation industrielle. La surveillance se réfère à la capacité de reconnaître un comportement anormal et de le signaler. **La supervision** est fondée sur la surveillance et la capacité d'agir, pour éviter des dommages sur l'installation et pour continuer la production, si cela est possible.

Une défaillance est définie comme l'inaptitude d'un composant à remplir toute ou partie de sa fonction. **Un défaut** est un écart entre un comportement attendu et un comportement observé. Constaté grâce à un indicateur de défaut, il révèle la présence d'une défaillance. **L'indicateur de défaut** est en pratique élaboré grâce aux variables mesurables de l'installation.

Un système physique, ou un procédé technologique, est conçu pour réaliser une mission donnée. Cette mission n'est pas toujours remplie de la même façon, elle peut être totalement ou partiellement remplie avec différents niveaux de qualité. L'évolution de ce procédé (ou système) au cours du temps peut être décrite par différents modes de fonctionnement. On distingue en général :

- ◆ Les modes *normaux* sous lesquels la mission est remplie, l'un d'eux est le mode nominal où la mission est correctement remplie,
- ◆ Les modes *évolutifs* qui caractérisent des modes, souvent transitoires, de passage d'un mode de fonctionnement à un autre, les modes de démarrage et d'arrêt, qui sont évidemment pris en compte au moment de la conception du système de contrôle-commande.
- ◆ Les modes *anormaux* sous lesquels la mission est partiellement ou totalement non remplie, incluant les modes défaillants, les modes interdits, qui sont les différents états que peut prendre un procédé sous l'effet d'une panne ou d'un dysfonctionnement. Ces modes particuliers peuvent nécessiter soit d'arrêter immédiatement l'installation, soit de basculer la commande vers un mode de repli, ou encore vers un mode dégradé qui consiste à modifier les consignes des boucles locales ou même carrément l'architecture de la commande ou du procédé.

1.2. Le diagnostic d'un système est l'identification du mode de fonctionnement, à chaque instant, par ses manifestations extérieures (symptômes). Son principe général consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement normal ou défaillant. Si le mode de fonctionnement identifié est un mode défaillant, le système de diagnostic devrait localiser sa cause. Il est évident que si l'on veut représenter tous les défauts possibles d'une installation industrielle, la tâche peut être considérable. En conséquence, la plupart des méthodes que nous évoquerons ci-dessous se fondent sur les connaissances du comportement normal de l'installation. Mais il est bien clair que si l'on a une bonne connaissance des anomalies possibles, il faut l'utiliser pour améliorer la surveillance et le diagnostic.

1.3. La procédure de diagnostic

On distingue généralement, dans la procédure de diagnostic, deux étapes principales : **détection** et **localisation**, plus **l'identification** pour certaines méthodes. Les définitions précises de ces notions ainsi que les différents types de défauts et la définition des termes "résidu" et "symptôme" (souvent utilisés en diagnostic) sont rappelés dans la suite de cette section.

Détection : La détection (*Fault detection*) est la première décision que doit prendre un système de surveillance. C'est le fait de décider qu'un indicateur de défaut est pertinent et donc de signaler si le système est défaillant ou pas. La détection revient à choisir entre deux hypothèses la première correspond au fonctionnement normal, la deuxième correspond au fonctionnement défaillant. Pour détecter les défauts d'un système, il faut donc être capable de classer les situations observables comme étant normales ou anormales.

Localisation : La localisation (*Fault isolation*) est le fait de déterminer le(s) sous-ensemble(s) fonctionnel(s) défaillant(s). Cet ensemble a intérêt à être le plus réduit possible. La localisation est plus difficile dans le cas de défauts multiples où plusieurs défauts peuvent avoir lieu en même temps.

Identification : L'identification ou l'estimation (*Fault evaluation*) vise à fournir des informations quantitatives sur les caractéristiques du défaut : instant d'apparition, valeur de l'écart d'un paramètre permettant de le quantifier. Dans le cas de défauts procédés, l'identification revient à connaître les valeurs de différents paramètres du système.

I.4. Types de défauts

Un défaut peut être défini comme une modification suffisamment importante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant. Un système défaillant (qui subit un défaut) est incapable d'accomplir correctement sa ou ses fonctions avec les performances requises. Comme le montre la **Figure I.1**, nous distinguons trois types de défauts :

- ◆ Les défauts *actionneurs*
- ◆ Les défauts *procédés*
- ◆ Les défauts *capteurs*

Il est clair ainsi que pour s'attaquer à ce problème de diagnostic, il faut des connaissances approfondies sur l'installation : connaissances de son comportement normal ou anormal. Souvent un défaut est modélisé avec les mêmes outils que ceux utilisés pour représenter le procédé en état normal.

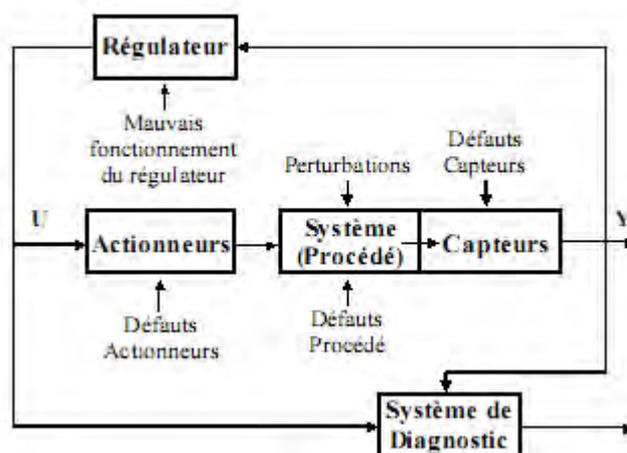


Figure I.1 – Types de défauts

Résidu : Les résidus (*Residual*) sont définis comme étant des indicateurs de défauts. Ils expriment l'écart par rapport au fonctionnement normal dans un espace de représentation donné. Cet espace dépend de la nature des informations manipulées (variable numérique, booléenne, variable qualitative, forme). C'est sur la base de leurs valeurs que la décision de détection est prise ou pas. Souvent, les résidus sont considérés nuls (statistiquement) en l'absence de défaut.

Symptôme : Un symptôme (*Symptom*) est un phénomène (caractère) qui révèle un trouble fonctionnel. Les alarmes sont des symptômes de comportement anormal souvent utilisés pour faciliter la surveillance et la supervision.

I.5. Caractéristiques souhaitables d'un système de diagnostic

Afin de pouvoir comparer diverses approches de diagnostic, il est utile d'identifier un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic devrait posséder. Bien que ces caractéristiques ne soient habituellement possédées par aucune méthode de diagnostic particulière, elles sont utiles pour évaluer diverses méthodes en termes d'information a priori qui doit être fournie, de rapidité, de robustesse, d'adaptabilité, etc. Chaque fois qu'une anomalie se produit dans un procédé, un système de diagnostic fournit un ensemble d'hypothèses de défauts qui explique les observations. L'efficacité d'un système de diagnostic demande que le défaut réel soit un sous-ensemble de l'ensemble des défauts suspectés.

La résolution d'un système de diagnostic demande que l'ensemble des défauts fourni soit aussi minimal que possible. Les paragraphes suivants présentent un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic doit posséder.

I.5.1 Rapidité et sensibilité de détection

Un système de diagnostic devrait répondre rapidement en détectant et en diagnostiquant les mauvais fonctionnements du procédé. Cependant, les réponses rapides du diagnostic et les performances tolérables durant un fonctionnement normal sont deux buts différents. Un système qui est conçu pour détecter un défaut rapidement sera sensible aux influences de toutes les erreurs (bruit, incertitudes...). Ceci rend le système sensible au bruit et peut déclencher fréquemment des fausses alarmes pendant un fonctionnement normal.

I.5.2 Robustesse

On voudrait que le système de diagnostic soit robuste aux divers bruits et incertitudes. On voudrait que ses performances se dégradent lentement au lieu d'échouer totalement et abruptement. La robustesse est incompatible avec les systèmes très sensibles aux seuils. En présence du bruit, ces seuils doivent être choisis raisonnablement. Ainsi, les besoins de robustesse doivent être équilibrés avec ceux de sensibilité.

I.5.3 Identification de nouveaux défauts

Une des fonctionnalités minimales qu'un système de diagnostic doit posséder, est de pouvoir décider, étant donné des conditions courantes de fonctionnement, si le procédé fonctionne normalement ou anormalement, et s'il est anormal, si la cause est un défaut de fonctionnement connu ou un inconnu. Ce critère est connu comme identification de nouveauté (nouveaux événements). En général, on dispose de données suffisantes pour décrire le comportement normal du procédé. Cependant, typiquement on n'a pas de tels historiques de données disponibles pour modéliser les modes de fonctionnement anormaux d'une manière satisfaisante. Seuls quelques gabarits de données peuvent être disponibles pour couvrir une partie du fonctionnement anormal. Ainsi, il est possible qu'une grande partie de la région de dysfonctionnement ne puisse avoir été modélisée. Ceci posera des défis sérieux pour l'identification de nouvelles situations. Même dans ces conditions difficiles, on voudrait que le système de diagnostic puisse identifier l'occurrence des nouveaux défauts et ne les classifie pas comme d'autres défauts de fonctionnement connus ou comme fonctionnement normal.

I.5.4 La localisation

la localisation et la capacité du système de diagnostic à distinguer entre différents défauts. Dans des conditions idéales exemptes de bruit et d'incertitudes de modélisation, ceci revient à dire que le système de diagnostic devrait pouvoir générer un ensemble d'hypothèses qui ne contient pas les défauts absents. Naturellement la capacité de concevoir de tels systèmes dépend en grande partie de la connaissance de la structure et des caractéristiques du procédé.

I.5.5 Adaptabilité

En général les procédés évoluent en raison des changements des entrées externes ou des changements structurels. Les conditions de fonctionnement du procédé peuvent changer non seulement en raison des perturbations mais également en raison des changements des conditions environnementales telles que les changements des quantités de production avec des demandes variantes, des changements de qualité de matière première, etc. Ainsi le système de diagnostic devrait être adaptable aux changements. Il devrait être possible de développer graduellement la portée du système pendant que les nouvelles situations émergent grâce à la disponibilité d'informations supplémentaires.

I.5.6 Identification des défauts multiples

La capacité d'identifier les défauts multiples est un objectif important, mais difficile, à cause de l'influence simultanée de la plupart des défauts. Dans un système non linéaire général, des interactions se manifestent, et par conséquent un système de diagnostic ne peut pas employer les différents modèles de chaque défaut pour modéliser l'effet combiné des défauts. Par ailleurs, l'énumération des différentes combinaisons de défauts multiples et l'analyse de leurs effets devient combinatoire pour des procédés de grande échelle.

I.5.7 Estimation d'erreur de classification

Une condition pratique importante pour un système de diagnostic, est l'établissement des niveaux de confiance. Ceci pourrait être considérablement facilité si le système de diagnostic pouvait fournir une évaluation a priori sur l'erreur de classification qui peut se produire.

De telles mesures d'erreur seraient utiles pour projeter des niveaux de confiance sur les décisions produites par le système donnant à l'utilisateur une meilleure sensation à propos de la fiabilité des recommandations proposées par le système de diagnostic.

I.5.8 Facilité d'explication

En dehors de la capacité d'identifier la source d'un défaut de fonctionnement, un système de diagnostic devrait également fournir des explications sur la façon dont le défaut a commencé et a évolué vers la situation actuelle. C'est un facteur très important lorsque l'on conçoit des systèmes interactifs d'aide à la décision en ligne. Ceci exige la capacité de raisonner au sujet de la cause et des effets dans un procédé. Un système de diagnostic doit justifier ses recommandations de sorte que l'opérateur puisse en conséquence évaluer et agir en utilisant son expérience. On voudrait que le système de diagnostic justifie non seulement pourquoi certaines hypothèses ont été proposées, mais expliquer également pourquoi certaines autres hypothèses n'ont pas été proposées.

I.6. Transformation des mesures dans un système de diagnostic

Généralement, le processus de diagnostic peut être défini comme un processus décisionnel. La décision finale est constituée de l'ensemble des défauts possibles. **La Figure 1.2**, montre les diverses transformations que les données du procédé subissent pendant le processus de diagnostic.

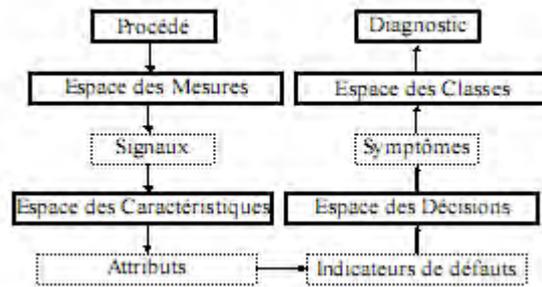


Figure I.2- Transformations de mesures dans un système de diagnostic

L'espace des mesures est défini par les sorties du système, ces sorties peuvent avoir subi des prétraitements (élimination de données aberrantes, filtrage,...). Ce sont les entrées du système de diagnostic.

L'espace des caractéristiques est l'espace obtenu en fonction des mesures en utilisant une connaissance a priori du problème. Ici, les mesures sont analysées et combinées à l'aide d'une connaissance a priori du procédé pour extraire les caractéristiques utiles concernant le comportement du procédé, pour faciliter le diagnostic. Il y a deux manières de développer l'espace des caractéristiques à partir de l'espace des mesures, à savoir, la sélection et l'extraction des caractéristiques. L'extraction de caractéristiques est un procédé qui facilite, par l'utilisation de la connaissance antérieure du problème, une transformation de l'espace de mesure dans un espace de dimension inférieure.

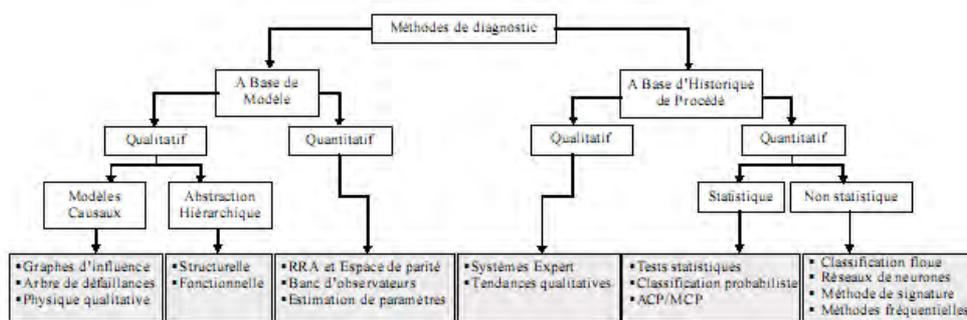
Le passage de l'espace des caractéristiques à l'espace des décisions est habituellement fait pour satisfaire une certaine fonction objective (telle que réduire au minimum la non détection). Cette transformation est réalisée en employant une fonction discriminante, dans certains cas en employant des fonctions simples de seuil.

L'espace des décisions est l'espace correspondant au nombre de variables de décision obtenu par des transformations appropriées de l'espace des caractéristiques.

L'espace des classes correspond au nombre de classes de défaut. En classant les défauts, nous indiquons catégoriquement à quelle classe un défaut appartient. L'espace des classes est ainsi l'interprétation finale du système de diagnostic fourni à l'utilisateur.

I.7. Classification des méthodes de diagnostic

Compte tenu de l'importance des enjeux en termes de productivité (arrêt inutile des installations), de sécurité (anomalie non détectée) ou de qualité de production (mesure incorrecte d'une grandeur à contrôler), de nombreuses approches ont été utilisées pour apporter une contribution à la solution du problème de diagnostic. On distingue cependant, parmi les différentes méthodes, **deux familles principales** ; celles qui utilisent un modèle du système à surveiller, et utilisent généralement les techniques de l'automatique ; et celles pour qui seules les données acquises sur le procédé considéré, qui se limitent à son observation passée et présente, permettent de caractériser son mode de fonctionnement. Parmi les méthodes basées sur l'utilisation d'un modèle du procédé, deux sous-familles importantes peuvent également être dégagées ; celles utilisant **un modèle qualitatif** et celles recourant à **un modèle quantitatif** (dit aussi modèle numérique). Pour certaines méthodes, cette distinction est cependant sans fondement, car elles utilisent de manière mixte les deux types de modèles en essayant de tirer profit des avantages et s'affranchir des limitations de chacun d'entre eux. Toutes les méthodes nécessitent une phase d'apprentissage qui permet de connaître une référence de fonctionnement normal ou dégradé. Cette référence permet de générer en temps réel les symptômes lors de la phase de diagnostic. Les sections suivantes présentent les grandes familles de méthodes de diagnostic représentées par **la Figure 1.3**.



I.3- Les méthodes de diagnostic

I.7.1 Approche à base de modèle qualitatif

C'est une connaissance s'exprime avec des symboles et peut être traitée, en simulant la façon dont un humain raisonne logiquement, par des techniques informatiques relevant de l'intelligence artificielle. Pour construire des représentations qui permettent une meilleure compréhension des phénomènes physiques mis en jeux dans un procédé, l'intelligence artificielle s'intéresse au milieu des années 1980 au raisonnement qualitatif. Le développement de techniques de représentation qualitative du monde pour en comprendre schématiquement le fonctionnement est une idée très naturelle et par conséquent très ancienne. On trouve dans la proche qualitatif (Modèles causaux, Abstractions hiérarchiques).

I.7.2 Approche à base de modèle quantitatif

L'utilisation de modèle mathématique pour le diagnostic est très largement répandue. Les méthodes de surveillance à base de modèle (*Model-based- FDI : Fault Detection and Isolation*) utilisent un modèle et reposent sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé "indicateur de défaut" ou "résidu".

Un résidu est un signal qui reflète la cohérence des données mesurées vis-à-vis d'un modèle comportemental du système. Les modèles utilisés peuvent être de nature et de complexité différentes. Ils peuvent être : à temps continu ou à temps discret, linéaires ou non linéaires, représentant le bon fonctionnement ou tenant compte des défaillances. Les sorties du modèle se représentent classiquement sous la forme de valeurs numériques.

La localisation qui suit la détection peut être effectuée à l'aide d'une table de signature ou matrice d'incidence. Les colonnes de cette table sont représentatives des différents défauts et les lignes des différents résidus. Un 1 représente le symptôme qui indique que le résidu est sensible au défaut, un 0 le contraire. La signature d'un défaut (colonne de la matrice) définit l'état des symptômes lorsque ce défaut affecte le système (l'état est une grandeur logique ou symbolique).

En surveillance, par contre, il est parfois nécessaire de compléter le modèle afin de caractériser le comportement défaillant du système. Suivant la classe de modèle considérée, les techniques de génération de résidus seront différentes. Suivant le niveau de connaissance sur les défaillances, les résultats de la procédure de surveillance seront plus ou moins précis et complets.

I.7.3 Approche à base d'extraction de caractéristiques qualitatives

Ces méthodes ont l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, contrairement aux méthodes à base de modèles. Seulement, la disponibilité de grandes quantités de données historiques du procédé est nécessaire. Il y a diverses façons de traiter ces données et de les présenter en tant que connaissance *a priori* pour le diagnostic. Ceci est connu comme l'extraction de caractéristiques. Parmi les méthodes d'extraction de caractéristiques qualitatives, se trouvent les méthodes à base de règles (systèmes experts), et les méthodes de représentation et analyse qualitatives des tendances.

I.7.4 Approche à base d'extraction de caractéristiques quantitatives

Dans la section précédente, on a vu la méthode basée sur l'extraction de caractéristiques qualitatives. Dans cette section, on va évoquer la méthode qui extrait les caractéristiques quantitatives.

On peut analyser les signaux issus de l'instrumentation et proposer pour chacun de ces signaux un modèle.

La méthode statistique

Comme : tests d'hypothèses, classification probabilistes, Analyse en composante principale & Moindres Carrés Partiels, cette méthodes est en fait une référence du comportement d'un signal, qui peut être représentative de l'état normal de l'installation ou d'un défaut particulier.

Les méthodes non statistiques

Telle que la classification floue, Réseaux de neurones, Méthodes de signature, Méthodes fréquentielles, temps-fréquence et temps-échelle.

La méthode non statistique est une autre méthode de représentation pour un signal qui peut très bien être utilisée comme référence pour le diagnostic, est sa représentation par un spectre de fréquences, une signature graphique, ou encore l'extraction d'attributs (ou caractéristiques), à partir des données suivie de leur classification, qui permettent, pour des procédés dont on veut analyser plusieurs signaux liés entre eux, de discriminer divers modes de fonctionnement, dont le mode normal et certains modes de défaillance.

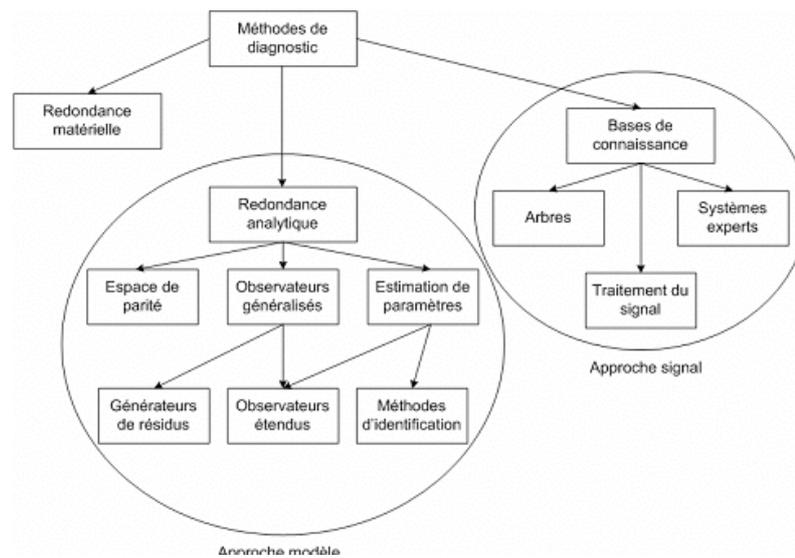


Figure I.4- Les différentes méthodes de diagnostic

I.8 Les différents types de maintenance

Les différents types de maintenance utilisés dans les applications industrielles dépendent principalement du niveau de criticité du système considéré. Plus la criticité est importante, plus les moyens et donc le coût associé seront élevés. On distingue :

- La maintenance préventive. Celle-ci consiste à changer les systèmes à date fixe prédéterminée. Le coût associé est important.
- La maintenance corrective : L'évaluation du système est réalisée fréquemment grâce à une instrumentation supplémentaire. Notons que plus cette évaluation est fréquente plus les coûts d'immobilisation du système seront réduits. C'est dans le cadre de la maintenance corrective que l'utilisation de méthodes de diagnostic devient fondamentale. En effet, plus le diagnostic sera précis, plus l'intervention sera courte.
- La maintenance prédictive : L'intervention est effectuée avant l'apparition des défauts, actuellement, pour des raisons financières, les industriels s'orientent de plus en plus vers la maintenance prédictive.

Nous allons maintenant aborder le diagnostic de défauts des machines électriques. Les méthodes que nous allons présenter sont basées sur l'approche heuristique ce modèle repose sur une reconnaissance de signatures déjà observées.

I.9 Le diagnostic appliqué aux machines électriques

Pour la détection d'un dysfonctionnement de machine électrique, il est nécessaire de posséder :

- ◆ une bonne connaissance du comportement de la machine, de son état et de son fonctionnement.
- ◆ une bonne connaissance des défaillances et de leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine.

I.10 Les grandeurs analysées par les méthodes de diagnostic :

Les méthodes de diagnostic heuristiques permettent maintenant au monde industriel de développer des systèmes de surveillance performants et efficaces. Elles peuvent impliquer plusieurs domaines scientifiques et techniques. Elles reposent sur l'analyse de grandeurs de type :

- électrique: analyse des grandeurs électriques aux bornes de la machine (tensions, courants, ...);
- mécanique: analyse de la vitesse, du couple ou même des vibrations (accéléromètres, ...);
- thermique: analyse de la température de la machine (sonde de température, mesure infra rouge);
- électromagnétique: analyse des flux dans l'entrefer (spires de mesure de flux), des flux axiaux, des flux de fuite (bobines externes) ou des champs électriques externes (mesure de décharges partielles);
- chimique: analyse des huiles et des gaz.

Dans notre mémoire nous avons optés pour la détection des défauts sur l'approche "signal" des grandeurs mesurables. L'analyse fréquentielle des signaux nous permettra de mettre en lumière les nouvelles fréquences liées à l'apparition des défauts. Trois grandeurs seront analysées à savoir le couple moteur, le courant statorique et le flux magnétique. L'analyse de ces trois signaux sera faite sur deux types de machine : la machine à réluctance variable et la machine synchro_réluctante.

II. Différents types de défauts dans les machines électriques

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou, tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

II.1 Au niveau de la machine

Donc dans cette partie, nous allons exposer les principaux types de défauts couramment rencontrés dans les machines électriques conventionnelles, leurs origines.

◆ Les défauts de bobinage statorique [2] [3]

Ceux-ci peuvent être soit une **ouverture**, soit un **court-circuit** d'une ou de plusieurs phases du bobinage statorique. Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statorique et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts-circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine. Comme montre la figure il dans les enroulements statoriques, il peut y avoir cinq cas de défauts à savoir : court-circuit entre spires, court-circuit à la tête de la bobine, ouverture de la phase, court-circuit phase à phase, court-circuit phase- terre.

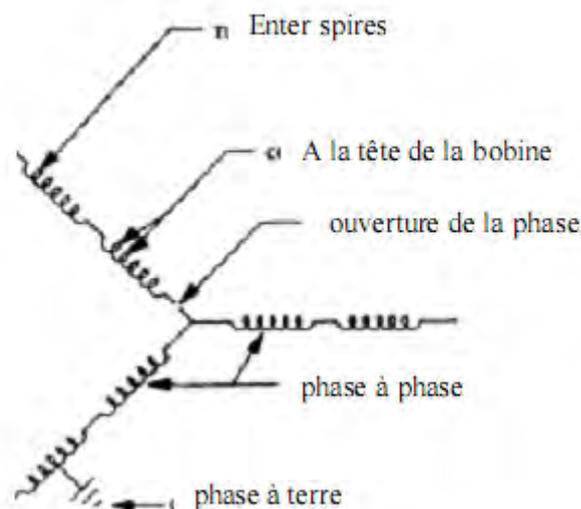


Figure I.5- Les courts-circuits dans les enroulements statoriques

◆ Les défauts de bobinage rotorique [2] [4]

Pour les machines synchrones, il s'agit essentiellement de courts-circuits au bobinage du rotor. La conséquence d'un court-circuit au rotor est un échauffement local qui peut déformer le rotor et provoquer des vibrations. Les vibrations du rotor peuvent influencer le fonctionnement de l'alternateur, en l'empêchant d'atteindre le facteur de puissance et la puissance active désirés. Pour les machines asynchrones, on peut également rencontrer des courts circuits. Pourtant, la principale source de défaillance semble être des fissures ou des ruptures dans les barres ou les anneaux. Ces ruptures peuvent provoquer des vibrations de la machine. Les barres cassées peuvent alors toucher le stator et endommager ainsi l'isolation statorique. Les étincelles qui se produisent lors de la dégradation de la cage rotorique peuvent également être critiques pour l'équipement.

◆ Les excentricités

Les excentricités peuvent être *statiques*, *dynamiques* ou *mixtes*. Il s'agit d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator qui peut avoir pour origine un mésalignement du à un pliement de l'axe ou un défaut de roulement. La conséquence de ce type de défauts est le déséquilibre de la force électromagnétique appliquée au rotor ce qui augmente l'excentricité, la conséquence finale pouvant être le frottement entre le stator et le rotor.

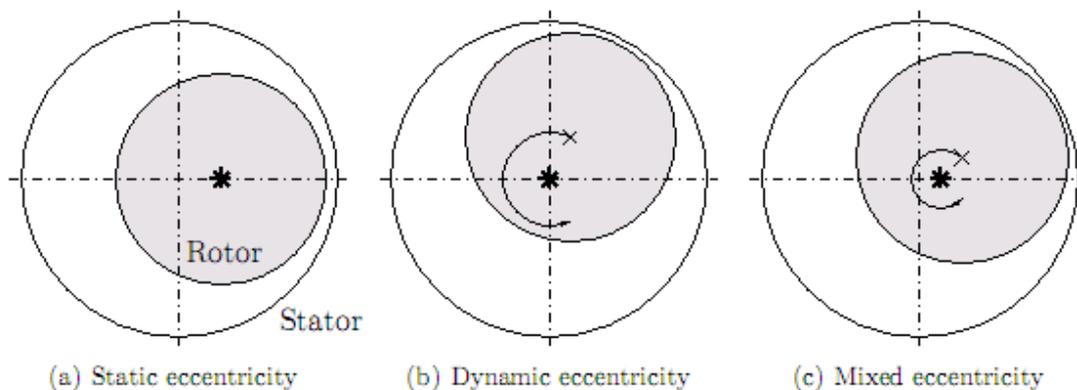


Figure I.6- Différents types d'excentricités, noté × le centre géométrique du rotor

♣ Centre du rotation du rotor

En résumé dans la figure 1.7 les différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique. cette étude statistique établit par IEEE [2].

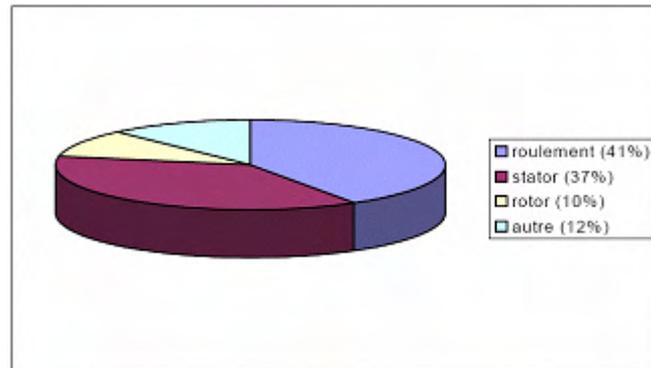
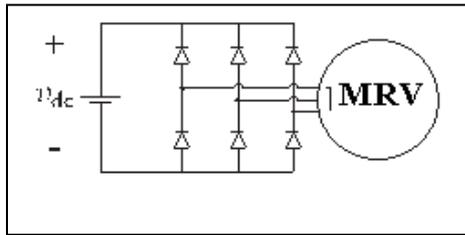


Figure I.7- Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation

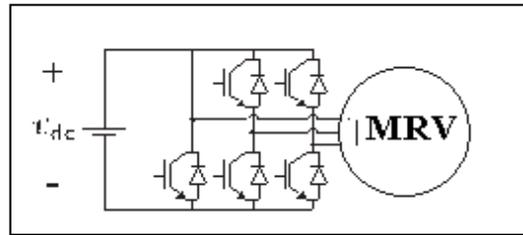
II.2 Les défauts au niveau de l'onduleur [5]

On peut distinguer les défauts selon leurs origines en deux parties : au niveau de la machine (statorique comme les courts-circuits ou rotorique les excentricités) et au niveau de l'onduleur ; Les interrupteurs de l'onduleur doivent supporter de grandes variations de température (cycles thermiques). Pour les transistors bipolaires type IGBTs, la disparité entre le coefficient de dilatation thermique et les coefficients du fil en aluminium et de la puce de silicium est la cause d'efforts de cisaillement sur les interfaces de liaison qui peuvent mener à la rupture du fil. Afin de prévoir la durée de vie d'un IGBT, le nombre de cycles thermiques qu'il supporte lors du fonctionnement doit être correctement déterminé. Indépendamment des commutateurs d'inverseur, le condensateur C est une pièce importante de l'onduleur et devrait être pris en considération en estimant la fiabilité de l'onduleur. Afin d'améliorer la fiabilité de l'onduleur, les IGBTs et les diodes correspondantes ainsi que les commandes de porte (et les circuits additionnels de commande) peuvent être fusionnés dans un module unique de puissance. De tels modules de puissance sont souvent désignés sous le nom de modules intelligents de puissance (IPMs). Les circuits additionnels de commande peuvent fournir des fonctions de protection contre la surchauffe, le court-circuit,

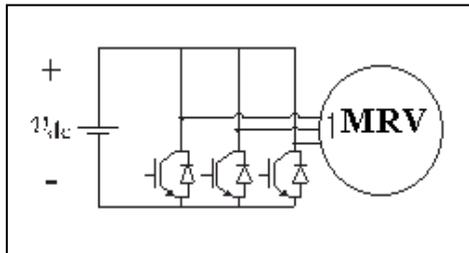
II.2.1 Les défauts au niveau de l'onduleur



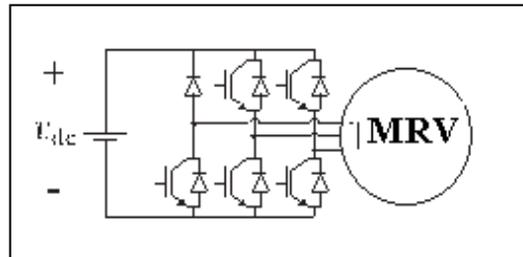
a. Un Onduleur Arrêté



b. Une Phase court circuitée



c. Un Court circuit équilibré



d. Une Phase ouverte

II.3 Les origines des défauts [2]

sont diverses ; nous citerons à titre indicatif des origines type:

- ◆ mécaniques: mauvaise fabrication, vibrations de la machine, forces électromagnétiques déséquilibrées, force centrifuge, fluctuations de la charge;
- ◆ électriques: dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles;
- ◆ thermiques: pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé;
- ◆ environnementales: humidité, ozone, poussière.

Ces défauts pouvant induire :

- ◆ un déséquilibre des courants de lignes et des tensions;
- ◆ Une augmentation des oscillations du couple;
- ◆ Une diminution du couple moyen;
- ◆ Une augmentation des pertes et donc une réduction de l'efficacité énergétique;
- ◆ Un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

III. Analyse des défauts par la mise en œuvre de techniques de diagnostic appropriées[6]

III.1 Analyse fréquentielle

Le diagnostic et la surveillance des systèmes industriels nécessitent parfois l'interprétation des signaux mesurés tant dans le domaine temporel que fréquentiel. Dans ce second domaine, c'est l'aspect périodique des signaux qui est privilégié. Un des outils mathématiques adaptés à l'analyse des signaux périodiques est la *Transformée de Fourier*.

a. Transformée de Fourier

Une alternative à la représentation temporelle du signal consiste à représenter son contenu fréquentiel. Celui-ci est obtenu en calculant sa Transformée de Fourier (FT : Fourier Transform), définie pour un signal $x(t)$ d'énergie finie par :

$$L^2(\mathfrak{R}) \rightarrow L^2(\mathfrak{R})$$

$$x(t) \rightarrow FT(v) = \int_{\mathfrak{R}} x(t) e^{-i2\pi vt} dt = \langle x, e^{i2\pi vt} \rangle \quad (I.1)$$

Cette transformée étant inversible on a :

$$x(t) = \int_{\mathfrak{R}} FT_x(v) e^{-i2\pi vt} dv \quad (I.2)$$

La FT mesure donc un indice de similarité entre le signal et une collection d'ondes de (exponentielles complexes) de longueur infinie, $FT_x(v)$ représentant la contribution de l'onde fréquence v au signal $x(t)$. La FT est en fait une transformée en ondes du signal dans laquelle toute information temporelle disparaît.

b. Transformée de Fourier à temps discret

Par définition, la transformée de Fourier à temps discret (DTFT : *Discrete Time Fourier Transform*) d'une suite $\{ x[k] \}$ est la fonction de v , périodique de période 1 :

$$X(v) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k] e^{-i2\pi kv} \quad (I.3)$$

C'est une fonction à fréquence continue, c'est-à-dire v . Il est d'usage de la représenter sur les intervalles $[-1/2, 1/2]$ ou $[0, 1]$, du fait de sa périodicité.

On déduit la formule inverse :

$$X[k] = \int_{-1/2}^{1/2} X(v) e^{i2\pi kv} dv \quad (I.4)$$

La fonction $|X(v)|^2$ est désignée par le terme de spectre. $|X(v)|^2$ s'interprète comme la distribution de l'énergie le long de l'axe des fréquences.

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x[k]|^2 = \int_{-1/2}^{1/2} |X(v)|^2 dv \quad (I.5)$$

c. Transformée de Fourier discrète

Le calcul sur ordinateur de la DTFT à partir de la valeur des échantillons de $x[k]$ impose une charge de calcul infinie puisque la série comporte un nombre infini de termes et que la fréquence v varie continûment sur l'intervalle $[0,1]$. C'est la raison pour laquelle la notion de transformée de Fourier discrète (DFT : Discrete Fourier Transform) a été introduite. Son calcul est limité à un nombre fini de valeurs de k et à un nombre fini de valeurs de v . Son intérêt pratique est très largement dû à la découverte d'une méthode de calcul rapide connue sous le nom de transformée de Fourier rapide (FFT : Fast Fourier Transform).

Considérons la suite finie $\{x[k]\}$ ou $k=0:N-1$, le plus souvent cette suite provient de l'échantillonnage d'un signal à temps continu. Partant de la définition, la DTFT s'écrit:

$$X(v) = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] e^{-i2\pi kv} \quad (I.6)$$

où $v \in [0,1]$ est la fréquence normalisée. En se limitant à un nombre fini de L de valeurs de la fréquence, à savoir $v = n/L$ avec $n = [0 : L - 1]$, on aboutit à la notion de transformée de Fourier discrète. L et N ne jouent pas le même rôle.

L est le nombre de points de calcul de la DTFT et N est le nombre de points de la suite temporelle. Comme nous le verrons par la suite, L influe sur la précision du tracé du spectre, tandis que N est lié à la résolution. Toutefois prendre $L = N$ ne restreint en rien la généralité de la notion introduite. Cela aboutit à la définition de la transformée de Fourier discrète pour la suite $\{X[n]\}$:

$$X[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \Phi_N^{nk}, n = 0 : N - 1 \quad (\text{I.7})$$

Avec

$$\Phi_N^{nk} = e^{-i2\pi nk / N} \quad (\text{I.8})$$

La formule inverse est :

$$x[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n] e^{i2\pi nk / N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n] \Phi_N^{-nk}, n = 0 : N - 1 \quad (\text{I.9})$$

d. Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier discrète (DFT) d'un jeu de $N = 2^p$ échantillons.

$x[k], k = 0, \dots, N - 1$, est un ensemble de N coefficients :

$$x[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{i2\pi nk / N}, n = 0 : N - 1 \quad (\text{I.10})$$

La DFT est donc (à un facteur de normalisation près) une transformation orthogonale associée à une matrice $N \times N$.Le principe est le suivant. Notons :

$$x_{pair}[k] = x[2k], x_{impair}[k] = x[2k + 1], k = 0 : N / 2 - 1 \quad (\text{I.11})$$

On a :

$$X[n] = X_{pair}[n] + e^{-2i\pi n / N} X_{impair}[n], \quad (\text{I.12})$$

Le célèbre algorithme de transformée de Fourier rapide (*FFT : Fast Fourier Transform*) de calcul de DFT est fondé sur l'utilisation récursive de ces formules.

$$X[n + N / 2] = X_{pair}[n] + e^{-2i\pi n / N} X_{impair}[n]. \quad (\text{I.13})$$

Lorsque N n'est pas une puissance de deux, des calculs analogues en utilisant une décomposition en facteurs premiers conduisent au même ordre de grandeur $\mathbf{O}(N \log_2 N)$ du nombre de multiplications et additions. Beaucoup de travaux ont contribué à l'optimisation de cet algorithme, parmi lesquels on notera le programme FFTW (*Fastest Fourier Transform in the West*) disponible sur le Net.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la thématique de diagnostic. vu que chaque famille de machines possède des caractéristiques différentes, les méthodes de diagnostic qui leur sont associées sont également différentes. De même, la puissance et le coût des machines à surveiller jouent un rôle important dans la méthode de diagnostic choisie. Quatre catégories de méthodes ont été présentées : les méthodes à base de modèles quantitatifs, les méthodes à base de modèles qualitatifs, les méthodes à base d'historique de données qualitatif, et les méthodes à base d'historique de données quantitatif. Le choix d'une de ces méthodes dépend essentiellement des connaissances disponibles sur le procédé, sans oublier les considérations techniques et économiques.

Nous avons présenté, également, les différents défauts qui apparaissent dans les machines électriques tournantes. Nous avons fait un survol sur les différentes méthodes de diagnostic et nous avons opté sur l'approche signal via l'analyse spectrale. La variation du spectre est donc un moyen correct de détecter et même parfois de localiser un défaut. Les défauts donnent naissance à des raies spectrales bien particulières.

Dans le second chapitre nous allons abordé la structure de la machine à réluctance variable orientée vers la modélisation et la simulation des défauts.

Références du Chapitre I

- [1] S. TALEB, «Génération des symptômes flous par fft et swt application à la détection de vibrations», Thèse Doctorat, L'institut national polytechnique de Grenoble, 14 Février 2007.
- [2] BUI. Viet Phuong, «Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique application a l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide», Thèse Doctorat, L'INP Grenoble, 4 Octobre 2007.
- [3] A. LEBAROUD, «Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables», Thèse Doctorat, Univ de Constantine, 23 Septembre 2006.
- [4] M. BLODT, «Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives», Thèse Doctorat, L'INP Grenoble ,14 Septembre 2006.
- [5] O. WALLMARK, «Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive Applications», Thèse Doctorat, Goteborg , Sweden 2006.
- [6] G. Heit, «Cours traitement du signale_ transformées discrète», Cours, Estaca, 17 Octobre 2007.
- [7] P.Granjon, «Analyse spectrale grandeur spectrales», Cours, L'INP Grenoble ,2008-2009.

CHAPITRE : II

CHOIX ET ETUDE THÉORIQUE

D'UNE STRUCTURE

A RÉLUCTANCE VARIABLE

INTRODUCTION

Les travaux sur la modélisation et le diagnostic des machines électriques ont souvent porté sur les machines «*conventionnelles*» surtout asynchrones. C'est pourquoi nous allons nous intéresser ici à des machines moins classiques type machine à réluctance variable (**MRV**) et machine synchrone à réluctance variable (**MSRV**) qui couvrent actuellement beaucoup d'applications ceci grâce à la simplicité de leurs structure ainsi qu'à leurs performances. Ces atouts leur ont permis de faire un bon chemin dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Dans ce chapitre nous allons présenter une étude théorique et comparative des deux types de machines à savoir la MRV et la MSRV ; ce qui permettra leur modélisation ainsi que leur implantation sous environnements FEMM ,flux2d,et Matlab/Simulink.

Nous entamons ce chapitre par un historique sur les machines à réluctance variable. Nous étalerons sur les différentes structures et types, actuellement, utilisées pour les machines synchro-réluctantes. Nous passerons en revue sur le principe de fonctionnement et les équations classiques du modèle de chaque machine. Nous arborons ensuite sur les avantages et les inconvénients de chaque machines.

II.1. LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

II.1.1. Historique de la MRV [1]

Le principe de réductance variable a été également choisi pour la génération de courants hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio. Les premiers alternateurs "à fer tournant" apparurent dans les années 1888 ; une structure remarquable, de type homopolaire, fut conçue et commercialisée à cette époque par la société OERLIKON , sa puissance était de 70 chevaux. Au XX siècle, d'autres alternateurs à réductance variable, homopolaires, ou hétéropolaires (structures de Lorentz- Schmitt et Guy) furent réalisés et utilisés.

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à celui que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés.

II.1.2. Les différents types de MRV [2]

Généralement, les MRV possèdent au moins trois phases afin de résoudre les problèmes de démarrage et de réduire les fluctuations du couple mais au prix d'un convertisseur plus volumineux !

a) Machine à stator lisse « sans balais »

La machine à réductance commutée la plus simple possède un stator lisse et un rotor à $2p$ saillances; ces saillances peuvent être dues à une anisotropie du matériau (rotor laminé).

Les enroulements statoriques constituent q phases ; ils sont non imbriqués, ont une ouverture approximativement égale à π/q et sont alimentés successivement pendant $1/q$ période (alimentation dite à 120° en triphasé). La forme d'onde des courants doit être adaptée à celle de la perméance pour assurer un couple optimal constant.

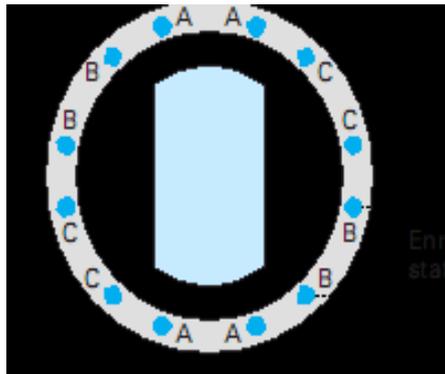


Fig.II.1- Machine à stator lisse et rotor saillant commutée à 120°

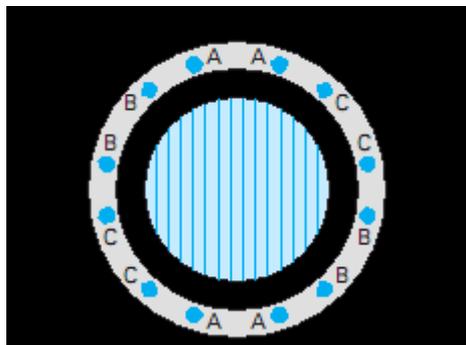


Fig.II.2- Machine à stator lisse et rotor laminé commutée à 120°

b) Machine polyphasée à galettes monophasées (multistack)

En associant sur un même arbre q machines identiques monophasées à plots, on réalise une machine polyphasée. Le stator est en général commun et les dentures rotoriques doivent être décalées d'un angle électrique $(2\pi/q)$ l'une par rapport à l'autre ; la configuration inverse, à rotor commun et stators décalés, est aussi envisageable. Le stator et les rotors possèdent le même nombre de dents. La figure (2.3) représente le schéma de principe d'une telle machine *multigalette* ou *multistack* triphasée. La nécessité de découpler les galettes rend ces machines assez encombrantes et elles ne sont réellement intéressantes que si elles sont munies d'une excitation homopolaire par des aimants logés dans l'arbre rotorique.

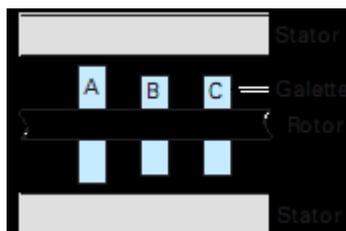


Fig.II.3- Machine polyphasée à galettes

c) Machines polyphasées à plots

Le stator porte P plots ; PP le nombre de paires de plots de chacune des q phases et coïncide avec le nombre de paires de pôles dans le cas simple et courant ou les plots ont des polarités alternées Nord et Sud. Le nombre P est donc égal à :

$$P=2.PP.q \quad (\text{II.1})$$

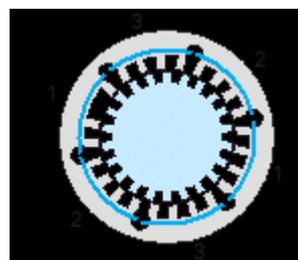
Ces plots peuvent être dentés, comme dans les machines monophasées. Quelle que soit la configuration, on constate, en alimentant successivement chaque phase par un courant constant, que le rotor peut prendre un nombre de positions différentes égal à :

$$S = q.Nr \quad (\text{II.2})$$

S est souvent appelé nombre de pas par tour. Cette dénomination est d'ailleurs ambiguë, le tour désignant la séquence d'alimentation et non le déplacement du rotor, celui-ci pouvant avoir à effectuer plusieurs tours pour prendre toutes les positions possibles.



(a) machine à 6 et 4 dents



(b) machine à plots dentés

Fig.II.4 - Machines triphasées bipolaires à plots

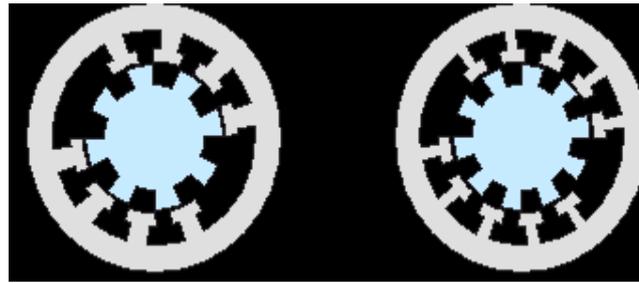


Fig.II.5 - Machines dissymétriques polyphasées

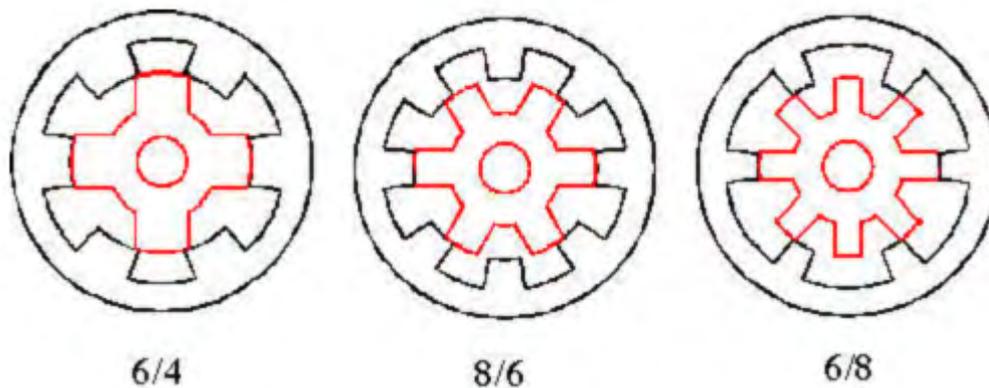


Fig.II.6 - Structures de machines à réductance variable à double saillance

II.1.3 Choix de la structure [3] [4]

Le choix d'une machine dépend essentiellement de l'application et le cahier de charge si on prend le problème des véhicules électrique on trouve que la conception de la motorisation d'un V.E. doit elle tenir compte de nombreuses contraintes techniques, économiques et opérationnelles du marché de l'automobile telles que : rendement élevé, couple élevé à vitesse quasi-nulle, possibilité de récupération d'énergie au freinage, puissance spécifique élevée, réduction du nombre de semi-conducteurs de puissance,.....

Nous avons proposé d'expérimenter pour cette application un moteur à réductance variable à double saillance (MRVDS) répondant au cahier des charges et parmi les différentes structures de MRV existantes, nous avons choisi d'utiliser une machine à réductance variable à double saillance (MRVDS) à grosses dents (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-Saxons).

II.1.3. Le principe de fonctionnement d'une MRV [5] [6]

La machine à réductance variable qui fait l'objet de notre étude, possède une double saillance (MRVDS) avec N_r dents au rotor et un stator bobiné à N_s dents. Cette machine à la particularité de ne pas comporter de circuit d'excitation (MRV pure). Les deux pièces polaires sont réalisées par un empilage de tôles en matériau ferromagnétique.

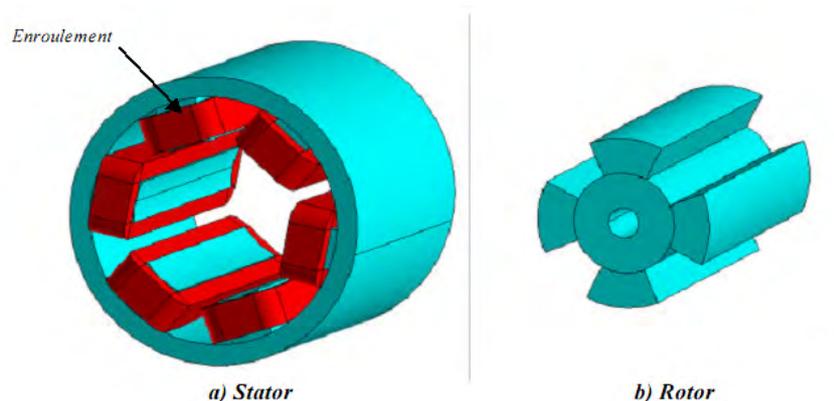


Fig.II.7- Machine à réductance variable à double saillance MRVDS 6/4.

Le principe de fonctionnement d'une machine à réductance variable peut être décrit à partir d'une structure monophasée élémentaire identique à celle représentée ci-dessous (**Fig. II.8**) :

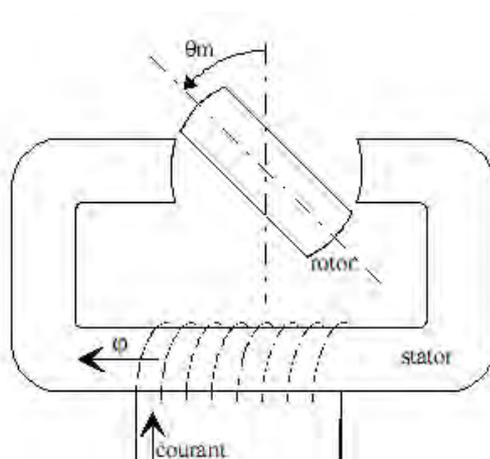


Fig.II.8- Structure élémentaire d'une MRV monophasée.

Cette structure possède deux positions extrêmes remarquables :

- ◆ une position d'*opposition* pour laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale ou inductance minimale ;
- ◆ une position de *conjonction* où la réluctance est minimale donc d'inductance maximale.

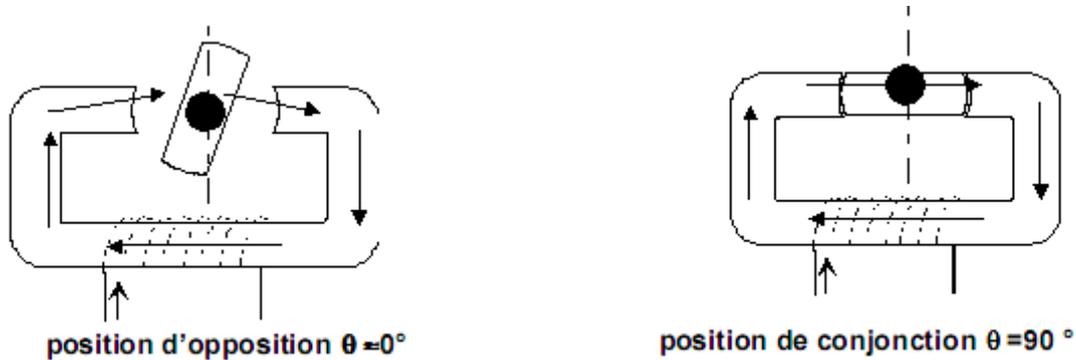


Fig.II.9 - Positions extrêmes de la MRV élémentaire

Si le rotor se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, l'injection d'un courant dans l'enroulement d'excitation modifie l'état du système qui tend alors à présenter une réluctance minimale (*règle de flux maximal*) : on observe ainsi une rotation du rotor vers la position de conjonction. Lorsque le courant est supprimé, si l'énergie cinétique emmagasinée durant la rotation est suffisante pour l'amener jusqu'à l'opposition, alors on peut répéter le cycle et obtenir un mouvement continu de rotation.

Ce principe est généralisable à la machine triphasée de notre application (Fig.II.10)

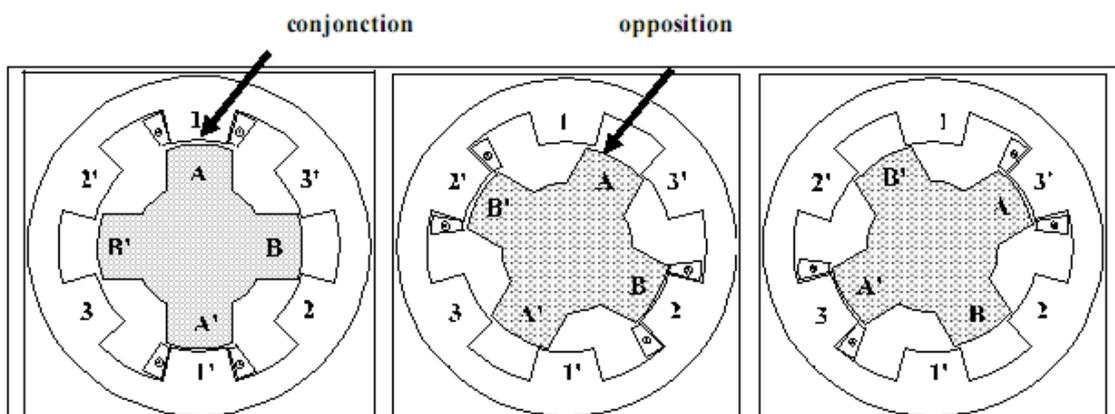


Fig.II.10 - Séquences d'alimentation des phases pour produire un mouvement de rotation

L'alimentation de la phase 1 aligne AA' avec 11'.

L'alimentation de la phase 2 aligne BB' avec 22'.

L'alimentation de la phase 3 aligne AA' avec 33'.

II.1.4. Principes de base des MRV [7]

Cette partie rappelle les principes de base de la conversion électromécanique d'énergie appliqués aux machines à réluctance variable. Considérons le circuit magnétique simple de la figure 2.11 constitué d'une culasse ferromagnétique fixe et d'une pièce ferromagnétique mobile dont l'axe est repéré par l'angle θ . Le passage d'un courant I dans les n spires de l'enroulement crée une force magnétomotrice (**fmm**) définie par: $F = N \cdot I$.

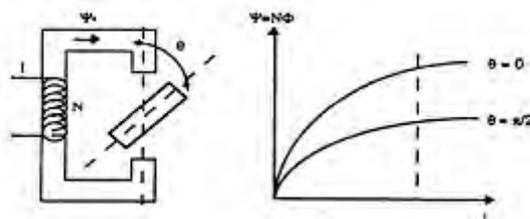


Fig.II.11- Caractéristiques Flux-At d'une MRV monophasée non excitée

Le flux traversant les N spires de l'enroulement varie en fonction de la réluctance magnétique des différentes portions du circuit, à savoir la **réluctance** \mathfrak{R} qui est la somme des réluctances de la culasse stator, de la pièce mobile rotor et de l'entrefer qui est généralement dominante. La réluctance peut être représentée par un autre paramètre dit **perméance** définie par :

$$\wp = \frac{1}{\mathfrak{R}} \quad (\text{II.3})$$

et en relation avec le flux totalisé :

$$\Psi = L \cdot I = N^2 \cdot I \cdot \wp \quad (\text{II.4})$$

L : étant l'inductance propre de l'enroulement.

Pour un courant constant I , la variation de perméance entre les 2 positions extrêmes (Figure.2.11). se traduira par une variation de flux donc d'énergie magnétique : pour $\theta = 0$ (modulo π), le flux est maximal ; il est minimal pour $\theta = \pm \pi/2$ (modulo π).

La perméance possède donc une périodicité de 2θ ; en se limitant au premier harmonique, elle s'exprime par :

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_1 \cos(2\theta) \tag{II.5}$$

De manière similaire, la relation entre l'inductance de l'enroulement et l'angle θ est :

$$L = N^2 \varphi_0 + N^2 \varphi_1 \cos(2\theta) = L_0 + L_1 \cos(2\theta) \tag{II.6}$$

Pour des variations du courant I entre 0 et I_f et du flux ψ entre 0 et ψ_f , nous pouvons déterminer l'énergie magnétique W_m ainsi que la coénergie magnétique W_c (figure II.12).

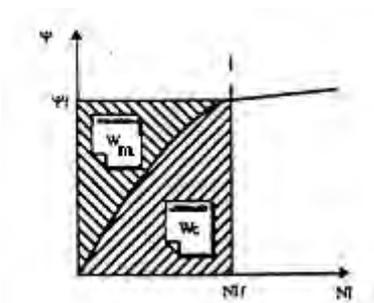


Fig.II.12 - Energie et coénergie magnétiques.

L'énergie magnétique est définie par:

$$W_m = \int i \cdot d\psi \tag{II.7}$$

Et la coénergie par :

$$W_c = \int \psi \cdot di \tag{II.8}$$

A partir de la caractéristique flux-At, on peut calculer le couple développé par une machine donnée en suivant la méthode des travaux virtuels qui considère soit une variation de l'énergie magnétique soit de la coénergie ; nous pouvons ainsi exprimer le couple instantané par :

$$ce = \frac{\partial W_m}{\partial \theta} = -Nr \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{\psi = cte} \tag{II.9}$$

En régime linéaire, le flux est lié aux ampères tours (\mathbf{ni}) par la perméance $\wp(\theta)$

Donc :

$$\psi(\theta) = \wp(\theta) \cdot ni \quad (\text{II.10})$$

$$Wc = \int \wp(\theta) \cdot ni \cdot dni = \frac{1}{2} \wp(\theta) \cdot ni^2 \quad (\text{II.11})$$

Ce qui permet d'exprimer le couple par

$$ce = \frac{Nr}{2} \cdot ni^2 \cdot \frac{d\wp}{d\theta} \quad (\text{II.12})$$

$$ce = \frac{\partial Wc}{\partial \theta} = Nr \cdot \left(\frac{\partial Wc}{\partial \theta} \right)_{ni=cte} \quad (\text{II.13})$$

Ou bien par rapport à l'inductance de la phase $\mathbf{L}(\theta)$

$$ce = \frac{Nr}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d(n^2 \wp)}{d\theta} = \frac{Nr}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (\text{II.14})$$

De la même manière, si on impose le flux on obtient à partir de l'expression de l'énergie magnétique le couple :

$$ce = -\frac{Nr}{2} \cdot n^2 \cdot \psi^2 \frac{d\mathfrak{R}}{d\theta} \quad (\text{II.15})$$

Où $\mathfrak{R}(\theta)$ est la réductance.

Lorsque la machine est saturée l'inductance de la phase ne varie plus seulement en fonction de la position mais aussi du courant. Il faut alors calculer le couple à partir de l'énergie convertie lors d'un cycle d'alimentation.

La puissance électromagnétique convertie P_{em} s'exprime alors par :

$$P_{em} = f.W \quad (\text{II.16})$$

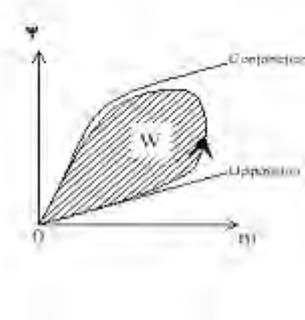


Fig.II.13 - Energie convertie lors d'un cycle d'alimentation.

La fréquence électrique d'alimentation f est liée à la pulsation de rotation Ω par :

$$f = N_r \cdot \frac{\Omega}{2\pi} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi, le couple électromagnétique C_{em} d'un moteur à q phases s'exprime par :

$$C_{em} = \frac{q.P_{em}}{\Omega} = q.N_r \cdot \frac{W}{2\pi} \quad (\text{II.18})$$

Equations électriques :

Lorsque l'on applique une tension V aux bornes d'une phase de la machine, on peut décrire son fonctionnement par les équations suivantes :

$$V = r.i + \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} = ri + n \cdot \frac{d\phi(\theta,i)}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$V = r.i + n \cdot \left[\frac{di}{dt} \cdot \frac{\partial \phi(\theta,i)}{\partial i} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial \phi(\theta,i)}{\partial \theta} \right] \quad (\text{II.20})$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \Omega.Nr \quad (\text{II.21})$$

En régime *linéaire* ($\Psi = L(\theta) \cdot \mathbf{I}$), on peut réécrire la dernière équation sous la forme :

$$V = r \cdot i + n \cdot \left[L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{dL}{d\theta} \right] \quad (\text{II.22})$$

Le terme dû à la variation d'inductance en fonction de la position en $i \cdot \omega \cdot (dL / d\theta)$ est classiquement dénommé force contre-électromotrice.

1.1.5- Le mode d'alimentation

Théoriquement, il existe 2 modes fondamentaux d'alimentation en moteur :

a) Alimentation en courant unidirectionnel

Type haché synchronisé (**Fig.II.14**) avec le mouvement du rotor (capteur position) ; on obtient l'équivalent d'une machine synchrone.

Ce courant en créneaux est équivalent à la superposition d'un courant continu DC (excitation série) plus un courant alternatif AC dont la pulsation ω est liée à la pulsation de rotation du rotor Ω par :

$$\omega = N_r \cdot \Omega . \quad (\text{II.23})$$

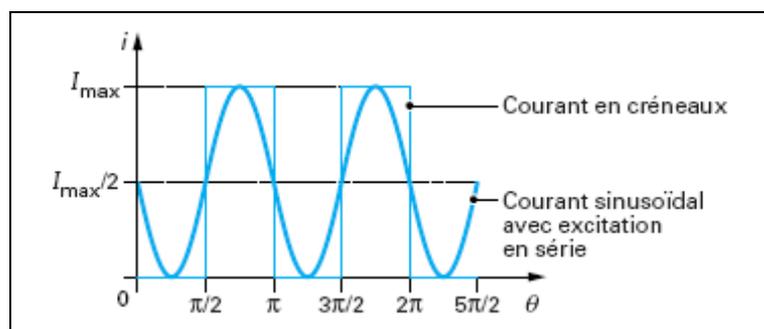


Fig.II.14 - Alimentation en courant unidirectionnel

La **figure II.15** montre la forme d'onde du courant, l'inductance, le flux et le couple en fonction de l'angle électrique :

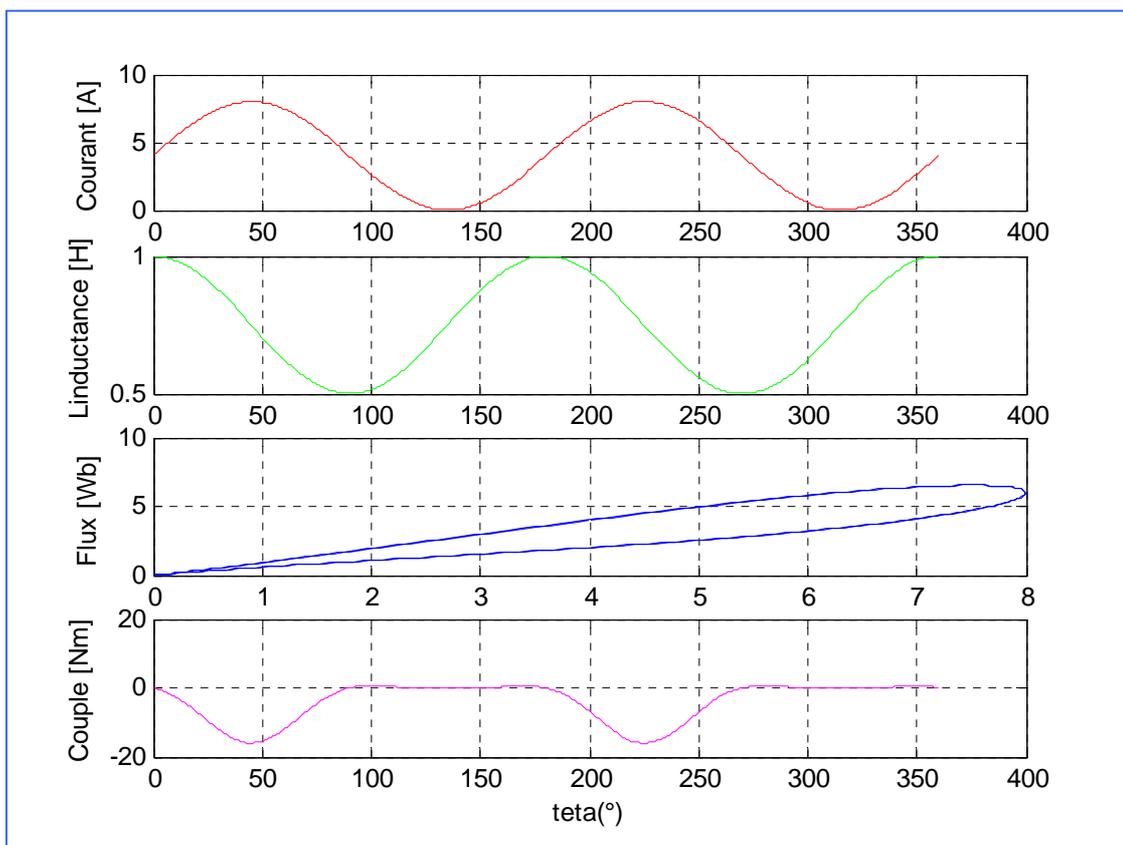


Fig.II.15- Courant, inductance, flux et couple pour une alimentation avec un courant unidirectionnel..

b) Alimentation en courant alternatif

En remarquant que le sens du courant n'intervient pas dans le fonctionnement précédent (sens de rotation et signe du couple ne dépendent que des valeurs de θ pour lesquelles le bobinage est alimenté ou non), on devrait obtenir un fonctionnement identique au précédent avec une alimentation purement alternative (**Fig.II.16**) de pulsation:

$$\omega' = (N_r/2) \cdot \Omega. \quad (\text{II.24})$$

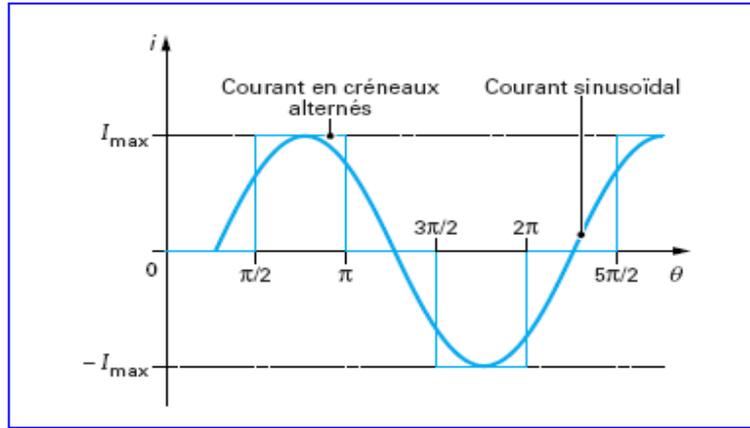


Fig.II.16 - Alimentation en courant bidirectionnel

Comme le cas précédant la **figure II.17** montre la forme d'onde du courant, l'inductance, le flux et le couple en fonction de l'angle électrique pour une alimentation en courant alternatif.

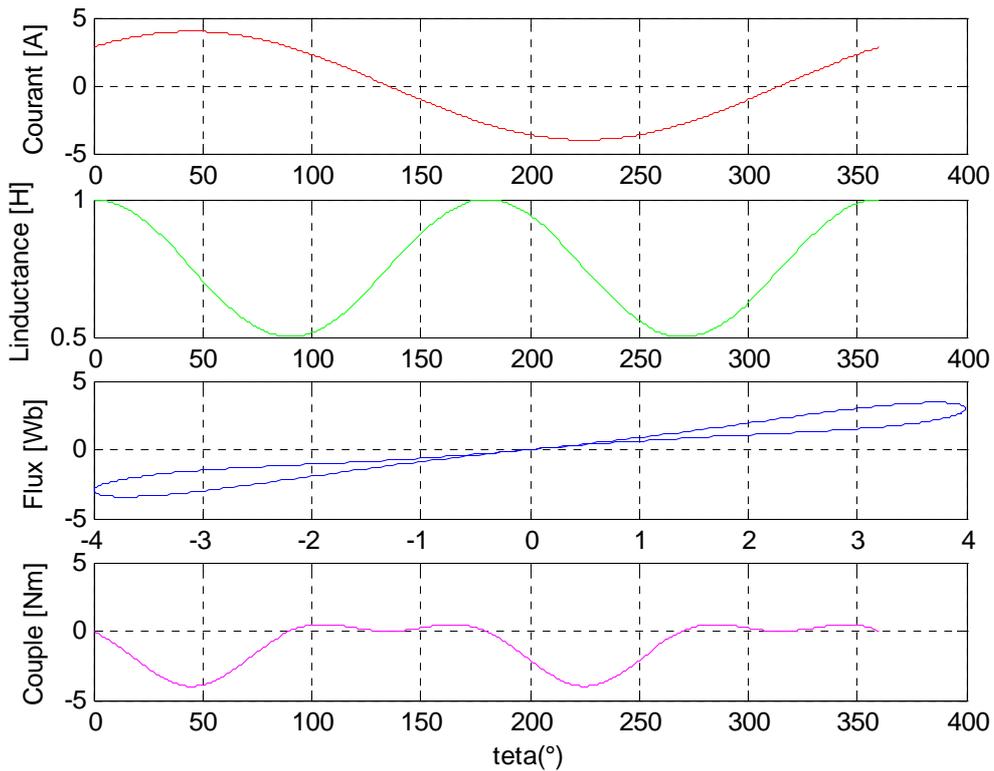


Fig.II.17 - Courant, inductance, flux et couple pour une alimentation avec un courant bidirectionnel.

Photos du prototype de la machine à réluctance variable (fig. II.18): [8]

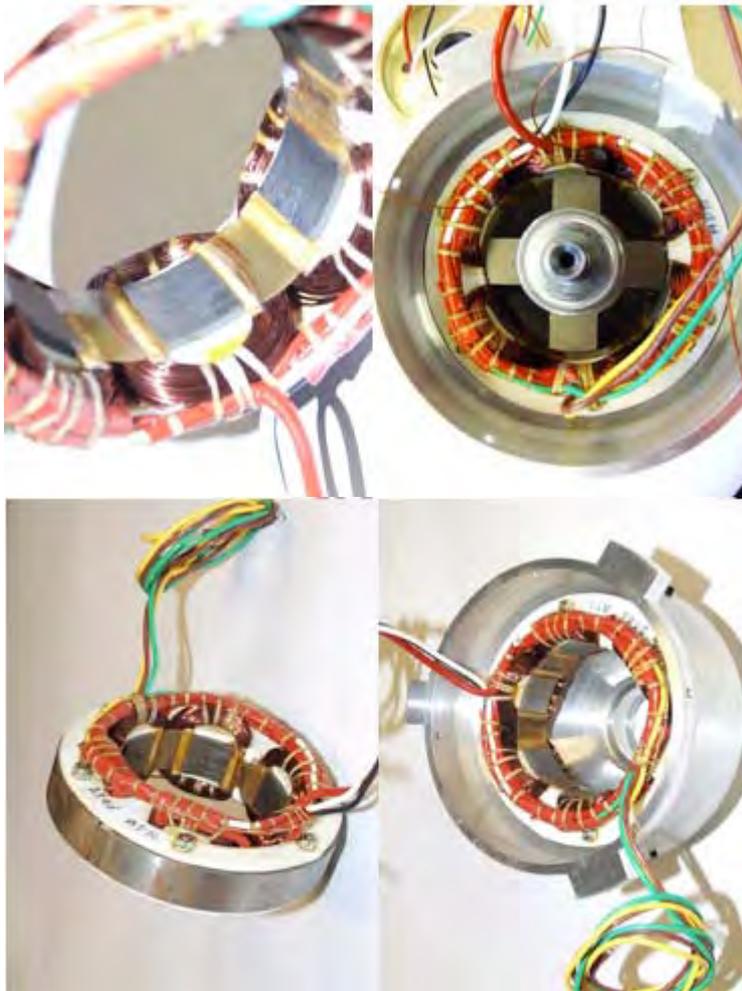


Fig. II.18

Avantages et inconvénients d'une MRV [5] [9]

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> * Fabrication simple * Machine robuste * Possibilité de fonctionner sur une large plage de vitesse * Couple massique élevé * Coût attrayant, multiples applications, .. 	<ul style="list-style-type: none"> * Mauvais facteur de puissance * Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position) * Présence non négligeable de bruit et de vibrations (couple pulsatoire) * Coût du convertisseur.

II.2. LA MACHINE SYNCHROME A RELUCTANCE VARIABLE

II.2.1. Constitution [10] [11]

La machine synchro-réductante est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes direct (de réluctance minimale) et en quadrature (de réluctance maximale). Il s'agit bien d'une machine à réluctance variable et plus précisément d'une machine à réluctance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale. Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, nous avons choisi l'appellation « machine synchro-réductante » (*Synchronous Reluctance Motor*).

Le rotor d'une machine synchrone à réluctance variable ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation ; le couple est créé grâce à l'effet de réluctance. Il est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d / L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance : plus ce rapport est élevé, plus le facteur de puissance l'est. L'obtention d'un rapport L_d/L_q élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication qui se répercutent négativement sur le coût.

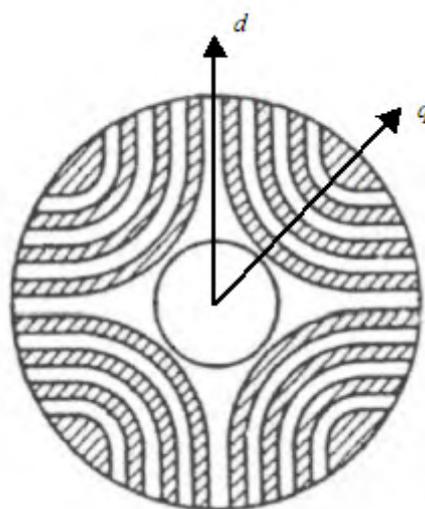


Fig.II.17- Structure d'une MSRV

II.2.2. Caractéristiques

La machine synchro-réductante convient donc aux applications à forte puissance et vitesse élevée, domaine couvert actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductante est donc sur ce point une concurrente de la machine asynchrone. De plus, le rotor, pouvant être massif, est robuste et joue le rôle d'amortisseur. En outre, du fait de l'absence d'excitation, son courant de court-circuit est largement plus faible que celui d'une machine synchrone. Cela diminue le coût du système de protection et la taille du convertisseur d'alimentation.

La machine synchro-réductante couvre une large gamme de puissance de 750 [W] à 100 [kW] et de vitesse: de 3000 [tours/min] à 48000 [tours/min].

II.2.3. Historique [1]

Dans les années 1930, les "moteurs synchrones à pôles saillants non excités" (synchrones à réluctance variable) ont commencé à être étudiés. On avait besoin, pour certaines applications, d'une vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettaient pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance). Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs ; ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds LAWRENSON (Professeur Peter J. ...) et Nottingham. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé : ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance et les performances. À JARRET la même époque, naissait en France, avec les frères , un nouvel engouement pour les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique : ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques... Quant au moteur à réluctance variable à double saillance auto-commuté, le terme équivalent anglo-saxon : "Switched Reluctance Motor" semble être apparu en 1969 ; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique internationale pour qualifier ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires français, dont le LÉSiR, ont

travaillé récemment dans le domaine des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique. En 1994, plusieurs industriels en commercialisent, ce sont Allenwest Ltd. au Royaume Uni, Sicme-Motori en Italie. Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et celles potentielles sont certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs alternateurs de turbines (aéronautiques)...

II.2.4. Les différents types de machines synchrones à réluctance variable [10] [12]

Dans ce paragraphe, nous donnons une description des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine. L'optimisation de la structure du rotor pour augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q) et améliorer les performances de la machine présente un des principaux axes de recherche dans ce domaine.

On distingue trois principales structures de rotors de machines synchro-réductantes : massive, avec barrières de flux et axialement laminée.

a) Machine synchro-réductante massive :

Le rotor massif est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique. En général, il s'agit d'un cylindre sur lequel ont été faites des découpes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus simple à fabriquer est donc aussi la plus économique. Elle est également la plus robuste car constituée d'un seul bloc non assemblé. Elle est ainsi pourvue de la meilleure tenue mécanique et au moins de ce point de vue elle est idéale pour un fonctionnement à haute vitesse. Par ailleurs, la section de passage du flux d'axe d est assez large pour que le rotor soit peu saturé. Pour réduire les pertes aérodynamiques, le rotor peut être caréné par du matériau non magnétique ou peut être à trous comme le montre la figure 1.18. Mais son principal défaut est la faiblesse relative du rapport de saillance (L_d/L_q).

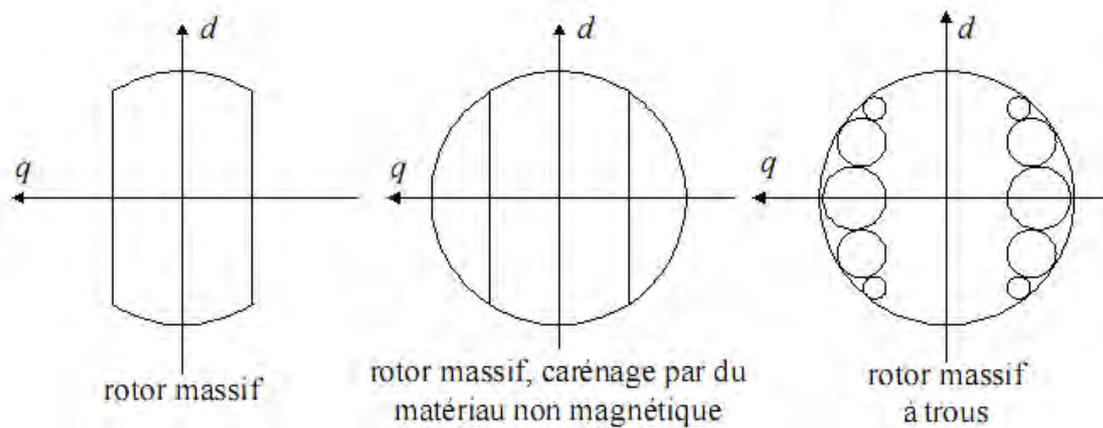


Fig.II.18 - Machines synchro-réductantes massives.

b) Machine synchro-réductante avec rotor de barrières de flux :

Les barrières de flux sont un des dispositifs qui permettent d'augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q) (jusqu'à environ 13). Le rapport de saillance est augmenté surtout par la réduction de l'inductance L_q , c'est à dire par l'augmentation de la réluctance du chemin du flux d'axe q dans le rotor. Le rotor devient alors un assemblage de segments ferromagnétiques et non magnétiques. On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments. Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor). Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe q .

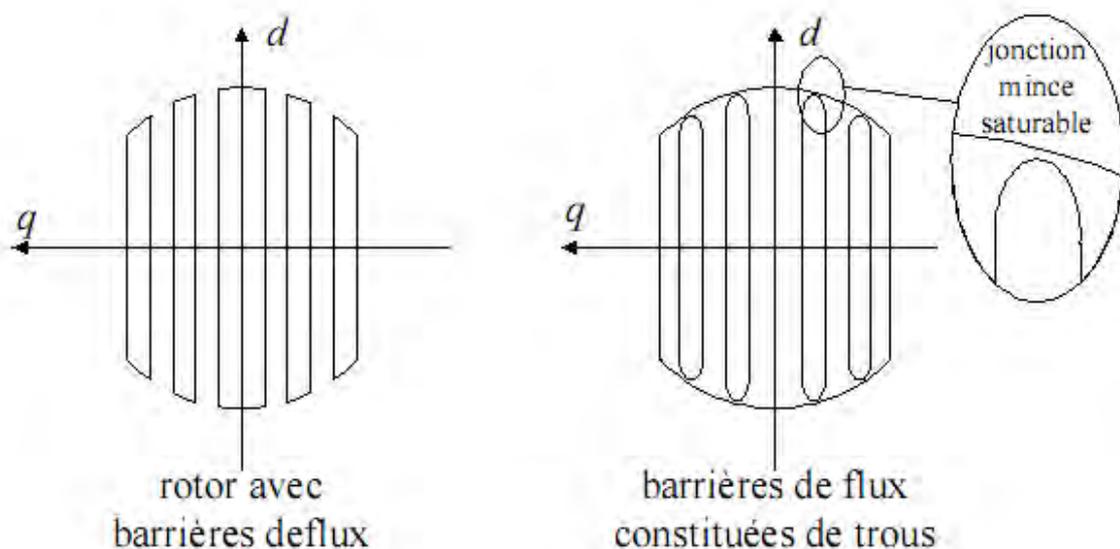


Fig.II.19 - Machines synchro-réductantes avec barrières de flux rotoriques.

Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor, les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique. Une technique d'assemblage robuste (soudage par explosion) est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner en haute vitesse.

c) Machine synchro-réductante avec rotor axialement laminé :

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles. On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles. Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductantes à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la figure. Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW) mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières.

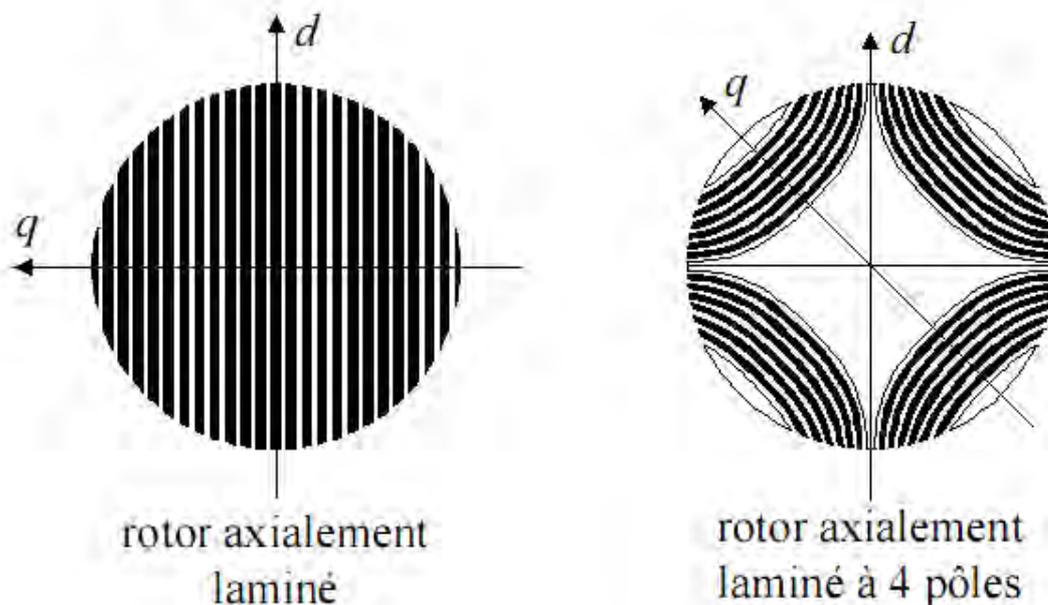


Fig.II.20 - Machines synchro-réductantes avec rotor axialement laminé.

➤ *Assistance par aimants*

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe q , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux. Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature. La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité en sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine.

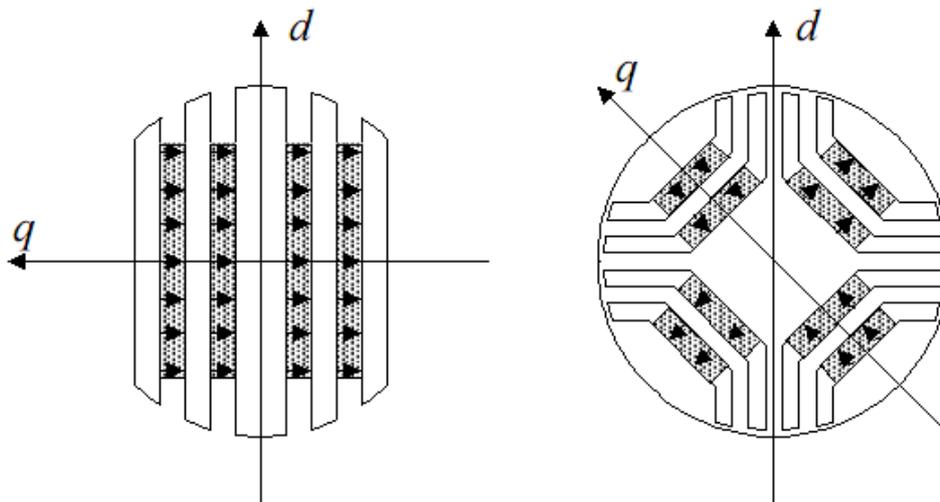


Fig.II.21-a- Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles.

➤ *Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques*

Le supraconducteur à haute température critique est de loin le meilleur dispositif pour réduire le flux d'axe q . Il est utilisé en tant qu'isolant magnétique. Il peut être utilisé pour caréner un rotor massif ou à la place des barrières de flux comme montré sur la figure. L'introduction des barrières de flux en matériau supraconducteur présente l'avantage de réduire considérablement L_q en préservant une valeur élevée de L_d . L'isolation magnétique entraîne en conséquence une augmentation considérable du rapport de saillance et par conséquent une amélioration importante du facteur de puissance. Contrairement à l'assistance par aimants, l'utilisation de supraconducteurs permet de conserver la réversibilité de la machine par rapport au sens de rotation. Mais elle a deux inconvénients majeurs : le coût du matériau supraconducteur et la complexité de la structure et de la mise en œuvre.

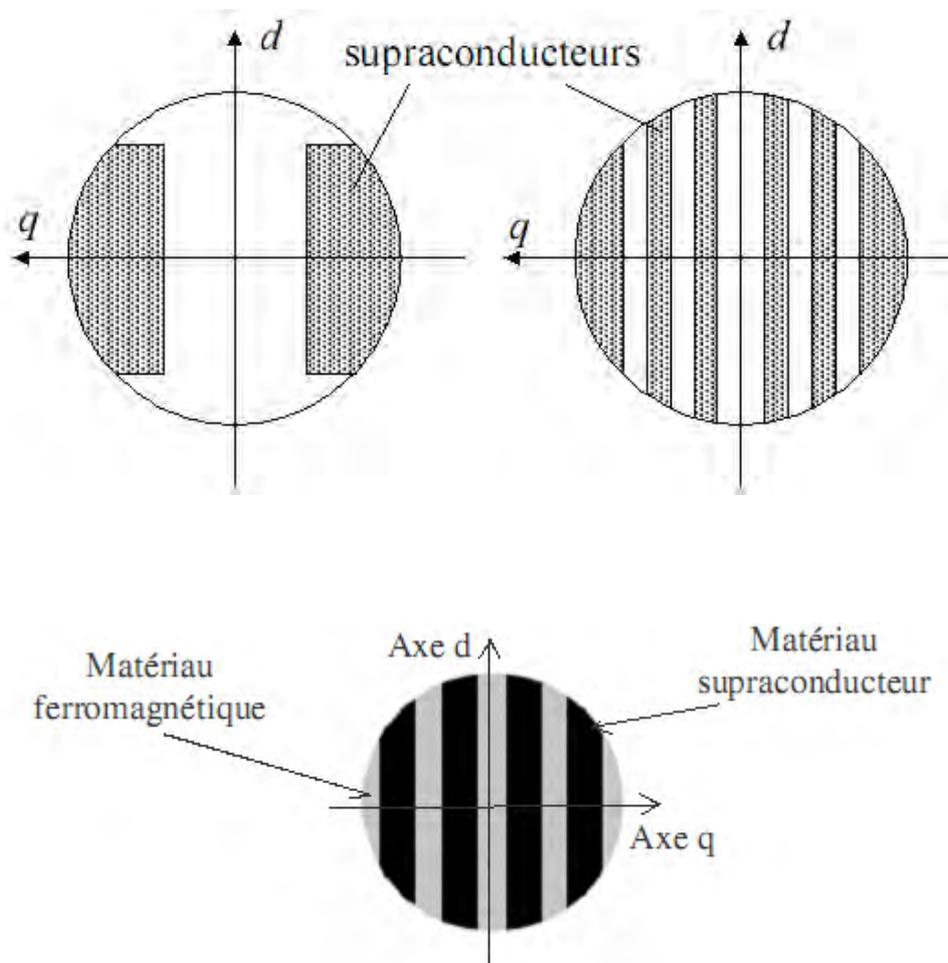


Fig.II.21. b- Utilisation de supraconducteurs comme écran contre le flux d'axe q .

II.2.5. Choix de la structure étudié [11]

Nous avons choisi, pour notre étude diagnostic et simulation de défauts, le rotor axialement laminé car le rapport de saillance (L_d/L_q) qui est un paramètre déterminant des performances intrinsèques de la machine atteint des ratios supérieurs à 8, ce qui fait que ce type de rotor est utilisé dans une « pile-volant » de parc éolien.

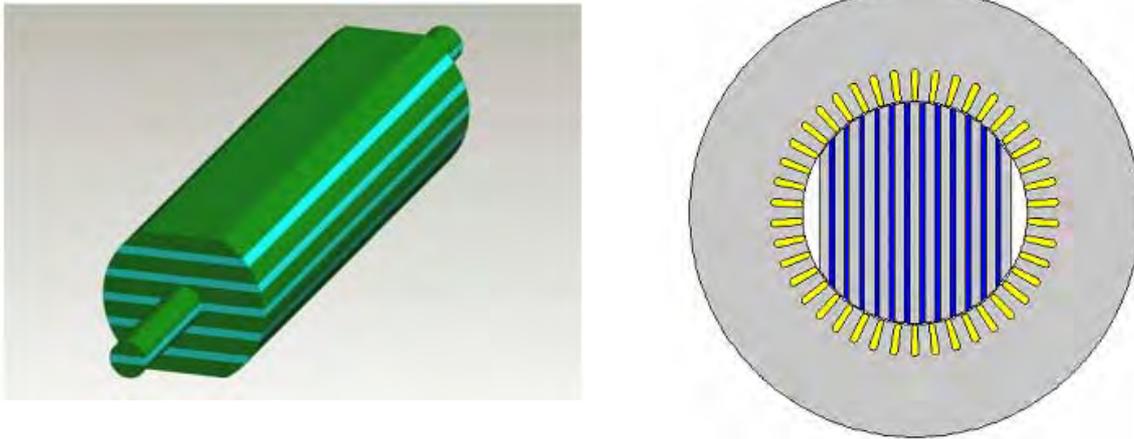


Fig.II.22 - Le rotor axialement laminé du modèle de MSRV choisie.

II.2.6. Principe de fonctionnement d'une machine synchrone à réluctance variable [10] [12]

Le stator de la machine synchro-réductante est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires. Il s'agit d'un bobinage triphasé avec p paires de pôles alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω . Le bobinage triphasé crée alors une force magnétomotrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de ω/p . Son rotor saillant présente une « dissymétrie » entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Il se positionne par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réluctance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne. En tournant, la force magnétomotrice entraîne ainsi le rotor à la même vitesse ω/p . L'angle θ entre le maximum de la fmm et l'axe d du rotor est appelé « *angle de charge* ».

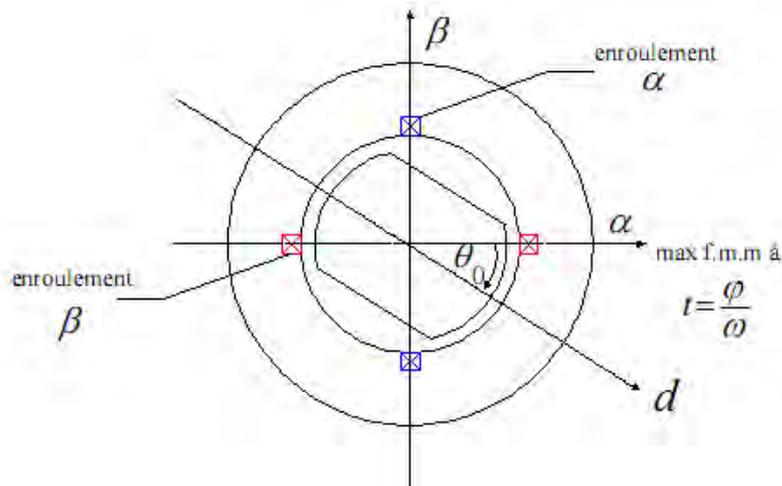


Fig.II.23 - Machine diphasée équivalente.

En régime linéaire, l'énergie magnétique de la machine s'exprime en fonction des inductances, de la valeur efficace **I₂** du courant diphasé et de l'angle de charge par :

$$W = I_2^2(L_d \cos^2 \theta_0 + L_q \sin^2 \theta_0) = \frac{1}{2} I_2^2(L_d - L_q) \cos 2\theta_0 + \frac{1}{2} I_2^2(L_d + L_q) \quad (\text{II.25})$$

Nous pouvons constater que l'énergie possède une partie non convertible indépendante de θ_0 , dite énergie magnétisante, et une partie convertible en $\cos(2\theta_0)$ dont l'amplitude est proportionnelle à la différence $(L_d - L_q)$. Nous obtenons le couple en dérivant l'énergie par

Rapport à l'angle de charge :

$$c_e = \frac{\partial W}{\partial \left(\frac{\theta_0}{P} \right)} = -P I_2^2 (L_d - L_q) \sin 2\theta_0 \quad (\text{II.26})$$

Soit :

$$c_e = p(L_d - L_q) i_d i_q = 2p(L_d - L_q) I_d I_d \quad (\text{II.27})$$

Où I_d et I_q sont les valeurs efficaces des courants direct et en quadrature i_d et i_q , liés par :

$$I_d = \frac{i_d}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.28})$$

$$I_q = \frac{i_q}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.29})$$

Ce couple est maximum pour $\theta_0 = 45^\circ$, c'est à dire quand $I_d = I_q = I_2/\sqrt{2}$. Dans ce cas, le couple s'écrit :

$$c_e = p(L_d - L_q)I_2^2 = P I_2^2 L_d \begin{pmatrix} \frac{L_d}{L_q} \\ \frac{L_d}{L_q} \\ \frac{L_d}{L_q} \\ \frac{L_d}{L_q} \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Le point de fonctionnement à couple maximum est particulièrement intéressant. En ce point, le facteur de puissance peut approximativement s'exprimer par :

$$\cos \varphi_{ce \max} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + 1}} \quad (\text{II.31})$$

Nous avons représenté sur la **figure II.24**, les variations du facteur de puissance en fonction du rapport de saillance L_d/L_q .

Nous pouvons observer sur cette figure II. que le facteur de puissance commence à devenir intéressant pour des rapports de saillance supérieur à **6**. La prise en compte des pertes électriques (pertes Joule et pertes dans le fer) augmente légèrement ce facteur de puissance.

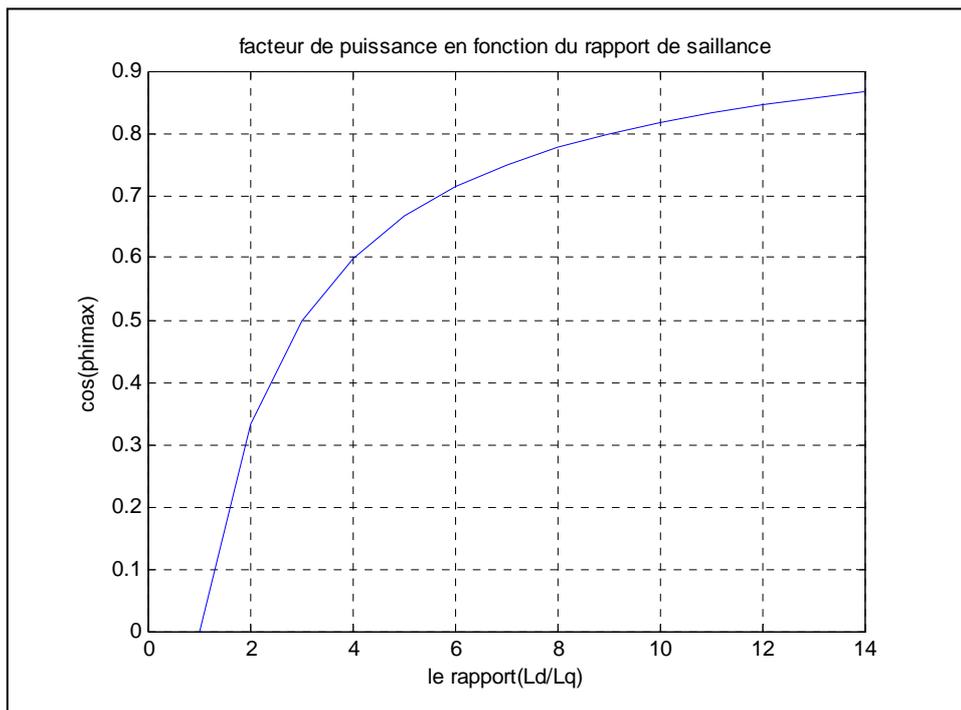


Figure II.24 - Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance L_d / L_q

La production de couple vient donc directement de la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature, autrement dit de la saillance du rotor ainsi le facteur de puissance dépend du rapport L_d/L_q , donc en essayant de préserver une valeur suffisante de L_d .

II.2.7. Modèle mathématique d'une machine synchrone à réductance [13] [12] [15]

a) Hypothèses

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses classiques sont les suivantes :

- ◆ On considère une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer créées par les bobinages statoriques et rotoriques.
- ◆ On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique.
- ◆ On néglige les pertes dans le fer de la machine.
- ◆ On néglige l'effet de peau (en particulier dans les barres du rotor).
- ◆ On néglige l'effet de la température sur la valeur des résistances.

On donne sur la **figure II.25**, une représentation symbolique de la machine bipolaire équivalente. Le stator est composé de trois bobinages déphasés de $2\pi/3$ dans l'espace. La cage du rotor peut être modélisée par deux enroulements en quadrature, l'un placé suivant l'**axe d** (axe de faible entrefer) et l'autre suivant l'**axe q**. Cette représentation simplifiée du rotor ne permet pas d'accéder à la connaissance du courant circulant effectivement dans chaque barre mais conduit à une traduction assez fidèle de l'influence des barres rotoriques sur le comportement de la machine. L'angle θ représente la position mécanique du rotor et p le nombre de paires de pôles.

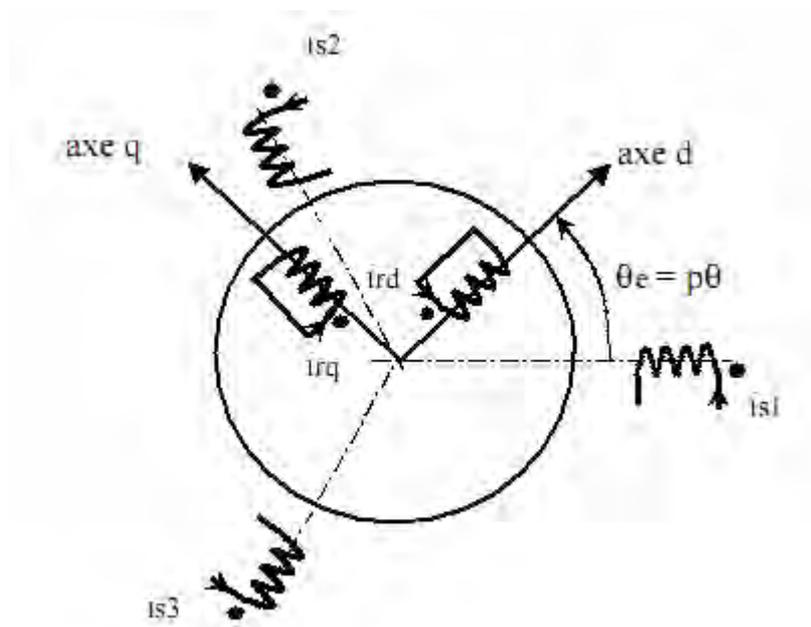


Fig. II.25 - Représentation symbolique de la machine

b) Equations dans un repère lié au stator

Nous allons rappeler les équations principales du modèle de la machine non saturée dans le repère du stator.

Les expressions des flux à travers les bobinages statoriques et rotoriques sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sa}(\theta_e) & L_{sasb}(\theta_e) & L_{sasc}(\theta_e) & L_{sard}(\theta_e) & L_{sarq}(\theta_e) \\ L_{sbsa}(\theta_e) & L_{sb}(\theta_e) & L_{sbsc}(\theta_e) & L_{sbrd}(\theta_e) & L_{sbrq}(\theta_e) \\ L_{scsa}(\theta_e) & L_{scsb}(\theta_e) & L_{sc}(\theta_e) & L_{scrd}(\theta_e) & L_{scrq}(\theta_e) \\ L_{rdsa}(\theta_e) & L_{rdsb}(\theta_e) & L_{rdsc}(\theta_e) & L_{rd} & 0 \\ L_{rqsa}(\theta_e) & L_{rqsb}(\theta_e) & L_{rqsc}(\theta_e) & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

.. (II.32)

Les inductances qui apparaissent dans l'équation (II.7) dépendent pour la plupart de la position du rotor. avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator s'écrivent:

$$\begin{aligned} L_{sa}(\theta_e) &= L_0 + L_2 \cos(2\theta_e) & L_{sasb}(\theta_e) &= M_0 + M_2 \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_{sb}(\theta_e) &= L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) & L_{sbsc}(\theta_e) &= M_0 + M_2 \cos(2\theta_e) \\ L_{sc}(\theta_e) &= L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) & L_{scsa}(\theta_e) &= M_0 + M_2 \cos\left(2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{aligned}$$

... (II.33)

Avec les valeurs des coefficients de la décomposition en série de Fourier des inductances données dans le tableau II.1 [12], on représente les inductance et mutuelles statorique sur la figure II.26.

L0	L2	M0	M2
0.270	0.050	-0.095	0.125

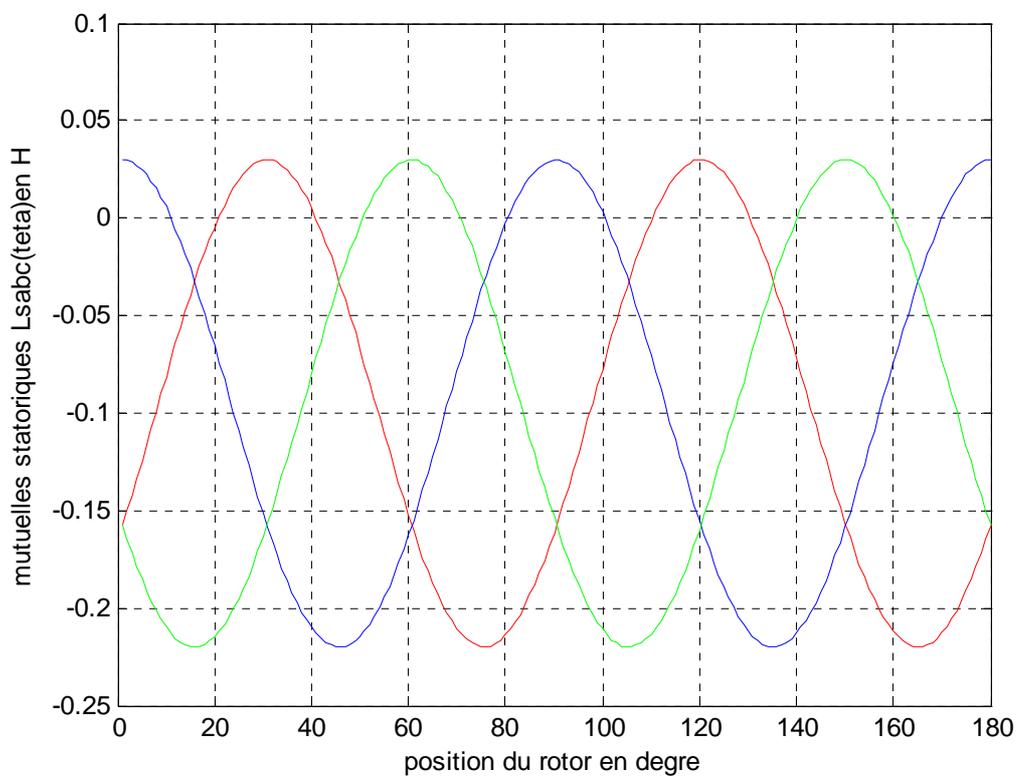
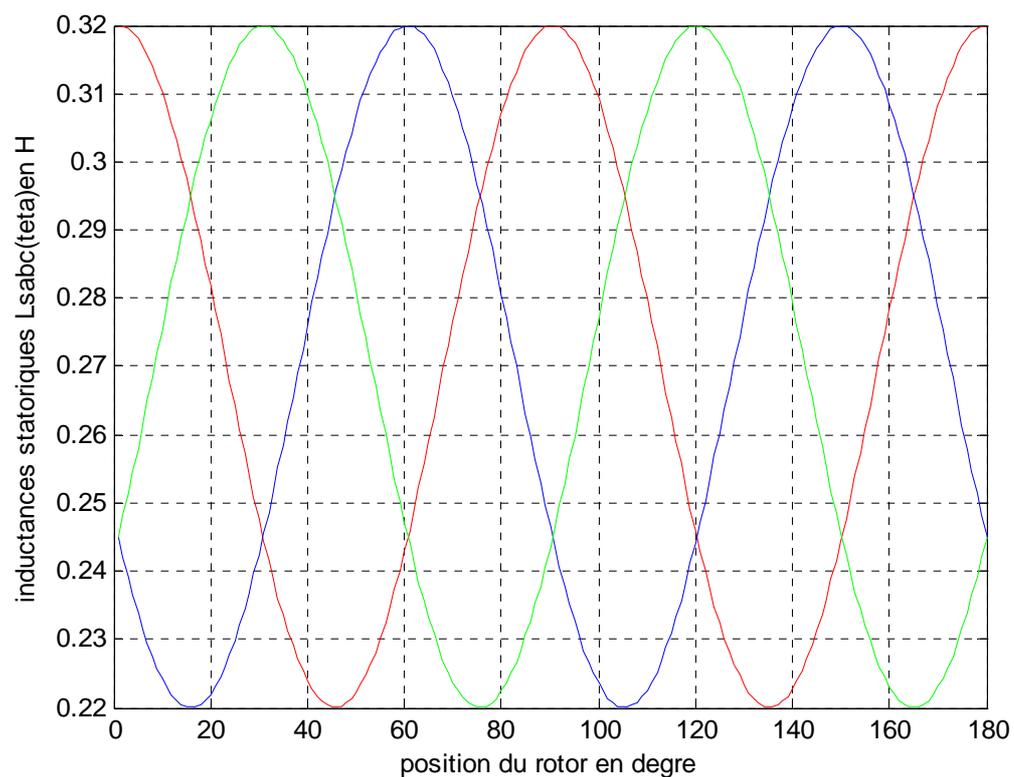


Figure II.26 - Les inductances propres et mutuelles du stator.

Les expressions des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et les enroulements rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned}
 L_{sard}(\theta_e) &= M_{srd} \cos(2\theta_e) & L_{sarq}(\theta_e) &= M_{srq} \sin(\theta_e) \\
 L_{sbrd}(\theta_e) &= M_{srd} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sbrq}(\theta_e) &= M_{srq} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{scred}(\theta_e) &= M_{srd} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{screq}(\theta_e) &= M_{srq} \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}$$

... (II.34)

Il existe une relation entre les coefficients L_0 et M_0 et entre les coefficients L_2 et M_2 ainsi apparaissant dans l'expression des inductances propres et mutuelles du stator :

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} \quad \text{et} \quad \frac{M_2}{L_2} = 1 \quad \text{(II.35)}$$

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements en considérant la chute de tension ohmique. Comme les enroulements rotoriques équivalents à la cage sont en court-circuit, la tension appliquée est nulle :

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} & 0 &= R_{rd} \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\
 V_{sb} &= R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} & 0 &= R_{rq} \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \\
 V_{sc} &= R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} & &
 \end{aligned} \quad \text{(II.36)}$$

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la coénergie :

$$c_{em} = \frac{1}{2} [i]^t \cdot \frac{\partial [L]}{\partial \theta_e} \cdot [i] \quad \text{(II.37)}$$

Ce modèle, valable dans le cadre des hypothèses définies précédemment, peut s'écrire plus simplement dans un repère commun lié au rotor.

c) Modèle de la machine dans le repère (d-q) lié au rotor

Pour simplifier les équations du modèle, on se place dans un repère lié au rotor (**axes d-q**). Les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. Cette transformation mathématique est rappelée ci-dessous pour les courants. Elle est parfaitement définie quel que soit θ_e . Elle est orthogonale et possède une matrice inverse.

La matrice de Park normée est :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$[P]^{-1} = [P]^t \quad (\text{II.39})$$

Toutes les grandeurs électriques triphasées sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park, nous écrivons alors dans le cas général:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^t \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Devient alors: le système d'équations

$$[P]^t [v_{dqh}] = R_s [P]^t [I_{dqh}] + [P]^t \frac{d[\Psi_{dqh}]}{dt} + \frac{d[P]^t}{dt} [\Psi_{dqh}] \quad (\text{II.42})$$

Ou [\mathbf{X}_{dqh}] désigne tout vecteur de grandeurs exprimées dans le référentiel lié au rotor. d,q,h les indices d, q et h désignent respectivement les composantes directe, en quadrature et homopolaire.

La multiplication des deux membres de (II.6) par [P] nous donne:

$$[v_{dqh}] = R_s [I_{dqh}] + \frac{d[\Psi_{dqh}]}{dt} + p\Omega \frac{d[P]^t}{d\theta} [\Psi_{dqh}] \quad (\text{II.43})$$

Avec

$$[P] \frac{d[P]^t}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Ce qui donne:

$$[v_{dqh}] = R_s [I_{dqh}] + \begin{bmatrix} Ld & 0 & 0 \\ 0 & Lq & 0 \\ 0 & 0 & Lh \end{bmatrix} \frac{d[I_{dqh}]}{dt} + p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -Lq & 0 \\ Ld & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dqh}] \quad (\text{II.45})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} Ld & 0 & 0 \\ 0 & Lq & 0 \\ 0 & 0 & Lh \end{bmatrix} = [P][L][P]^t \quad (\text{II.46})$$

Avec:

$$\begin{cases} Ld = L_0 + L_f - M_0 + \frac{1}{2}L_2 + M_2 \\ Lq = L_0 + L_f - M_0 - \frac{1}{2}L_2 - M_2 \\ Lh = L_0 - M_0 \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

Le neutre de la machine étant isolé, ce qui implique naturellement $i_h=0$, on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Ou encore, sous la forme d'équations d'état:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{p\Omega L_q}{L_d} \\ -\frac{p\Omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Equations mécaniques

Le couple électromagnétique est dérivé, selon le principe des travaux virtuels, de l'expression de la coénergie et en régime linéaire de fonctionnement:

$$c_{em} = \frac{1}{2} p [I_{abc}]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [I_{abc}] \quad (\text{II.50})$$

Le remplacement du vecteur courant par sa transformée de Park nous donne:

$$\left\{ \begin{aligned} cem &= \frac{1}{2} [Idqh]^t [P]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [Idqh] \\ &= \frac{1}{2} p [Idqh]^t \begin{bmatrix} 0 & -Lq & 0 \\ Ld & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [Idqh] \\ &= p(Ld - Lq)idiq \end{aligned} \right. \quad (\text{II.51})$$

On associe à l'équation du couple électromagnétique, la relation fondamentale de la dynamique des systèmes en rotation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = cem - cr \quad (\text{II.52})$$

Où :

Ω : représente la vitesse de rotation du rotor,

J : représente le moment d'inertie du système,

f : le coefficient de frottements visqueux.

Cem : est le couple électromagnétique

Cr : le couple résistant.

Le modèle électrique équivalent de la machine dans le repère commun du rotor est représenté **figureII.26**. Dans ce repère, on obtient un modèle relativement simple où la machine est représentée par deux circuits électriques couplés, l'un suivant l'axe **d** et l'autre suivant l'axe **q** . Dans la suite, nous ne considérerons pas les équations relatives à la composante homopolaire (machine couplée en étoile sans neutre). Les équations des tensions statoriques aux bornes des bobinages équivalents d'axe **d** et d'axe **q** s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \cdot \psi_{sq} \\
 U_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \cdot \psi_{sd}
 \end{aligned}
 \tag{II.53}$$

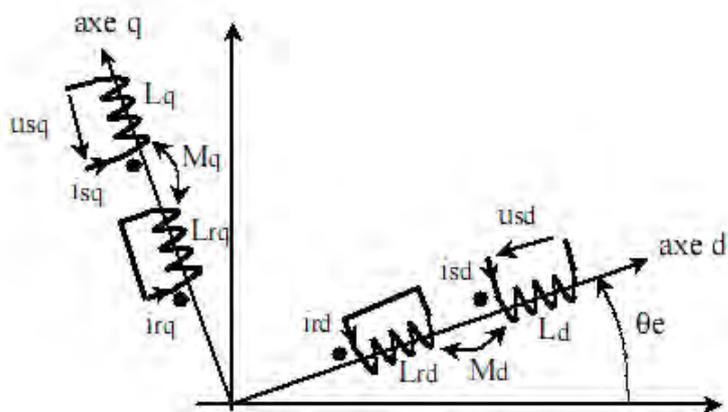


Figure.II.26 - Modèle équivalent dans le repère (dq) .

Les flux totalisés dans les enroulements statoriques sont liés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= L_d \cdot i_{sd} + M_d \cdot i_{rd} \\
 \psi_{sq} &= L_q \cdot i_{sq} + M_q \cdot i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{II.54}$$

De la même façon, on peut écrire les équations des tensions rotoriques (les enroulements équivalents sont en court-circuit) :

$$0 = R_{rd}.i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (\text{II.55})$$

$$0 = R_{rq}.i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt}$$

Les flux totalisés dans les enroulements rotoriques s'écrivent :

$$\psi_{rd} = L_{rd}.i_{rd} + M_{d}.i_{sd} \quad (\text{II.56})$$

$$\psi_{rq} = L_{rq}.i_{rq} + M_{q}.i_{sq}$$

On montre que l'expression du couple électromagnétique développé par la machine peut

s'écrire de la façon suivante :

$$c_{em} = P.(\psi_{sd}.i_{sq} - \psi_{sq}.i_{sd}) \quad (\text{II.57})$$

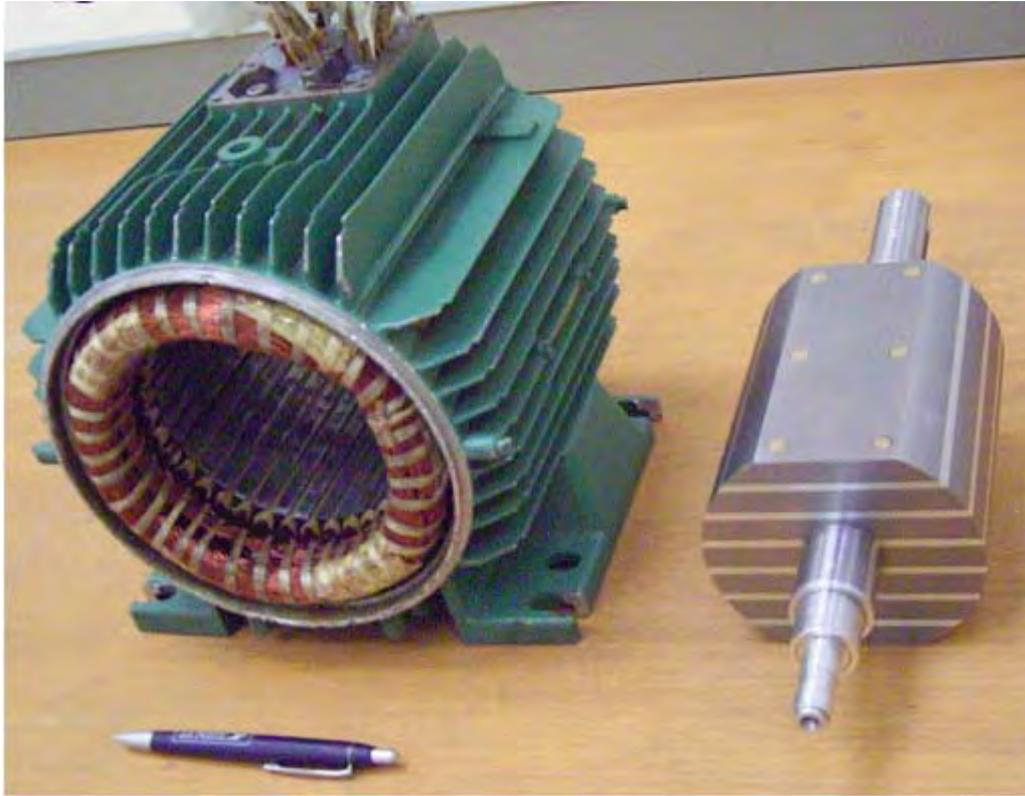
Le modèle électromécanique résultant

La MSRVS sous la forme d'équations d'état:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ iq \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} id + \frac{pL_q}{L_d} iq\Omega \\ \frac{-R_s}{L_q} iq - \frac{pL_d}{L_q} id\Omega \\ \frac{p(L_d - L_q)id iq}{J} - \frac{f}{J}\Omega - Tr \\ p\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vd \\ vq \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Note : Le modèle électrique que nous avons rappelé est valable dans le cadre des hypothèses définies précédemment (modélisation au sens du premier harmonique) sans tenir compte de la saturation magnétique des matériaux.

Le modèle au sens du premier harmonique d'espace est suffisant pour représenter le fonctionnement d'une machine à réductance lorsque les enroulements statoriques sont couplés en étoile à neutre isolé.

Prototype de la machine étudiée : [10]Les avantages et inconvénients d'une MSR [5] [14]

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> *Rotor passif permettant un fonctionnement à vitesse élevée, *Rendement relativement meilleur par % à celui des machines asynchrones. 	<ul style="list-style-type: none"> *Nécessité d'un rapport de saillance élevé, donc fabrication délicate en grande série, *Facteur de puissance relativement faible, *Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence le principe de conversion d'énergie dans les machines à réductance variable (dans la famille des machines à réductance variable la MSRVR bien sur) cette machine présente un certain nombre d'avantages faisant d'elle une alternative viable pour les entraînements électriques.

Les différentes structures proposées cherchent à accentuer la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature, qui est à l'origine même du couple de réductance. L'amélioration de performance revient alors à minimiser l'inductance en quadrature tout en essayant de garder une inductance directe la plus élevée possible ;

Et comme la MRV a fait l'objet d'un regain d'intérêt notoire dans le domaine des véhicules électrique et la production d'énergie. ces dernières années la plupart des recherches ont été basés sur l'optimisation de la structure «le rapport de saillance » ceci afin d'obtenir avec ce type de machine, des performances comparables à celles de la machine asynchrone.

Nous avons opté en fin de compte sur la MRV 6/4 et la MSRVR avec un rotor axialement laminé. Ces modèles de machines ont été orientés vers la simulation et le diagnostic des défauts.

Références du Chapitre II

- [1] Bernard. MULTON, «Historiques des machine électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable», Article, Ecole Normale Supérieure de Cachan , 17 Mai 1994 .
- [2] Alain. Mailfert, François. Michel SARGOS, « Machines à réluctance variable (MRV) Principes des MRV. Machines à commutation», D 3680, L'institut national polytechnique de Lorraine.
- [3] Jean Claude. Mouchoux, «Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour vheicule électrique expérimentation du moteur», Mémoire d'ingénieur CNAM, 18 Octobre. 1994.
- [4] Bernard. Multon, «Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance», Habilitation, INS Cachan, 17 Mai 1994.
- [5] Yacine. AMARA, «Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride », Thèse Doctorat, Univ de PARIS, 21 December 2001.
- [6] Boudouda. MALIK, «Commande de la machine à réluctance variable en vue d'une application alterno démarreur intégré», Thèse Magister en Electrotechnique, Univ de Batna, 17 December 2006.
- [7] B. Multon, « Moteur pas à pas », Note de cours Agrégation génie électrique ,ENS Cachan Antenne de Bretagne.
- [8] Matthieu. LEROY, «Etude et mise au point de moto ventilateurs a hautes performances pour laéronautique », Thèse Doctorat, Univ de Toulouse, 15 Novembre2006.

[9] Serhoud. Hicham, «Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable», Thèse Magister en Electrotechnique, Univ de Biskra, 01 Juillet 2009.

[10]Tsarafidy. RAMINOSOA, «Optimisation des performances des machine synchro-réluctantes par réseaux de permeances », Thèse Doctorat, INPL Dea Protee, 05 Octobre 2006.

[11] Ned. Mohan , «Flywell batery with a synchronious reluctance motor/ generator», Article, Univ de Minnesota, September 2004.

[12] Thierry. Lubin , «Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique», Thèse Doctorat, Univ de Henri Poincaré, Nancy-I, 18 Avril 2003.

[13] Mohand Ouramdane. HAMITI, «Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable Approches par la structure et par la commande», Thèse Doctorat, Univ de Henri Poincaré, Nancy-I, 15 Juin2009.

[14] T. J. Miller, senior Member IEEE, Alain Hutton, Caulum Cossar, and David A. Staton «Design of synchronous reluctance motor driver», IEEE Transactions on Industrial Applications, VOL.27, NO.4, Juillet / Octobre 1991.

[15] David A. Staton, Wen L. Soong, Member IEEE, Timothy J.E. Miller, senior Member IEEE, «Unified theory of torque production in switched reluctance and synchronous reluctance motors», IEEE Transactions on Industrial Applications, VOL.31, NO.2, Mars/Avril 1995.

CHAPITRE : III

ANALYSE DE DEFAUTS

PAR

ELEMENTS FINIS

(SOUS FEMM ET FLUX 2D)

INTRODUCTION

L'étude de tout système physique nécessite une *modélisation*. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

L'objectif de toute démarche est d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes électriques et magnétiques. On distingue souvent deux méthodes: *analytique* et par *éléments finis* (parfois une troisième approche consiste à coupler les deux !).

La modélisation permet de s'affranchir de ces difficultés si l'on possède des modèles de machine électrique dédiés au diagnostic, c'est-à-dire des modèles de fonctionnement sains mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. En effet, les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état de la machine, du procédé et de la caractérisation des défaillances. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates comme la méthode des éléments finis, la méthode des réseaux de perméances ou des méthodes analytiques. Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence.

III.1 Choix et méthode d'étude [1] [2]

La méthode analytique permet d'exprimer les principes physiques mis en jeu lors de la conversion électromécanique, sous forme de relations analytiques. Les résultats obtenus sont approchés par la simplification des hypothèses de travail, nécessaire pour le calcul, ce qui pénalise limite la précision. De plus, pour choisir ces hypothèses, il est souvent nécessaire de connaître à l'avance les interactions entre les différents constituants.

La résolution de l'équation (III.1) par des méthodes analytiques est impossible du fait de la géométrie complexe des machines et des propriétés non linéaires des matériaux magnétiques les constituant. Seules les méthodes numériques peuvent être utilisées. Le domaine d'étude est alors discrétisé en un nombre finis de points.

a- Les équations de Maxwell

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (\text{III.1})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.2})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III.3})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{III.4})$$

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) + \vec{B}_r \quad (\text{III.5})$$

$$\vec{B} = \vec{B}(\vec{H}) \quad (\text{III.6})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s \quad (\text{III.7})$$

Les relations (III.1), (III.2), (III.3), (III.4) représentent les équations de Maxwell.

Les relations (III.5), (III.6) représentent les lois de comportement magnétique.

Les courants de déplacement sont négligeables devant les courants de conduction, la loi d'Ampère (III.1) s'écrit alors :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{III.8})$$

La loi de Gauss s'écrit (dans le cadre des systèmes étudiés, on peut considérer que les charges volumiques sont négligées)

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = 0 \quad (\text{III.9})$$

Le potentiel vecteur magnétique A est défini par :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \cdot \vec{A} \quad (\text{III.10})$$

Pour garantir l'unicité de la solution nous utiliserons la jauge de Coulomb, soit

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad (\text{III.11})$$

La substitution de (III.10) dans (III.2) donne :

$$\vec{\nabla} \times \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{III.12})$$

Que l'on peut écrire en introduisant le potentiel scalaire ϕ :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} \phi \quad (\text{III.13})$$

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} \phi \quad (\text{III.14})$$

La substitution de par son expression (III.14) dans l'équation (III.7) donne :

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \vec{\nabla} \phi + \vec{J}_s \quad (\text{III.15})$$

A partir de (III.5), (III.8), (III.10), (III.15), l'équation aux dérivées partielles qui régit le problème s'écrit :

$$\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{J}_s - \sigma \vec{\nabla} \phi - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{\nabla} \times \vec{M}(\vec{A}) + \vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu_0} \vec{B}_r \right) \quad \text{(III.16)}$$

De (III.9) on peut déduire :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = 0 \quad \text{(III.17)}$$

L'introduction de (III.15) dans (III.17) et en tenant compte de (III.11) donne :

$$\vec{\nabla} \cdot (\sigma \vec{\nabla} \phi) = 0 \quad \text{(III.18)}$$

La résolution des équations (III.16) et (III.18) en bidimensionnel. Dans ces conditions, le système est contenu dans le plan OXY , et on suppose qu'il est invariant dans la direction OZ. La forme de la solution recherchée vérifie l'équation

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = \frac{\partial A_z(x, y, t)}{\partial Z} = 0 \quad \text{(III.19)}$$

Le fait que J ait une seule composante selon la direction OZ nous permet de choisir donc $\phi=0$.

Ainsi la relation (III.16) s'écrit

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_s + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) - \left(\left(\frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\mu_0} (B_r)_y \right) \right) - \left(\frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} (B_r)_x \right) \right) \quad \text{.....(III.20)}$$

La modélisation analytique sera l'étude du chapitre IV.

III.2. Les méthodes numériques [3]

Nous distinguons deux techniques principales de résolution des équations des champs électromagnétiques :

a) Par Différences finies (D.F) : le maillage est, souvent, un quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

b) Par Eléments Finis (E.F) : autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments.

La méthode des éléments finis permet de représenter finement les différentes grandeurs dans le système. Cependant, les résultats obtenus restent « gourmands » en ressources informatiques, et ne peuvent donc pas être directement exploités dans les structures actuelles de commande ou de **diagnostic**. La détermination des champs électromagnétiques est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle est exclue dans la plupart des cas du formalisme analytique.

III.3. Le principe du calcul par éléments finis

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et d'inductance...L'intérêt cette méthode de calcul est qu'elle permet, comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois phases de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié. Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par

une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle.

Nous étudions dans ce chapitre la modélisation des deux machines en régime statique. Cette étude permet d'avoir les caractéristiques magnétostatique de chaque machine. pour y parvenir nous avons mis en place le code de calcul le **logiciel FEMM**, simple à utiliser , moins adaptable mais plus rapide à mettre en œuvre, permettant de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage ;

Une seconde étude à été réalisée en régime dynamiques, à l'aide du **logiciel FLUX 2d**, avec lequel deux modélisation on été réalisées l'une pour le cas sain, la seconde pour le cas de défaut.

III.3.1. Le logiciel FEMM est une suite de programmes modulaires utilisés pour résoudre les problèmes magnétostatique et électrostatique en deux dimensions (axisymétrique ou plan) ; le femm peut divisé en trois parties essentielles : [4]

- **Preprocessor** (femme.exe) : C'est un programme de CAO pour la définition de géométrie du problème à résoudre, et définissant les conditions aux limites. Les fichiers DXF d'Autocad peuvent être importés pour faciliter des géométries.
- **Solver**(fkern.exe) : Le solver prend en compte les fichiers de données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir les valeurs de l'induction magnétique dans domaine de résolution.
- **Postprocessor** (femmview.exe) : C'est un programme graphique qui affiche les résultants sous forme de champ, de contour et densité. Le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ aux points arbitraires, et d'évaluer plusieurs différentes intégrales et tracer diverses quantités d'intérêt le long des contours définis par l'utilisateur. Deux programmes supplémentaires sont aussi appelés pour exécuter des tâches spécialisées. Ceux-ci sont:

1. triangle.exe : Triangle découpe la région avec en grand nombre de triangles, c'est une partie vitale du procédé d'éléments finis.
2. femmplot.exe : Ce programme est utilisé pour afficher les diverses solutions en 2D.

Pour traiter des problèmes magnétodynamiques on doit intégrer un sous programme par langage **LUA** .

Lua est un langage de programmation étendu, conçu pour des procédures générales de programmation avec des facilités de description des données, Lua est prévu pour être employé comme un langage puissant et facile à concevoir, pour différents programmes. Lua est implémenté comme une bibliothèque en C.

Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par FEMM, contenant des fonctions propres au logiciel FEMM.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et l'alimentation), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation .Ainsi ce code de calculs permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage. La modélisation par élément finis permet d'étudier avec précision l'effet des défauts sans autant détruire la machine.

III.3.2. Le logiciel FLUX 2d [6] [7]

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés:

➤ Module pré-processeur

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le

schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

➤ **Module processeur**

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

➤ **Module post-processeur** (PostPro_2D)

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

III.4. Modélisation par élément finis

III.4.1. Régime statique par la mise en œuvre du logiciel FEMM

III.4.1.1 Définition et maillage de la structure d'une MRV 6/4

Avant de modéliser la machine avec défauts en 2D, nous mènerons une étude préliminaire sur le fonctionnement de la machine (sain puis avec défauts). On peut exploiter la symétrie centrale géométrique de la machine étudiée et l'antisymétrie de son alimentation par rapport à l'axe central pour réduire la région à mailler, et par suite le temps de calcul ; cela consiste à travailler sur un seul pôle et à utiliser des conditions aux limites anti-périodique.

III.4.1.1.2 Dimensions géométriques de la MRV [8]

Les principales dimensions du prototype dans la tableau III.1

Intitulé	Notation	valeur
Longueur active	L	40 [mm]
Rayon extérieur	R _{ext}	60 [mm]
Rayon statorique	R _s	29.5 [mm]
Rayon rotorique	R _r	29 [mm]
Hauteur des dents statoriques	h _s	21.5 [mm]
Hauteur des dents rotoriques	h _r	11 [mm]
Epaisseur d'entrefer	e	0.5 [mm]
Epaisseur du culasse statorique	ec	9 [mm]
Arc polaire statorique	B _s	30°
Arc polaire rotorique	B _r	30°
Rayon de l'arbre	R _r	9 [mm]
Nombre de spire par pole	N _s	120

III.4.1.1.3. Matériau utilisé

Le matériau utilisé pour construire les tôles du stator et rotor c'est le fer.

Caractéristiques

La tension V=800 volt.

Epaisseur = 0.5 mm.

Perte a 1.5 T = 8W/Kg.

Le fer choisi afin de construire le prototype le moins coûteux ;

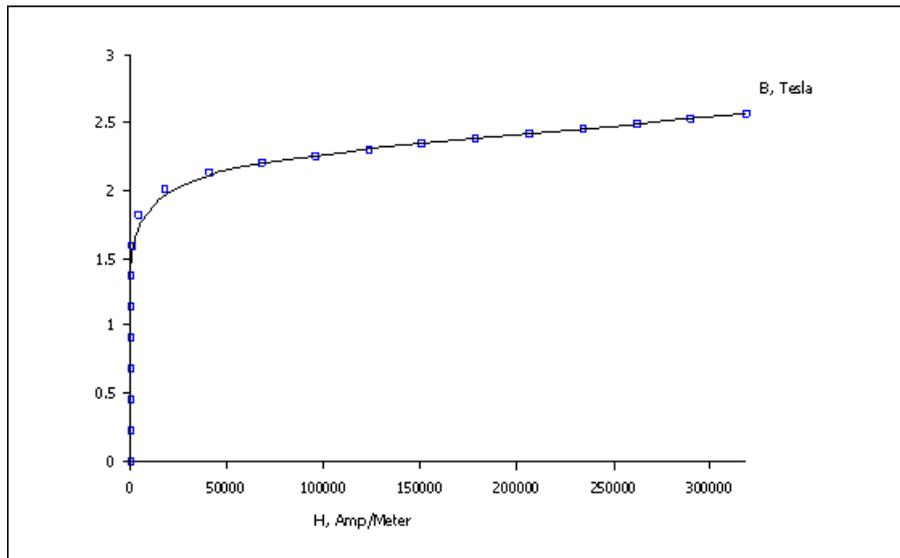


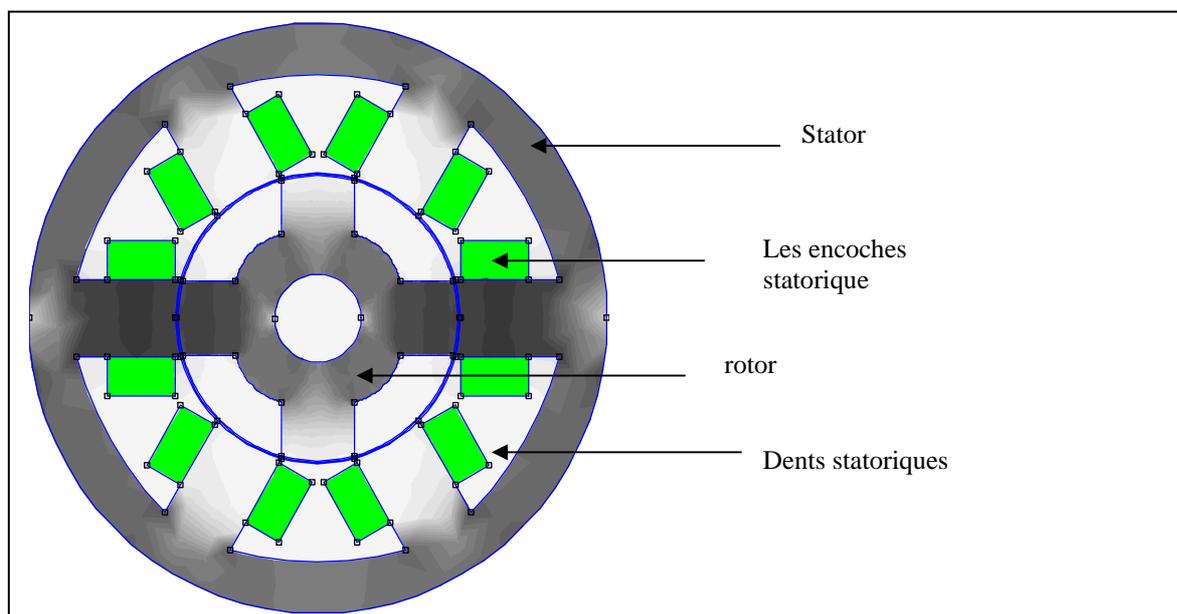
Fig. III.1 - Courbe de magnétisation de fer .

Maintenant pour le fil de bobinages statoriques :

Diamètre du fil	Facteur de remplissage du cuivre	Maximum efficace de la densité de courant	N de spire / pole enroulement
1.07 mm	0.4	10 A/mm ²	120

L'arbre et le stator ont des dimensions standards comme celle d'une machine asynchrone.

III.4.1.1.4. La machine modélisée par le FEMM



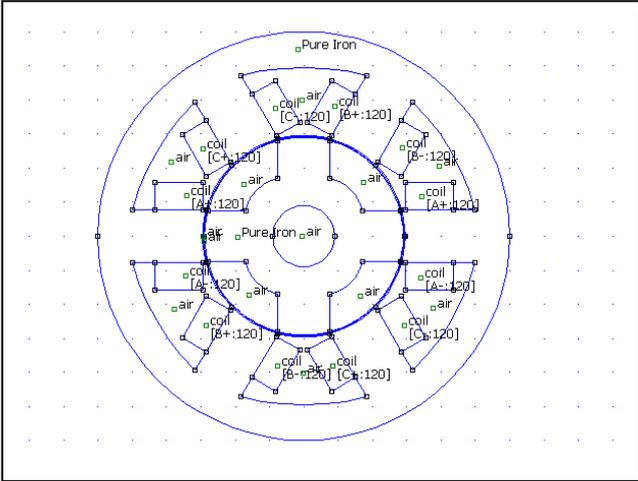
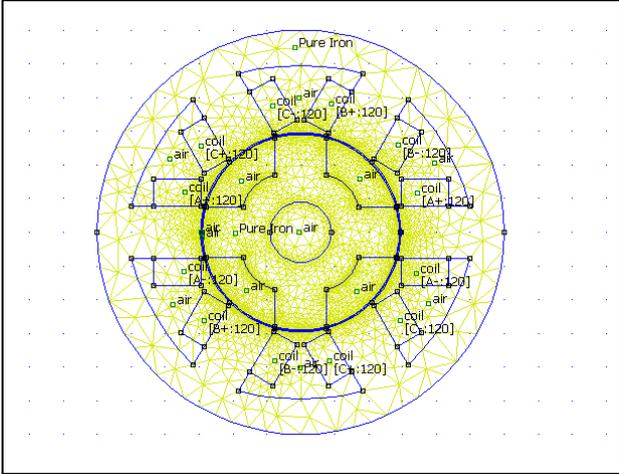


Fig. III.2 - MRV 6/4 (2-D Planaire ,longeure utile 40 mm)

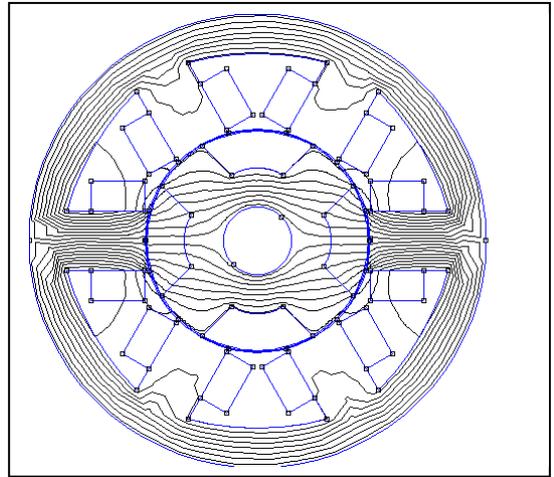
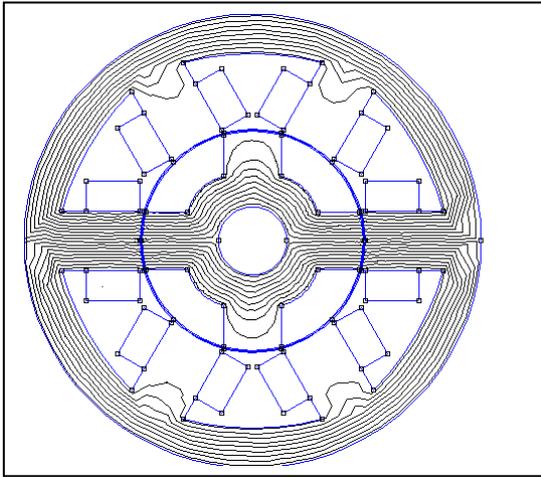
III.4.1.1.5. Le maillage

Le maillage complet comporte ainsi **7688** nœuds et **15302** éléments .

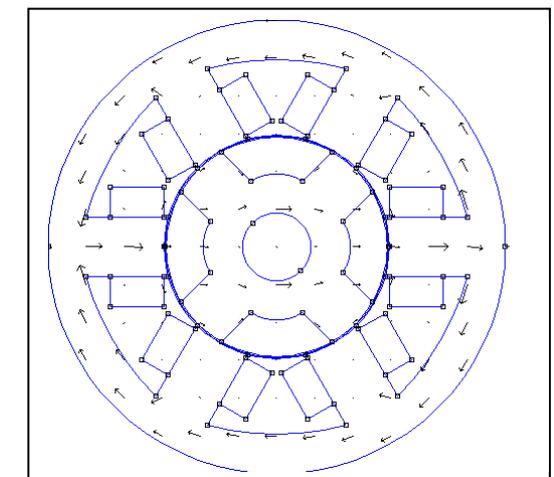
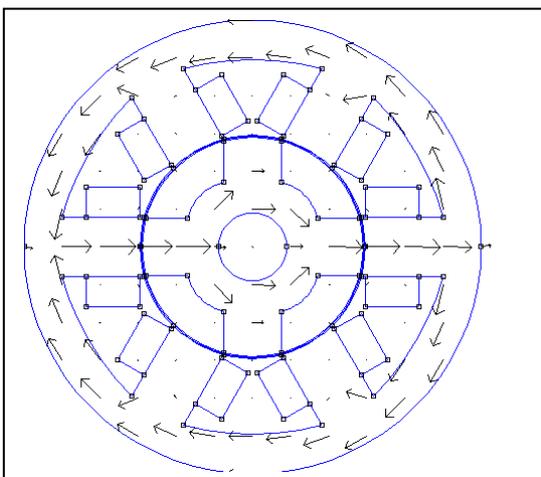
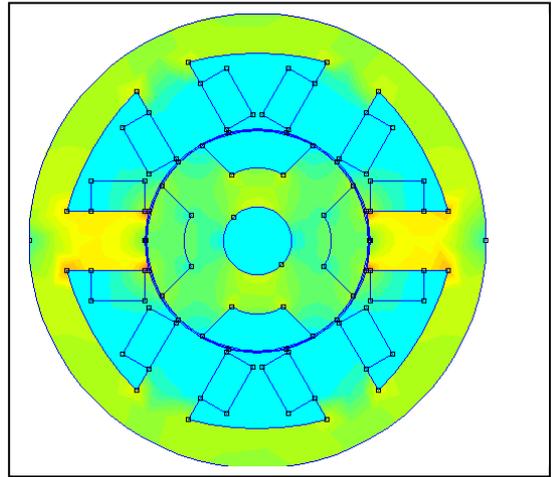
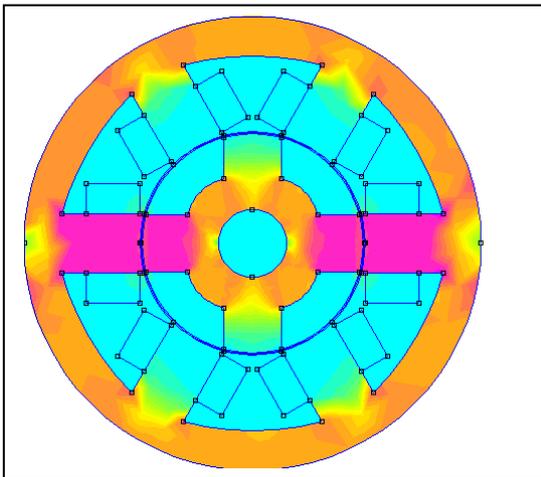


III.4.1.1.6. Exploitation des résultats

a) Les lignes iso-potentiels vecteurs



b) La densité du flux magnétique



III.4.1.1.7 Caractéristiques électromagnétiques

a) Caractéristique magnétique du flux $\varphi(Ni, \theta)$:

La caractéristique magnétique du flux en fonction des ampères tours et la position du rotor obtenue est représentée par figure III.3 ,pour des positions variant de 0 à 45° par pas de 5° .

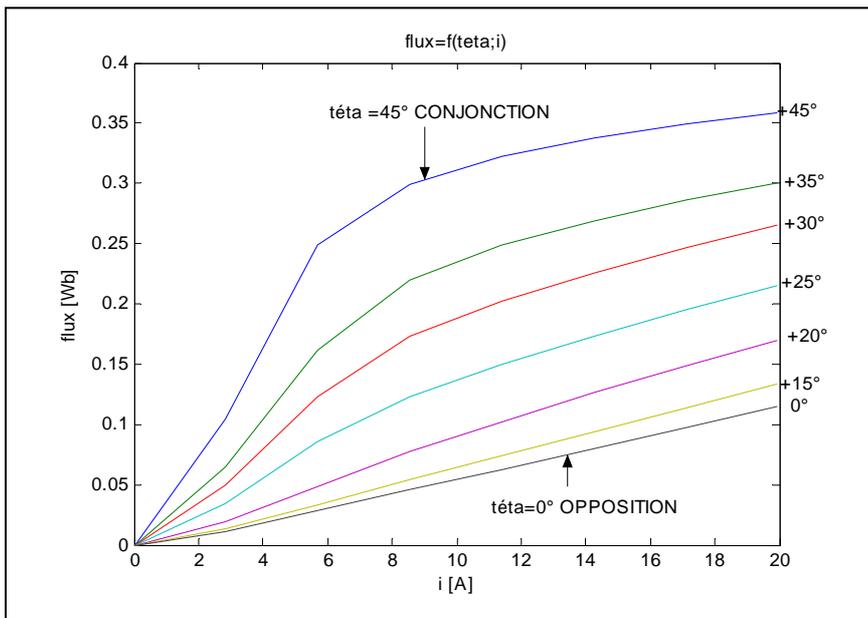


Fig. III.3 Le flux magnétique

b) Caractéristique magnétique de l'inductance $L(\theta, Ni)$:

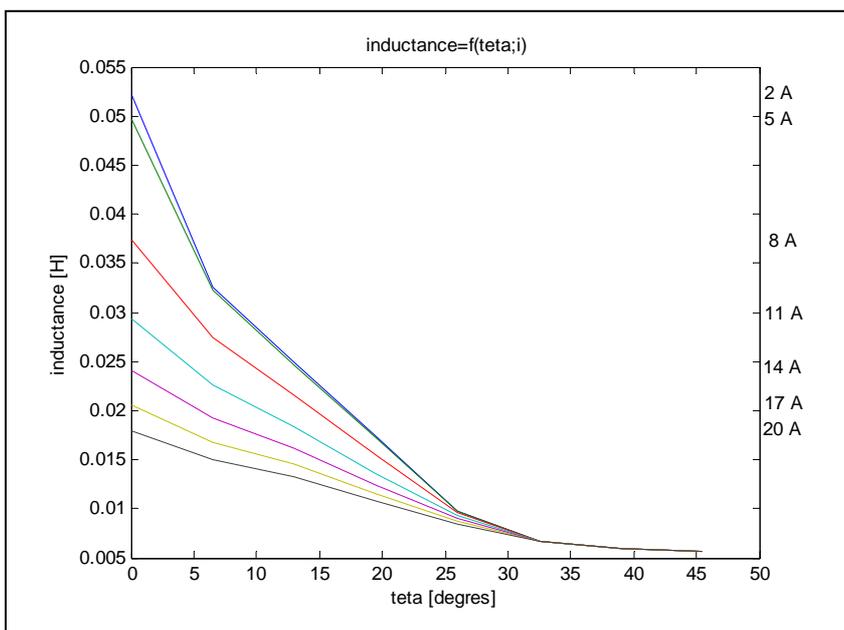


Fig. III.4 L'inductance

c) Caractéristique magnétique du couple $c_e(\theta, Ni)$

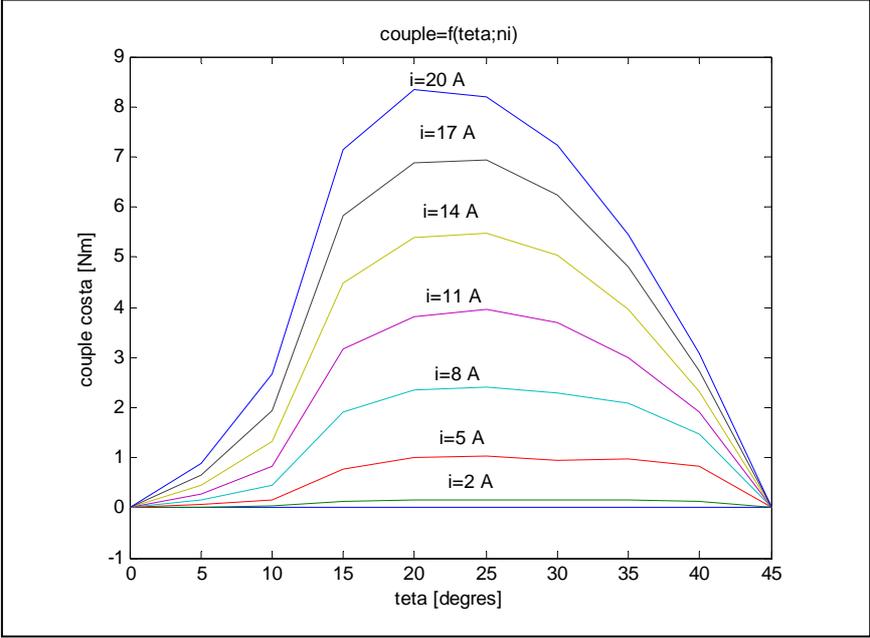
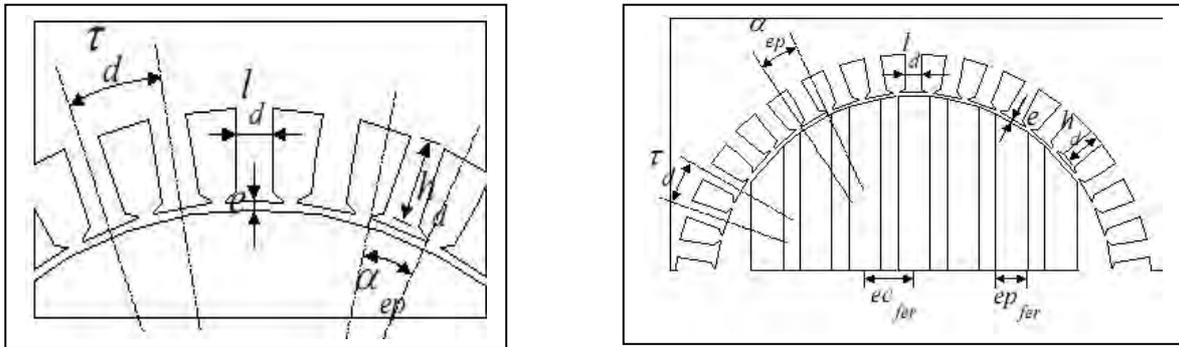


Fig. III.5- Le couple statique par phase

III.4.1.2. Définition et maillage de la structure d'une MSRV

III.4.1.2.1. Dimensions géométriques de la MSRV [9]



a) Les dimensions du stator

b) Les dimensions du rotor à barrières de flux

Fig.III.6- Structure et paramètres géométriques de la machine synchro-réductrice étudiée.

Le tableau (III-2) présente les paramètres associatif aux prototypes.

Intitulé	Notation	Valeur
Longueur utile	L	200 [mm]
Nombre de pôles	P	2
Diamètre extérieur du stator	Rs	450 [mm]
Diamètre du rotor	Rr	282.12 [mm]
Epaisseur de segments ferromagnétiques	ep_{fer}	13.48 [mm]
Epaisseur des barrières de flux	ec_{fer}	21.61 [mm]
Nombre de barrières de flux	Nlam	6
Epaisseur d'entrefer	e	2 [mm]
Nombre d'encoches	Ns	36
Nombre d'encoches par pôle et par phase	m	6
Nombre de spires par encoche et par phase	na	3
Hauteur d'une dent	hd	24.09 [mm]
Hauteur de l'épanouissement d'une dent	Embase rectangulaire : $b=0.5$	2.5 [mm]
	Embase trapézoïdale : $f=2$	
Largeur d'une dent	ld	10.27 [mm]
Ouverture d'encoche	α_{ep}	2°
Pas dentaire	τd	10°

III.4.1.2.2. Matériau utilisé

Matériau utilisé Acier AISI 1010.

Coefficients de pertes fer dans le modèle de Bertotti :

Hystérésis : $KH = 15,45 \cdot 10^{-3}$ [SI].

Supplémentaires : $KE = 3,2 \cdot 10^{-3}$ [SI].

Résistivité : $17,6 \cdot 10^{-8}$ [Ωm].

Epaisseur d'une tôle : $0,66 \cdot 10^{-3}$ [m].

Masse volumique : $7,85 \cdot 10^3$ [kg/m^3].

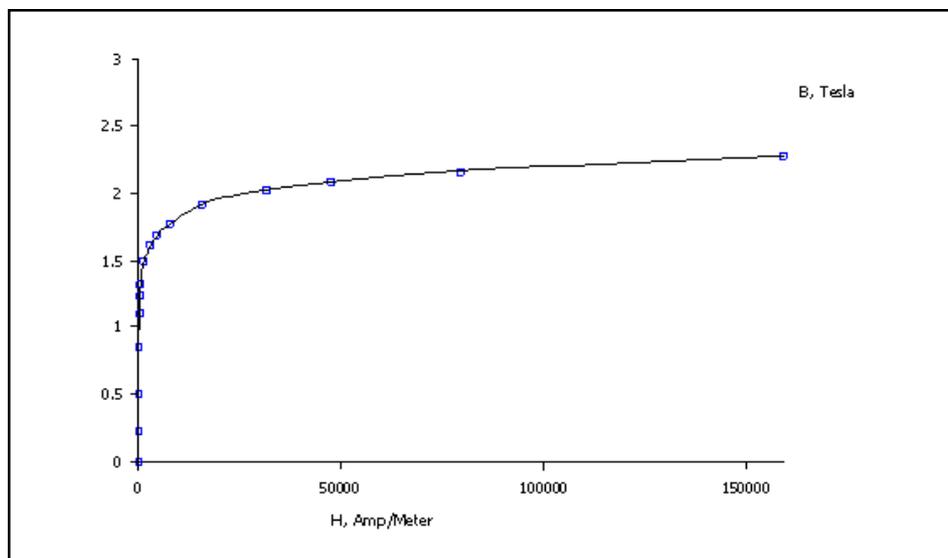
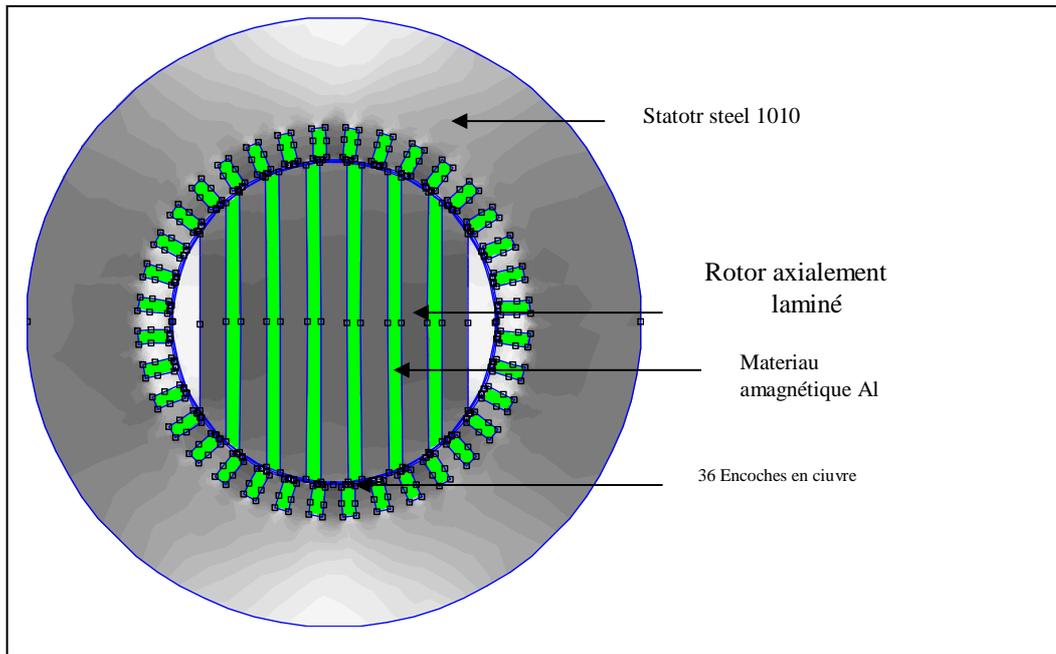


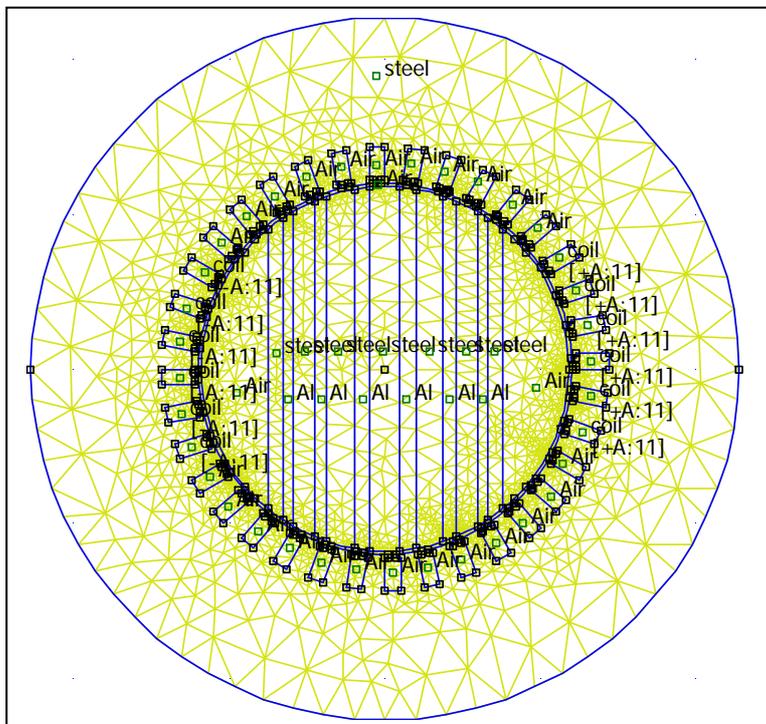
Fig.III.7- Caractéristique $B=f(H)$ de l'acier 1010.

III.4.1.2.3 La machine modélisée par le FEMM



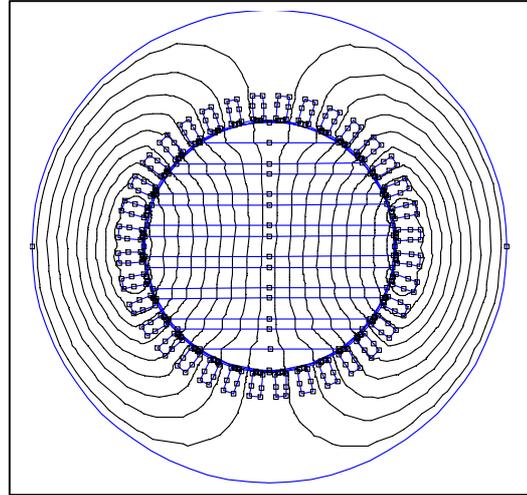
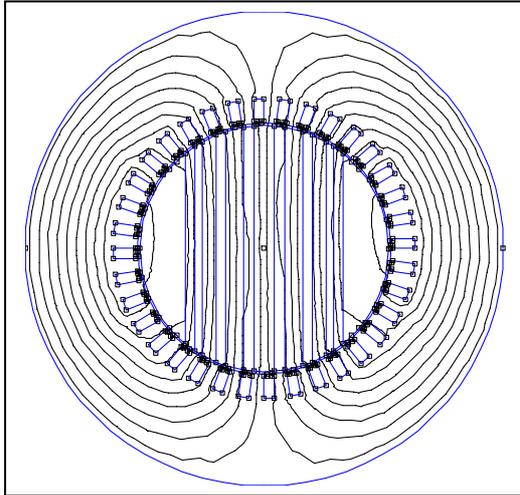
III.4.1.2.4 Le maillage

Le maillage complet comporte **3842** nœuds et **7610** éléments .

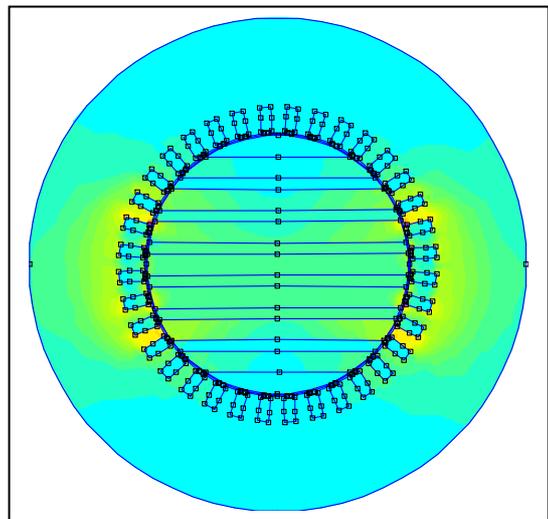
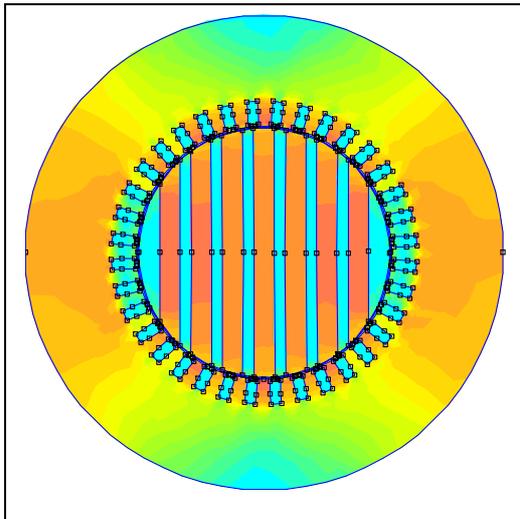


III.4.1.2.5 Exploitation des résultats

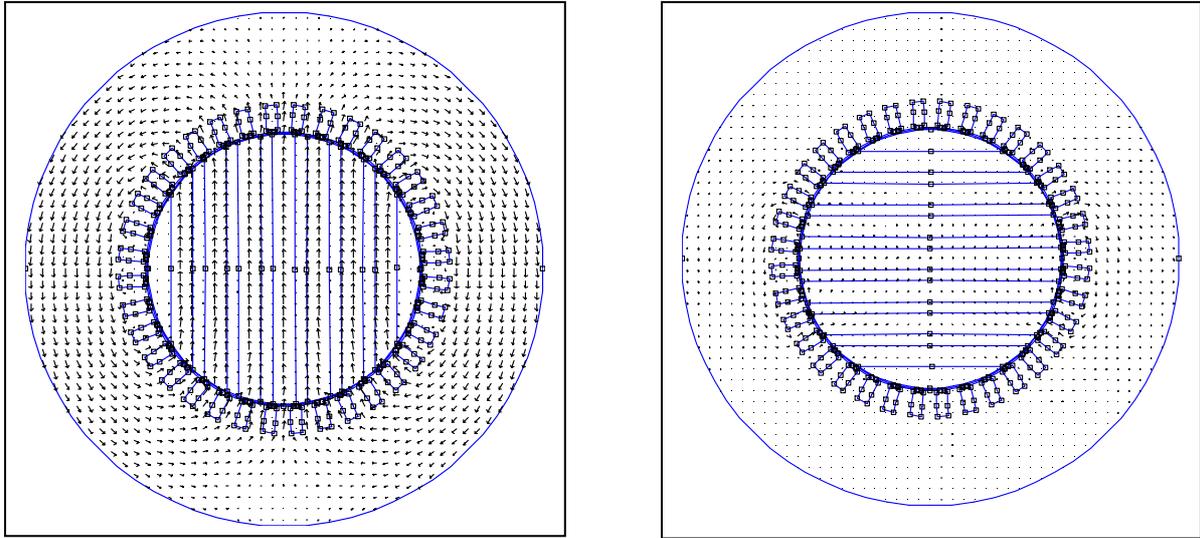
a) Les lignes iso-potentiels vecteurs



b) La densité du flux magnétique



c) Le vecteur d'induction



III.4.1.2.6. Caractéristiques électromagnétiques

a) Caractéristique magnétique du flux $\Psi(N_i, \theta)$

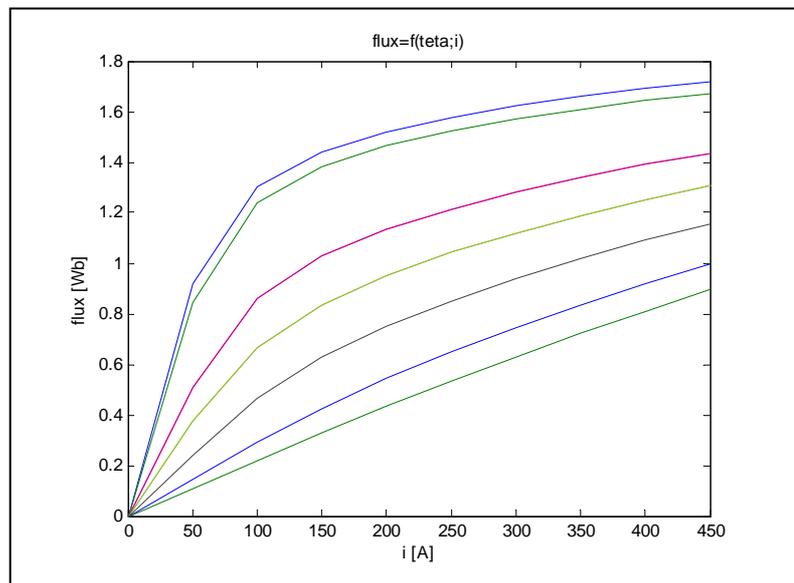


Fig.III.8- le flux total magnétique

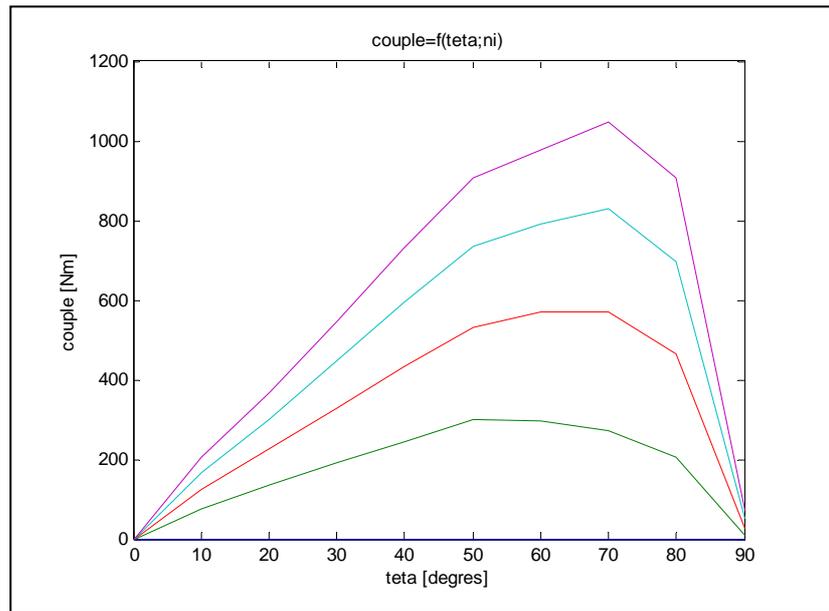
c) Caractéristique magnétique du couple $c_e(\theta, Ni)$ 

Fig.III.9- Le couple statique par phase

La figure III.9 représente le couple en fonction de l'angle de charge avec l'amplitude I_m du courant triphasé en paramètre. Nous pouvons remarquer que la limite de stabilité se décale légèrement sensiblement vers les angles de charge plus élevés à mesure que l'amplitude du courant I_m du courant triphasé augmente. Elle se situe à 65° pour un courant égal au courant nominal.

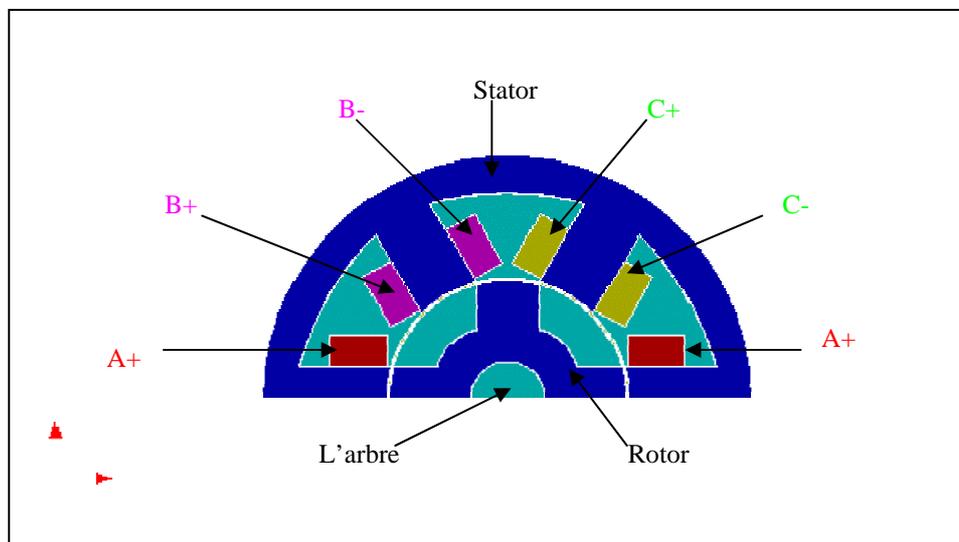
On assiste à une forte désaturation de la machine quand l'angle de charge varie de 0 à 90° . De ce fait, la différence $(L_d - L_q)$ est croissante quand l'angle de charge varie de 0 à 90 . Le maximum du produit $(L_d - L_q) \cdot \sin(2\theta_0)$, se trouve ainsi repoussé loin au delà de 45° .

III.4.2. REGIME DYNAMIQUE PAR LA MISE EN ŒUVRE DU LOGICIEL FLUX 2D

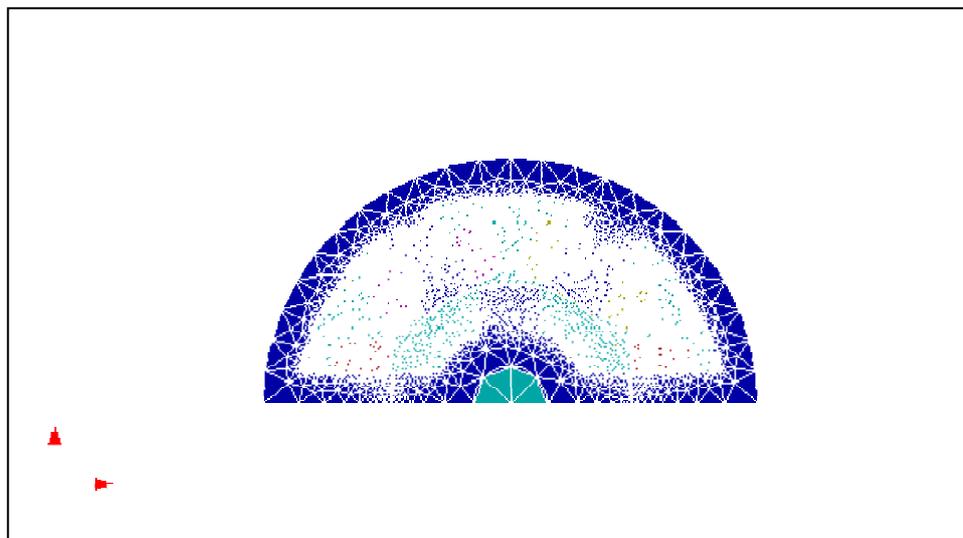
L'étude du comportement des systèmes électromagnétiques dépend des conditions de leur fonctionnement. En effet, plusieurs formulations sont possibles tel que: l'électrostatique, l'électrodynamique, le magnétostatique, le magnétodynamique, etc. Vu que les moteurs à réluctance variable comporte une dynamique que nous ne pouvons négliger lors de l'étude, alors notre choix s'est porté sur une étude en magnéto-évolutif ; ceci permet de suivre le comportement transitoire et temporel de la machine.

III.4.2.1. LA MRV 6/4

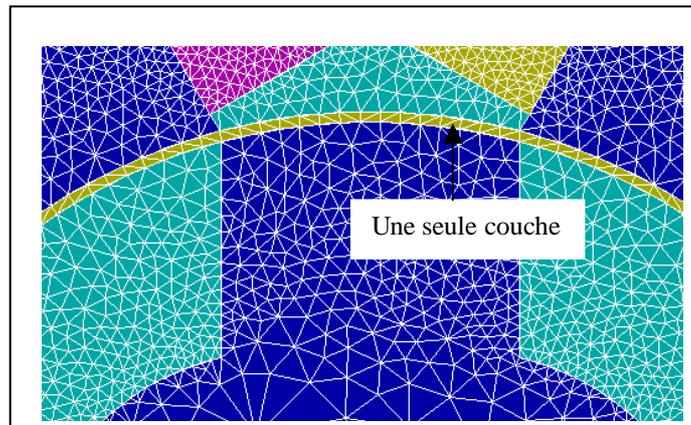
III.4.2.1.1. La géométrie



III.4.2.1.2. Le maillage



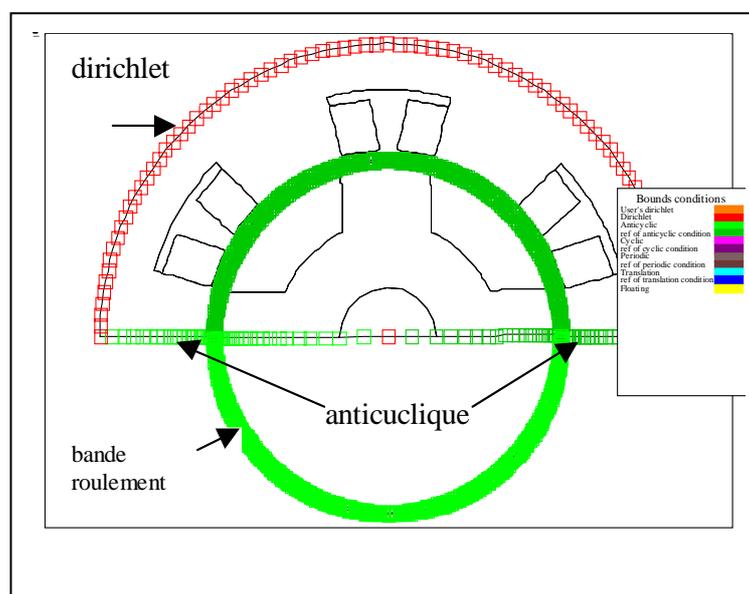
III.4.2.1.3. Le maillage dans l'entrefer



Le maillage dans l'entrefer doit être bien réglé, Car on doit étudier la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques en fonction de la position du rotor afin d'avoir les caractéristiques de la machine modélisée, on fait tourner d'un angle quelconque le rotor, cependant au fur et mesure que l'angle de déplacement augmente, la distorsion des éléments de la région de l'entrefer (**la bande de roulement**) augmente aussi, ce qui provoque des difficultés d'ordre numérique donc le maillage de la région de l'entrefer doit être régulier (la méthode des éléments finis donne de bons résultats avec des éléments réguliers).

l'utilisation de la bande de roulement, une fonction du logiciel FLUX 2d, nous a permet de considérer la rotation du rotor en étude magnéto-évolutif sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque position du rotor.

III.4.2.1.4. Les conditions aux limites



III.4.2.1.5. Le circuit d'alimentation

La partie alimentation de la machine est représentée par un circuit électrique représentant le bobinage statorique et son alimentation (Figure. III.10).

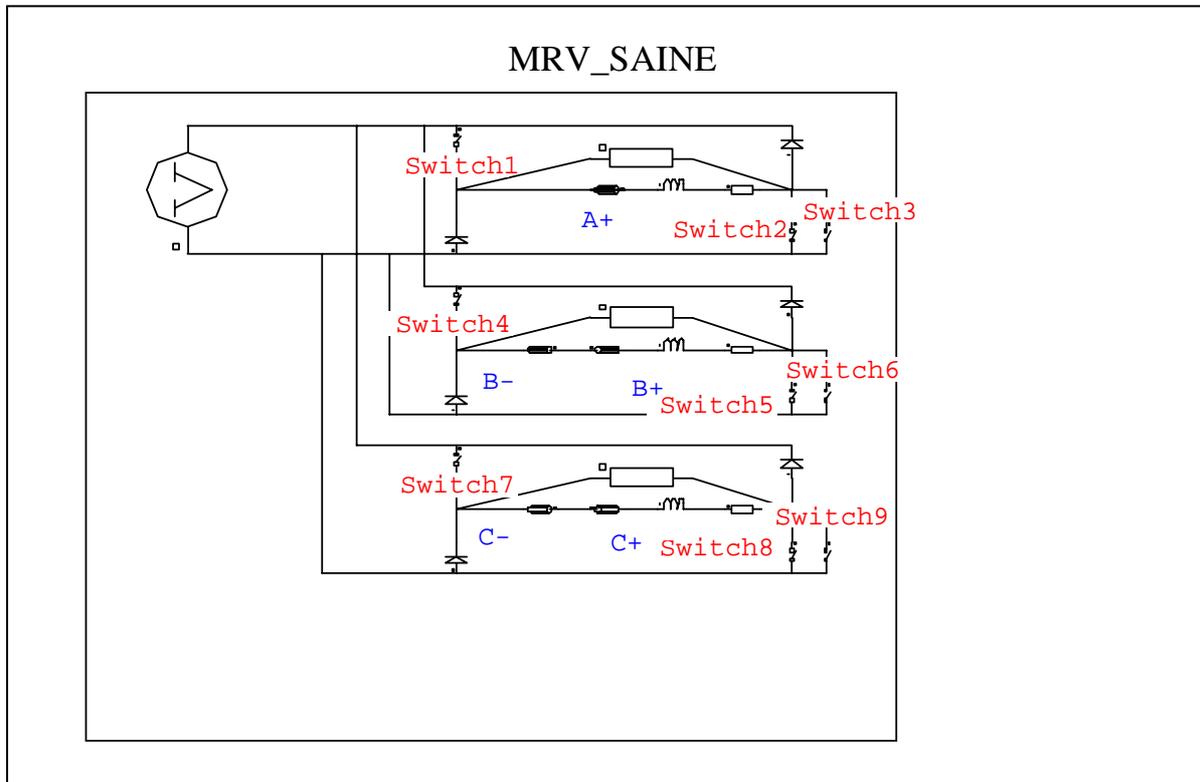


Fig. III.10 - Topologie de l'onduleur par flux 2d

La loi de command envisagée pour piloter ce moteur est représentée sur la figure III.11

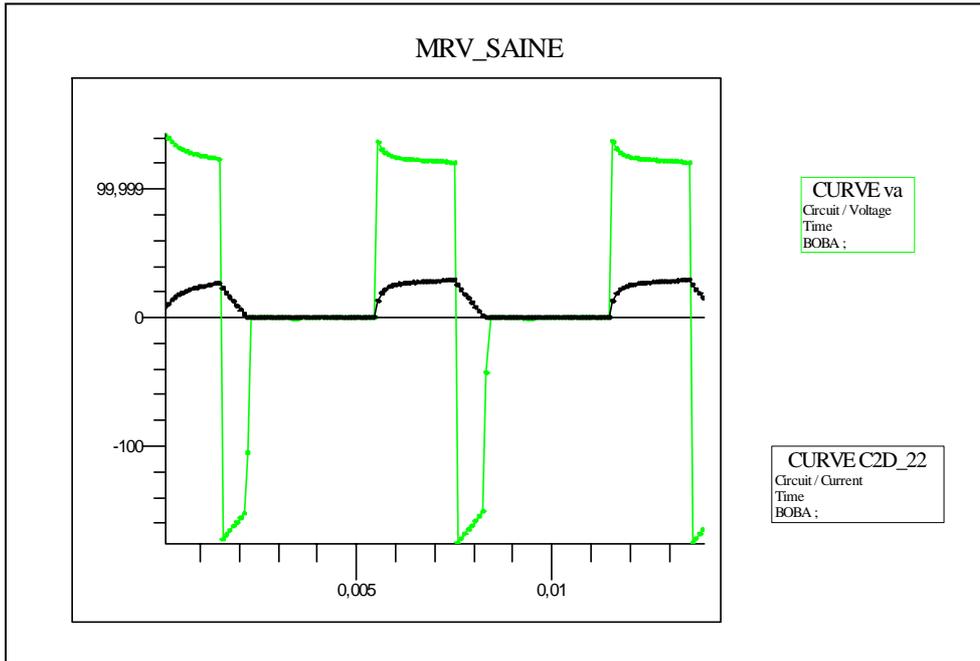


Fig.III.11 – La tension et le courant de la MRV

III.4.2.1.6. Analyse des résultats

La figure III.12 présente les formes d’ondes caractéristiques du prototype, soit les tension de phase Va,Vb,Vc ,les courants de phase ia,ib,ic ,ainsi que le couple dynamique. Concernant de la vitesse de rotation est imposée au début constante de valeur 2500 [tr /mn].

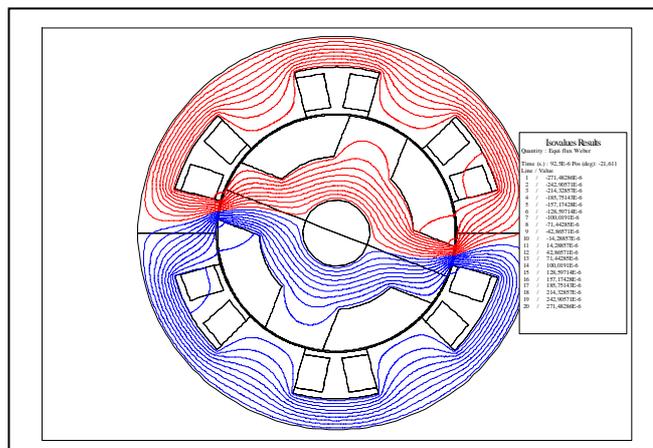
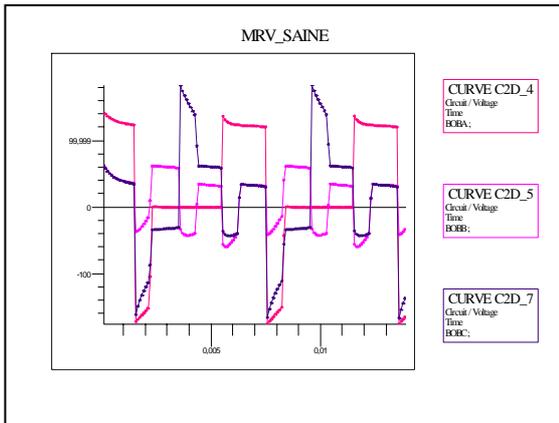
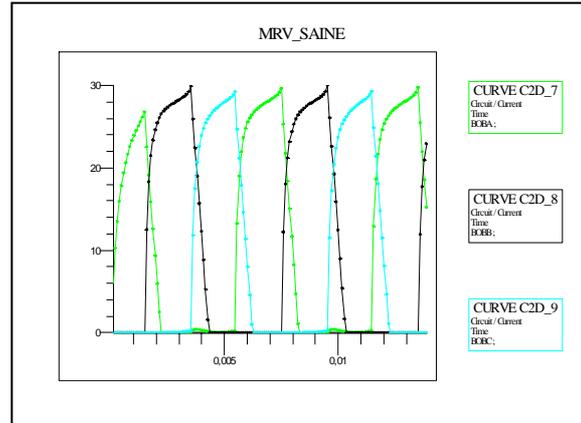


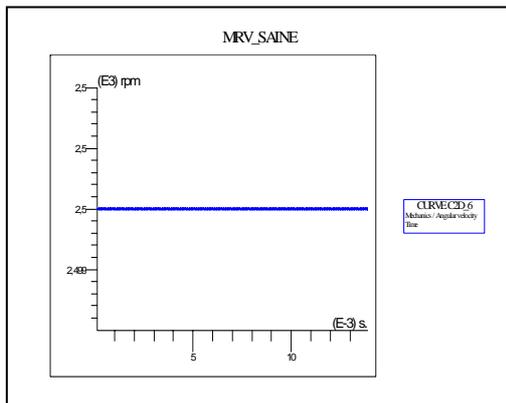
Fig.III.12 - La MRV à t=9.25°-005 [s] pour position initiale = 23°.



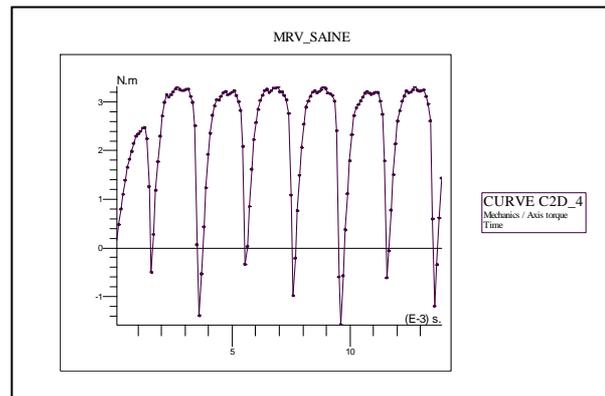
a1. Les tensions v_a, v_b, v_c [V]



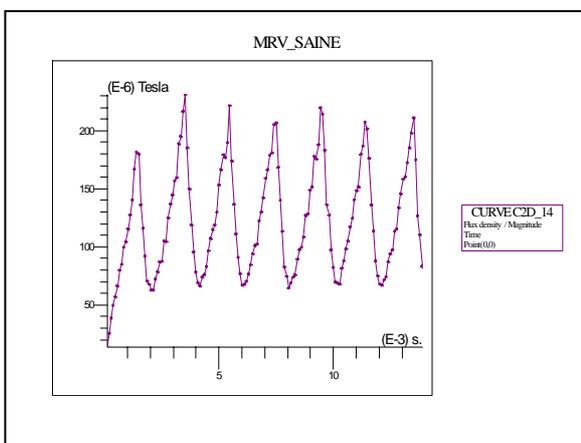
a2. Les courant i_a, i_b, i_c [A]



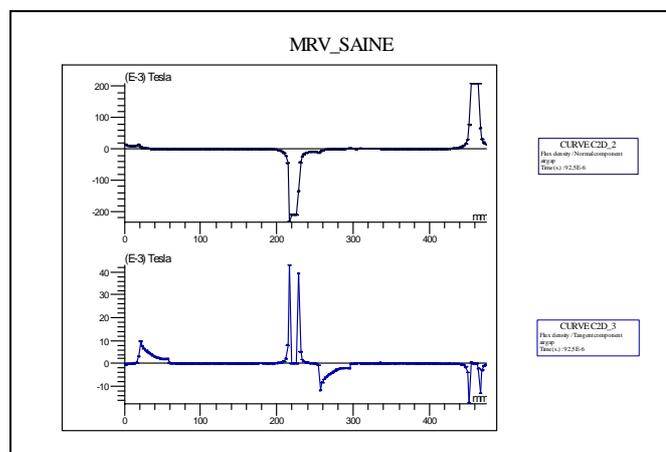
a3. La vitesse [tr/mn]



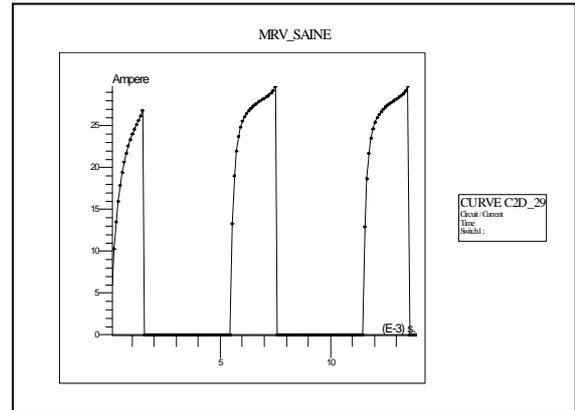
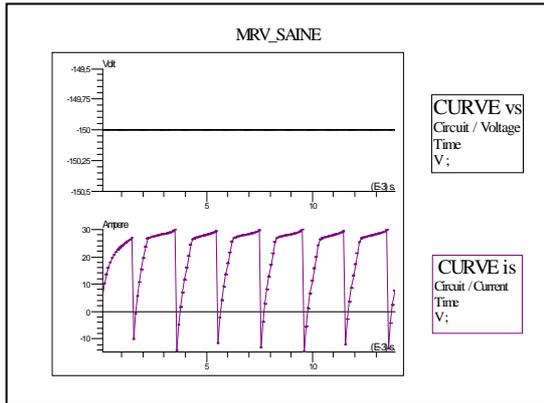
a4. Le couple moteur [Nm]



a5. La densité du flux magnétique[A/m]



a6 La composante normale et tangentielle



a7. La tension et le courant dans la source V

a8. Le courant dans l'interrupteur1

Fig. III.13 – Les caractéristiques de la MRV 6/4.

III.4.2.1.7. Modélisation de défauts

La simulation des différents défauts de court circuit (détaille voir le chapitre I), tel que monophasé, court circuit triphasé, circuit ouvert, les excentricités ont été réalisés on utilisant l'option **transite start up** du flux 2d.

a) A vide et a vitesse constante

1. Un court circuit monophasé dans la phase a de 25 %

La simulation est réalisée par diminution la résistance et de l'inductance de la phase a.

1.1. Les grandeurs globales

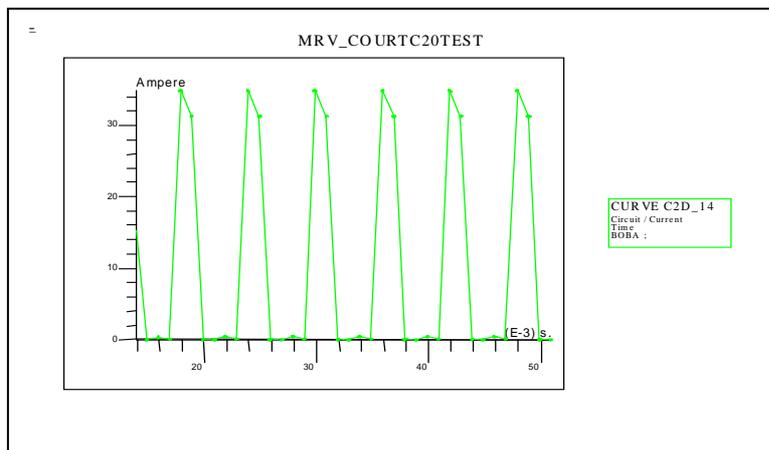


Fig.b1 – Le courant dans la phase court circuité

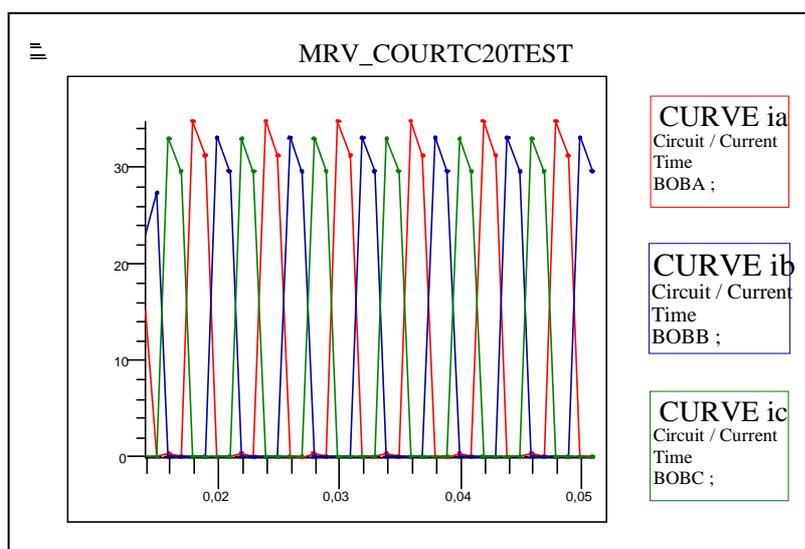


Fig.b2 – Les courants i_a, i_b et i_c

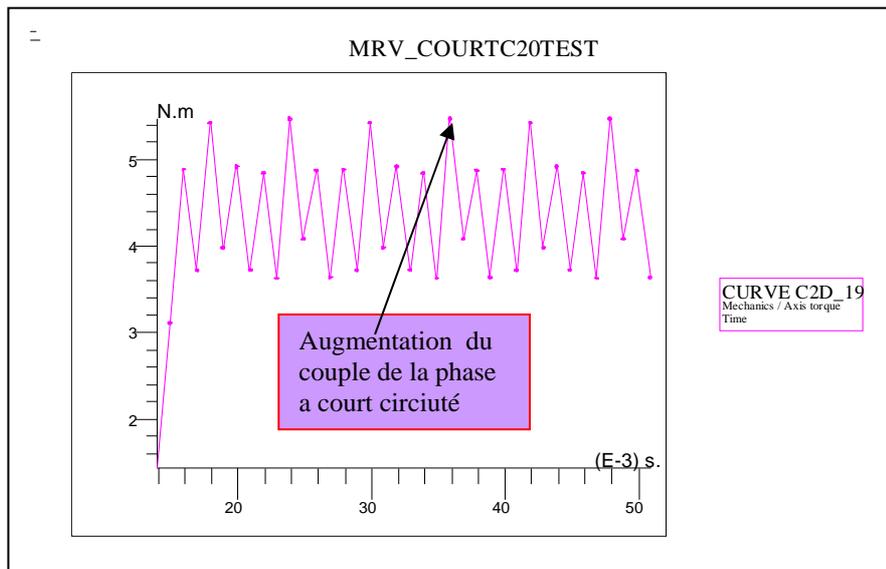


Fig.b3 – Le couple moteur

1.2. Les grandeurs locales

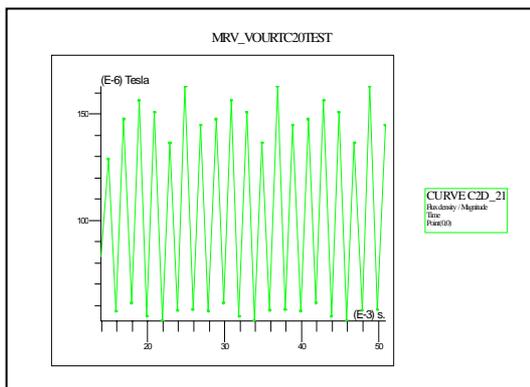


Fig.b4 – Le flux magnétique

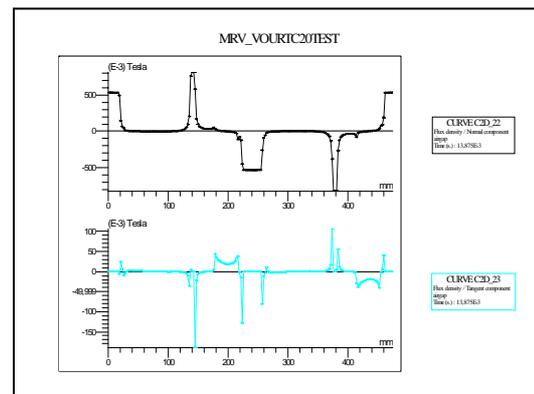


Fig.b5– La composante normale et tangentielle

1.3. Interprétation des résultats

La figure b2. présente les courants statoriques dans le cas du court-circuit monophasé de 25 %. On constate que l'amplitude du courant dans la phase détériorée augmente par rapport aux deux autres phases. Le courant de la phase saine présente une valeur égale à 29.16[A] cette valeur augmente à 33.69[A] l'ors d'un court circuit de 25 % donc un court circuit monophasé de 25 % fait une augmentation de 4.53 % .

Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont augmentés par rapport au cas du moteur sain, les courants $i_b = i_c = 29.27$ [A] en cas sain augmente à 10 %. Notons que même si le défaut concerne uniquement une phase statorique, toutes les phases sont affectées par le court-circuit.

Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants.

Pour l'évolution du couple figure b3. La valeur du couple sain égale à 3.26 [Nm], en cas de court circuit de 25% la valeur augmente dans la phase infecté à 5.42 [Nm] c'est à dire augmentation de 66.25% et pour les deux autres phases la valeur augmente à 4.78 [Nm] c'est à dire 46.625 %.

2. Un court circuit triphasé de 25 %

2.1. Les grandeurs globales

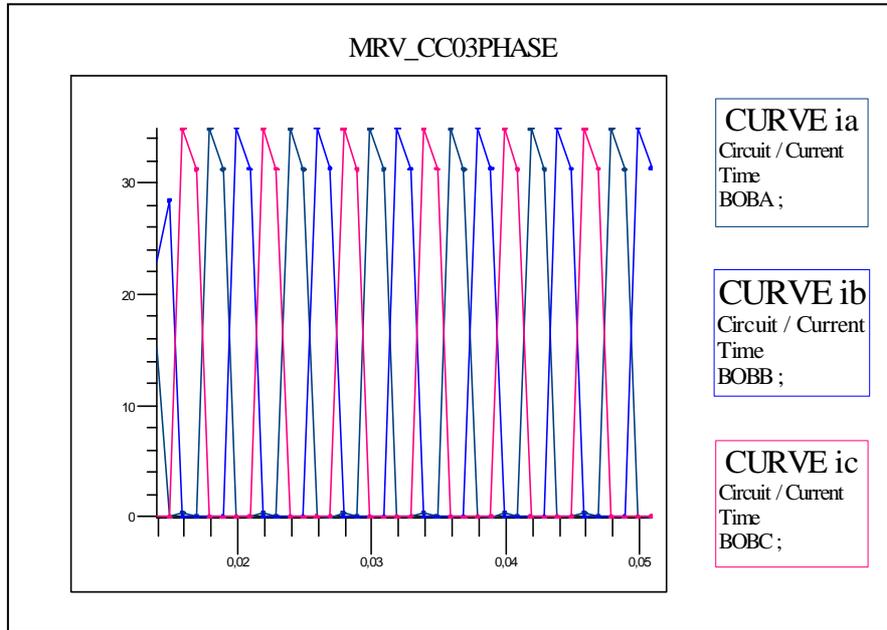


Fig.c1 – Les courants ia, ib et ic

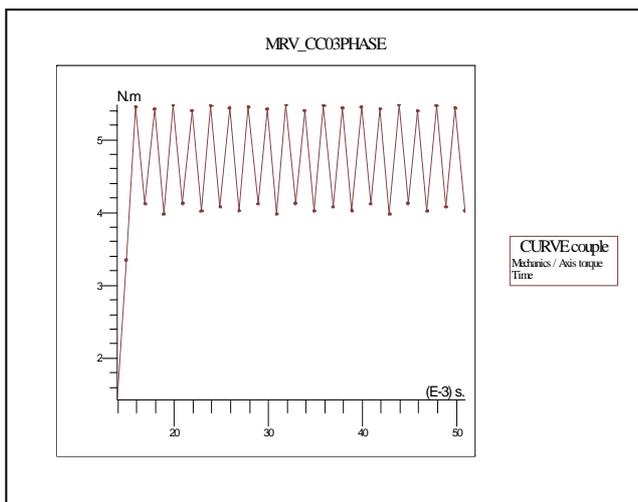


Fig.c2– Le couple moteur

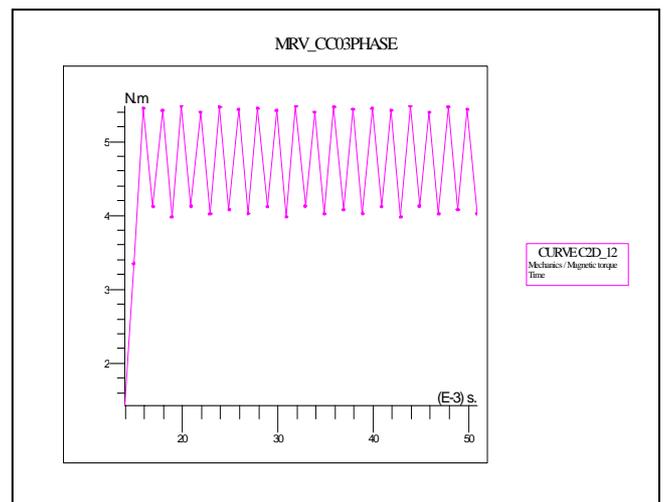


Fig.c3– Le couple électromagnétique

2.2. Les grandeurs locales

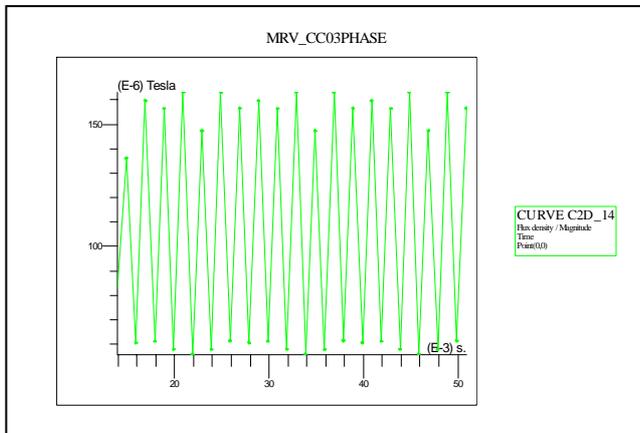


Fig.c4– Le flux magnétique

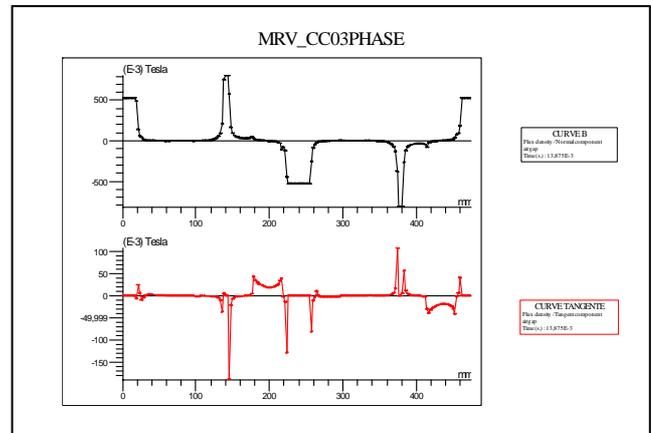


Fig.c5– La composante normale
et tangentielle

2.3. Interprétation des résultats

La figure III.c1 présente les courants statoriques dans le cas du court-circuit triphasé de 25 %. Par rapport à la Fig. III.7.b) la valeur des courant i_a, i_b et i_c augmente à 34.85[A] en pourcentage 19.5%.

La valeur du couple moteur voire une augmentation de 68% qui corresponde à 5.48 [Nm].

3. Un circuit ouvert dans la phase a

Pour simuler ce de défaut il faut augmenter la résistance de la phase a dans notre cas $R_a=10 \cdot R_b$.

3.1. Les grandeurs globales statoriques le courant i_a de la phase infecté, les courants des phases i_a, i_b et i_c et les tensions des phases v_a, v_b, v_c .

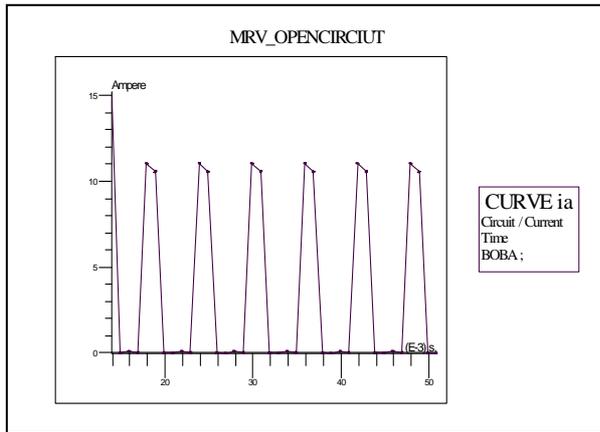


Fig.d1 – Le courant de la phase A ouverte

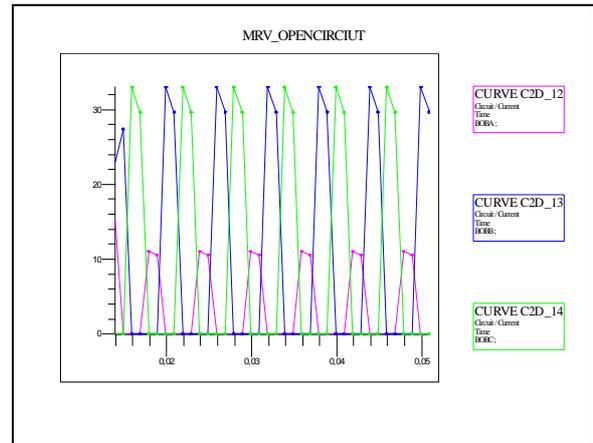


Fig.d2- Les trois courants de phases

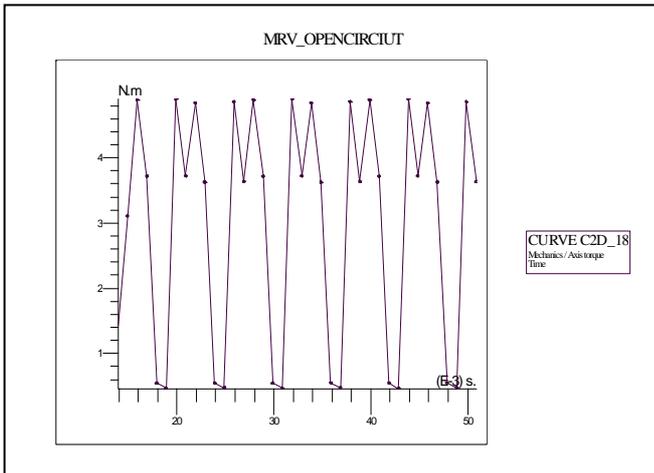


Fig.d3– Le couple moteur

3.2. Les grandeurs locales la composante normale, tangentielle et le flux magnétique

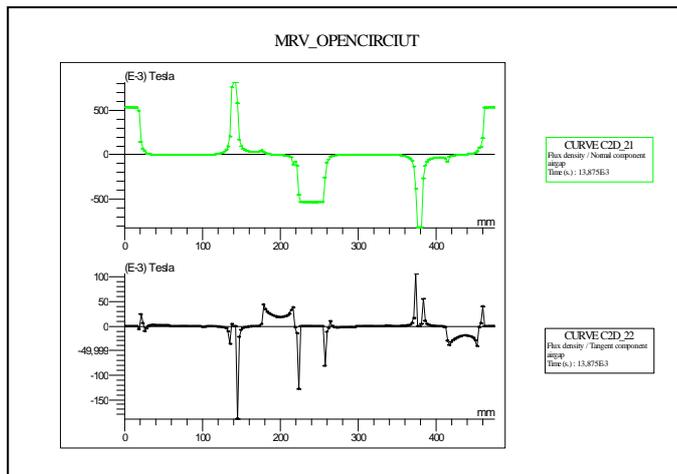


Fig.d4 - La composante normale et tangentielle

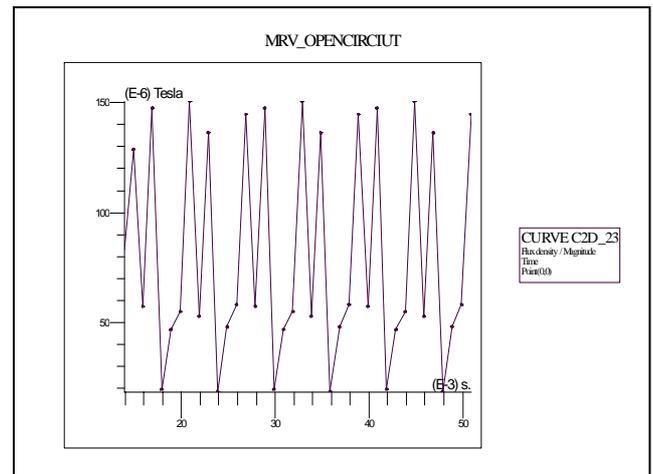


Fig.d5 - Le flux magnétique

3.3. Interprétation des résultats

Quand une phase ouverte dans une machine à réluctance variable aucune excitation n'est disponible à cette phase défectueuse et il n'y a aucune contribution du couple dans cette phase la figure d3. présente le couple moteur en cas ou la phase A ouvert le couple de la phase A est nul et pour les deux phases saines le couple augmente à 4.86 [Nm] , par apport un cas sain le couple fait une augmentation de 49 %.

Le courant dans la phase A diminue à 9.20 [A] en pourcentage 68.449 %, pour une résistance égale à 10 fois la résistance d'une phase saine, figure d1.

Et les courants dans les phases saines augmente à 33 [A] en pourcentage 13.16 % voire la figure d2.

La phase peut ouvrir en raison des défauts de fabrication ou grillage d'un lien faible dans l'enroulement.

La simulation d'un défaut de circuit ouvert peut être conduite en débranchant les signaux de la gâchette de phases ouverts à l'instant de défaut.

4. Les défauts au niveau de l'onduleur

Tous les défauts de la machine à réluctance variable au niveaux du stator étant maintenant simulé, il nous reste de simulé les défauts au niveau de l'alimentation électrique, la machine est alimentée à travers un convertisseur statique.

L'onduleur qui alimente la machine présente à la figure III.10. ce dernier constitue 09 interrupteurs ,06 diodes, et une source de tension fournie une tension continue égale à 150 [V].

Les différents défauts de l'onduleur (onduleur Arrêté, court circuit monophasé , court circuit équilibré, circuit ouvert) cités dans le chapitre 1 dans ce chapitre on va présenté le cas ou **l'interrupteur IGTB de la phase A court circuité**, les diodes peut supporté une tension inverse plus grande que les IGTB, donc afin de prévoir la vie d'un IGBT, le nombre de cycles thermiques que l'IGBT supporte lors du fonctionnement doit être correctement déterminé.

4.1. Un IGBT court circuit

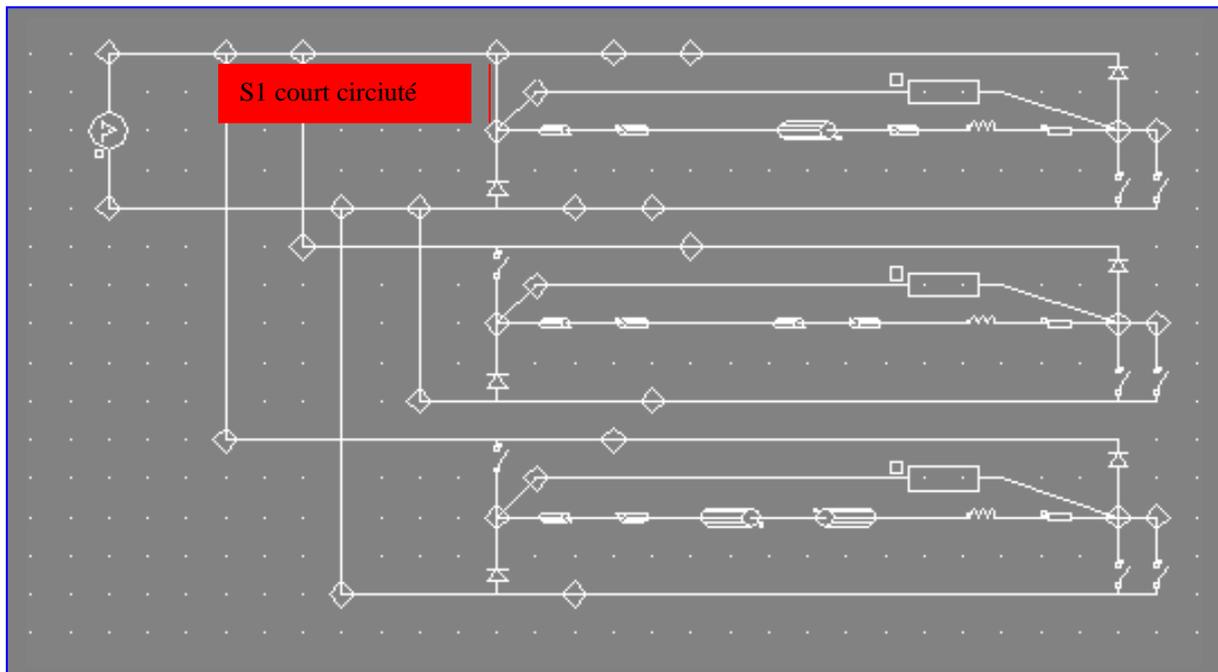


Fig.III.14 - La topologie de l'onduleur qui alimente la géométrie complète de la mrv.

4.1.1. Les grandeurs globales statoriques

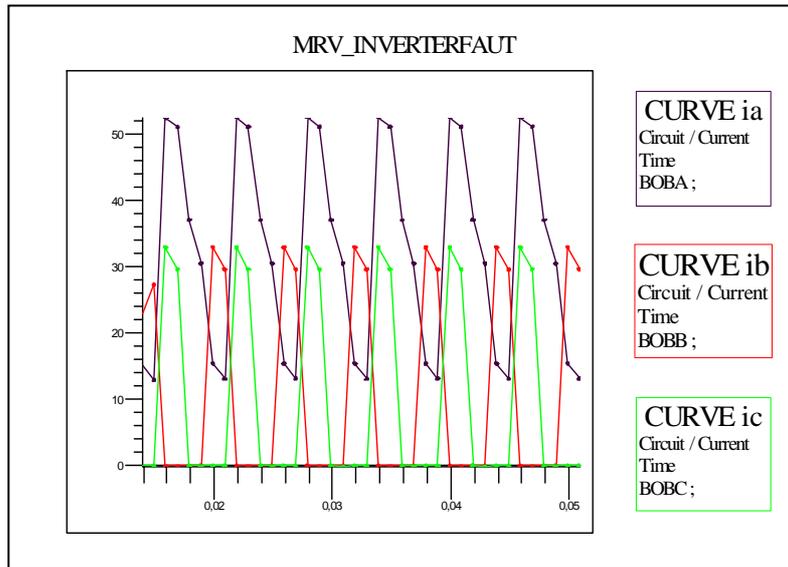


Fig.e1- Les courants de phases

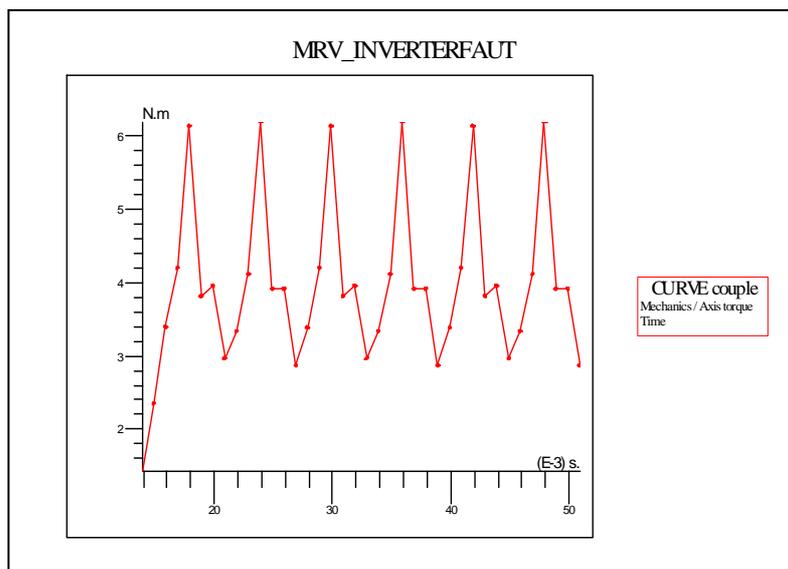


Fig.e2- Le couple total

4.1.2. Les grandeurs locales

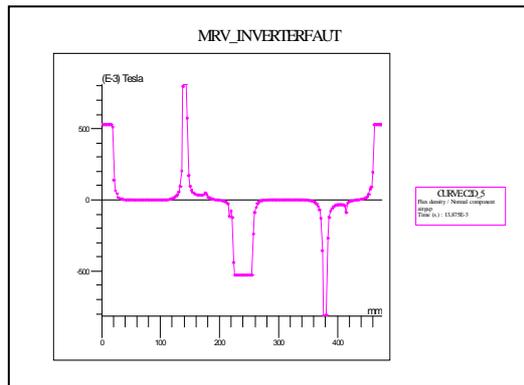


Fig.e3- La composante normale

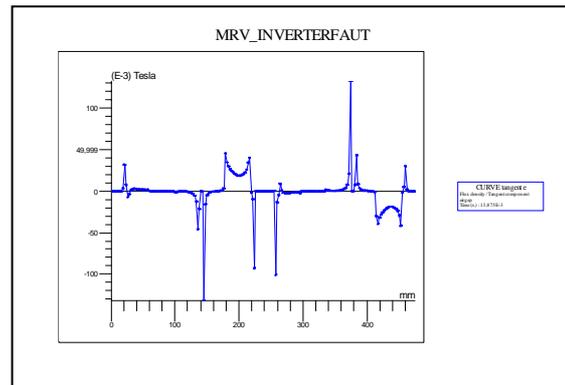


Fig.e4 - La composante tangentielle

4.1.3. Interprétation des résultats

La figure e1. montre la l'allure des courants statoriques des trois phases superposés pour mieux voire l'influence de défaut, on vois clairement une grande augmentation égale à 4 fois l'augmentation due au court circuit triphasé dans le courant de la phase ou l'interrupteur est court circuité, et les courants des phases saines i_b et i_c augmente à 33 [A]

Pour la grandeur du couple fig.e2 non seulement une valeur augmente à 100% qui correspond à 6 [Nm] mais aussi une déformation du forme par apport le cas sain on peut dire une modulation causé par un court circuit dans une phase de l'onduleur.

4.2. Une phase de l'onduleur court circuit

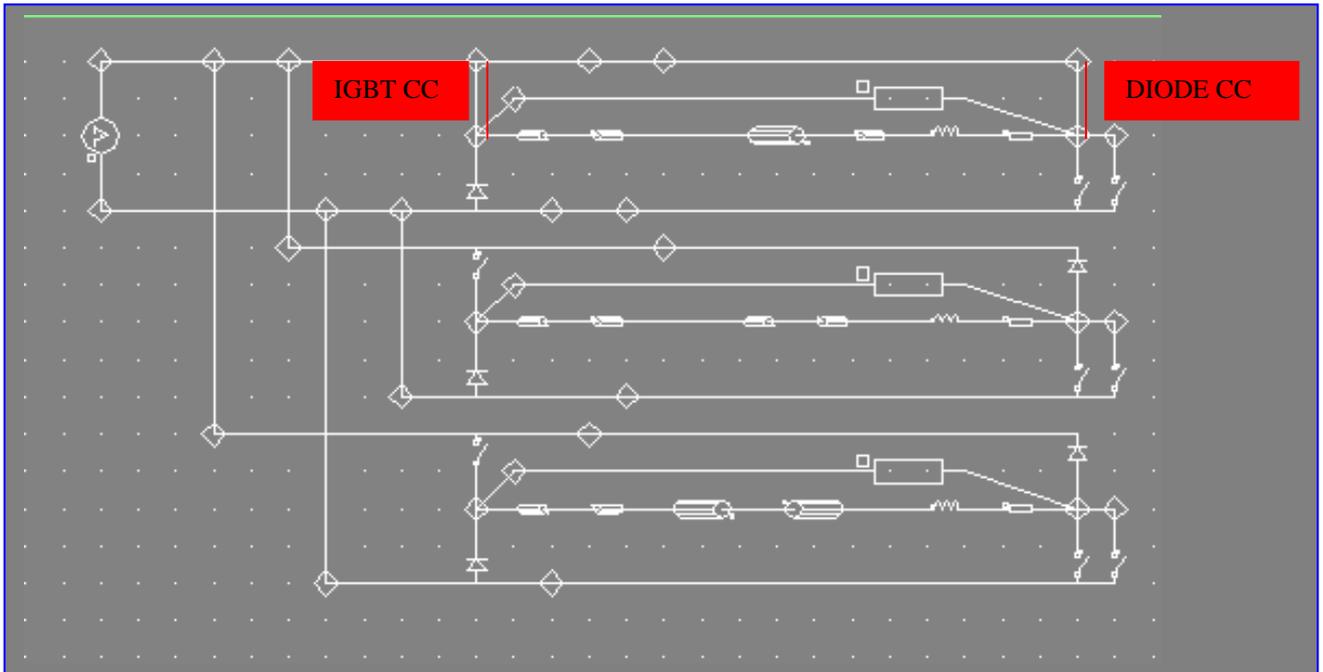


Fig.III.15 - Un onduleur avec une phase court circuit

4.2.1. Les grandeurs globales

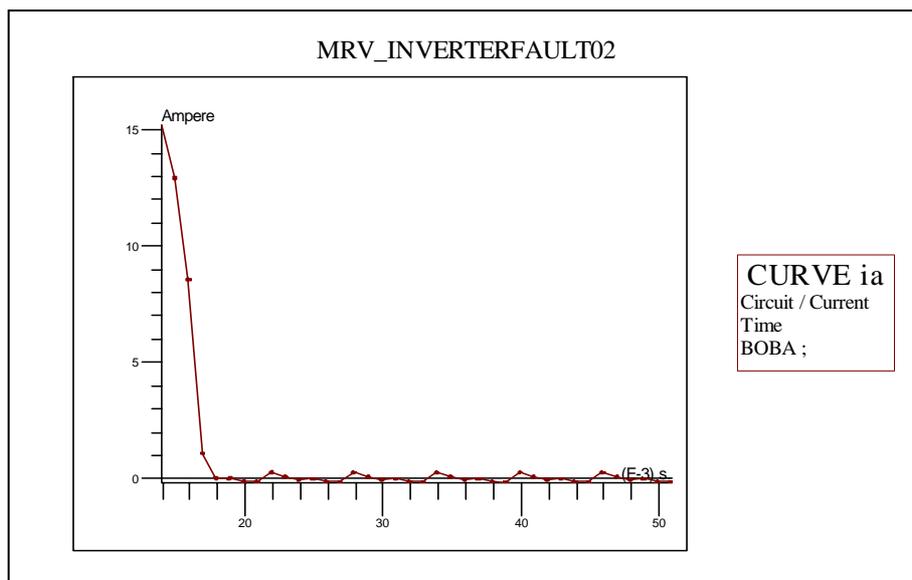


Fig.f1- Le courant dans la phase a

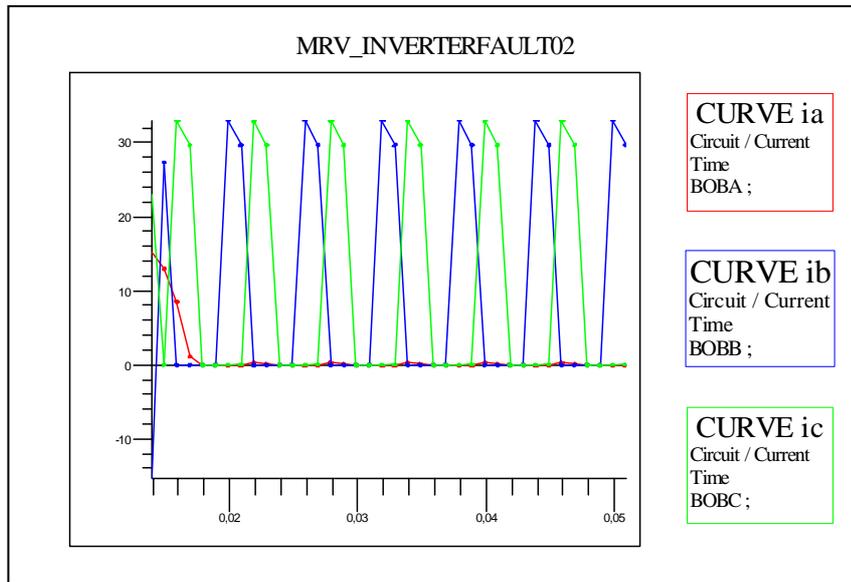


Fig. f2 - Les courants de trois phases

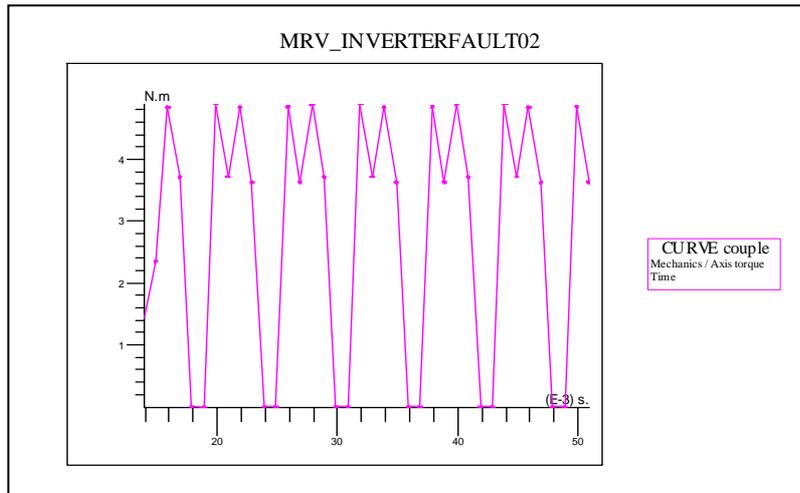


Fig.f3 - Le couple moteur

4.2.2. Les grandeurs locales

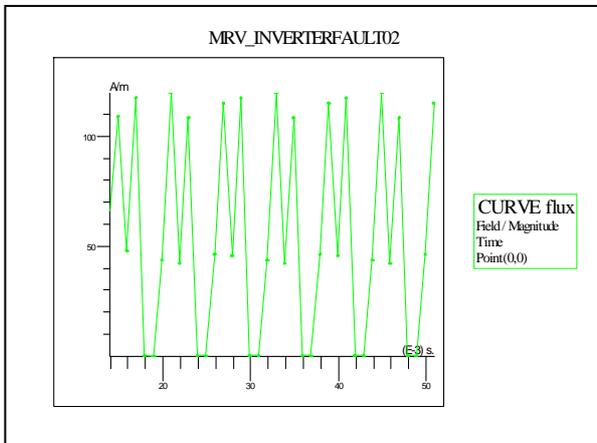


Fig.f4- Le flux magnétique

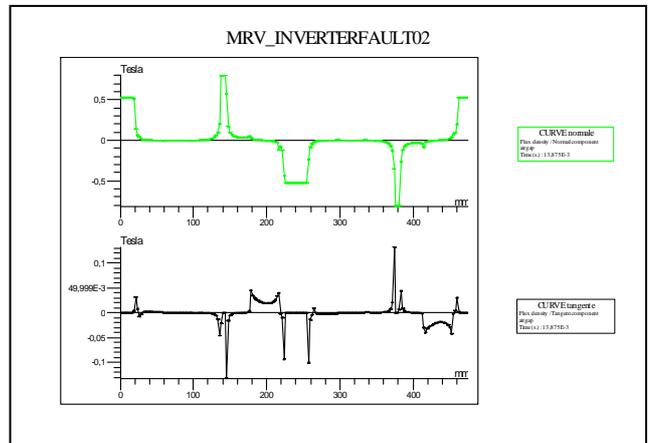


Fig. f 5- la composante normale et tangentielle

4.2.3. Interprétation des résultats

Le cas où une phase de l'onduleur court circuité Fig.III.15 le courant de la phase infecté est devenu nul donc cette phase cesse à produire le couple totale, l'allure du couple fig.f3 traduira bien cette observation le couple total est constitué de deux phases b et c, la phase a est disparue.

Le scénario de défaut dépend de la topologie de l'onduleur, il existe une variété d'onduleur pour les machines à réluctance variable. [13]

b) Démarrage à vide avec $J=0.0013$ et $F=0.0183$

Cette paragraphe nous permis de voire l'influence de défauts sur la vitesse ,on prend le cas du court circuit monophasé.

1. Le cas sain

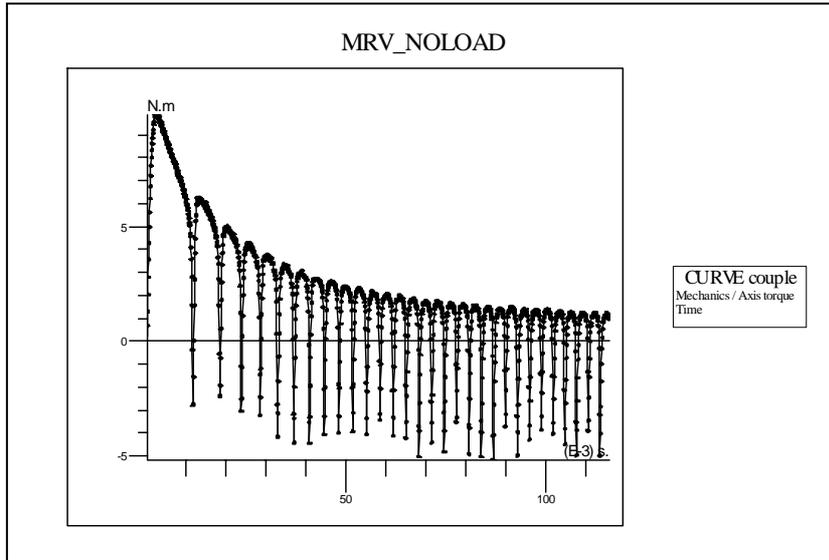


Fig.1b - Le couple moteur

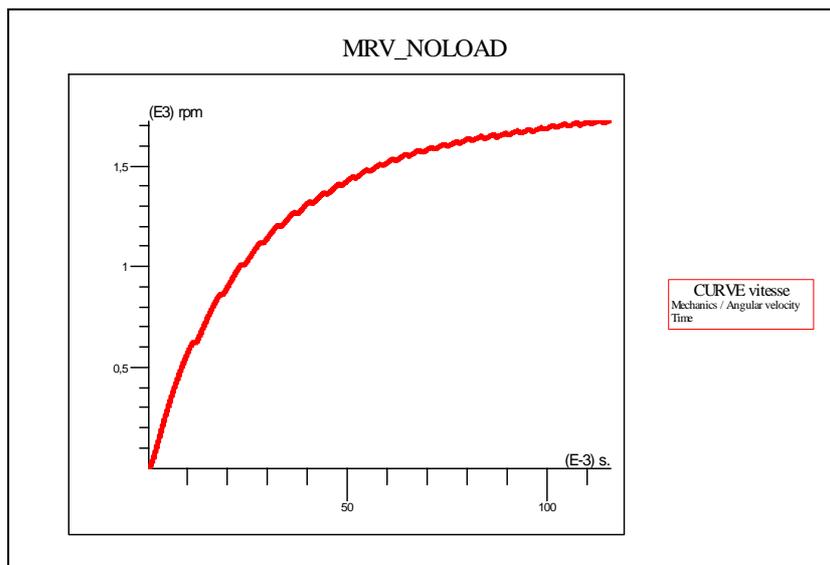


Fig.2b - La vitesse

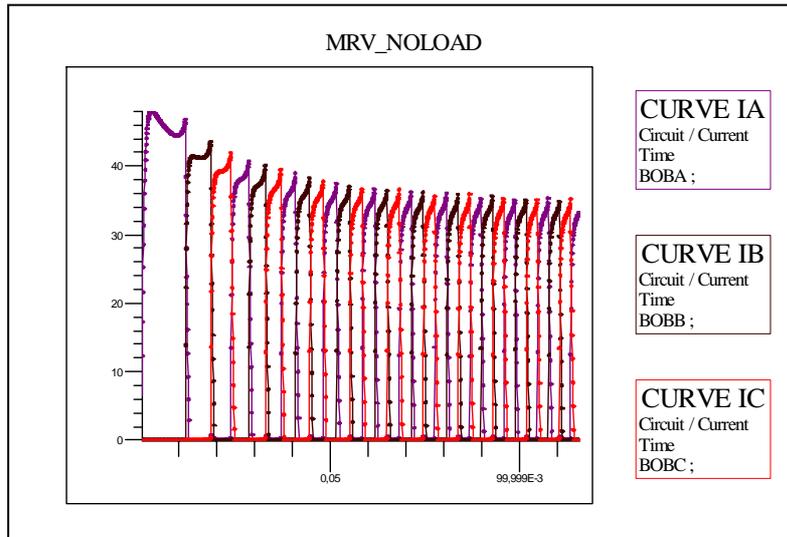


Fig.3b - Les courants de phases

2. Un court circuit monophasé dans la phase a de 25 %

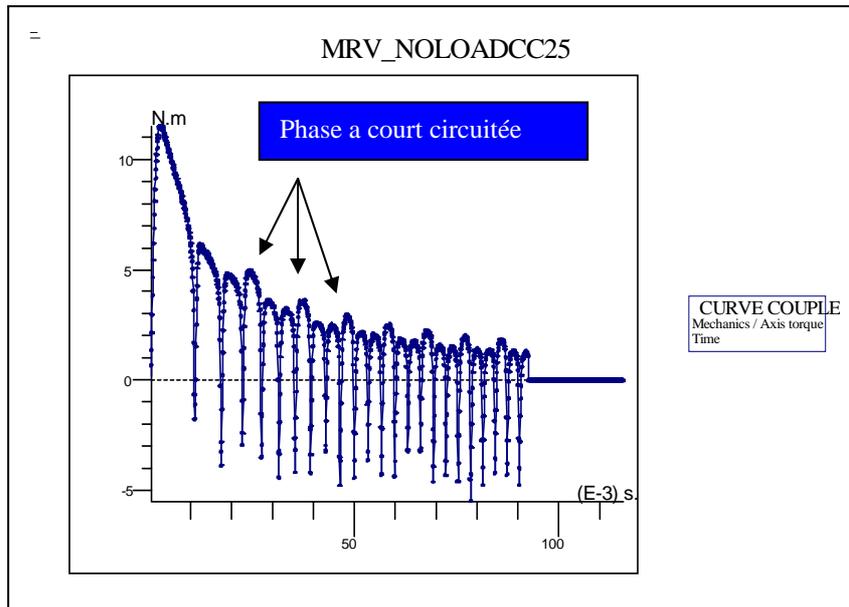


Fig.4b – Le couple moteur en cas du court circuit

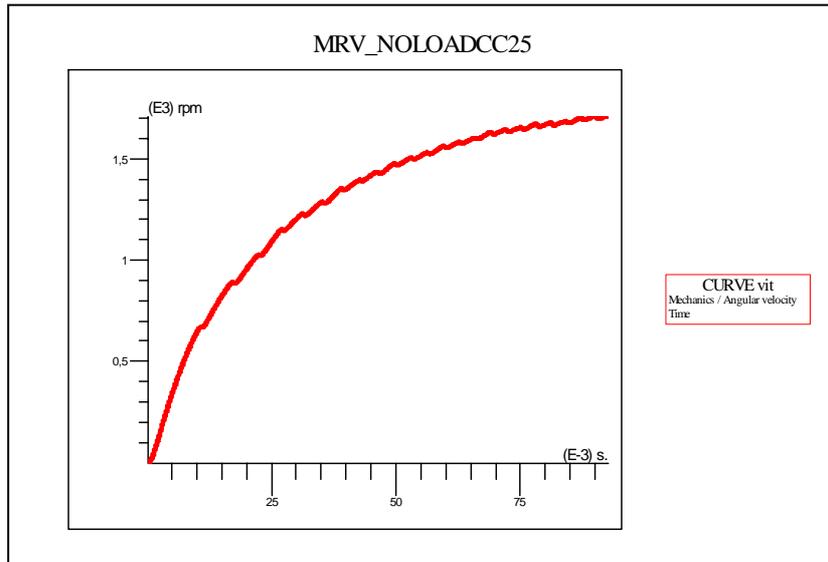


Fig.5b – La vitesse en cas du court circuit monophasé

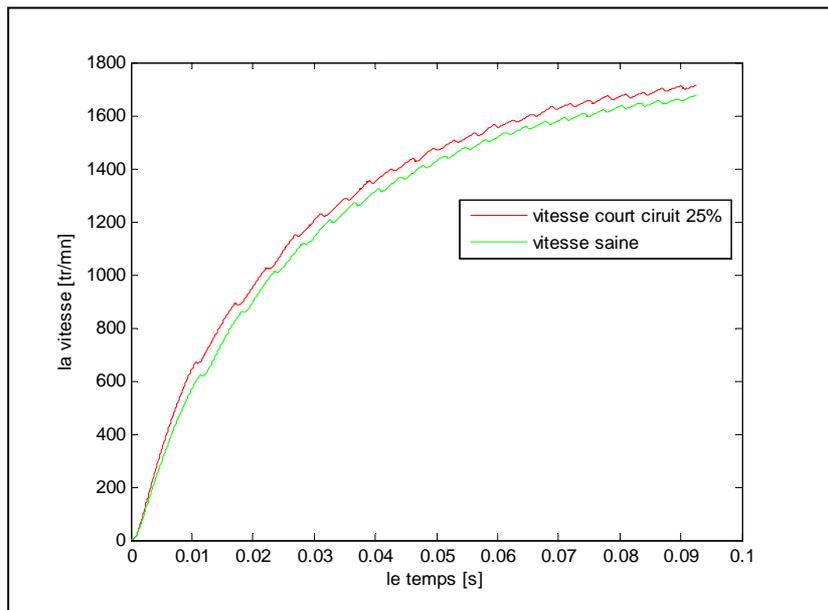
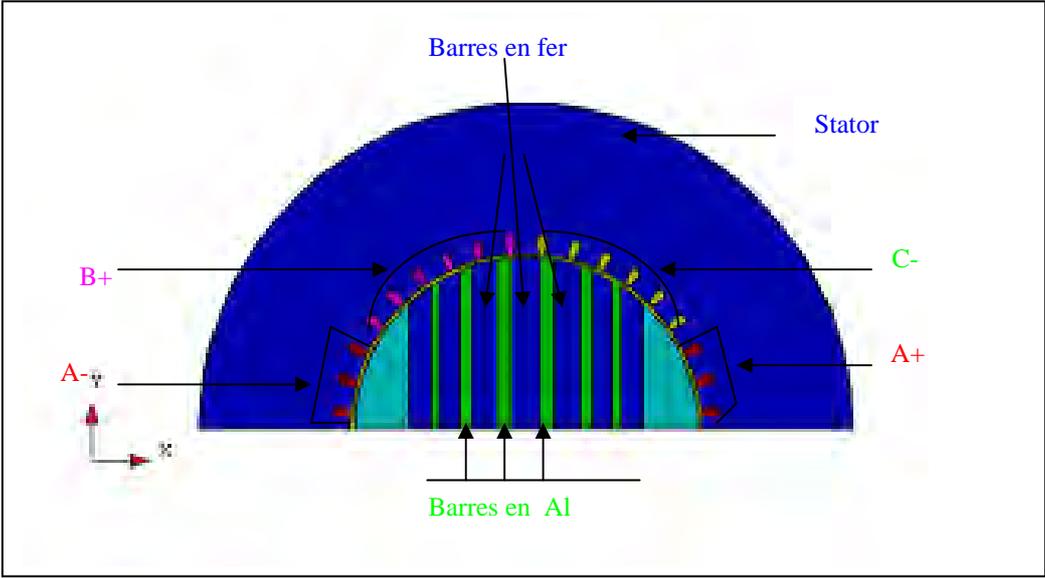


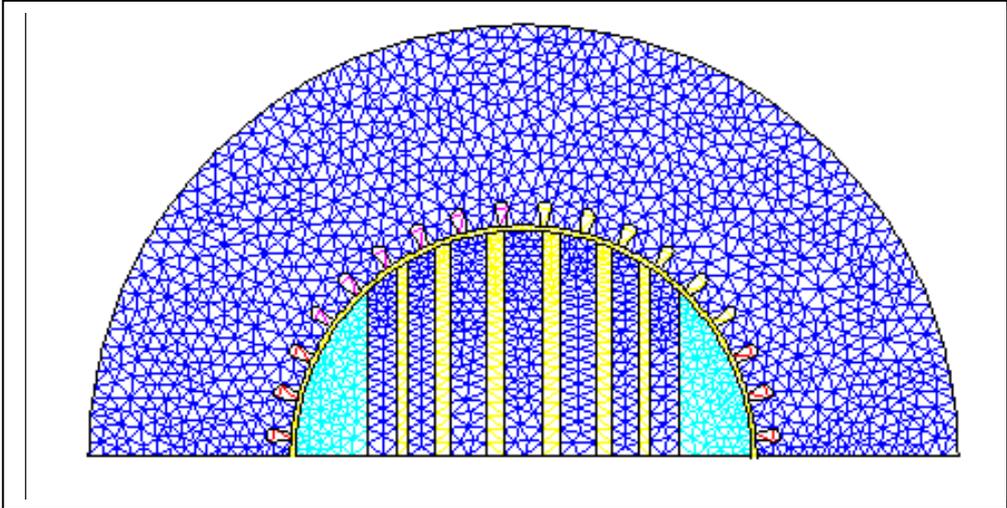
Fig.6b – La vitesse en cas du court circuit monophasé et saine

III.4.2.2. La MSR/V avec un rotor Axialement Laminé

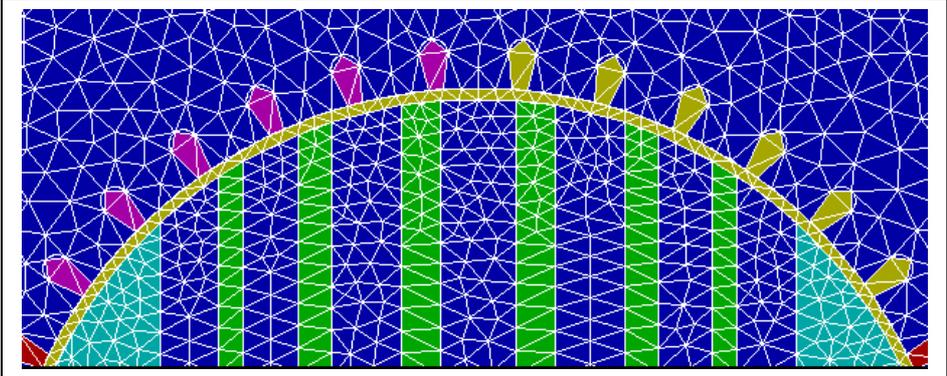
III.4.2.2.1. La géométrie



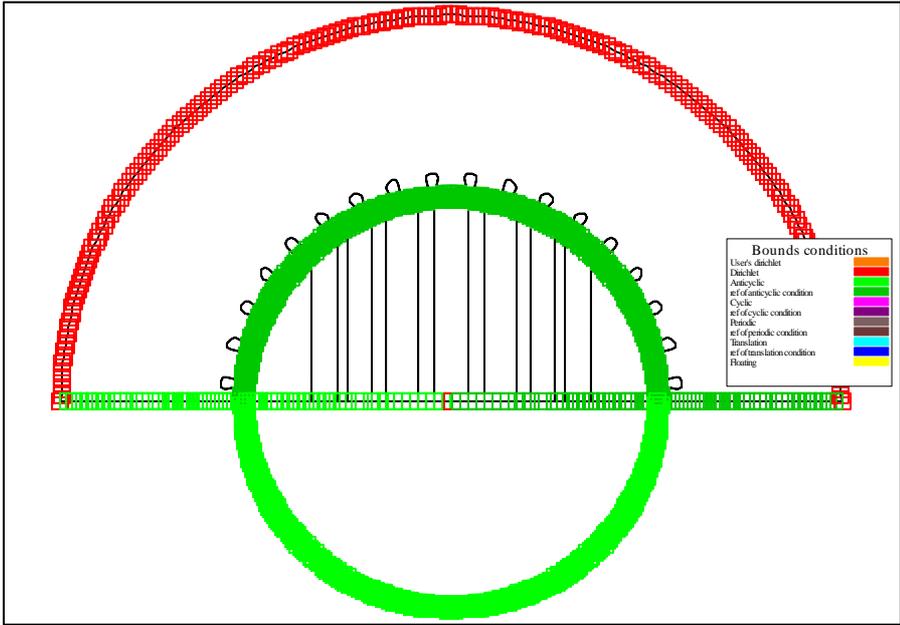
III.4.2.2.2. Le maillage



III.4.2.2.3. Le maillage dans l'entrefer



III.4.2.2.4. Les conditions aux limites



III.4.2.2.5. Le circuit d'alimentation

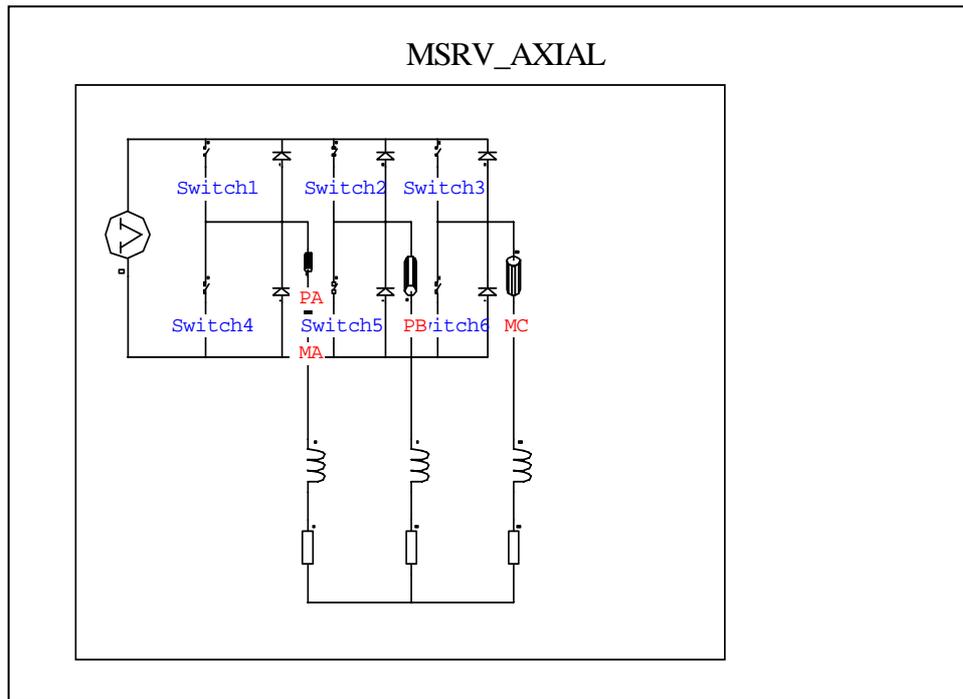
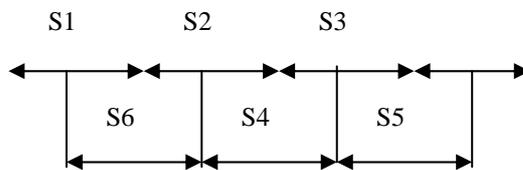


Fig. III.16- Topologie de l'onduleur par flux 2d

La commande appliqué sur les interrupteurs de l'onduleur est de type décalé on commande **S1 S2 S3** en complémentaires et on décale **S6 S4 S5** qui sont commandés aussi en complémentaires , ce type de commande permet de diminuer le taux d'harmonique .



III.4.2.2.6. Analyse des résultats

Nous allons présenter les caractéristiques électromagnétiques globales et locales du prototype simulé :

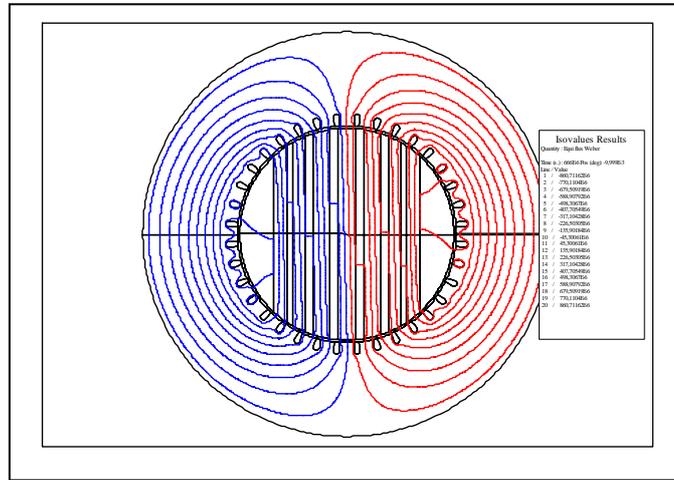


Figure III.17 - La MSRv en conjonction à t= 0.000666[s]

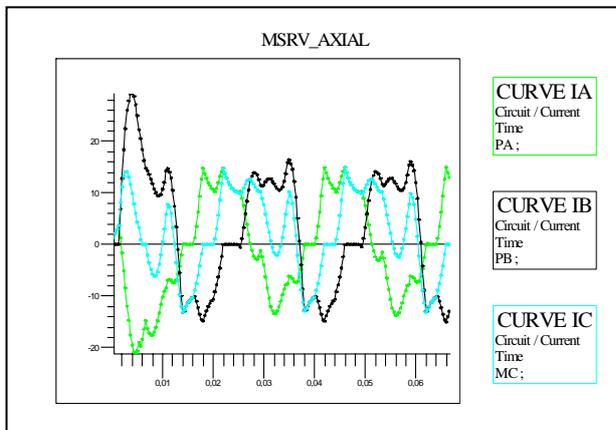


Fig.g1- Les courants de phases ia, ib, ic

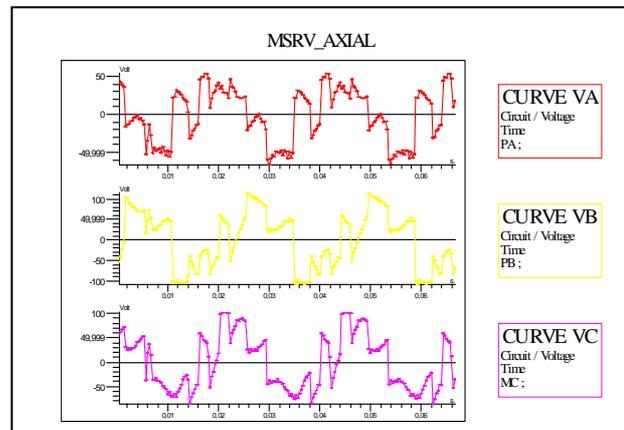


Fig.g2- Les tension va, vb, vc

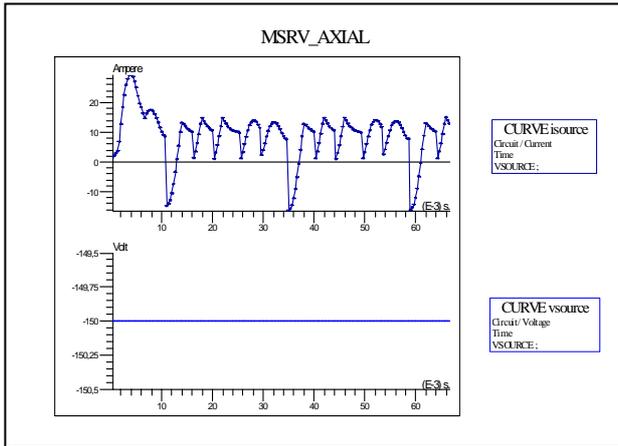


Fig.g3 - Le courant et la tension dans la source V

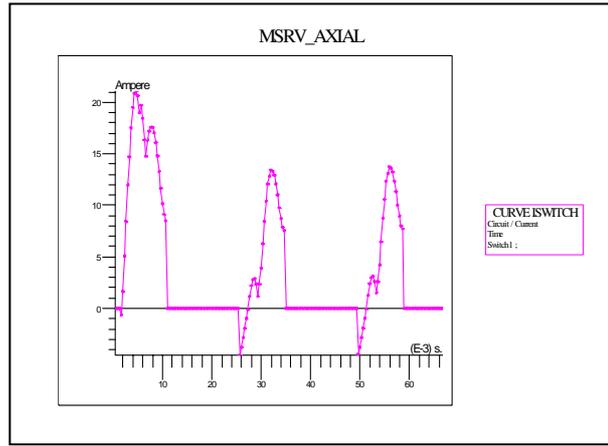


Fig.g4 - Le courant l'interrupteur 1

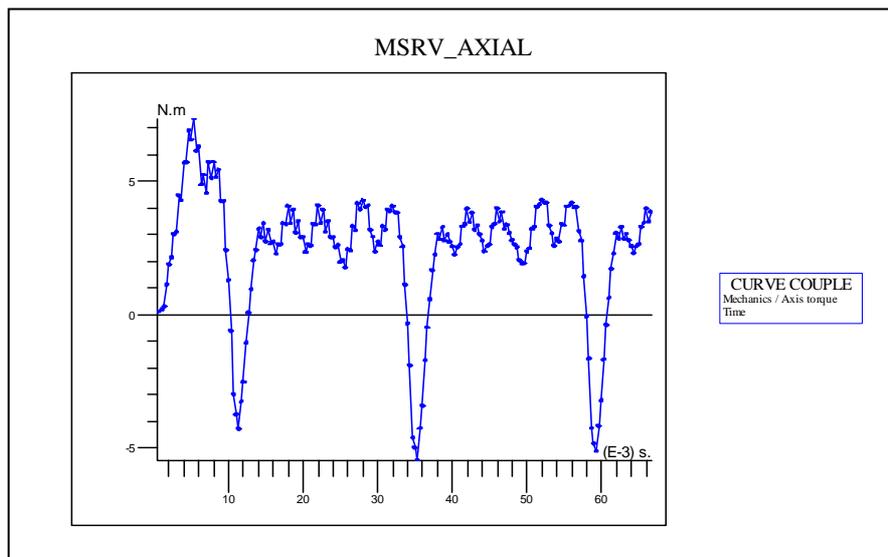


Fig.g5 - Le couple moteur

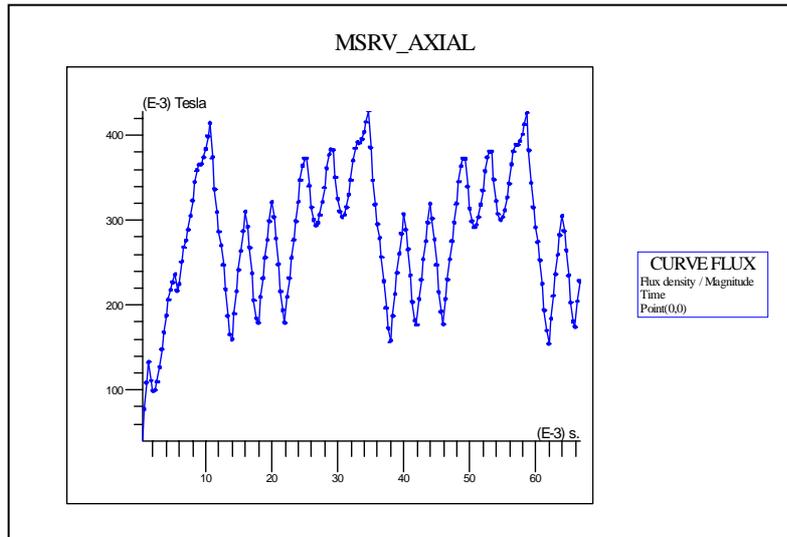


Fig.g6 - Le flux magnétique

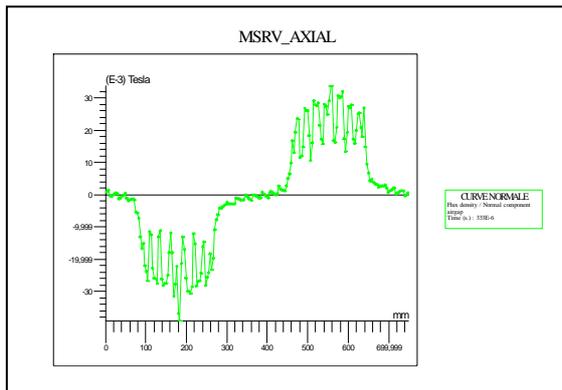


Fig.g7- la composante normale

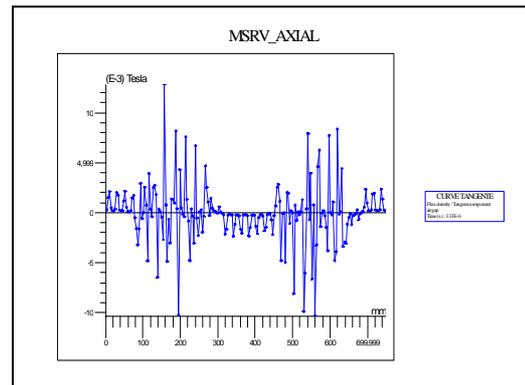


Fig.g8 - composante tangentielle

Fig. III.18 – Les caractéristiques de la MSR.V.

III.4.2.2.7. Modélisation de défauts pour la MRSV

a) A vide et a vitesse constante

1. Un court circuit monophasé dans la phase a de 25 %

1.1. Les grandeurs globales

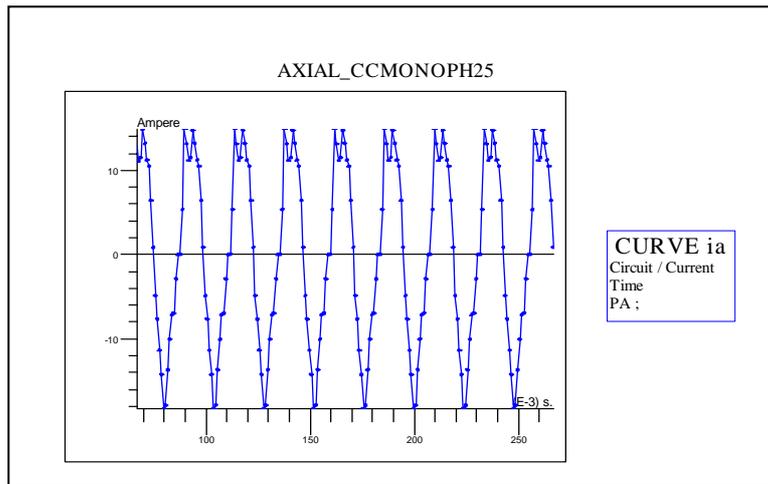


Fig.h1- Le courant dans la phase court circuit

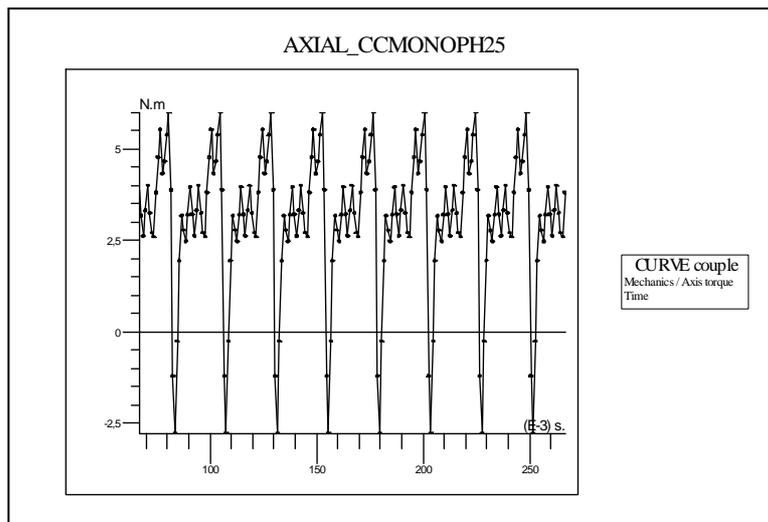


Fig.h2- Le couple moteur

1.2. Les grandeurs locales

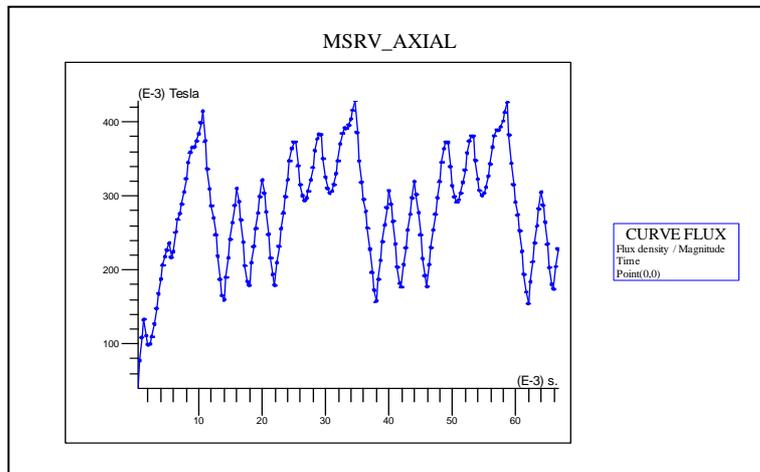


Fig.h3- Le flux magnétique

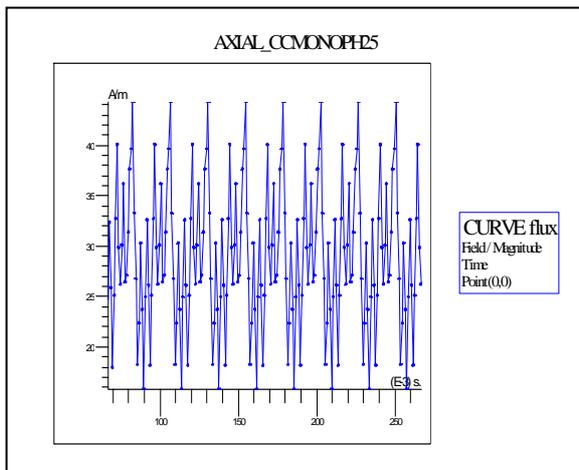


Fig. h4- le flux magnétique

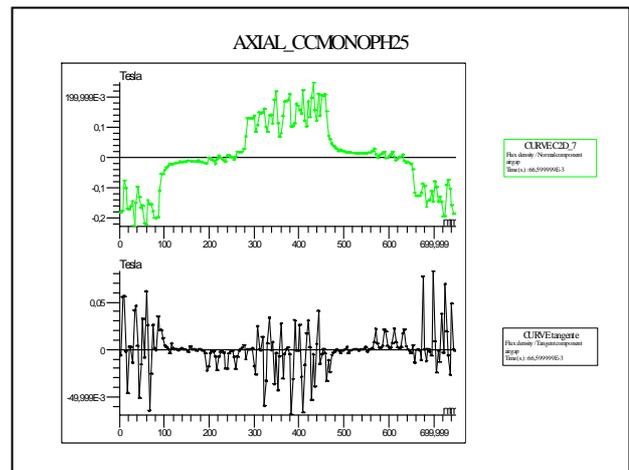


Fig. h5 - la composante normale et tangentielle

1.3. Interprétation des résultats

Le courant ia augmente de 14 [A] à 15 [A] lors d'un défaut de 25 % si on compare l'influence d'un court circuit monophasé de même degré d'une msrv et mrv on voit d'après les calculs statistique précédente le court circuit augmente la valeur du couple de la mrv 3 fois celle de la

msrv et pour le couple de la msrv on voit une modulation et augmentation de valeur aller à 6 [Nm], le couple de la msrv par contre la mrv est ondulé donc le défaut apparaît sur le long du couple comme la machine asynchrone ou synchrone, dans la mrv le couple est constitué de portions le défauts claires sur la portion infecté.

2. Un court circuit triphasé de 25 %

2.1. Les grandeurs globales

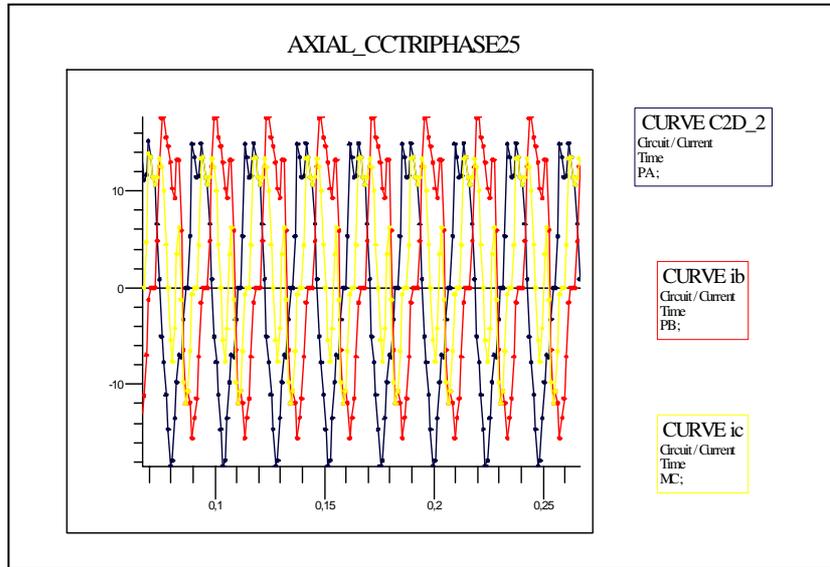


Fig. i1- Les courants dans les trois phases

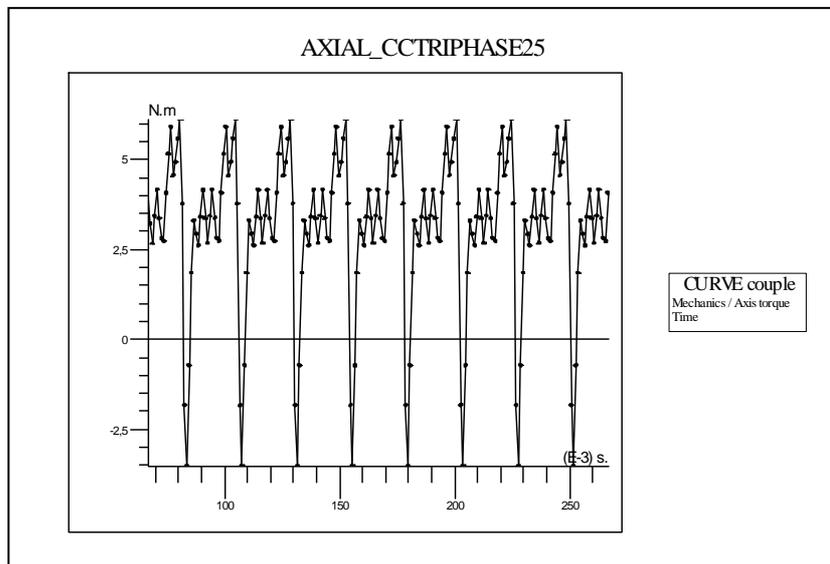


Fig.i2 - Le couple moteur

2.2. Les grandeurs locales

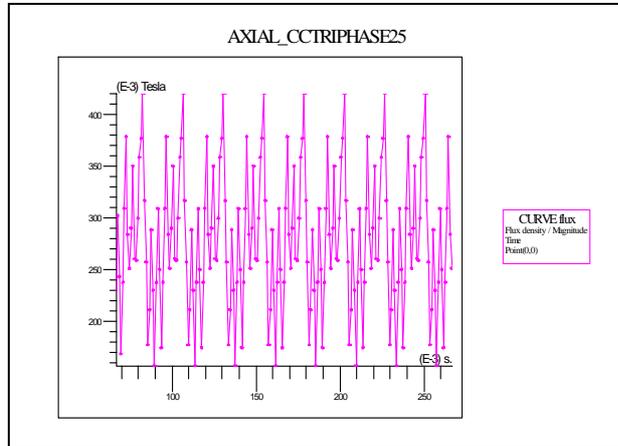


Fig.i3 - Le flux magnétique

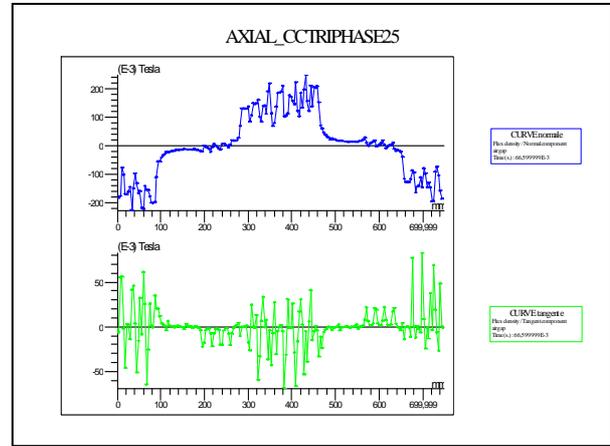


Fig.i4 - La composante normale et tangentielle

2.3. Interprétation des résultats

Les courant de trois phases fait une augmentation à 15 [A] par apport le cas sain et le couple plus il augmente est modulé, l'influence du court circuit dans une machine à réluctance variable est plus fort qu'une machine synchrone à réluctance variable.

3. Un circuit ouvert dans la phase a

Toujours avec la même procédure appliqué sur la MRV on augmente la résistance de la phase a pour empêcher la circulation du courant dans cette phase un défaut de circuit ouvert.

3.1. Les grandeurs globales

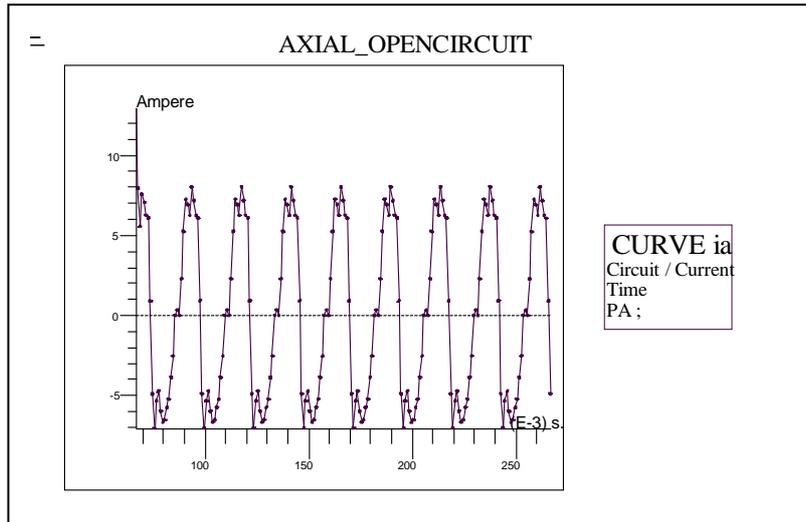


Fig.j1- Le courant de la phase a

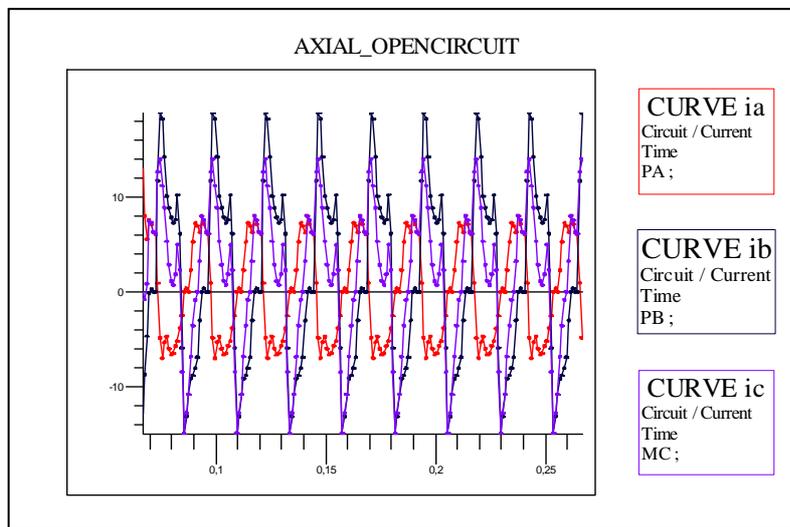


Fig.j2- Les courant des phases ia,ib,ic

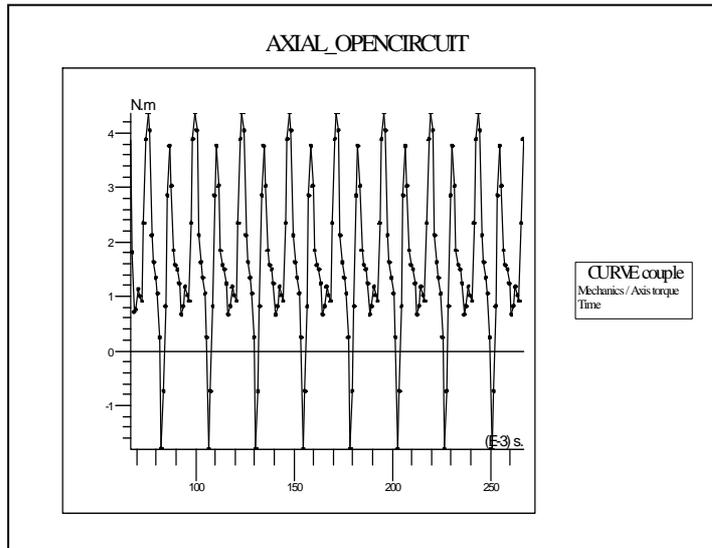


Fig.j3 - Le couple moteur

3.2. Les grandeurs locales

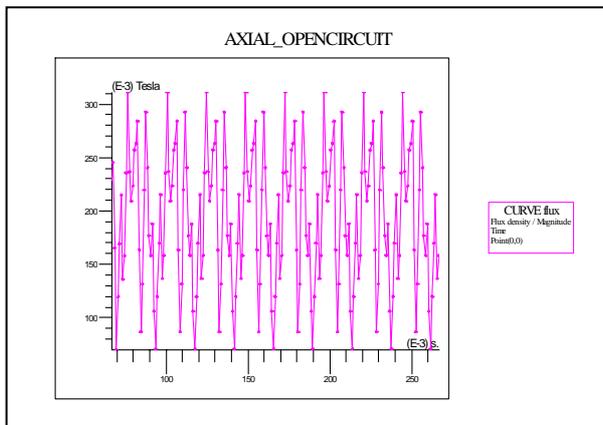


Fig.j4- Le flux magnétique

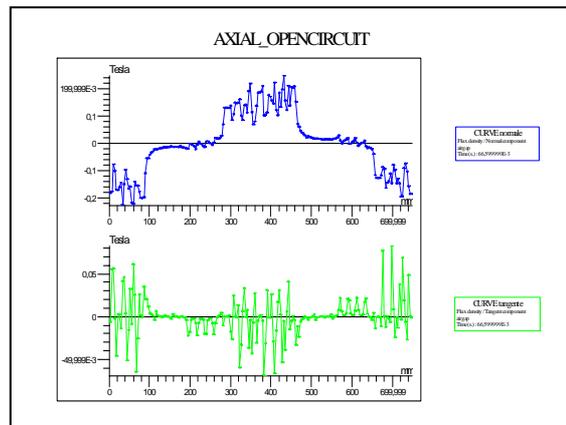


Fig.j5- La composante normale et tangentielle

3.3. Interprétation des résultats

Le courant de la phase a ouvert diminue par contre les courants des phases b et c augmente et le couple comme présenté dans la figure.j3 apparaît une déformation de forme et une augmentation de valeur aller à 4.35 [Nm].

4. Les défauts au niveau de l'onduleur

Dans cette section on présente les principaux défauts au niveau de l'onduleur et puis on les commentes.

4.1. Un IGBT circuit ouvert

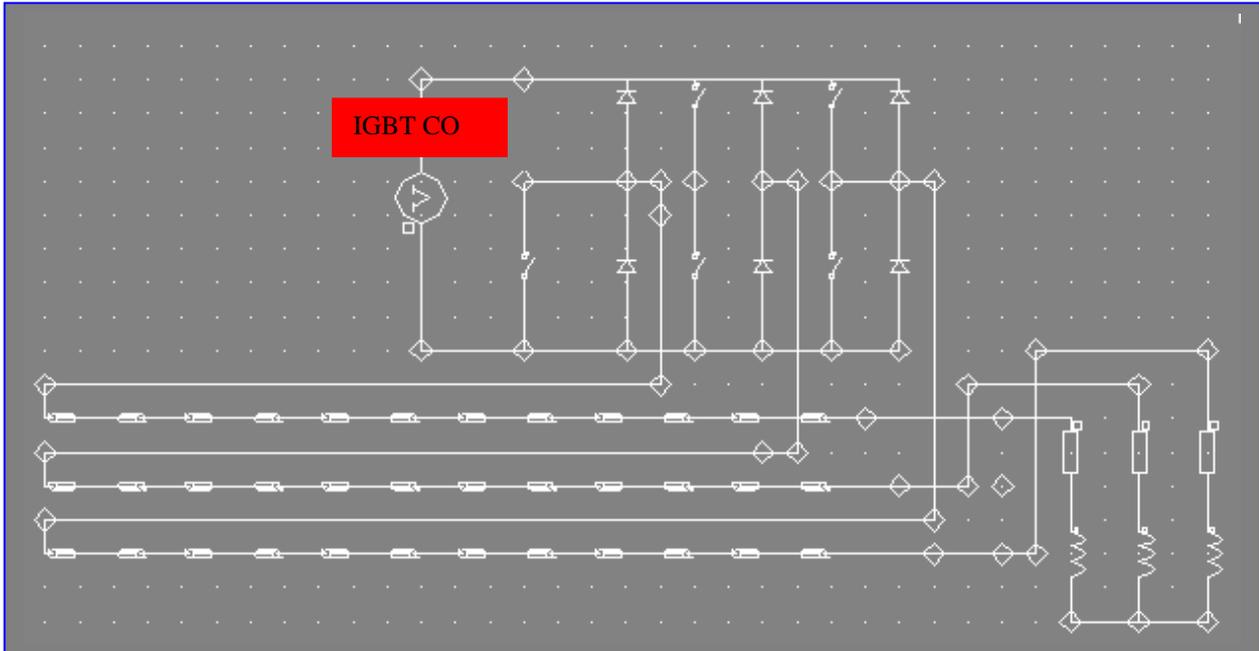


Fig.III.19 – Onduleur avec un interrupteur circuit ouvert

4.1.1. Les grandeurs globales

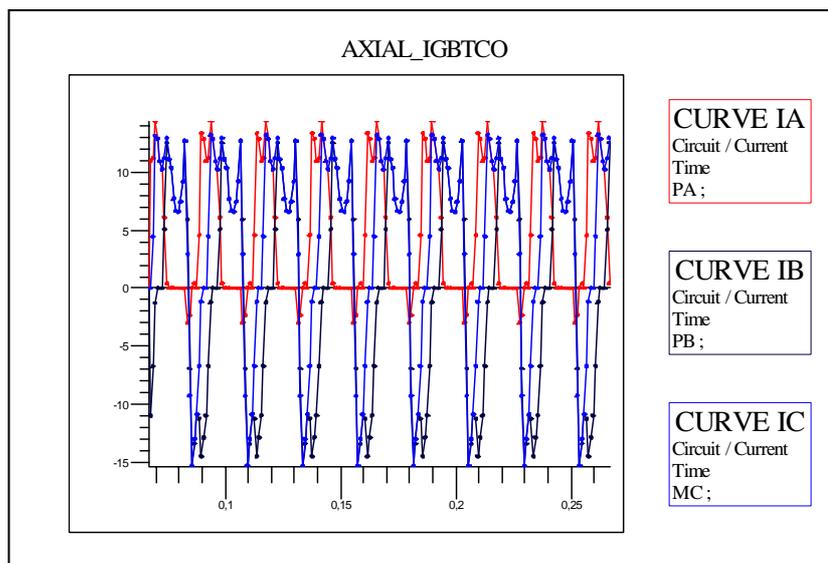


Fig.k1- Les courants de phases

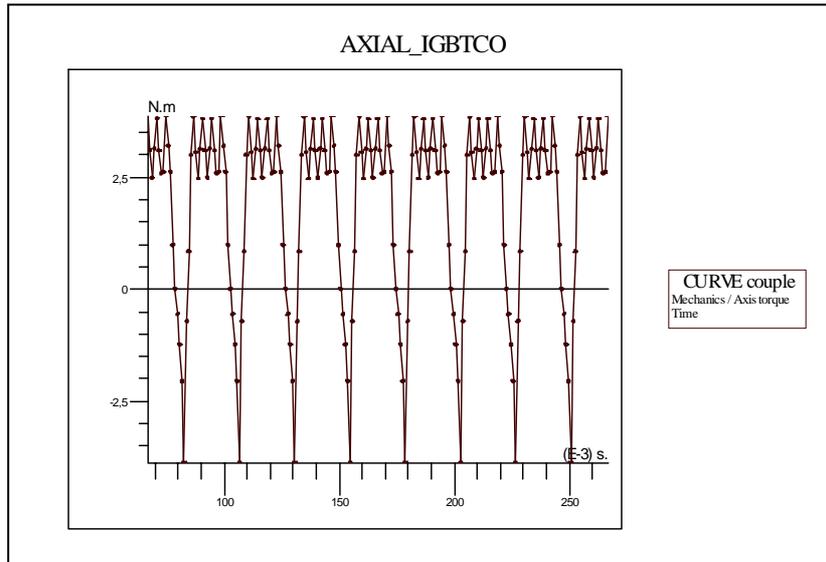


Fig.k2 – Le couple moteur

4.1.2. Les grandeurs locales

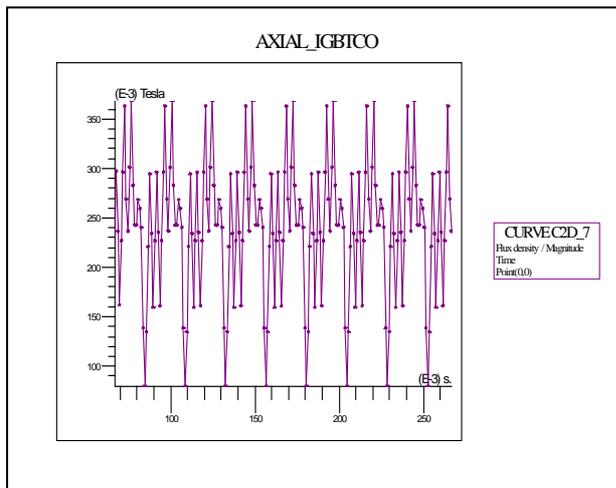


Fig.k3 – Le flux magnétique

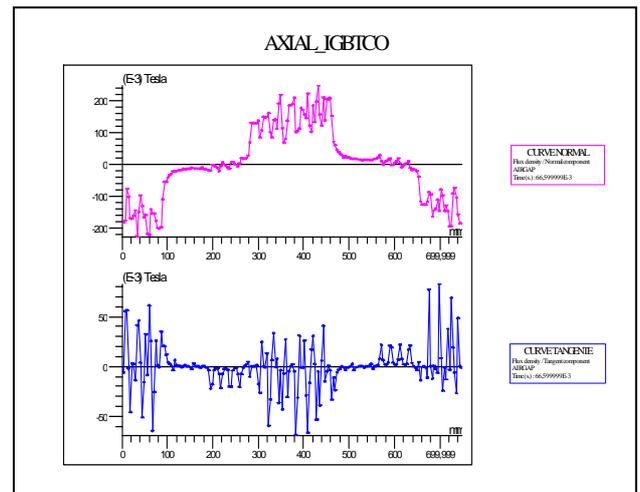


Fig.k4 – La composante normale et tangentielle

4.2. Un IGBT court circuit

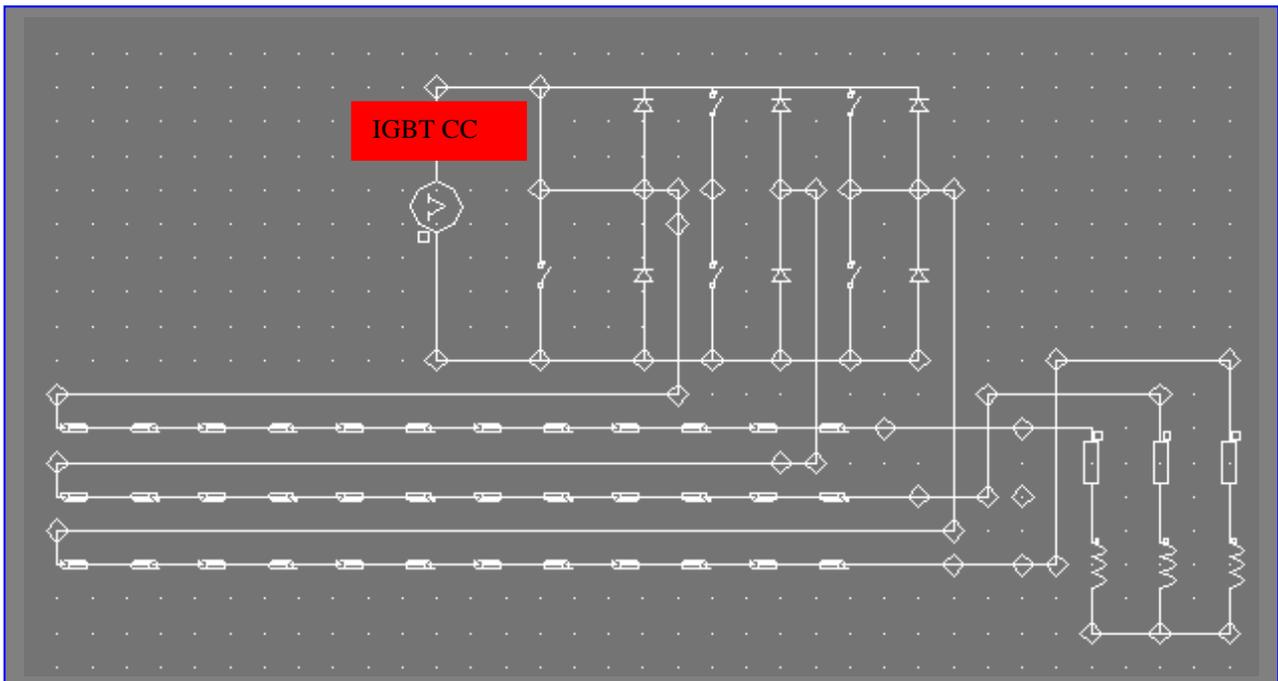


Fig.III.20 – Onduleur avec un interrupteur court circuit

4.2.1. Les grandeurs globales

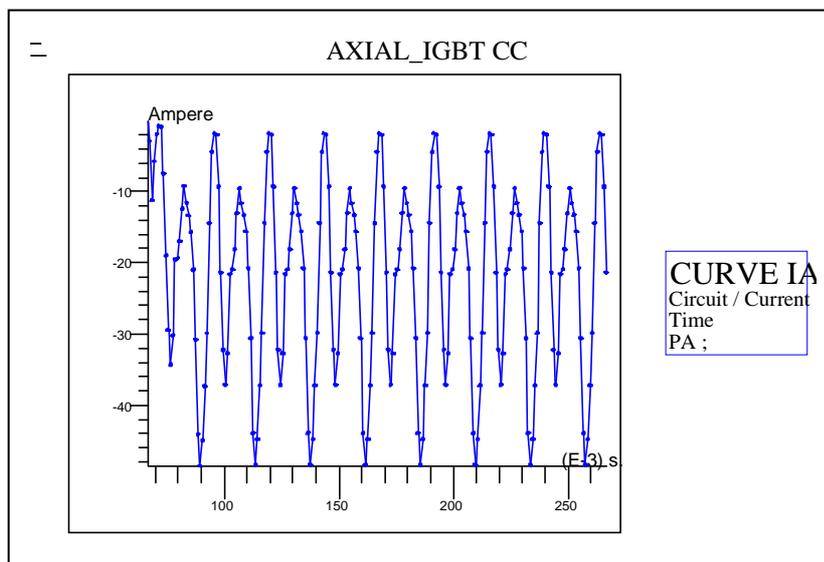


Fig.11 – Le courant dans la phase a

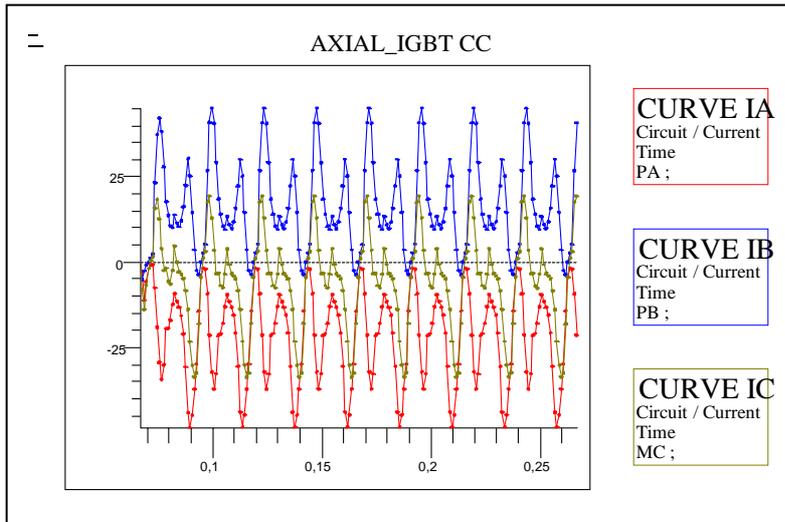


Fig.12 – Les courants dans les trois phases

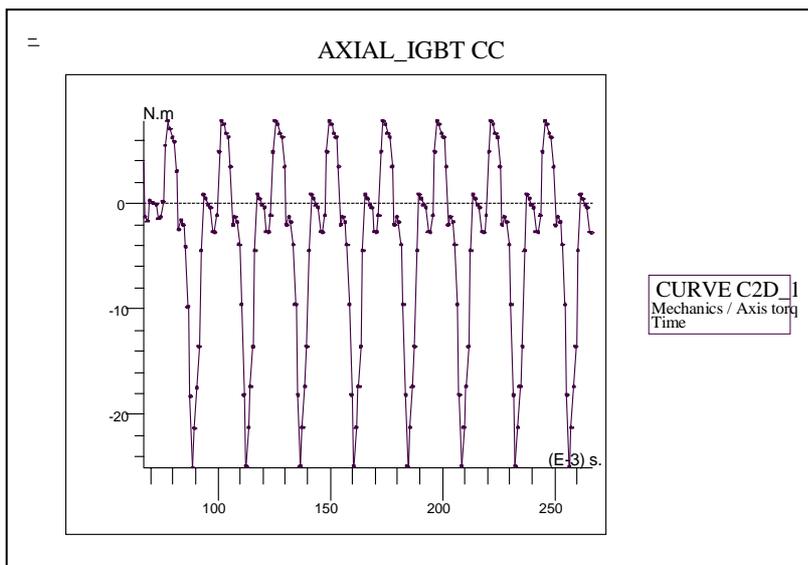


Fig.13 – Le couple moteur

4.2.2. Les grandeurs locales

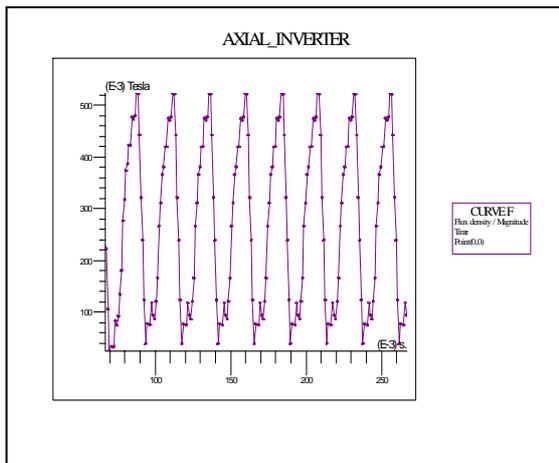


Fig.14 – Le flux magnétique

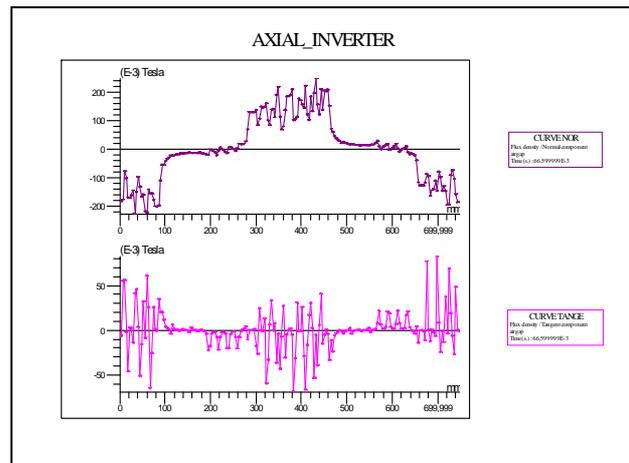


Fig.15 – La composante normale et tangentielle

4.3. Interprétation des résultats

On commence par le cas d'un onduleur avec un interrupteur ouvert fig.III.19 , ce cas est semblable au cas d'une phase ouverte on vois la même allure du couple sauf l'augmentation de la valeur du couple est moins importante par apport un circuit ouvert et ce défaut peut être simulé en arrêtant des signaux de porte à cette phase à l'instant de défaut, le courant dans la phase a correspondante est diminué à 2 [A] l'interrupteur ouvert arrête le courant d'excitation à cette phase les courants i_b et i_c diminuent de 28 % par rapport à un cas sain.

Dans le cas où un interrupteur de l'onduleur est court-circuité fig.III.20, le courant dans la phase affectée est diminué par contre le courant dans la phase b augmente à 42.5 [A], la phase a cesse de produire le couple, la valeur du couple total augmente à 7.75 [Nm] avec une déformation de cette forme par rapport au cas sain dont la forme est ondulée.

III.5. Les défauts mécaniques [10] [11] [12]

Ils existe différents types de balourd mécanique ou le mauvais positionnement du rotor par rapport au stator dans cette étude on prend le cas de l'excentricité dynamique.

Nous allons modéliser avec le logiciel éléments finis FEMM la machine synchrone à réluctance variable et la machine à réluctance variable présentant une excentricité dynamique (figure III.23 et III.24)

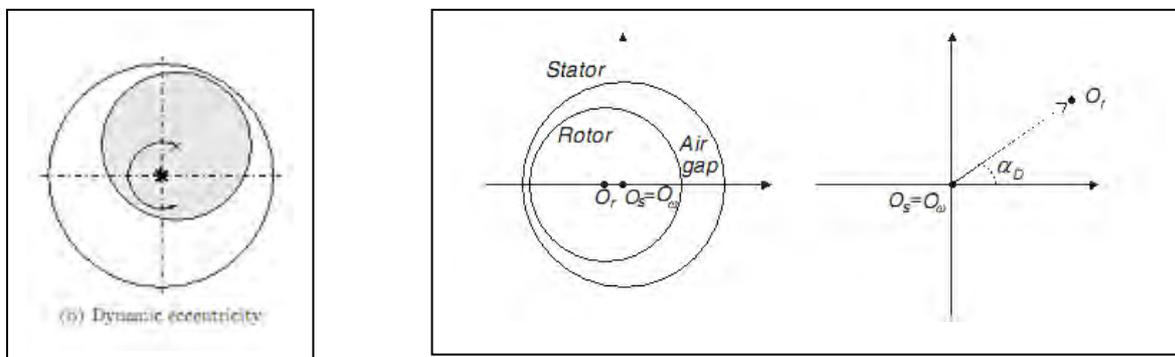


Fig.III.22 - Le positionnement du centre rotorique « Or »

Pour réaliser ce défaut il faut décrire le déplacement du rotor par des coefficients a et b

$$g(\theta) = g_0 - a \cos(\theta) - b \sin(\theta) \quad \text{(III.21)}$$

$$a = g_0 \gamma_d \cos \theta_r \quad \text{(III.22)}$$

$$b = g_0 \gamma_d \sin \theta_r$$

$$g_0 = R_s - R_r \quad \text{(III.23)}$$

Et les degrés statique et dynamiques respectivement

$$\gamma_d + \gamma_s < 1 \quad \text{(III.24)}$$

La procédure de réalisation est suffisante de positionner le rotor par rapport au stator et mesurer le couple statique sur phase à chaque position si on veut voir le comportement dynamique de ce défaut on peut construire des blocs Simulink et avec les méthodes d'interpolation par krigeage ou par bi-cubique spline on peut voir le comportement dynamique dans notre étude on limite à voir l'influence sur le comportement statique du couple.

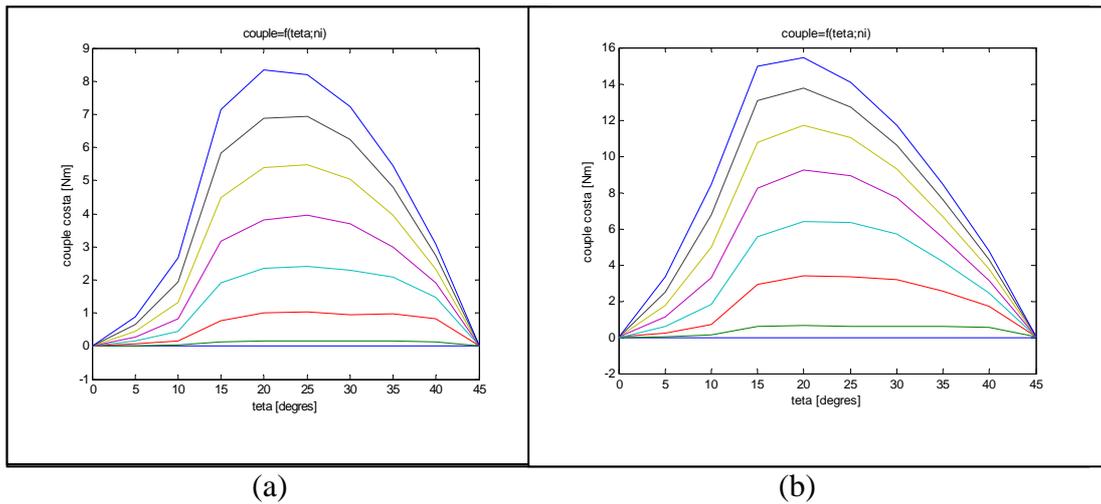


Fig.III.23 - (a) Le couple statique de la MRV dans le cas sain et (b) Le couple statique en cas d'une excentricité dynamique de 25%.

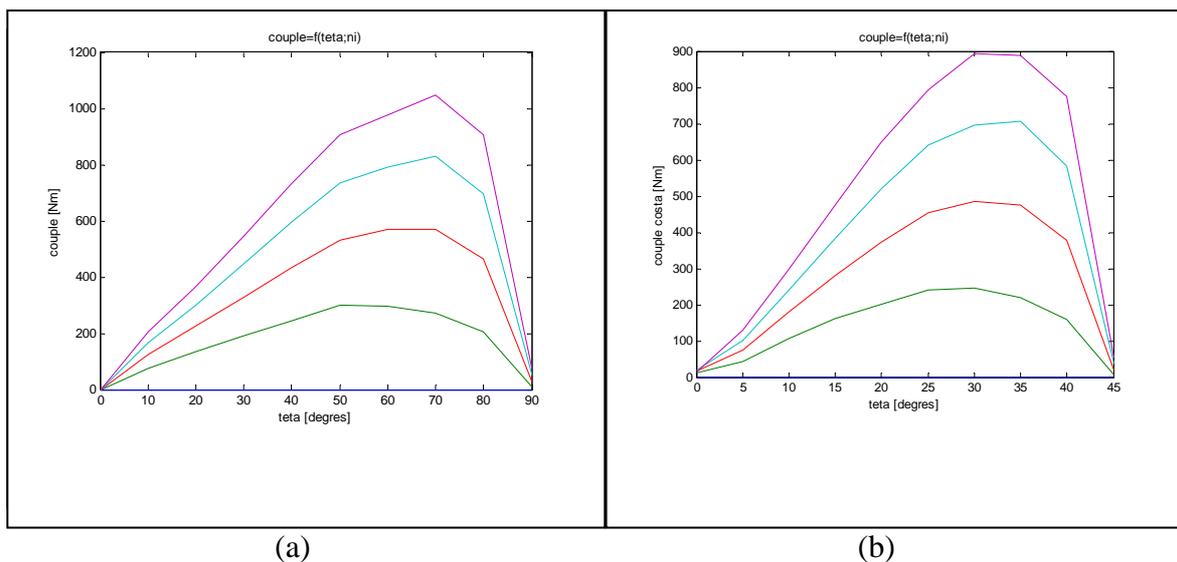


Fig.III.24 - (a) Le couple statique de la MSR dans le cas sain et (b) Le couple statique en cas d'une excentricité dynamique de 25%.

III.6. L'analyse spectrale

On vas montrer les spectres du couple et courant statorique dans le cas de différents défauts simuler par flux 2d pour par la mrv les spectre de la msrv donnés dans l'annexe.

III.6.I. LA MRV

III.6.1.1. L'analyse spectrale du couple

Pour voire le comportement fréquentielle pour chaque défaut il faut une analyse minutieuse des résultats :

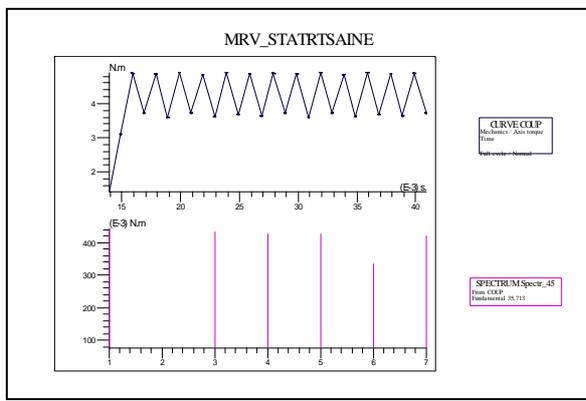


Fig.n1- Couple sain

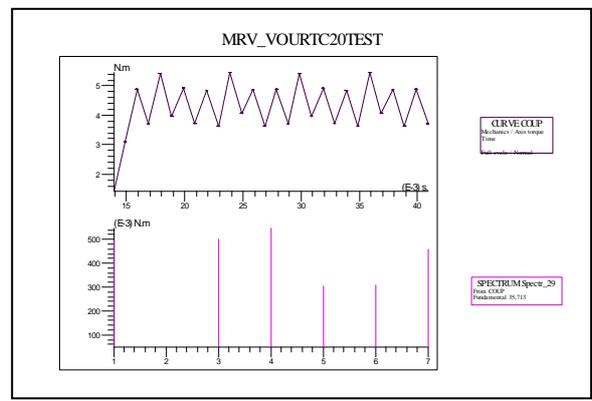


Fig.n2- Couple avec cc monophasé

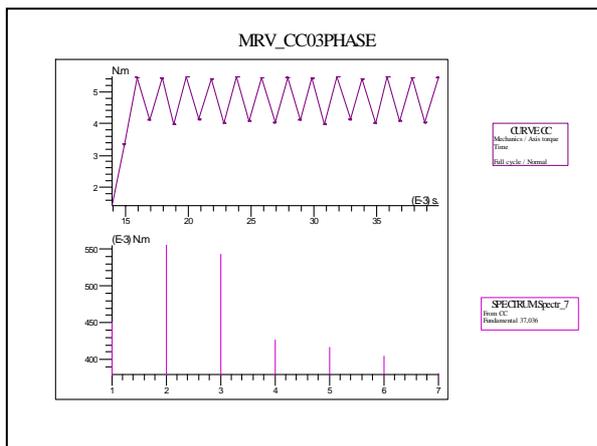


Fig.n3 - Couple en cas cc triphasé

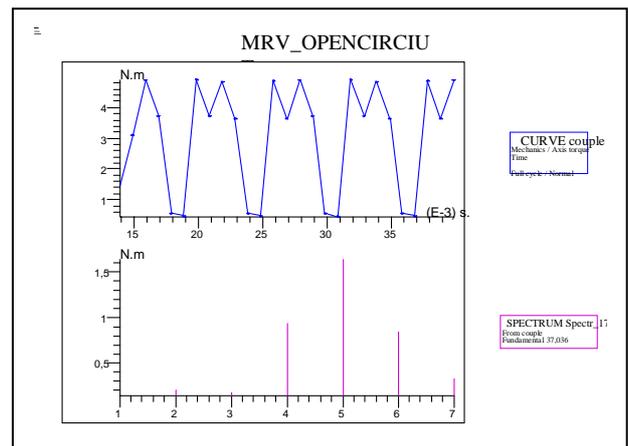


Fig.n4 - Couple circuit ouvert

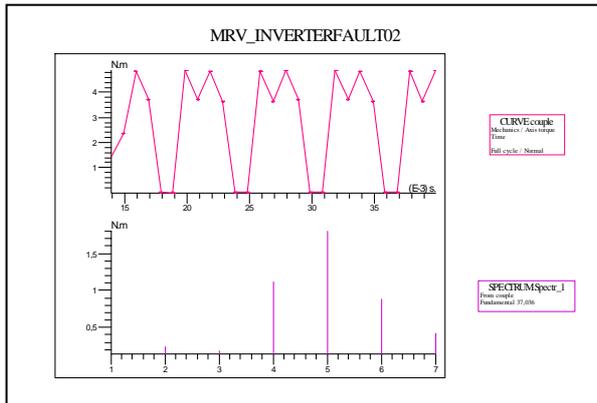


Fig.n5- Couple en cas d'un interrupteur cc

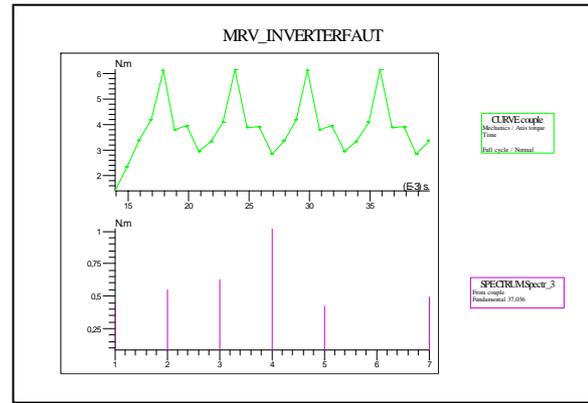


Fig.n6- Couple en cas ou une phase de l'onduleur cc

On voit qu'un court circuit monophasé de 25% fait une amplification de l'harmonique 3 et 4 ; et pour un court circuit triphasé 25% on voit l'apparition d'une nouvelle harmonique l'harmonique 2 et amplification de l'harmonique 3 ;

Au niveau de l'onduleur l'amplification de l'harmonique 4 trois fois par rapport un cas sain et l'apparition de l'harmonique 2 indique qu'un interrupteur est court circuit et l'amplification de l'harmonique 5 trois fois et l'harmonique 6 plus de deux fois par rapport un cas sain indique d'une phase complète de l'onduleur est court circuit.

Le cas d'un circuit ouvert est semblable au cas où une phase de l'onduleur court circuit.

III.6.1.2. L'analyse spectrale du Courant statorique ia

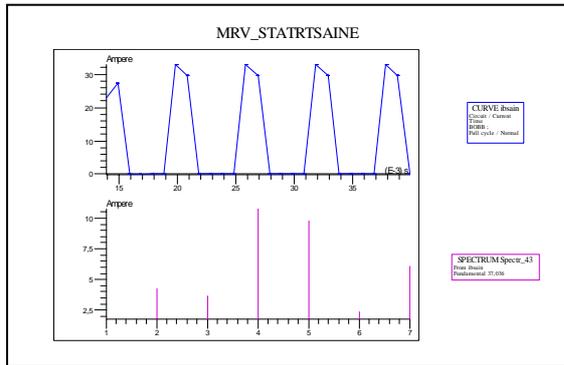


Fig.01- Le courant sain

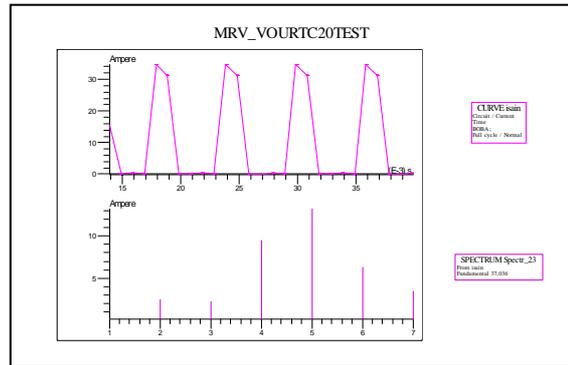


Fig.02- Le courant avec cc monophasé

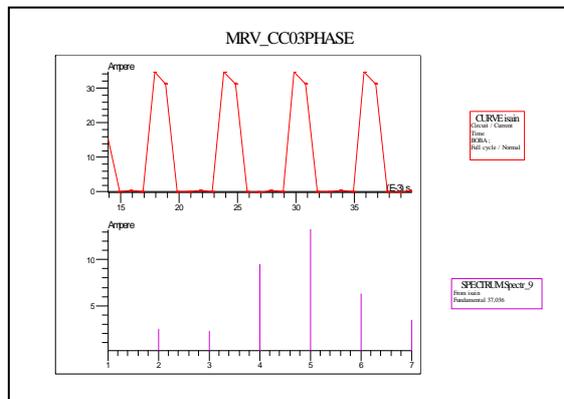


Fig.03- Le courant avec cc triphasé

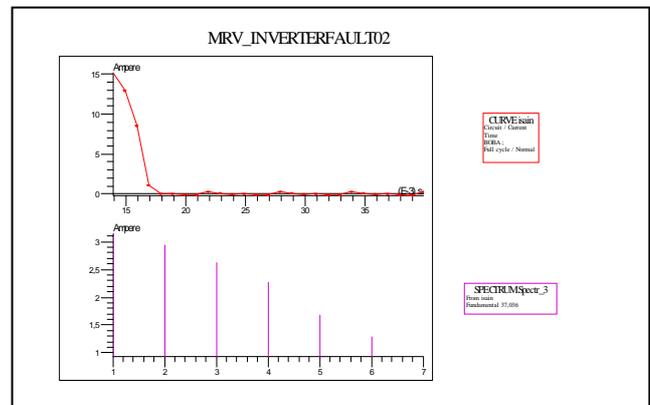


Fig.04- Le courant avec circuit ouvert

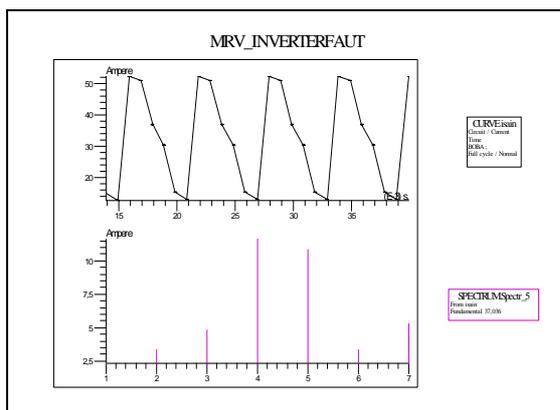


Fig.05- Le courant en cas ou un interrupteur de l'onduleur cc

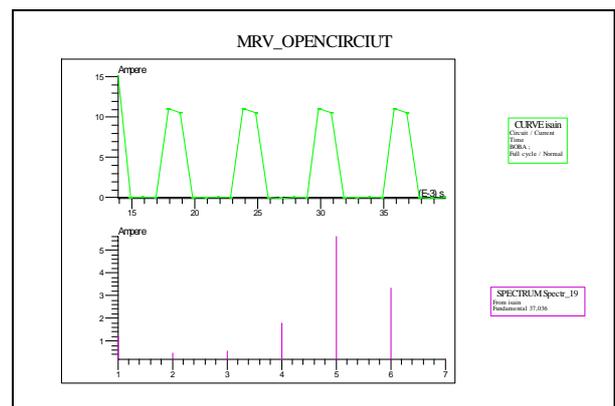


Fig.06- Le courant en cas ou une phase de l'onduleur cc

Au niveau des courant statoriques on va analysé seulement le courant de la phase a le cas d'un court circuit monophasé de 25% Fig.O2 fait apparaître une nouvelle harmonique l'harmonique 2 et amplification de l'harmonique 5 quartes fois le cas sain Fig.O1;

Le cas d'un court circuit triphasé Fig.O3 de 25% par apport un court circuit monophasé ne donne pas de nouvelles harmoniques juste une amplification de valeurs biens sure dans ce cas au niveau de trois courant statoriques.

Le cas d'un circuit ouvert Fig.O4 la disparition de l'harmonique 2 et 3 et la diminution de l'harmonique 4 8 fois l'apparition de l'harmonique 6 indique qu'il y a un circuit ouvert à la phase a.

Au niveau de l'onduleur un interrupteur court circuit Fig.O5 traduit par l'amplification de l'harmonique 5 et 4 ;Si une phase de l'onduleur court circuit Fig.O6 la diminution de l'harmonique 4 8 fois le cas sain et l'apparition de l'harmonique 6 un bon indicateur de défaut.

Conclusion

Nous avons traité dans ce chapitre la modélisation et la simulation des machines MRV et MSRVR par la méthode des éléments finis à l'aide de deux logiciels le femm et le flux 2d. La modélisation a été réalisée en deux régimes, à savoir, le régime statique et le régime dynamique. La simulation est effectuée dans le cas sain et dans le cas de défaut.

Ce chapitre comporte trois parties essentielles : le régime statique où nous avons utilisé le femm pour voir les caractéristiques statiques de chaque machine. C'est grâce à ce logiciel que nous avons simulés le défaut d'excentricité dynamique à différents degrés. La seconde partie de ce chapitre porte sur le régime dynamique, celui-ci a été réalisé par le logiciel flux 2d. Dans cette partie les deux machines sont modélisées et couplées avec un onduleur de tension dont les interrupteurs sont commandés par une commande décalée. Nous avons appliqué différents types de défauts soit au niveau du stator tel que le court circuit, circuit ouvert. Soit au niveau du circuit d'alimentation « l'onduleur » tel que interrupteur court circuité, circuit ouvert et une phase court circuitée.

L'analyse fréquentielle réalisée par la FFT a été appliquée sur le courant statorique dans le cas de défaut et sur le couple moteur de la machine à vide et à vitesse constante.

Le dernier chapitre est consacré à la modélisation analytique et à la simulation de la machine à réluctance variable en régime dynamique.

Références du Chapitre III

[1] Zaatat. MAKNI, «Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Electromagnétiques», Thèse Doctorat, Univ Paris-SUD XI , d'Orsay, 12 Décembre 2006.

[2] Redoune. Maaziz, «Développement et implantation d'un modèle prenant en compte les aspects scalaires vectoriels et dynamiques du modèle d'hystérésis», Thèse Magister, Univ de Batna, 17 Décembre 2006.

[3] Malek. Bouharkate, «Etude et l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en regime dynamique», Thèse Doctorat, Univ Batna, 5 Février 2006.

[4]D. MEEKER, « Finite Elements Method Magnetics », User's Manual, v3.4, Feb. 2005. <http://femm.foster-miller.net/Archives/doc/manual 34.pdf>.

[5] Ghislain. Remy, «Commande optimisée d'un actionneur lineaire synchrone pour un axe de positionnement rapide», Thèse Doctorat, Univ de Paris, L'institut des arts et mitiers, 07 Décembre 2007.

[6] Flux-2D (version 7.6) commercialisée par Cedrat, Zirst, 38 240 Meylan, France.

[7] Guillaume. Lacombe, «Définition et realisation d'une nouvelle génération de logiciel pour la consepion des moteur au futur», Thèse Doctorat, Univ de Paris, L'INP Grenoble, 29 Novembre 2007.

- [8] J. Nascimento, L. Rolim, P. Heidrich et al, «Design and simulation aspects of a switched reluctance drive», *Proc. of 4^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP96)* », pp. 79-83, São Paulo, 1996.
- [9] Tsarafidy . Raminosoa « Optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par reseaux de permeances », Thèse Doctorat, L'INPL de L'orraine, 5 Octobre 2006.
- [10] H. Torkamanand, E. Afjei, «Magneto static field regarding analysis regarding the effect of eccentricity in switched reluctance motor», Shahid Beheshti University, Tehran Iran, Vol.8, 163180, 2009.
- [11] Juan R. Briso-Montiano, Roland. Karrelmeyer and Elmar. Dilger Robert. Bosch GmbH. Stuttgart, «Simulation of Faults by means of Finite Element Analysis in a Switched Reluctance Motor», Conference 2005.
- [12] Martin. BLODT, «Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives», Thèse Doctorat, L'INPL de Toulouse, 14 Septembre 2006.
- [13] Iqbal. Husain, M.N. Anwa, « Fault Analysis of Switched Reluctance Motor Drives » Article, Dept. of Electrical Engineering, University of Akron.

CHAPITRE : IV



MODÉLISATION, COMMANDE & SIMULATION DE DÉFAUTS PAR MATLAB / SIMULINK

INTRODUCTION

Nous avons déjà évoqué certains outils numériques pour la résolution des équations de l'électromagnétisme ; leur principal intérêt est qu'ils nécessitent de faire peu hypothèses Simplificatrices. mais d'une part les coûts calculatoires restent prohibitifs par rapport aux objectifs du modèle (contrainte de temps) et d'autres part ce type d'outil demande un investissement pour leur prise en main qu'ils réserve a des utilisateurs « confirmés ».

Après avoir interprété les résultats numériques ce chapitre décrit analytiquement la simulation des défauts en régime linéaire et non linéaire de la machine à réluctance variable, à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK : une simulation dynamique saine et puis avec défauts a été réalisée avec deux stratégies de commande en hystérésis et en tension.

Les logiciels d'utilisation plus générale pour le calcul matriciel (MATLAB-Simulink, ACSL ,MATRIXx....) leur avantage est d'être beaucoup plus ouvert par contre leur utilisation nécessite généralement de trouver manuellement les équations différentielles régissant le système. Pour des systèmes complexes cette recherche peut être laborieuse.

IV.1. Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement de SMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs. Des bibliothèques spécialisées sont disponibles (les "Toolboxes") pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens de calcul importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées, télécommunications, etc. Des modules temps réel, développés autour des produits d'SPACE (Real Time Interface, TRACE, COCKPIT) sont également proposés et rendent l'environnement de travail particulièrement attractif : l'utilisateur dispose en effet de tous les outils nécessaires à l'élaboration d'une application sur procédé réel, de la simulation à la supervision.

IV.2. Modèle de simulation

Pour simuler la machine à réluctance variable avec sa commande à hysteresis et en tension, le logiciel Matlab/Simulink connue utilise par de nombreuses communautés nous assemble un bon compromis.

La simulation de la machine est alors fondée sur L'intégration numérique d'une représentation d'état continue de la machine qui nécessite :

1. De trouver manuellement l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant le volution de la machine et de son alimentation ;

2. De déterminer les valeurs numériques des paramètres du modèle dans notre cas particulier il s'agit des inductances .

Dans les sections suivantes nous présentons les méthodes et les simulations réalisées sous MATLAB versions 6.5 et 7.

IV.3. Les équations électromagnétiques [1]

Le modèle de la MRV est élaboré sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- ◆ On néglige les effets des mutuelles et de la saturation (l'inductance de la machine indépendante du courant est idéalisée).
- ◆ Les interrupteurs du convertisseur sont parfaits.
- ◆ La tension est parfaitement continue.
- ◆ On suppose que la résistance ne dépend pas de la température.

La tension instantanée appliquée sur l'enroulement d'une phase du moteur MRV à une relation avec le flux par la loi de Faraday:

$$V_S = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

V_S : est la tension appliquée.

i : est le courant dans la phase.

R : est la résistance de l'enroulement de phase.

Ψ : est le flux.

À cause de la structure à double saillance du moteur MRV et l'effet de la saturation magnétique, le flux dans une phase MRV varie en fonction de la position du rotor θ et le courant de la phase. L'équation (II-1) peut être développée comme suit:

$$V = Ri + \frac{d\psi}{dt} \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

$\frac{\partial \Psi}{\partial i}$ est défini comme l'inductance instantanée $L(\theta, I)$ et le terme $\frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t}$ est le FCEM instantané.

IV.4. Production du couple

La MRV peut être décrite par une fonction convexe qui dépend seulement de la position du rotor θ et le courant dans le n^{eme} phase. Cette fonction est la co-énergie $\bar{W}(\psi, \theta)$. Dans une manière semblable, la fonction de l'énergie $W(\psi, \theta)$, où les variables sont les flux de n phase et la position de rotor, aussi permettent de décrire la MRV. Tenant compte des vecteurs ψ et I , la fonction de co-énergie et énergie vérifie l'inégalité suivante:

$$\bar{W}(I, \theta) + W(\Psi, \theta) \geq \Psi^t I \quad (\text{IV-3})$$

Grâce à son double saillance, la MRV peut avoir une variation de l'énergie magnétique et par conséquent la production du couple. La dérivée partielle de la fonction énergie par rapport à la position du rotor donne le couple de la machine :

$$C_e(\Psi_1, \dots, \Psi_n, \theta) = \frac{\partial W}{\partial \theta}(\Psi_1, \dots, \Psi_n, \theta) \quad (\text{IV-4})$$

Appliquant cette relation à une MRV 6/4, on a :

$$C_e(\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \theta) = \frac{\partial W}{\partial \theta}(\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \theta) \quad (\text{IV-5})$$

Quand on excite une phase, le couple apparaît afin que le rotor évolue dans la direction des augmentations de l'inductance. Par conséquent, le couple sera dans la direction de la position alignée la plus proche.

IV.5. Modèle Linéaire de la MRV [1] [3]

Les caractéristiques électromagnétiques utilisées pour la simulation de la MRV 6/4 sont obtenus par éléments finis.

L'équation électrique de chaque phase est donnée par:

$$V_i = Ri_i + \frac{d\psi_i(\theta, i_i)}{dt}, \quad i = \{1, 2, 3\} \quad (\text{IV-6})$$

Le flux dans chaque phase est donné par l'équation linéaire:

$$\Psi_i(\theta, i_i) = L(\theta)i_i \quad (\text{IV-7})$$

L'énergie totale associée avec les trois phases est donnée par :

$$W_{\text{total}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 L(\theta + (n-i-1)\theta_s) i_i^2 \quad (\text{IV-8})$$

Et le couple total du moteur est donné par :

$$C_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{L(\theta + (n-i-1)\theta_s)}{d\theta} i_i^2 \quad (\text{IV-9})$$

Les équations mécaniques sont :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - F\omega \quad (\text{IV-10})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{IV-11})$$

C_r : représente le couple de charge,

F : Le coefficient du frottement de la machine.

J : Moment d'inertie.

La figure (IV.3) représente le diagramme général de simulation utilisé pour le modèle linéaire de la MRV alors que la figure (IV.4) montre le contenu du bloc de la phase 1. Il contient trois autres blocs, chacun est associé à une fonction MATLAB spécifique. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe C.

Comme ce fut le cas en numérique avec flux 2d, il est nécessaire de choisir une position initiale du rotor, l'angle choisi doit être supérieure à 15° car si l'angle au départ inférieur à 15° le couple de charge sera nul et par conséquent le rotor n'évolue pas. Quand le couple de la charge n'est pas nul, le rotor se déplace pour établir une vitesse où $C_r = C_e$.

Noter que la position initiale choisit selon le profil de l'inductance.

IV.5.1. La stratégie de commande par hysteresis [1] [3]

La stratégie de commande utilisée pour le régime linéaire est la commande en courant par hystérésis. Cette technique est valable pour une plage de fonctionnement à couple constant et à basses vitesses, donc la MRV est alimentée par des **créneaux de courant** de hauteur réglable en fonction du couple demandé. Ces créneaux peuvent être simplement de forme rectangulaire appliqués durant la croissance de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode moteur et durant la phase décroissante de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode générateur. Pour mettre en œuvre le système de régulation des courants, plusieurs solutions sont envisageables.

Cette méthode de contrôle des courants, la plus utilisée dans l'industrie actuellement, consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les courants de phase statorique du moteur ne puissent évoluer en dehors d'une bande de largeur Δi encadrant leur courbe de référence.

Ce contrôle se fait donc par une comparaison permanente entre les courants réels et leurs références. La différence entre les deux valeurs permet à la logique de commande de l'onduleur d'imposer une commutation des interrupteurs à chaque fois que cette différence

dépasse, en valeur absolue, $\frac{\Delta i}{2}$. Les résultats montrés ont été obtenus pour un courant de référence $I_{ref} = 8[A]$, avec fonctionne sans charge (à vide). $\theta_{on} = 0^\circ$ et θ_{off} ajusté à la valeur de l'angle 38° , pour diminuer les oscillations de vitesse il est nécessaire de produire plus de couple.

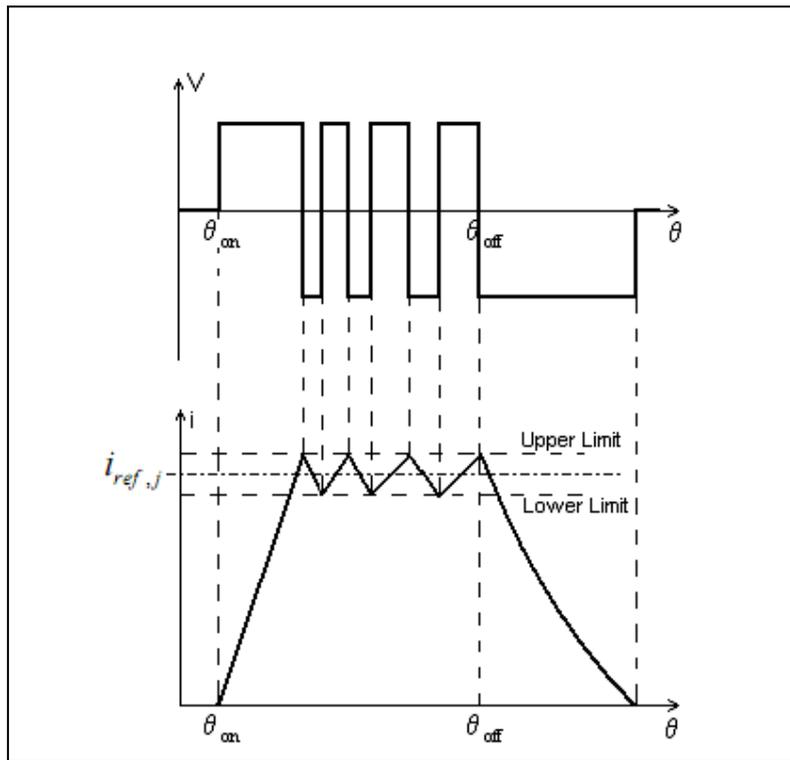


Figure.IV.1 - Le principe de commande en courant par hysteresis
Forme de tension et courant.

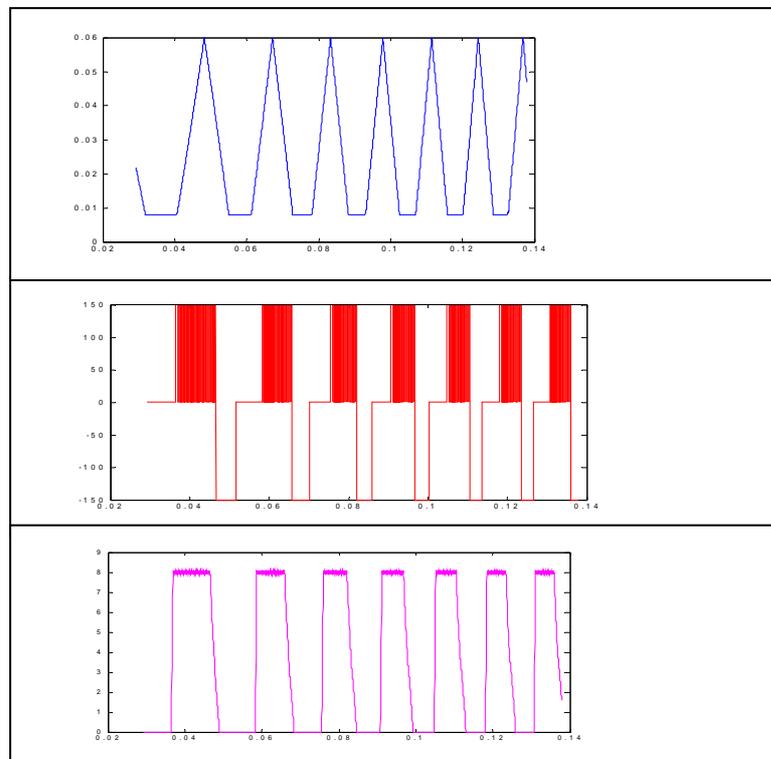


Figure.IV.2 - Le principe de commande en courant par hysteresis
Forme de tension ,courant et de l'inductance par Simulink.

IV.5.2. Schémas bloc de simulation

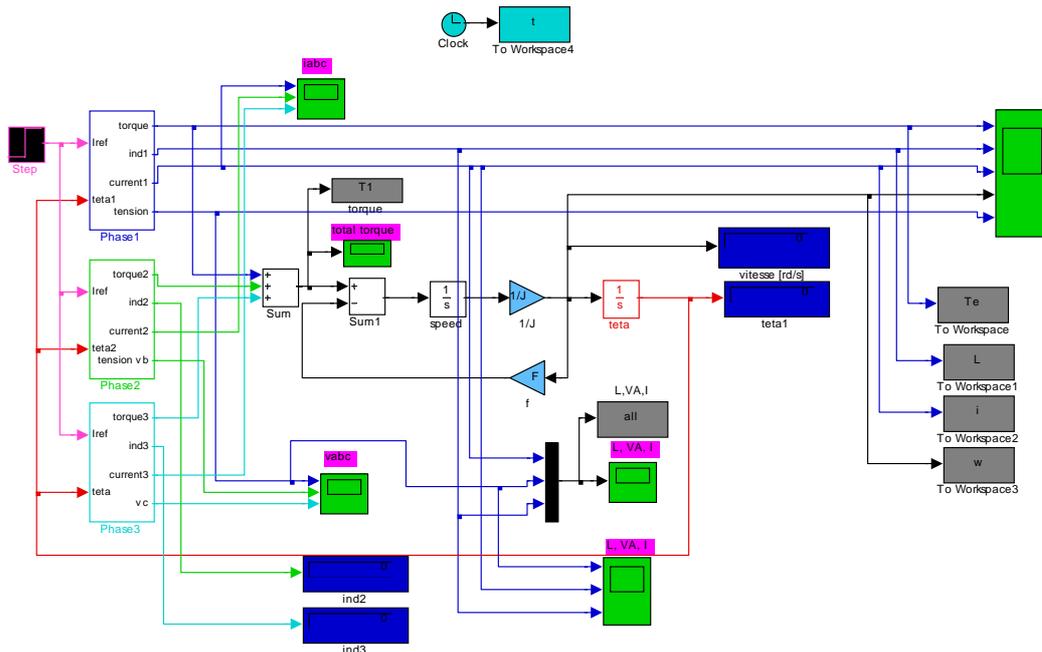


Fig. IV.3_ Diagramme de simulation de MRV en régime linéaire.

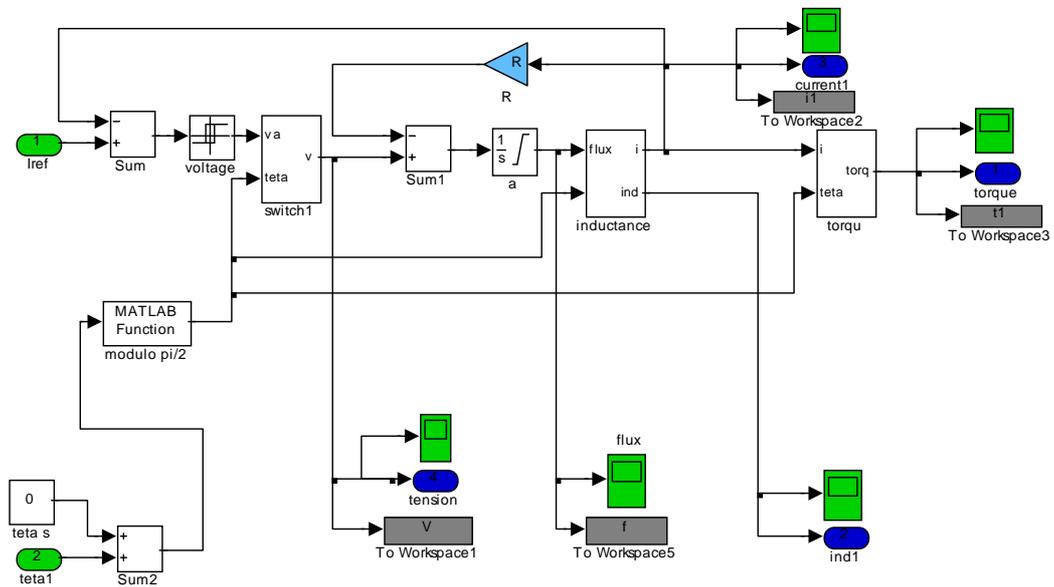


Fig. IV.4_ Diagramme de simulation de MRV par phase en régime linéaire.

IV.5.3. Simulation du régime linéaire sain

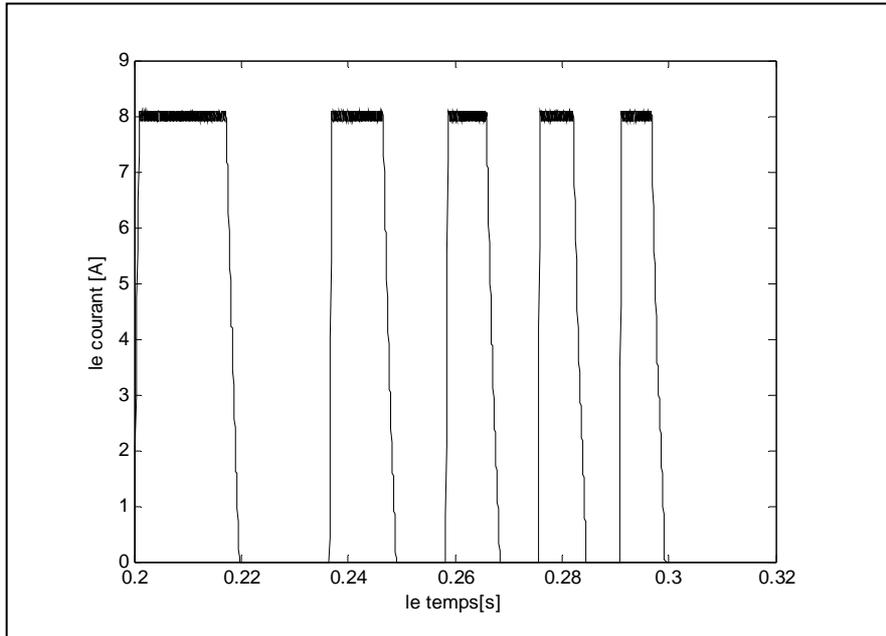


Fig.a1 - Le courant de la phase a

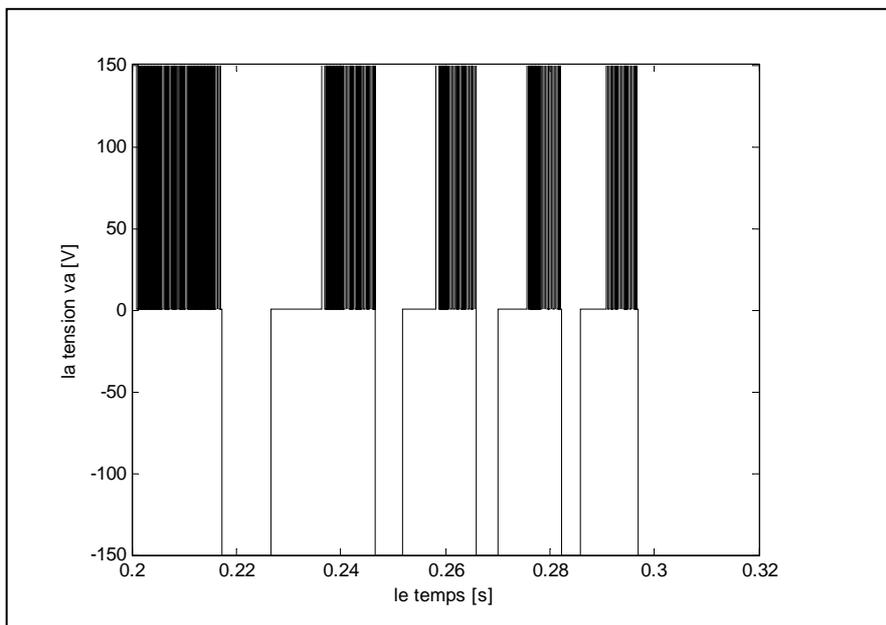


Fig.a2 - La tension de la phase a

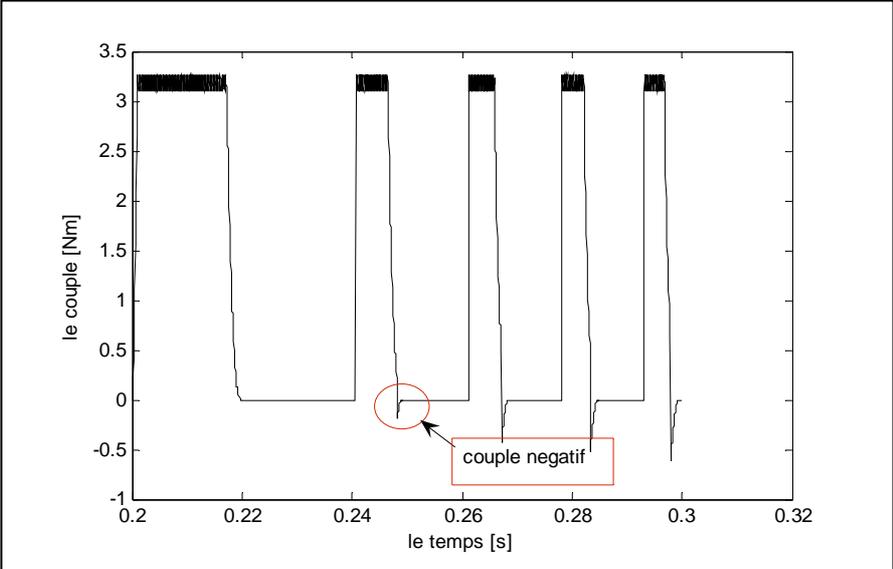


Fig.a3 - Le couple de la phase a

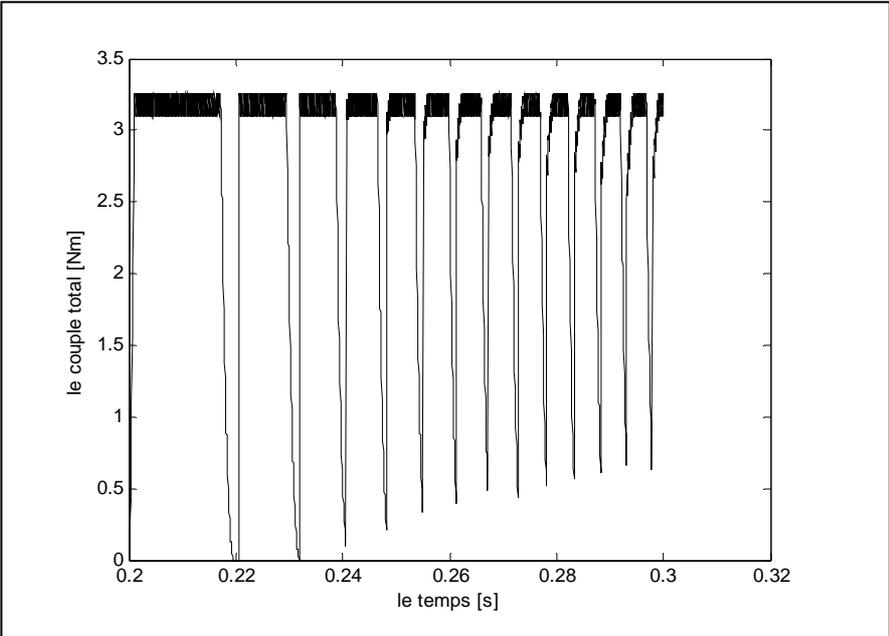


Fig.a4 - Le couple électromagnétique total

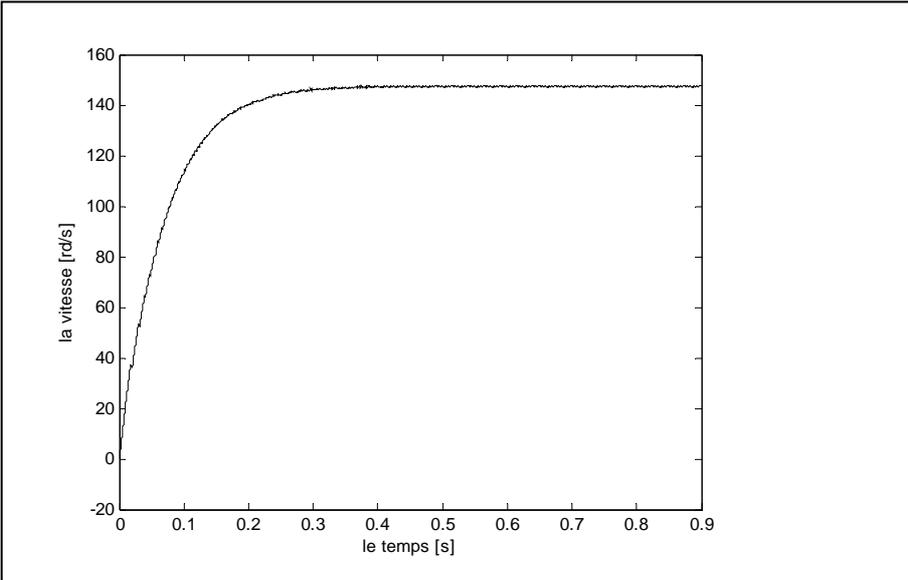


Fig.a5 - La vitesse

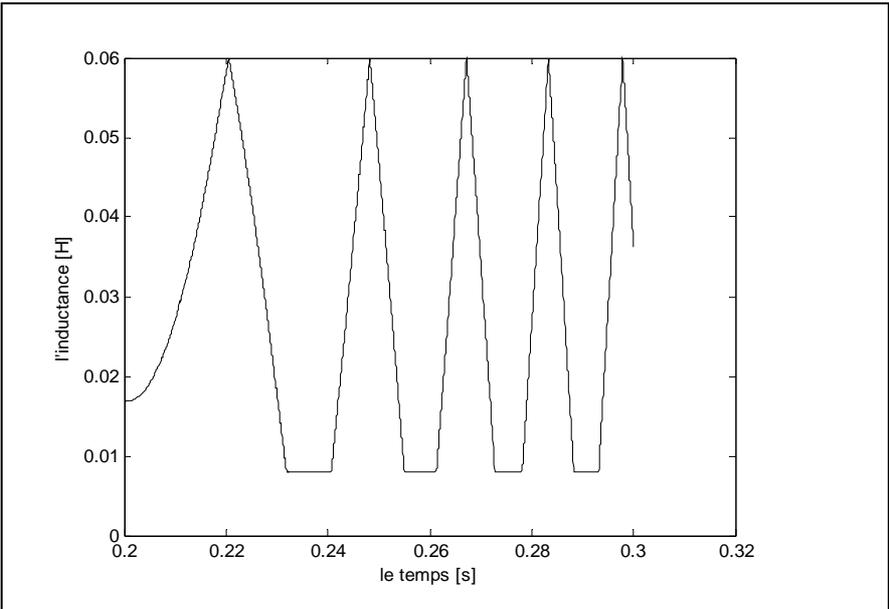


Fig.a6 - L'inductance de la phase a

IV.5.4. Simulation de défauts

IV.5.4.1. Le cas d'un court circuit monophasé 25% dans la phase C à $t=0.167$ [s]

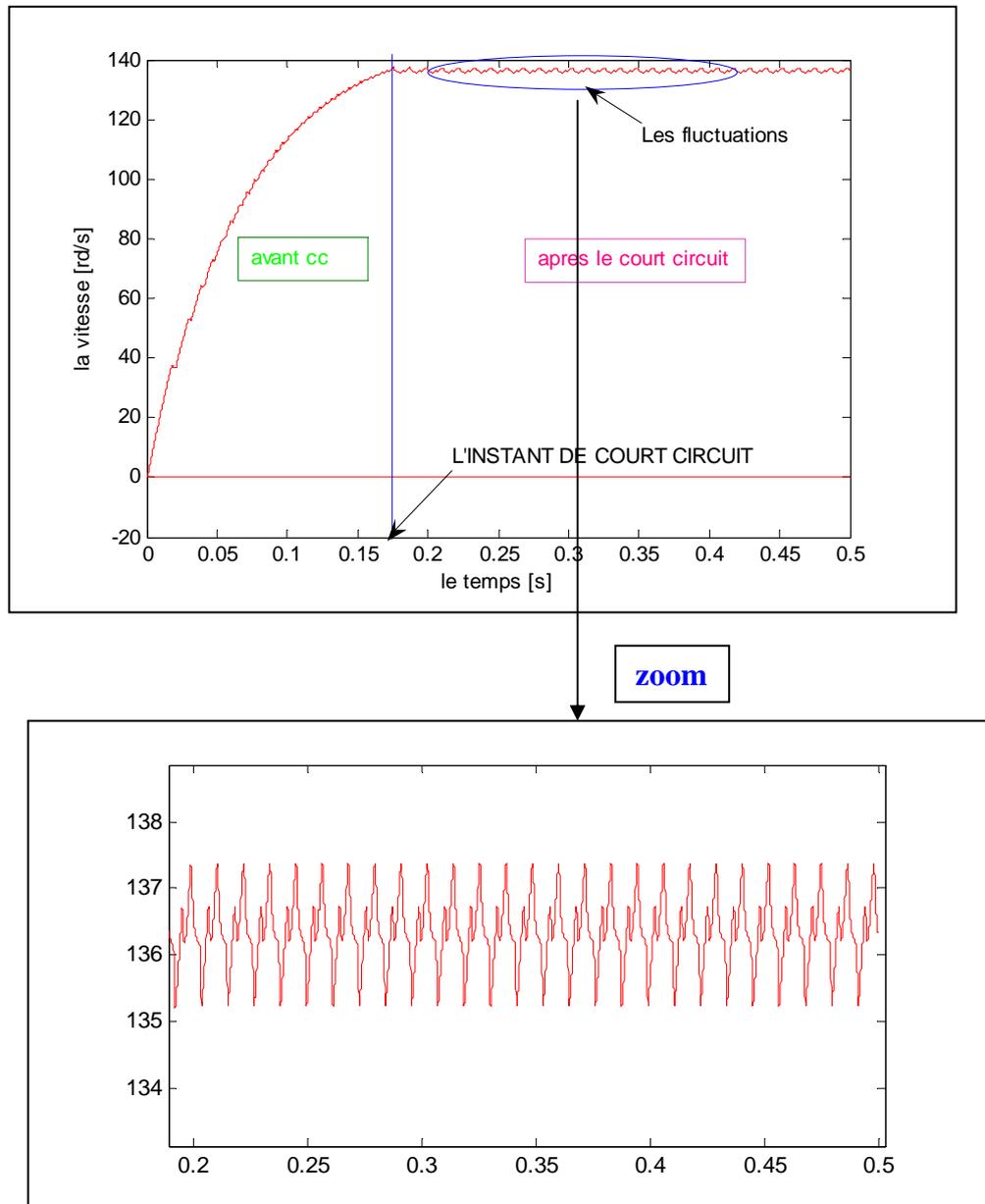


Fig.b1 - La vitesse

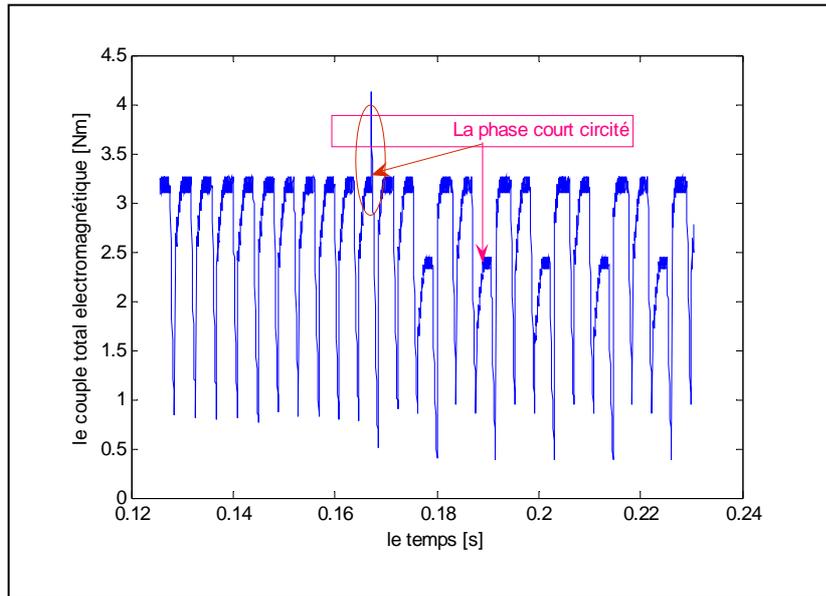


Fig.b2 - Le couple total

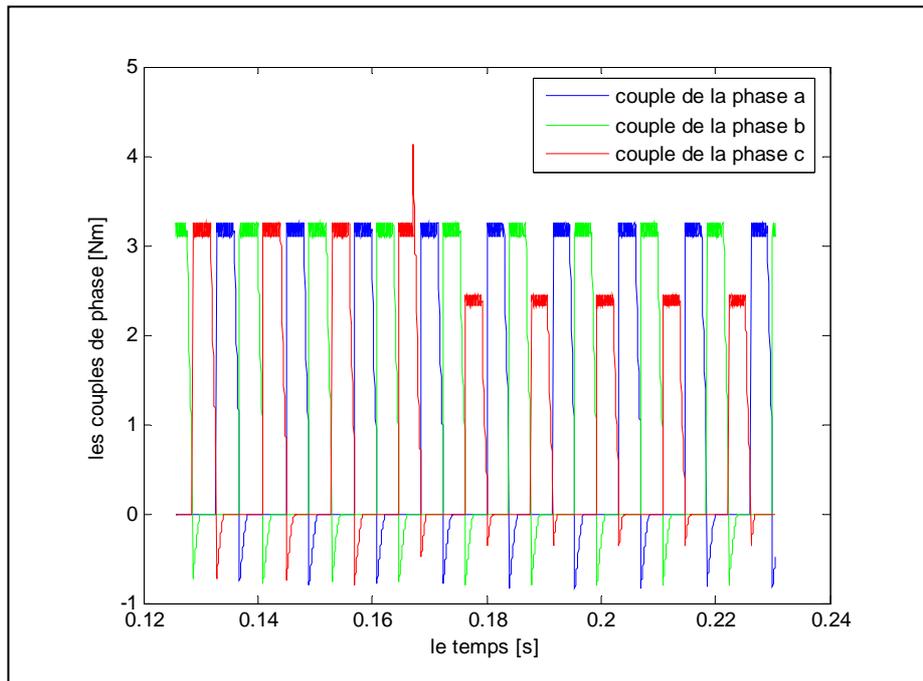


Fig.b3 - Le couple dans les phases a , b et c

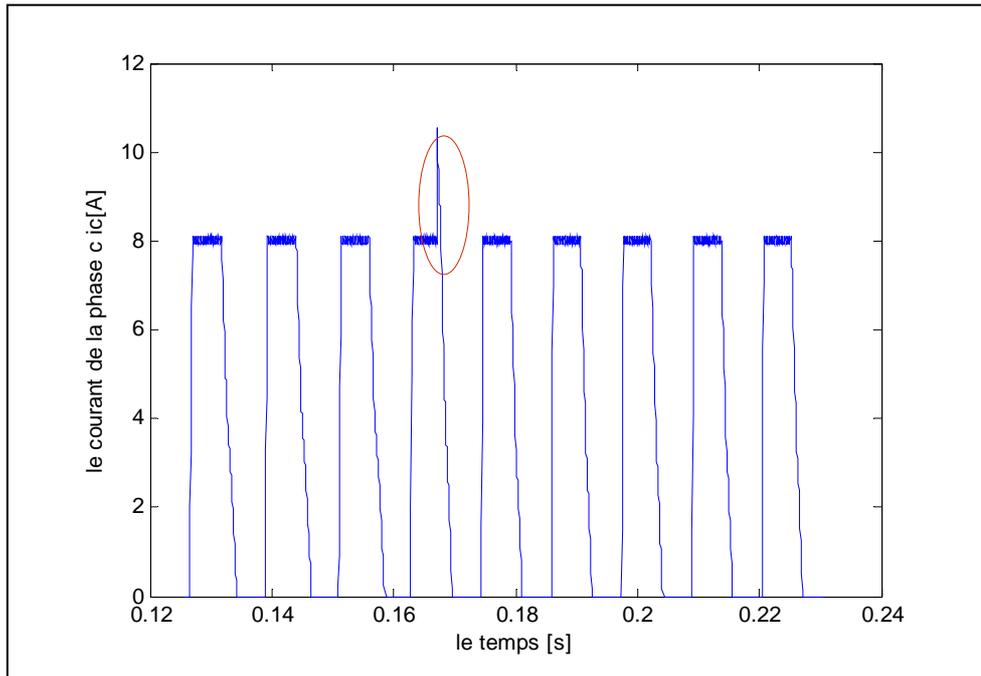


Fig.b4 - Le courant dans la phases c

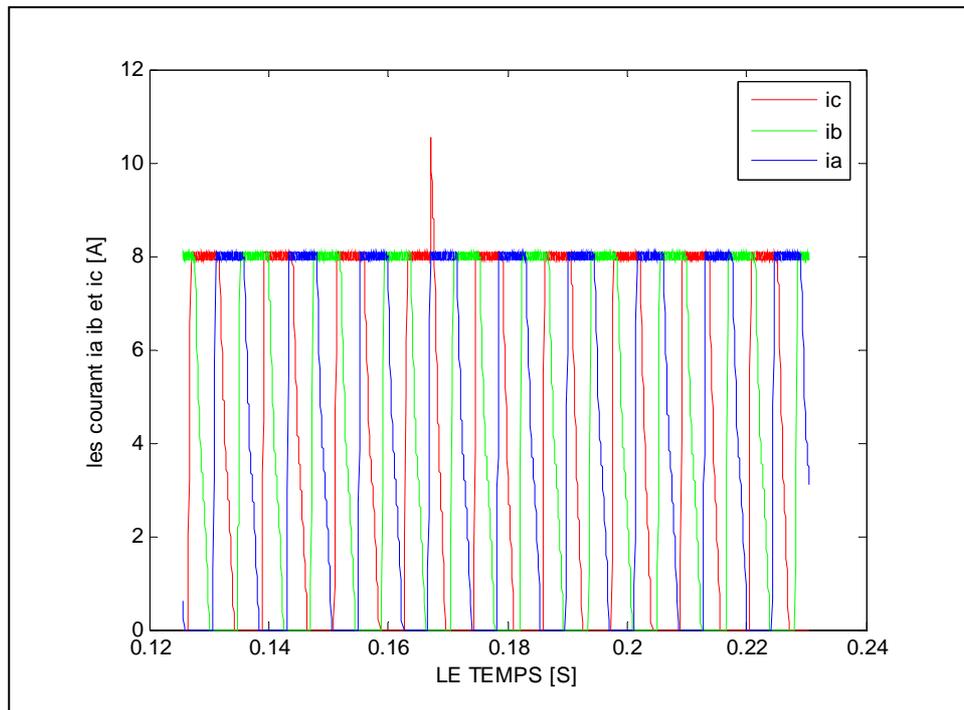


Fig.b5 - Le courant dans les phases a , b et c

IV.5.4.2. Le cas d'un court circuit triphasé 25% à $t= 0.3269$ [s]

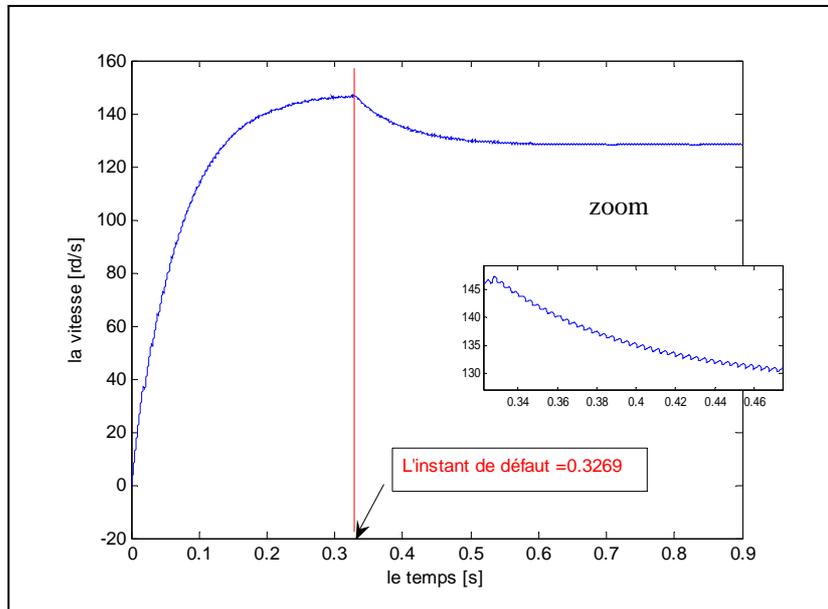


Fig.c1 - La vitesse

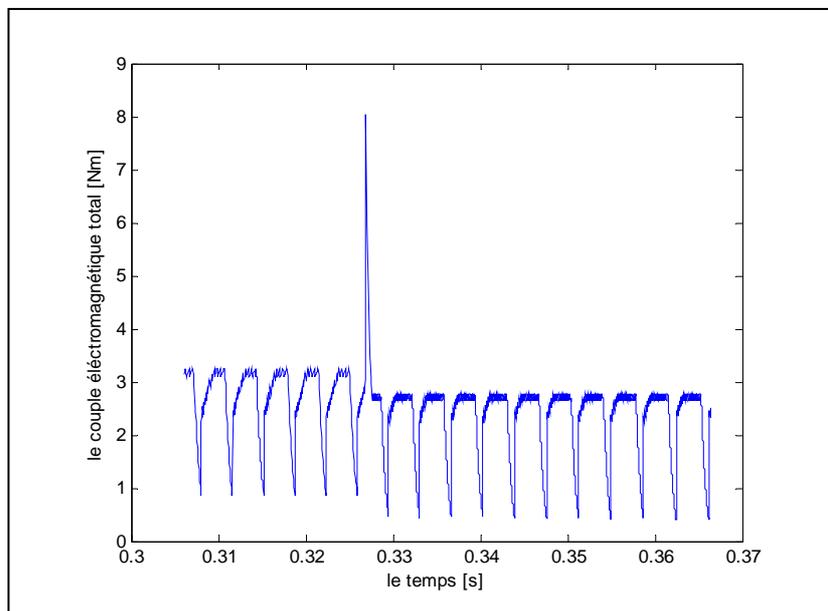


Fig.c2 - Le couple total

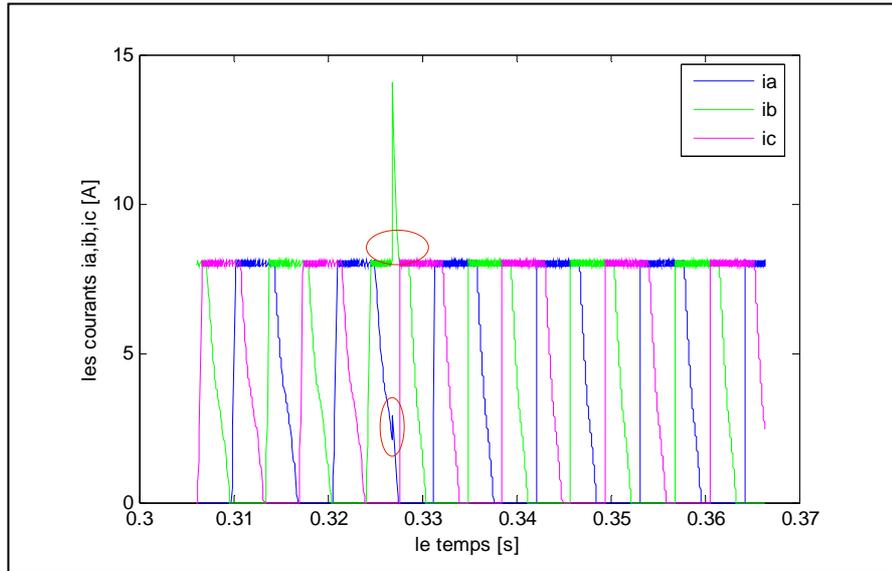


Fig.c3 - Les courants de phases

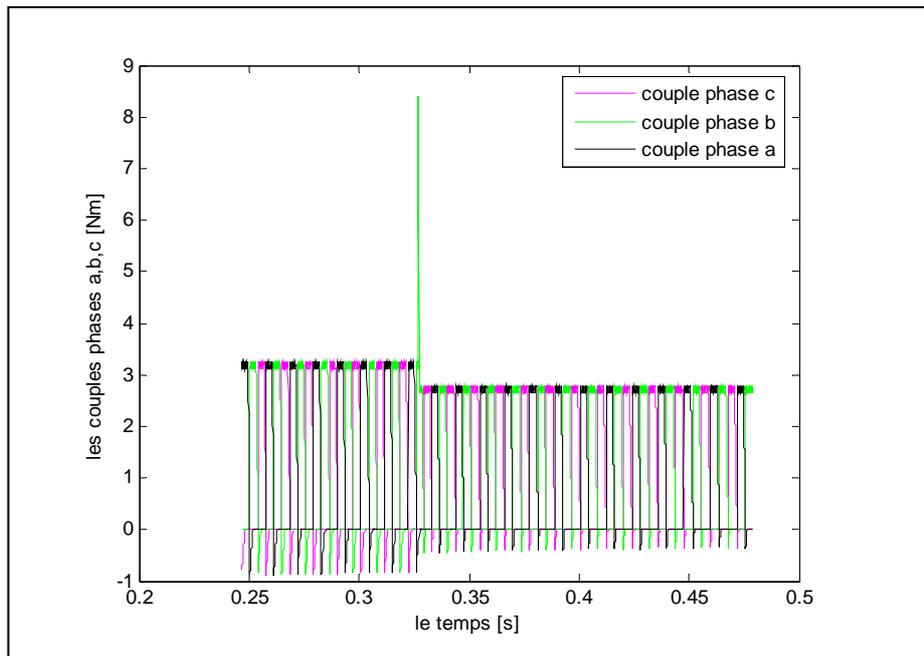


Fig.c4 - Le couple de phases a,b,c

IV.5.4.3. Le cas d'un circuit ouvert

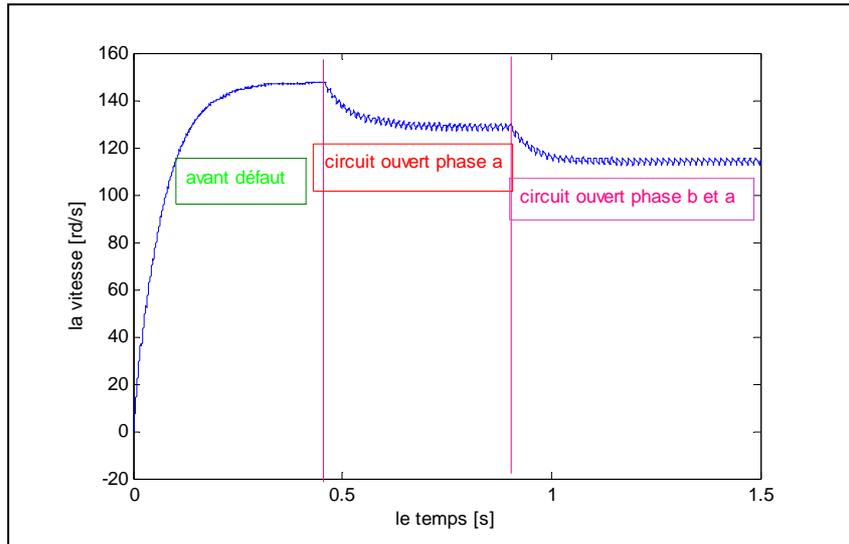


Fig.d1- La vitesse

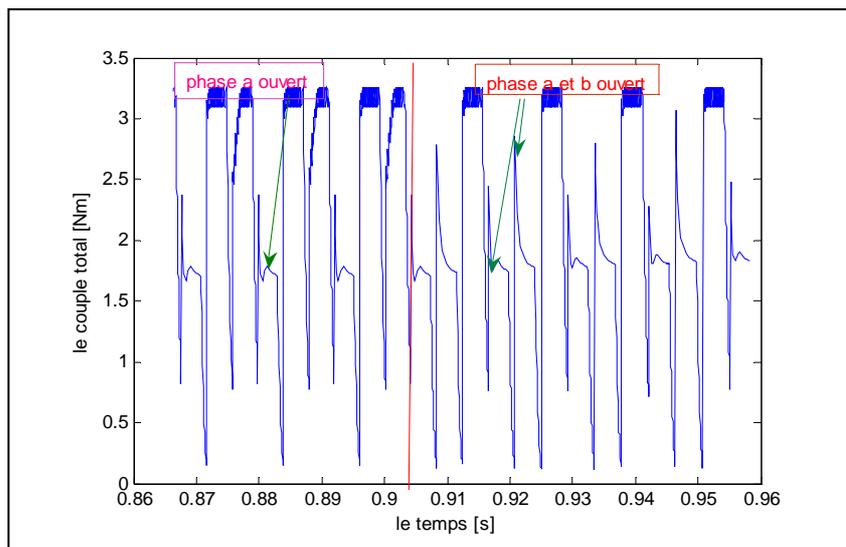


Fig.d2- Le couple électromagnétique total

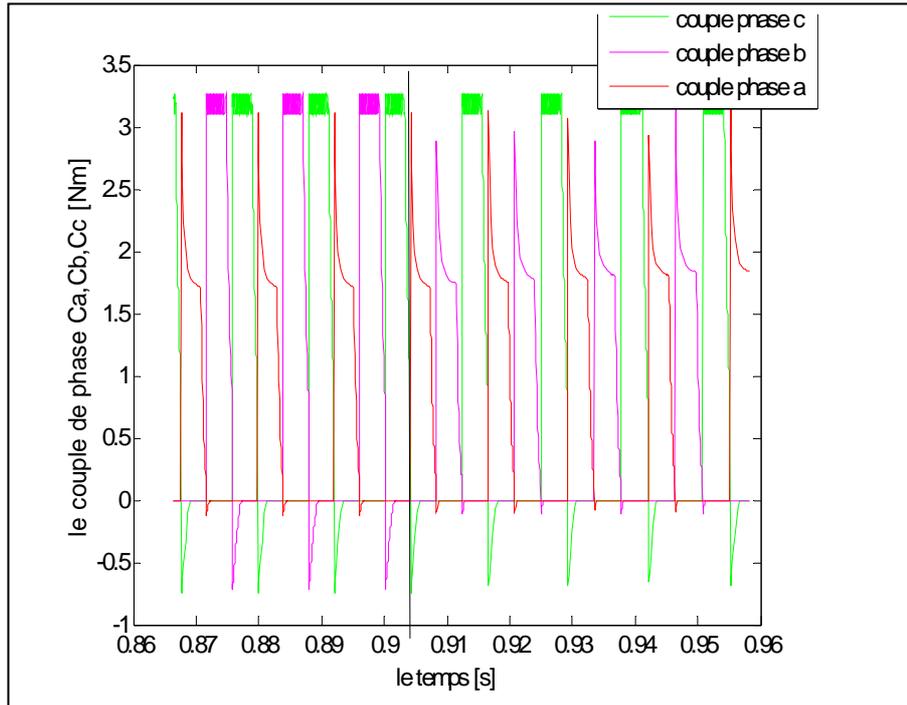


Fig.d3 - Le couple de phases

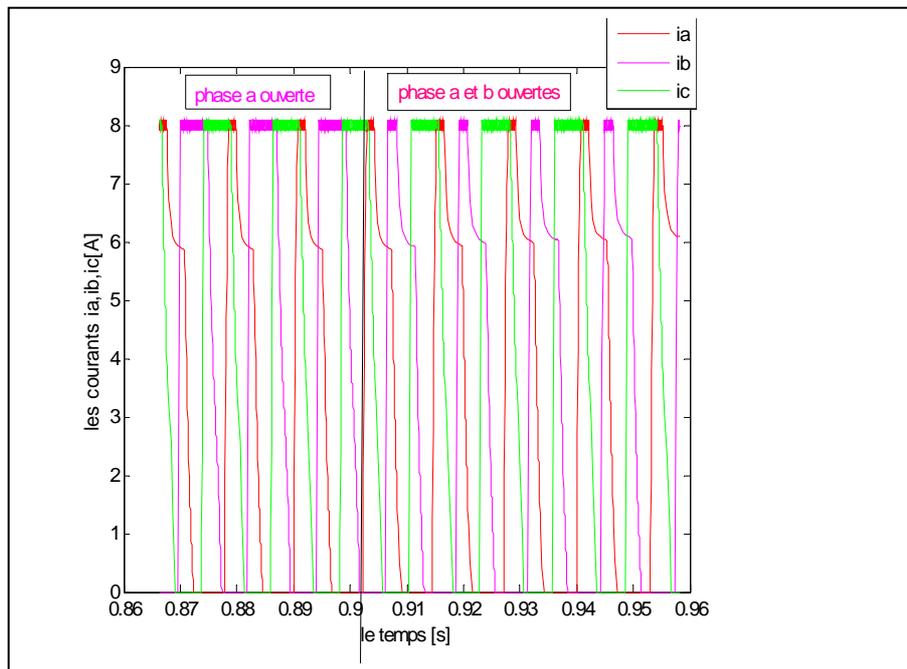


Fig.d4 - Les courants de phases

IV.5.5. Commentaire

L'application d'un défaut cc monophasé de 25 % induit une augmentation « pic » égale à 17 fois la valeur saine à l'instant de défaut dans la phase infectée les autres phase reste saine et après l'instant de défaut la phase infecté cesse à produire le couple on voie dans fig. b2 la valeur du couple diminue cette diminution dépend du court circuit . Pour le courant fig.b4 sa valeur augmente à l'instant de défaut et comme nous avons commandé la machine en courant sa valeur reste sans changement après l'instant de défaut. La vitesse fig.b1 présente des fluctuation et une diminution légère.

Le cas d'un cc triphasé fait diminuer la vitesse 10% les couples de phases diminues de 3[Nm] à 2.75[Nm] et le courant présente des modulations.

Le cas d'un circuit ouvert la vitesse fig.d1 diminue, le courant fig.d4 présente une déformation de la forme , nous avons simuler le cas ou une phase ouverte et à un certain temps deux phases ouverts pour mieux voir l'influence de défaut, le couple moteur fig.d2 et les couples de phase fig.d3 diminues ce défaut au niveau du couple présente une modulation dans la phase infecté et diminution de valeur.

IV.6. Régime non linéaire [1] [4]

Le caractère non-linéaire de la caractéristique magnétique $B = f(H)$ est maintenant considéré. La meilleure solution qui permet d'aboutir à une bonne simulation d'une machine à réluctance variable réside dans l'utilisation d'une méthodologie qui permet de prendre en compte la non-linéarité de sa caractéristique magnétique en minimisant le temps de simulation. La procédure que nous avons adoptée avec MATLAB-SIMULINK consiste d'éviter toutes les dérivées partielles qui constituent des sources d'erreurs. La technique utilise un tableau « *look-up table* » qui approxime des relations flux/courant/position et courant /couple /position, comme montré dans la figure (IV.5).

Dans le chapitre III, notre machine MRV 6/4 a été modélisée en magnétostatique par une analyse à base d'éléments finis avec logiciel FEMM qui nous a fournie ses différentes données magnétiques pour la réalisation de tableau « *look-up-table* ». Les données qui ont été fournies sous forme d'une matrice, sont obtenir par la méthode de **Kreigeage** [5],

cette dernière est mieux adaptée à la modélisation de la MRV permet d'obtenir un réseau de courbe flux (I,teta) suffit à caractériser la MRV.

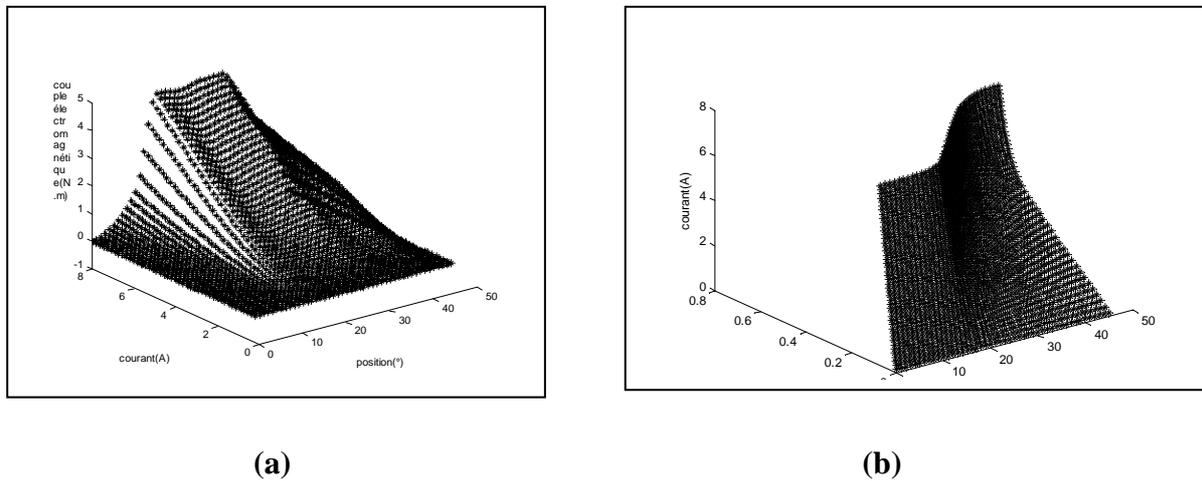


Figure. IV.5 - Model non linéaire de la MRV: (a) caractéristique flux/téta/courant et (b) la caractéristique table courant/téta/couple.

Le couple généré par la MRV est en fonction du flux magnétique donc le couple d'une phase n'est pas constant pour un courant constant pour différentes position du rotor.

Une commande en courant optimisé a permis d'atteindre un taux d'ondulation du couple, relativement faible, dans la plage à couple maximal constant. Cependant, le couple reste intrinsèquement très pulsatoire dans la plage des hautes vitesses ce qui peut conduire à une fatigue du réducteur mécanique.

a. La méthode d'interpolation de Krigage

Le Krigage est la méthode optimale, au sens statistique du terme, d'estimation. On peut l'utiliser autant pour l'interpolation que l'extrapolation. Le Krigage porte le nom de son précurseur, l'ingénieur minier sud-africain D.G. Krige. Dans les années 50, Krige a développé une série de méthodes statistiques empiriques afin de déterminer la distribution spatiale de minerais à partir d'un ensemble de forages. nous présenterons une description du variogramme, le cœur du Krigage

b. Le principe du Krigage

Soit une fonction de deux variables $f(x,y)$ à approximer. On peut l'approximer par:

$$f(x, y) = a_1 + a_2 x + a_3 y + \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot g(\sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2}) \quad (\text{IV-12})$$

Avec $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ et a_1, a_2, \dots, a_n solutions du système (IV.13). Ces coefficients sont appelés coefficients de Krigage. La fonction $f(x,y)$ passe par les N points de coordonnées (x_i, y_i) .

$$\begin{bmatrix}
 k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1i} & \dots & k_{1N} & 1 & x_1 & y_1 & \alpha_1 \\
 k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2i} & \dots & k_{2N} & 1 & x_2 & y_2 & \alpha_2 \\
 \vdots & \vdots \\
 k_{i1} & k_{i2} & \dots & k_{ii} & \dots & k_{iN} & 1 & x_i & y_i & \alpha_i \\
 \vdots & \vdots \\
 k_{N1} & k_{N2} & \dots & k_{Ni} & \dots & k_{NN} & 1 & x_N & y_N & \alpha_N \\
 1 & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \alpha_1 \\
 x_1 & x_2 & \dots & x_i & \dots & x_N & 0 & 0 & 0 & \alpha_2 \\
 x_1 & x_2 & \dots & x_i & \dots & x_N & 0 & 0 & 0 & \alpha_3
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
 f(x_1, y_1) \\
 f(x_2, y_2) \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 f(x_i, y_i) \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix} \quad \text{(IV-13)}$$

Avec $f(x_i, y_i)$ les valeurs mesurées ou calculées de la fonction à interpoler aux points (x_i, y_i) . Les coefficients $k_{i,j}$ sont donnés par la relation suivante:

$$k_{ij} = g \left(\sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \right) = g(h) \quad \text{(IV-14)}$$

La fonction $g(h)$ doit être choisie en fonction du problème à résoudre. La fonction $g(h)$ suivante a été utilisée pour une MRV à une dent par plot

$$g(h) = h^2 \ln(h) \quad \text{(IV-15)}$$

En résumé, pour réaliser l'interpolation par Krigeage d'une fonction de deux variables $f(x,y)$, il est nécessaire de mesurer ou de calculer pour N points la fonction $f(x_i, y_i)$. Ensuite le système (IV.13) est résolu et permet de calculer les coefficients $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ et $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ avec la fonction $g(h)$. A partir des coefficients calculés et des points de calcul ou de mesure de la fonction $f(x_i, y_i)$, il est alors possible avec la fonction de Krigeage de déterminer $f(x_i, y_i)$ pour tout point (x_i, y_i) de l'intervalle d'interpolation.

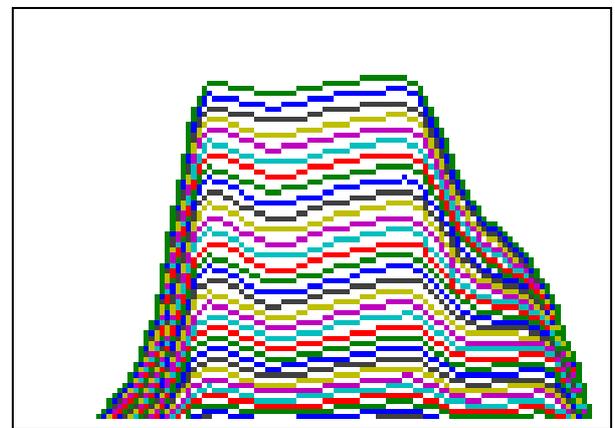
IV.6.1. Simulation [6] [1]

Comparée avec le schéma de SIMULINK du modèle linéaire dans la figure (IV.3), la structure de SIMULINK du modèle non-linéaire de la MRV n'a pas changé. D'autre part, les blocs des phase 1, phase 2 et phase 3 deviennent différents. La figure (IV.12) par exemple, montre le nouveau bloc de la phase 1. Elle montre deux tableaux « look-up-table »: flux/position/courant (tableau du courant) et courant/position/couple (tableau du couple). Ces tableaux ont été obtenus on utilisant le bloc « look-up-table » disponible dans la catégorie non-linéaire de SIMULINK.

		Rotor positions, el. radians			
		γ_1	γ_2	γ_3	...
Currents, A	i_1	T_1	T_2	T_3	...

		Torque, Nm			

(a)



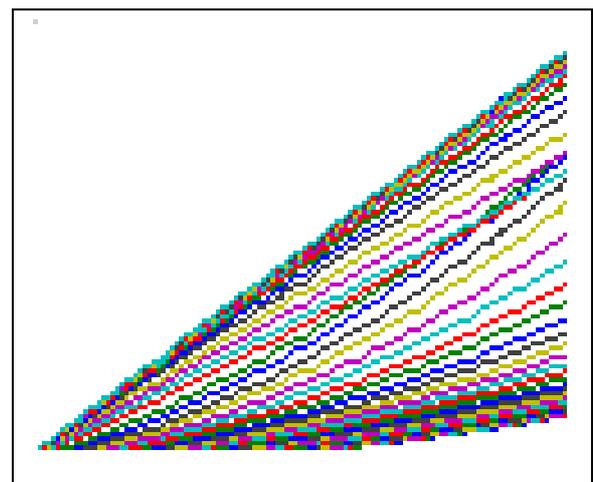
(b)

Figure. IV.6- Caractéristique statique du couple : (a) Données sous forme un tableau (b) données sous forme graphique.

		Rotor positions, el. radians			
		γ_1	γ_2	γ_3	...
Flux linkages, Wb	Ψ_1	i_1	i_2	i_3	...

		Current, A			

(a)



(b)

Figure. IV.7- Caractéristique statique du flux : (a) Données sous forme un tableau (b) données sous forme graphique.

Les résultats de simulation relatifs au modèle non linéaire ont été obtenus à partir de la commande en tension et la commande en courant par hystérésis.

IV.6.2. La technique de la commande en tension

IV.6.2.1. Topologie de l'onduleur [7]

La topologie la plus utilisée pour le convertisseur est une structure d'onduleur de tension en demi pont en H asymétrique ce qui se nomme également configuration " classique " par quelques auteurs. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique est illustré par la figure (IV.8). Les avantages et les inconvénients de cette topologie sont résumés comme suit :

- Il peut être employé avec des machines de n de phase.
- Ce convertisseur fournit un degré élevé de flexibilité de commande, parce que le courant la commande en peut être totalement indépendante pour chaque phase, permettant l'opération avec recouvrement désiré de phase.
- Elle fournit également la fiabilité supplémentaire à la commande de SR système, en plus de la fiabilité plus élevée inhérente déjà fournie par le SR machine, parce qu'elle ne permet pas un court-circuit de la barre omnibus courant continu par les commutateurs principaux (tirer-à travers), l'enroulement de phase est connecté en série entre les commutateurs principaux.

Cependant, cette configuration n'est pas la plupart économique, parce qu'il exige deux commutateurs de puissance pour chaque phase. Il y a d'autres topologies qui utilisent moins de deux commutateurs par phase, mais eux généralement exhibent quelques limitations par rapport à la topologie " classique ". Voir Figure (IV.8) ci dessus.

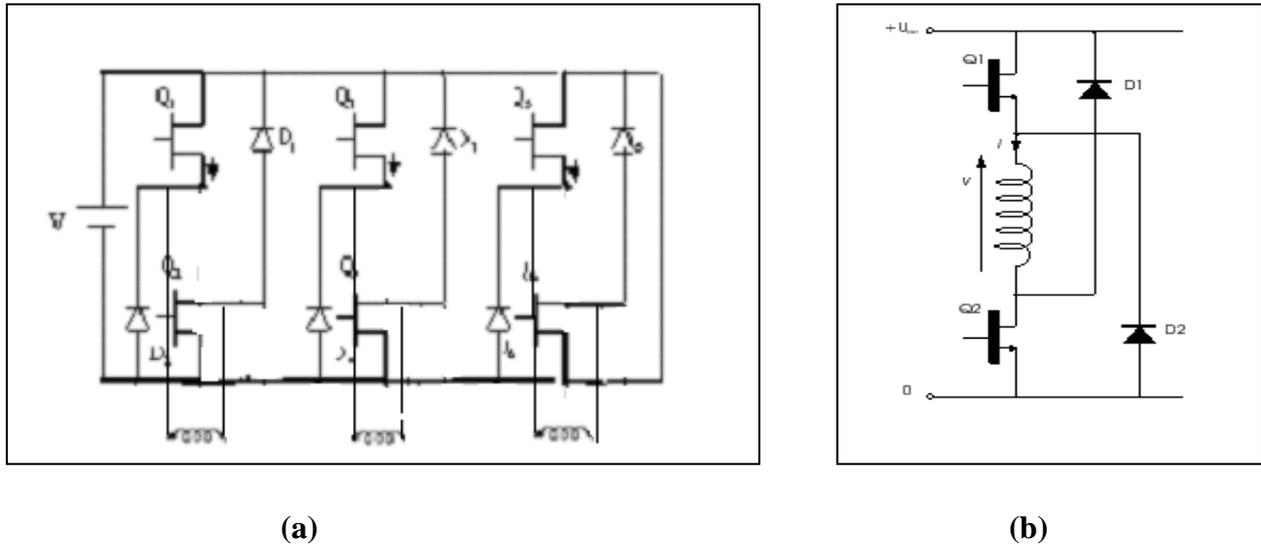


Figure.VI.8 – La topologie de l'onduleur : (a) Les trois phases de l'onduleur et (b) Une phase d'onduleur.

IV.6.2.2. Le type des interrupteurs constituent l'onduleur

Chaque phase porte deux interrupteurs de type **IGBT**, ce composant, qui combine les caractéristiques suivantes

- La grande simplicité de commande,
- Les faibles pertes par conduction,
- A permis de nombreux progrès dans les applications de l'électronique de puissance, aussi bien en ce qui concerne la fiabilité que sur l'aspect économique.
- Les transistors IGBT ont permis d'envisager des développements jusqu'alors non viables en particulier dans la vitesse variable ainsi que dans les applications des machines électriques et des convertisseurs de puissance qui nous accompagnent chaque jour et partout, sans que nous en soyons particulièrement conscients : automobiles, trains, métros, bus, avions, bateaux, ascenseurs, électroménager, télévision, domotique, etc.

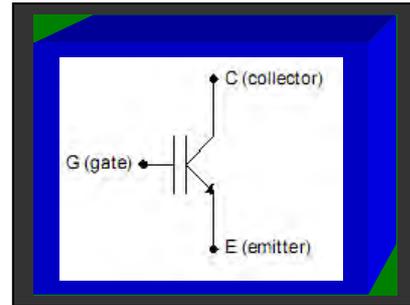
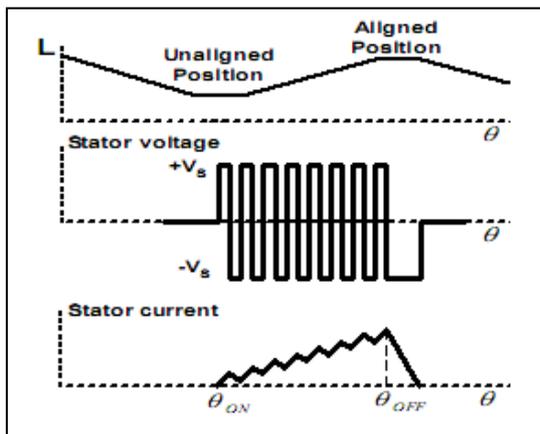


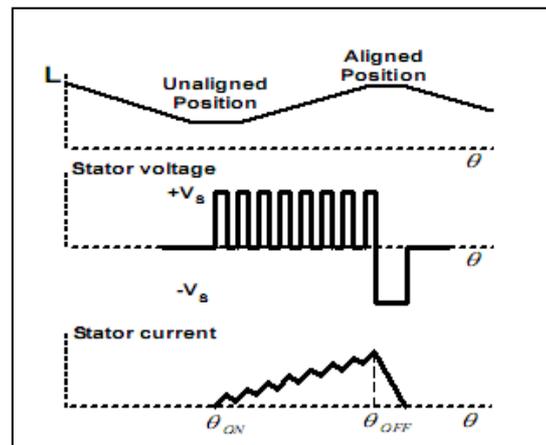
Figure.IV.9 - Interrupteur IGBT

IV.6.2.3. Le type de la commande appliqué [8] [9]

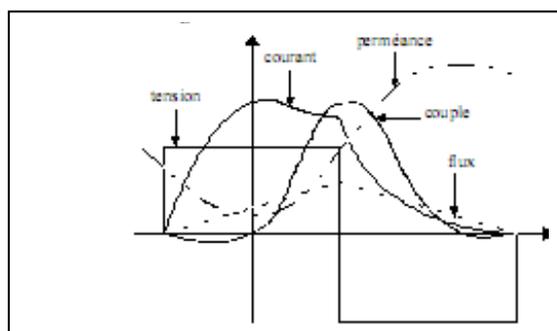
Il existe différents types de la commande plein onde, à savoir la commutation dure (hard chopping), et la commutation douce (soft chopping), Figure IV.10.



a_ Commande douce



b_ Commande dure



c_ Commande pleine onde

Figure IV.10 - Les différents types de commutation.

La commande choisit pour simulink c'est commutation dure.

Selon le type de la commande choisit dans l'étude les séquences de son fonctionnement sont résumées dans le tableau suivant :

Cas	Q1	Q2	D1	D2	U
1	conducteur	conducteur	0	0	+V
2	bloqué	conducteur	0	1	0
3	conducteur	bloqué	1	0	0
4	bloqué	bloqué	1	1	-V

Tableau IV.1 La loi de commande des interrupteurs en commutation dure.

IV.6.2.4. La commande en tension

Supposant une forme d'inductance idéale, les courbes de simulation dans les figures (e1,e2,e3,e4) illustrent le fonctionnement de la MRV quand elle est commandée par tension. Le contrôle a lieu en appliquant une tension à une bobine de phase à un angle θ_{on} jusqu'à l'angle θ_{off} . Après cela, la tension appliquée est inversée jusqu'à un certain angle d'extinction θ_q qui permet le retour du flux magnétique vers zéro.

Pour appliquer la tension V à une phase, les deux IGBT Q1 et Q2 doivent être ON. Au contraire, pour appliquer la tension $-V$ et pour assurer la continuité de courant, les deux diodes D1 et D2 sont conductrices.

La relation de la tension de la phase:

$$V = Ri + \frac{d\psi}{dt} \tag{IV-16}$$

$$d\Psi = \frac{\partial\Psi}{\partial\theta}d\theta + \frac{\partial\Psi}{\partial i}di \tag{IV-17}$$

Avec $\psi = L(\theta)I$, on a

Et
$$\frac{d\Psi}{dt} = i \frac{dL}{d\theta} \omega + L(\theta) \frac{di}{dt} \tag{IV-18}$$

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (IV-19)$$

Dans l'équation (VI-18), le terme $i\omega \frac{dL}{d\theta}$ est la tension induite « FEM » et qui sera grande pour les grandes vitesses. Pour augmenter la croissance du courant et éviter une grande FCEM, l'angle θ_{on} doit être choisi quand l'inductance et la FEM sont minimums.

Les figures (e1,e2,e3,e4) montrent les résultats pour $\theta_{on} = 0^\circ$ et $\theta_{off} = 38^\circ$ avec la machine fonctionnant à vide. La différence considérable entre les résultats du modèle linéaire et du modèle non-linéaire, réside dans le signal du couple. Dans le modèle linéaire, quand l'effet de la saturation n'est pas pris en compte, le couple de la machine présente de grandes valeurs, comme montré dans les figure ci dessus. D'autre part, l'amplitude du couple avec le modèle non linéaire est moins grand dû à la saturation tel que montré dans la figure (e2).

IV.6.3. Le schéma bloc de simulation de MRV plus L'onduleur

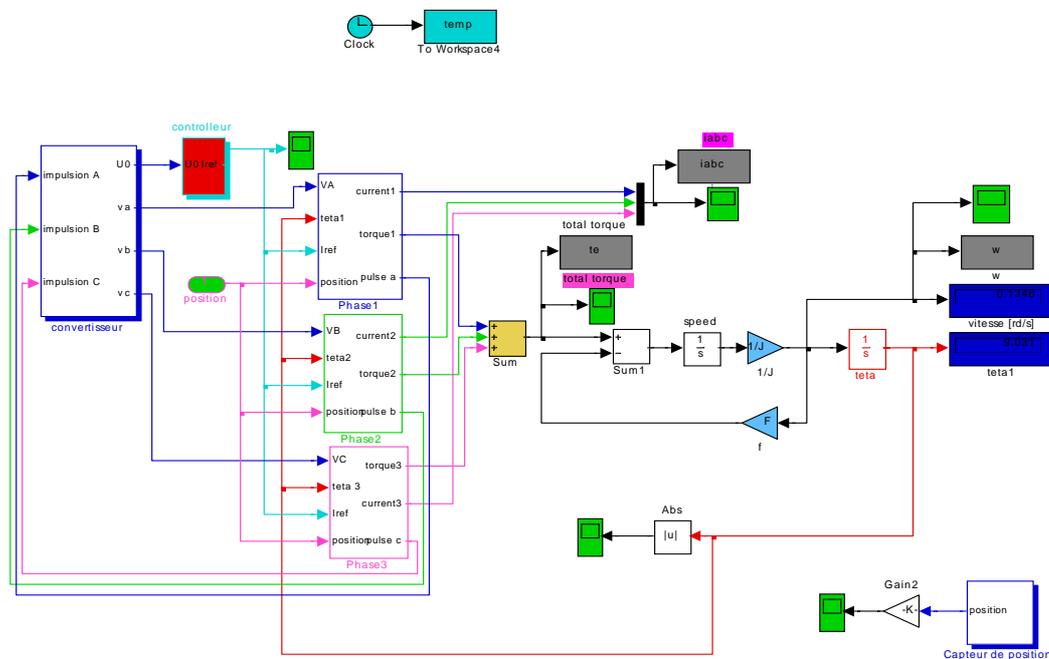


Fig. IV.11.- Diagramme de simulation de MRV et l'onduleur

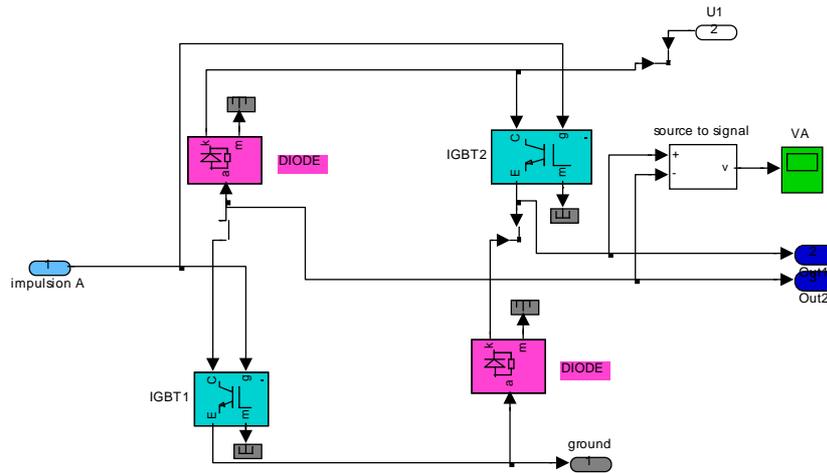


Fig. IV.14- Diagramme de simulation d'une phase de l'onduleur

IV.6.4. Simulation du régime non linéaire sain

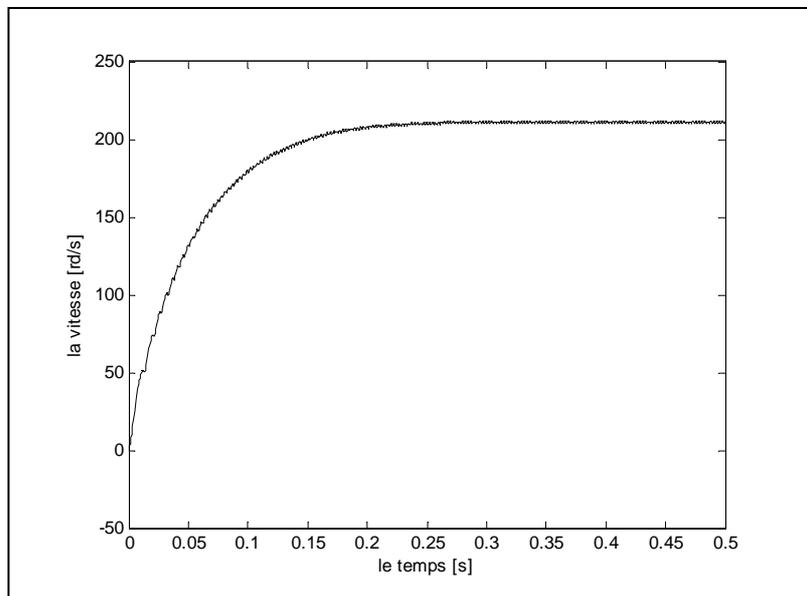


Fig.e1 - La vitesse

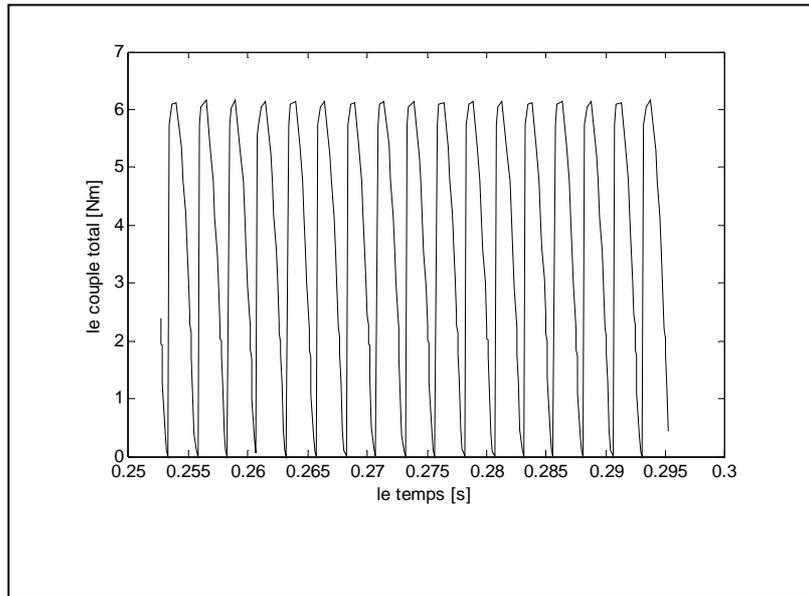


Fig.e2 – Le couple total

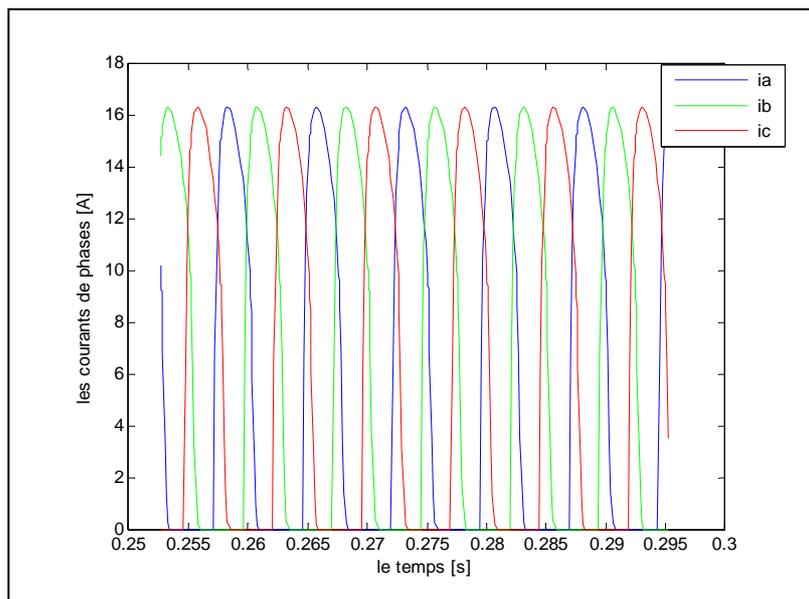


Fig.e3 – Les courants de phases

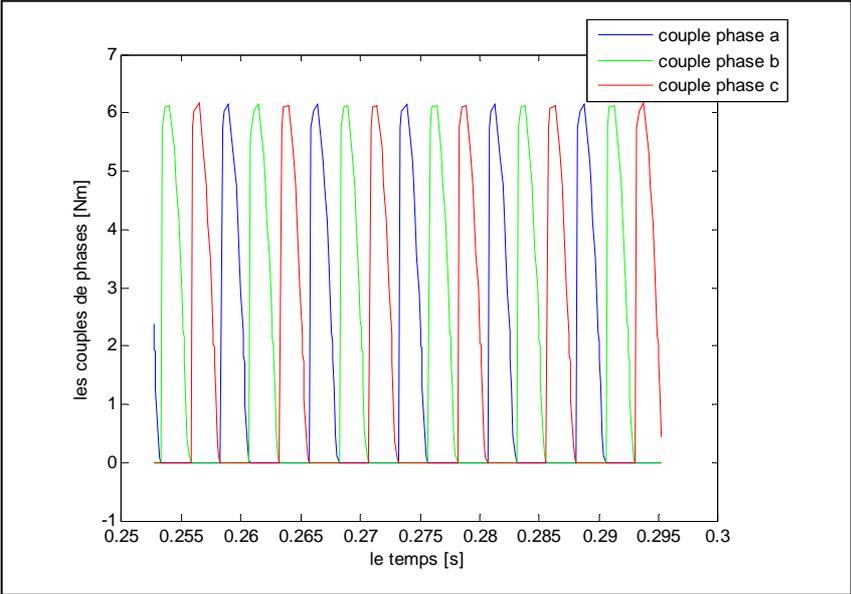


Fig.e4 – Le couple de phases

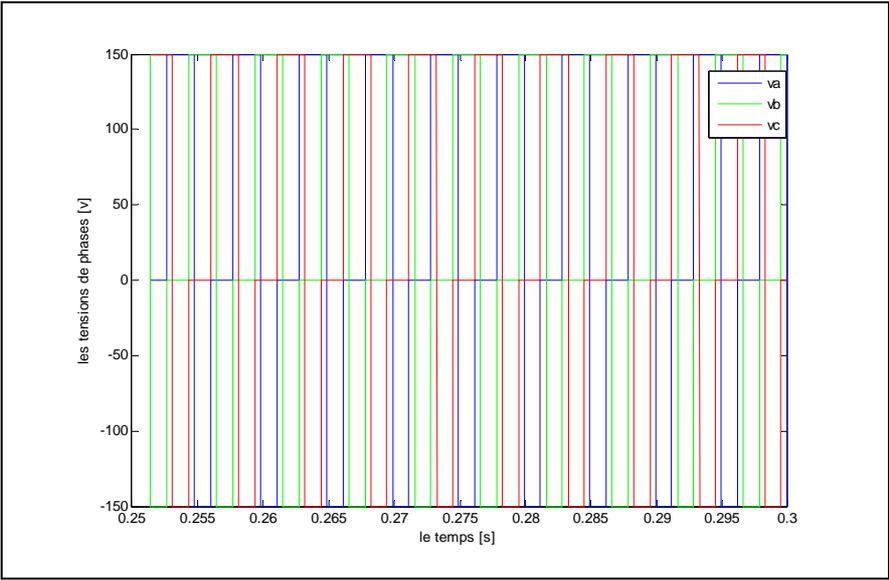


Fig.e5 – Les tensions de phases va vb vc

IV.6.5. Simulation avec défauts

IV.6.5.1. Le cas d'un court circuit monophasé 25% dans la phase a à $t=0.2675$ [s]

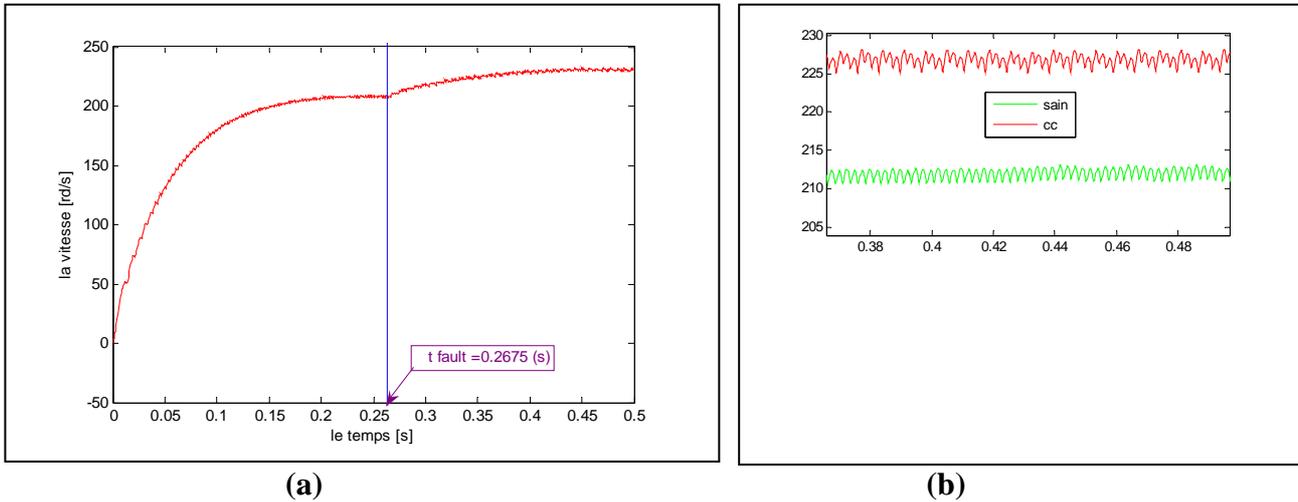


Fig.f1 - La vitesse (a) En cas de court circuit 25% monophasé et - (b) Superposition de la vitesse de cas sain et court circuit

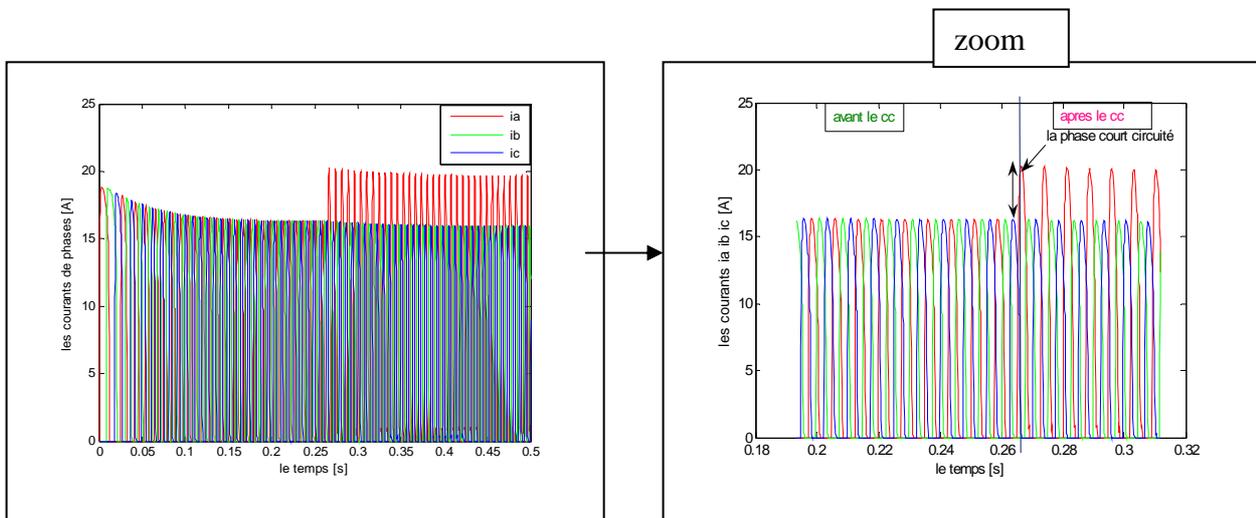


Fig.f2 – Les courants de phases

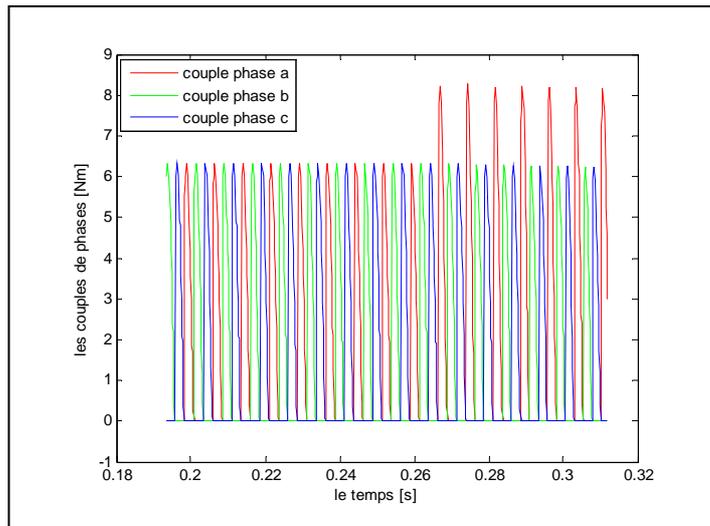


Fig.f3 – Le couple de phases

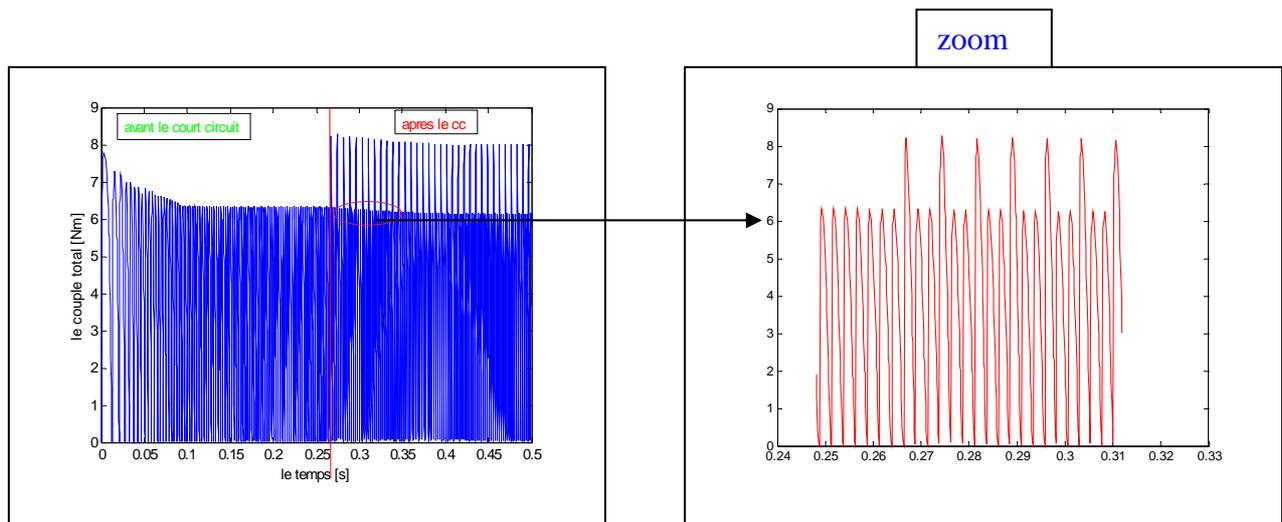


Fig.f4 – Le couple total

IV.6.5.2. Le cas d'un court circuit triphasé 25%

Le défaut est appliqué à $t = 0[s]$

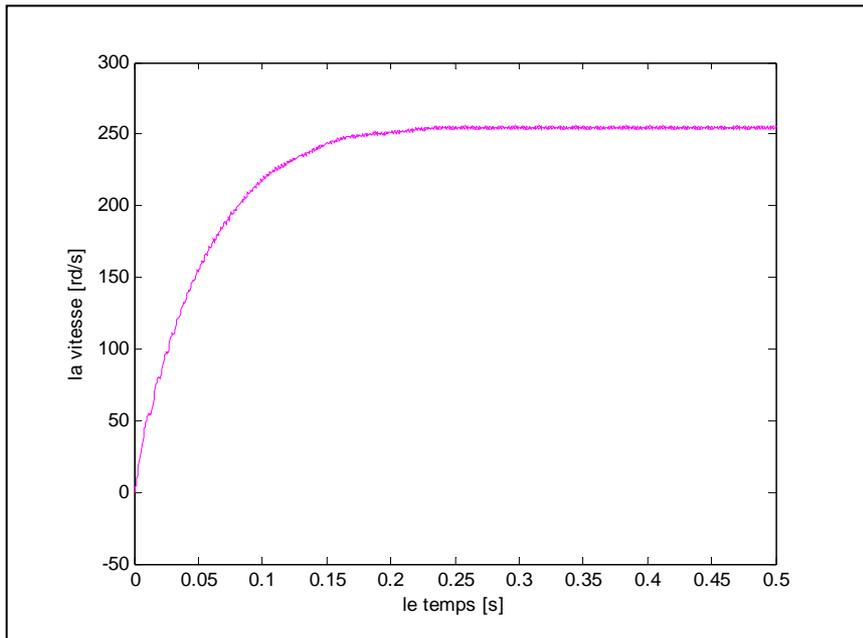


Fig.g1 - La vitesse

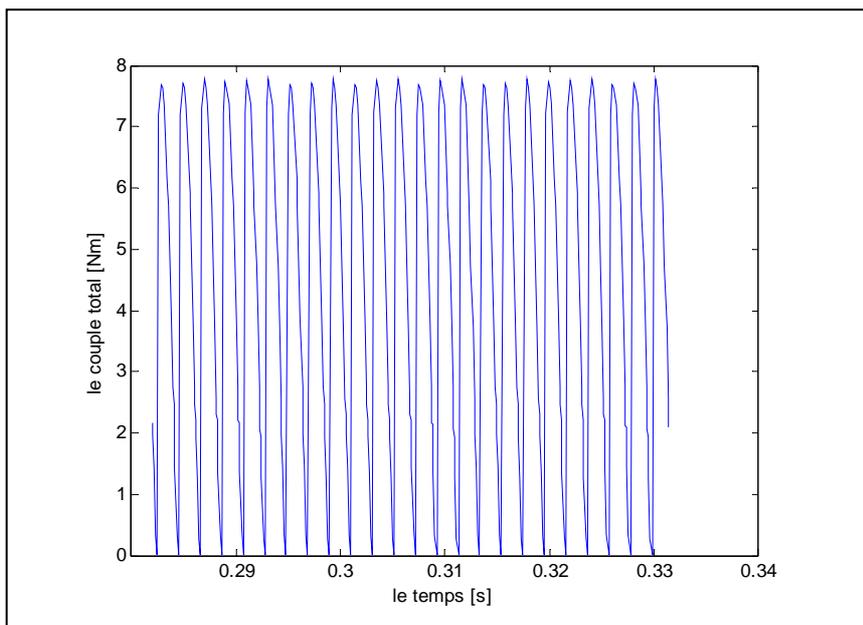


Fig.g2 – Le couple total

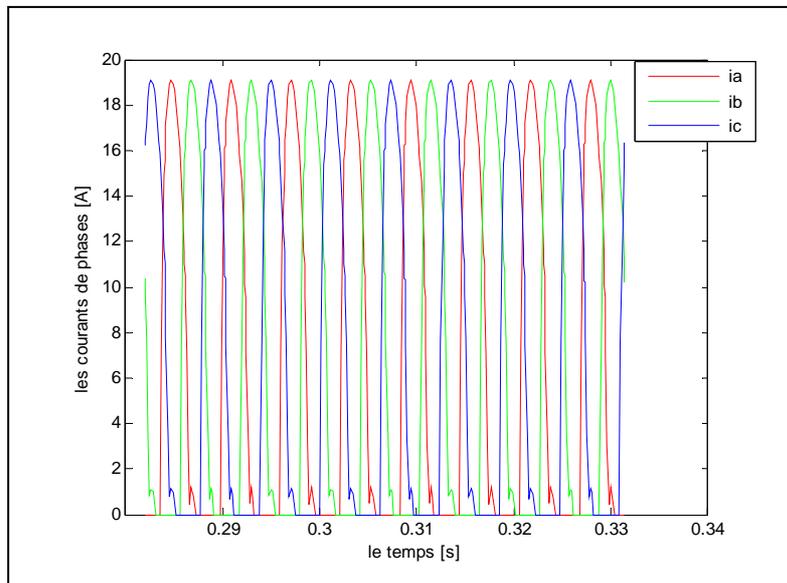


Fig.g3 – Les courants

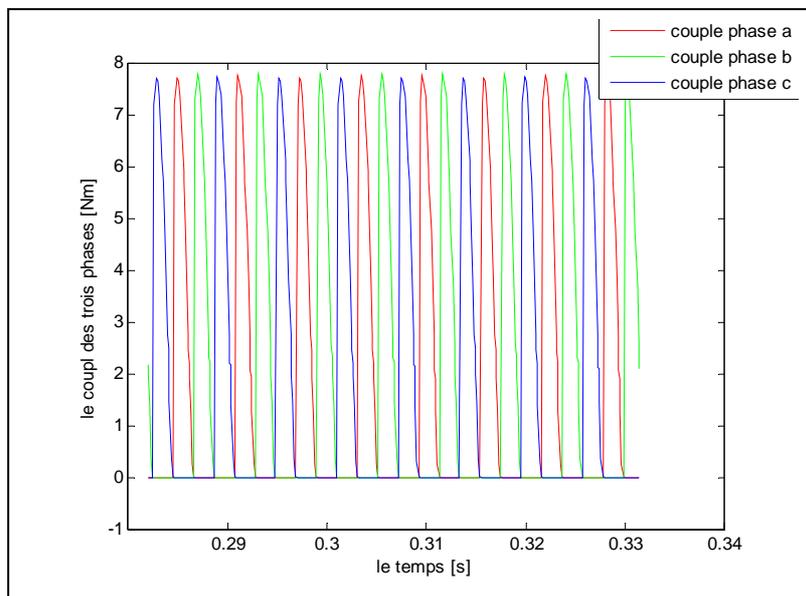


Fig.g4 – Le couple de phases

IV.6.5.3. Le cas d'un circuit ouvert

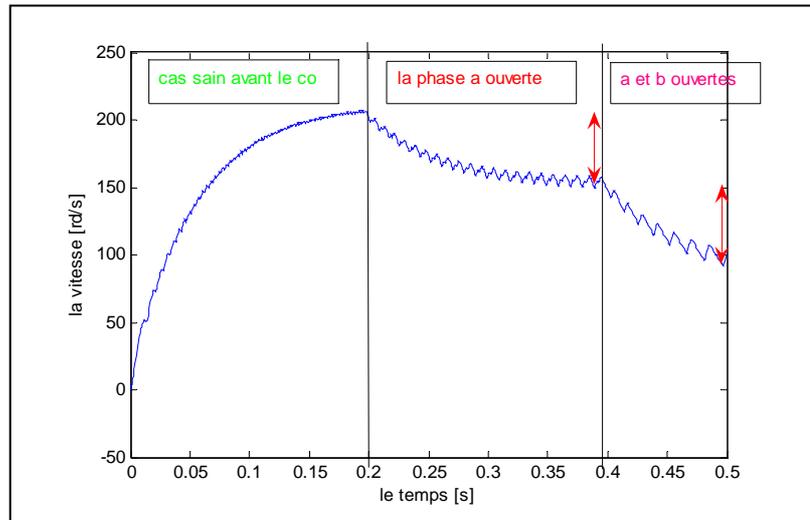


Fig.h1 – La vitesse

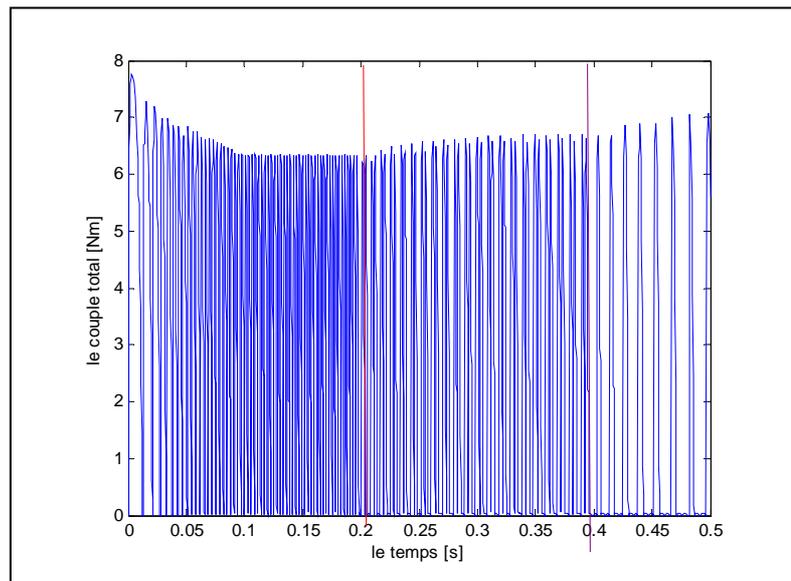


Fig.h2 – Le couple total

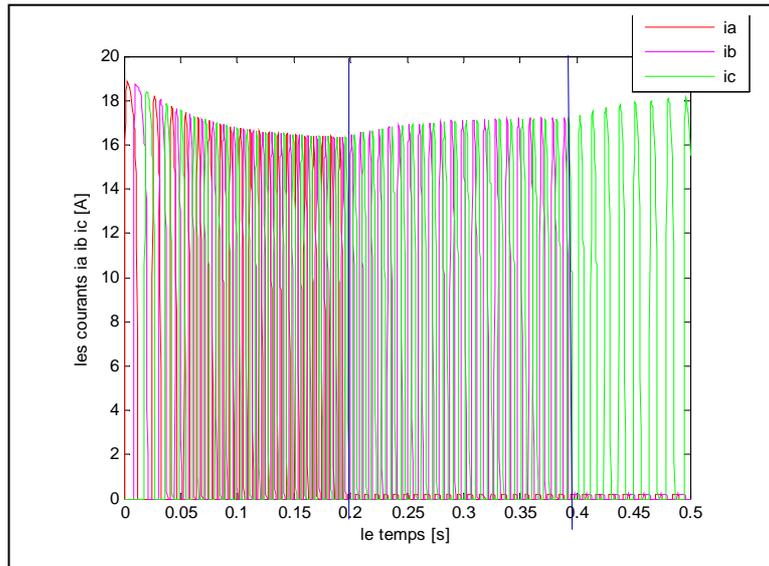


Fig.h3 – Les courants de phases

IV.6.5.4. Le cas d'un IGBT d'une phase tombe en panne

Le défaut est apiqué à t=0 (s)

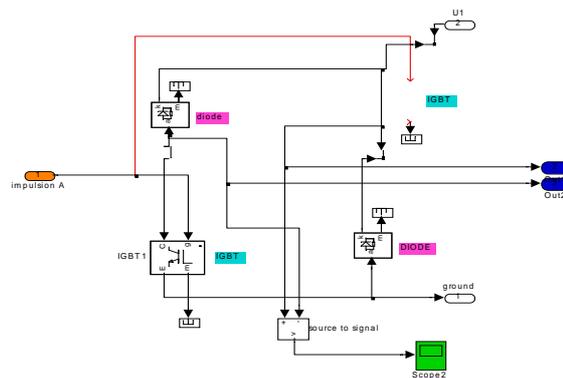


Fig.IV.15 - Un interrupteur d'une phase de l'onduleur en panne

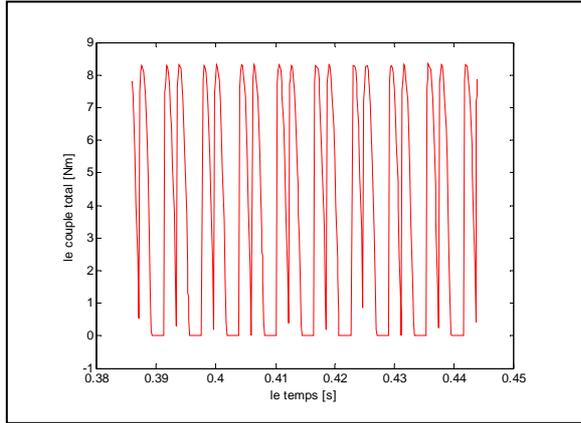


Fig.i1 - Le couple total

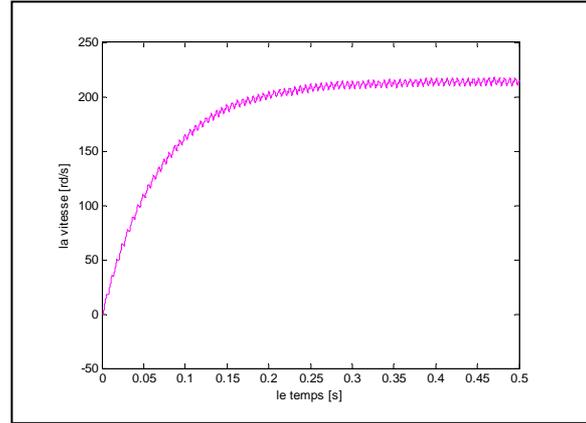


Fig.i2 – La vitesse

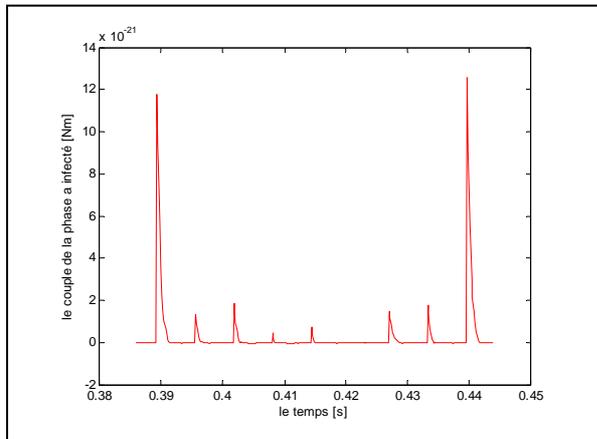


Fig.i3 - Le couple de la phase a

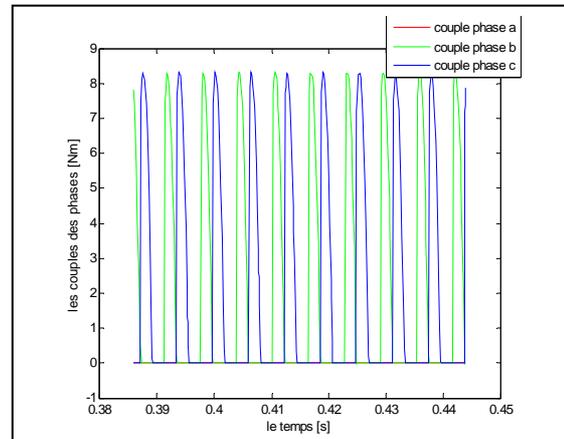


Fig.i4 – Les couples de phases

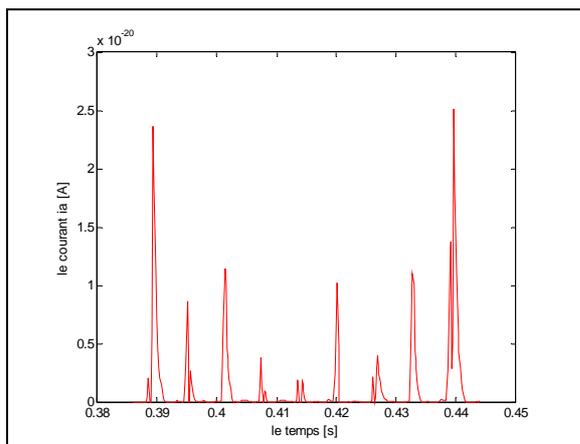


Fig.i5 - Le courant de la phase a

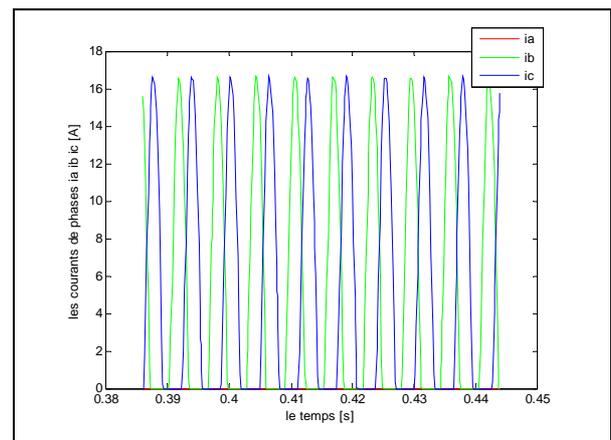


Fig.i6 – Les courants de phases ia,ib,ic

Commentaire

Le cas d'un court circuit monophasé ou triphasé on va commencer par le courant statorique dans la phase infecté car ces grandeurs fournis des informations accessibles a l'extérieure de la machine.

En cas de court circuit si on compare le courant de la phase infecté avec les deux autres phases saines on voie bien que i_a augmente de 16[A] à 20[A] donc une amplification de 25% pour un court circuit de 25% Fig.f2.

Le couple total présente une augmentation juste dans la phase infecté par contre une machine asynchrone qui présente l'ors d'un court circuit une perturbation sur le long du couple.

La vitesse par contre le régime linéaire en cas de court circuit augmente le même résultat est obtenu par flux 2d. la vitesse augmente de 212 [rd/s] à 226 [rd/s] fig.1f - (b)

Le cas d'un circuit ouvert ce type de défaut engendre une diminution et fluctuation au niveau de la vitesse et modulation pour les courant et le couple.

IV.6.6. Simulation sain et en défauts en cas de commande en courant par hystérésis

Le principe de la commande est le même que celui en un régime linéaire.

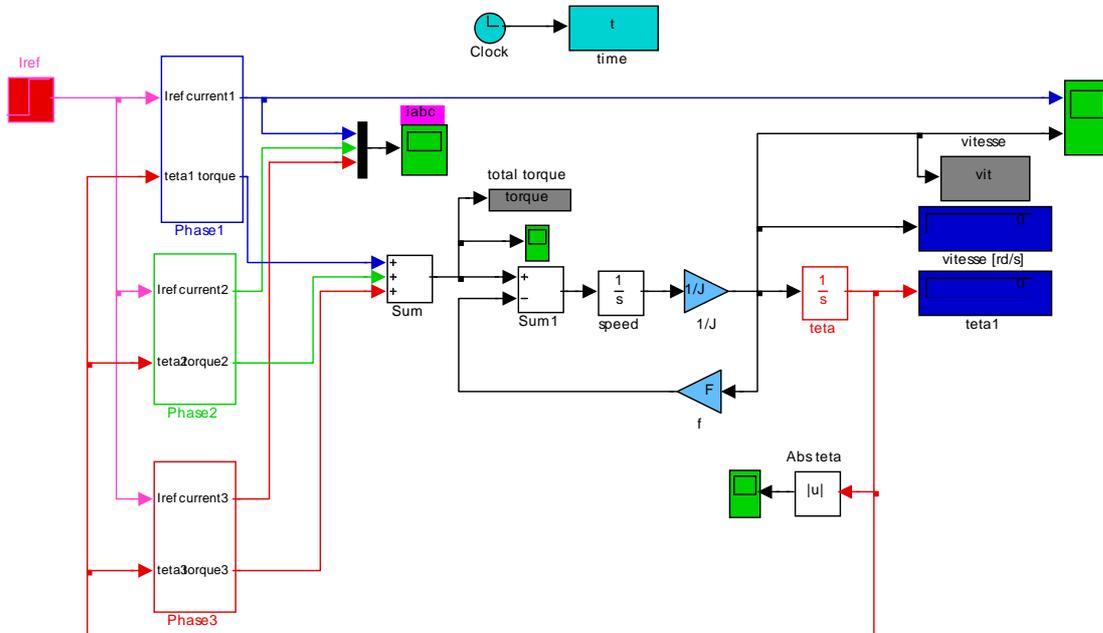


Fig.IV.16 - Diagramme de simulation de MRV

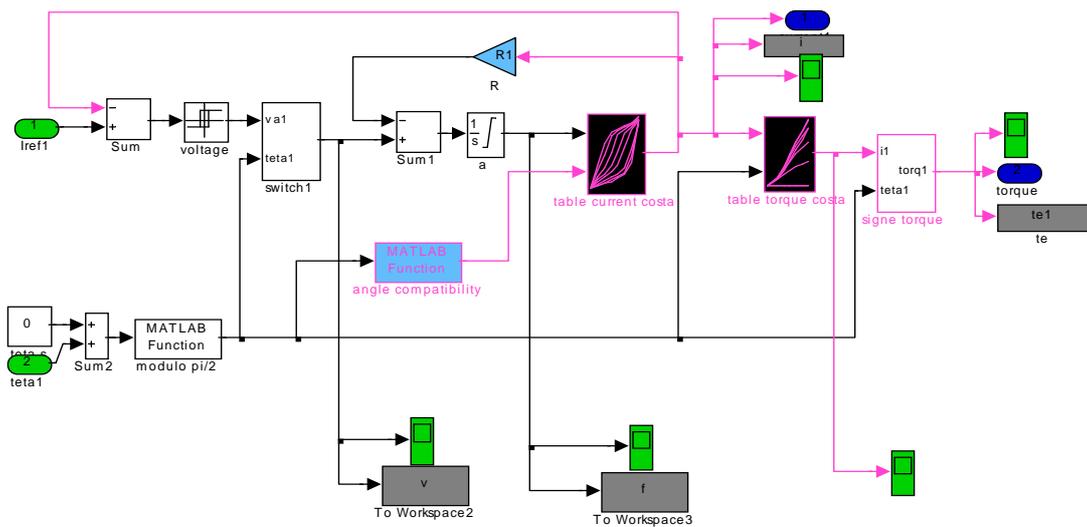


Fig.IV.17 - Diagramme de simulation de MRV par phase

IV.6.7. Le cas sain

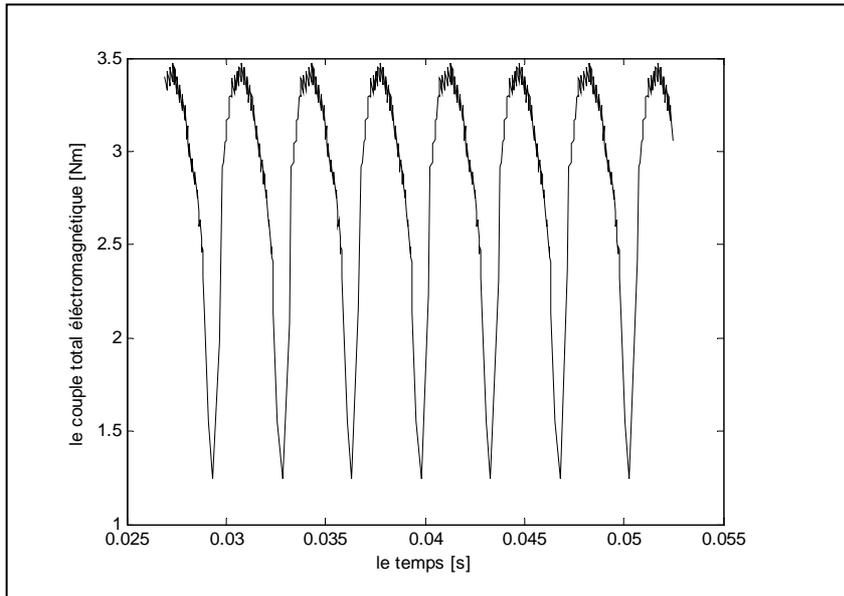


Fig.j1 – Le couple total

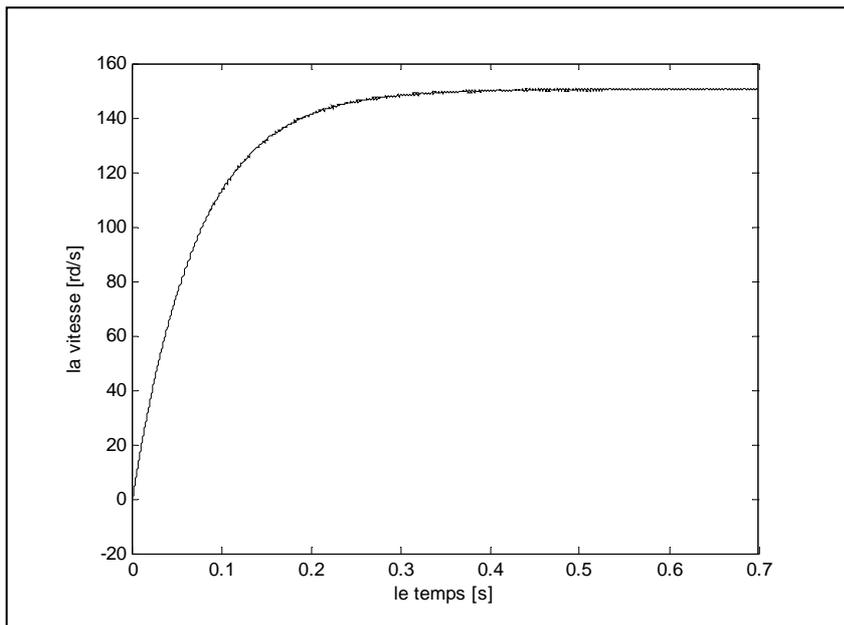


Fig.j2 – La vitesse

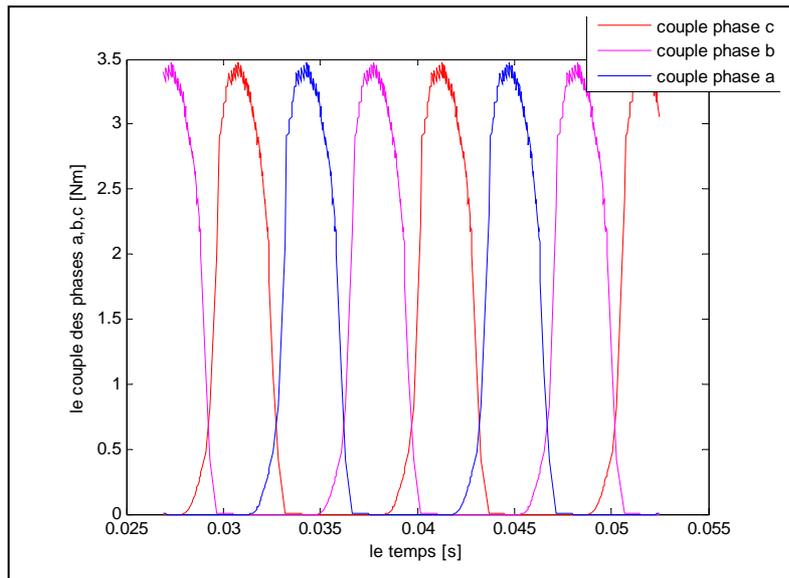


Fig.j3 – Les couples de phase

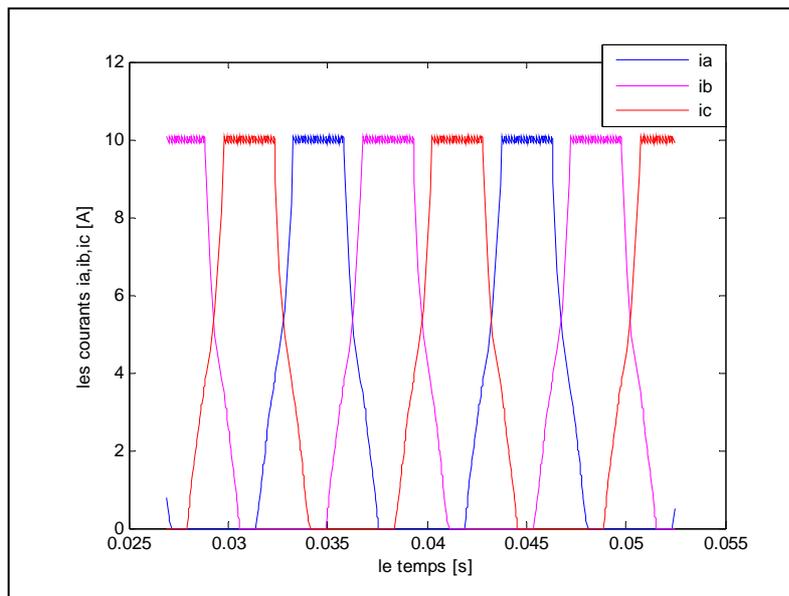


Fig.j4 – Les courants de la phases

IV.6.8. Simulation de défauts

Pour appliqué un défaut de court circuit en régime non linéaire il faut suivre les étapes suivantes : on doit simulé la MRV par logiciel femm on diminue le nombre de spire (un court circuit) on fait construire les tables du courant et couple par la méthode d'interpolation kreigeage ou bicubic spline.

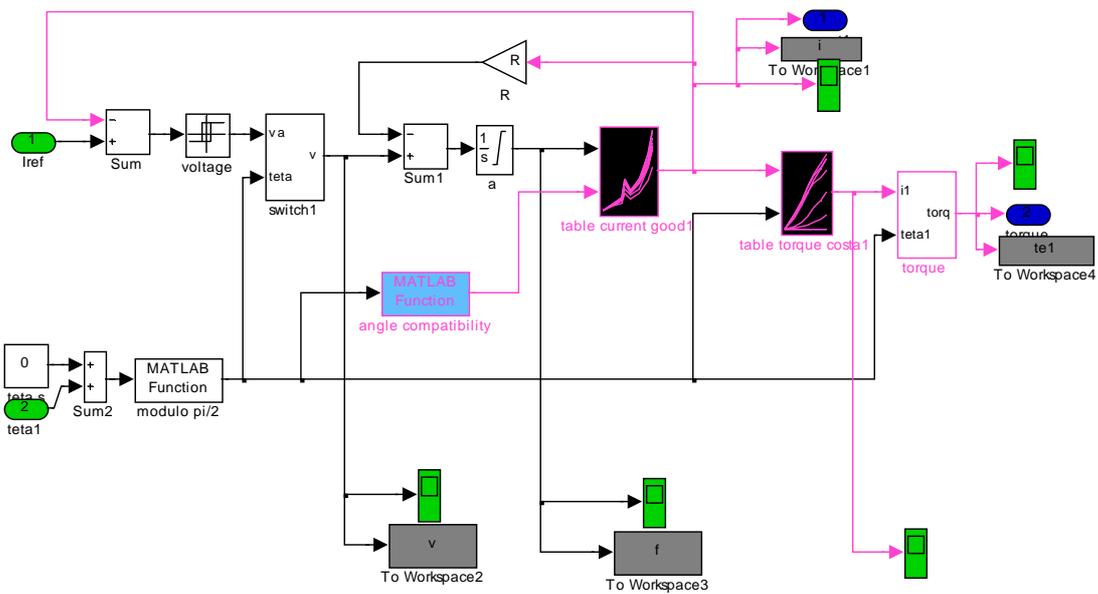


Fig.IV.18 – schéma bloc du régime non linéaire avec un défaut de court circuit

IV.6.8.1. Un court circuit monophasé 25 % dans la phase a à t=0 [s]

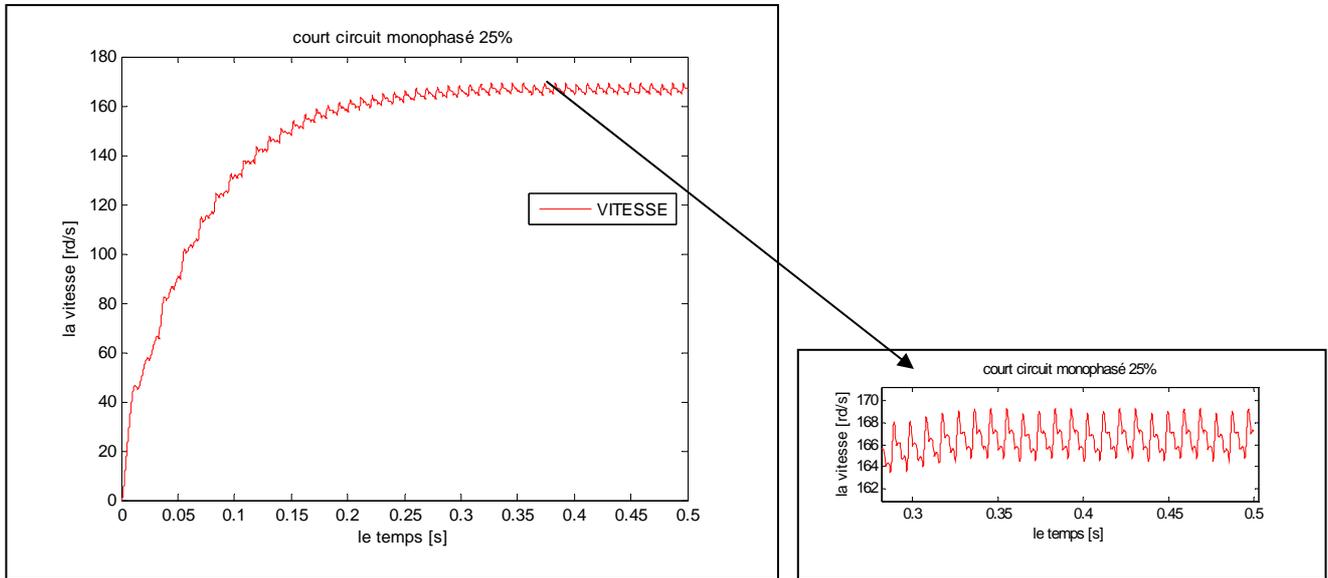


Fig.k1 – La vitesse

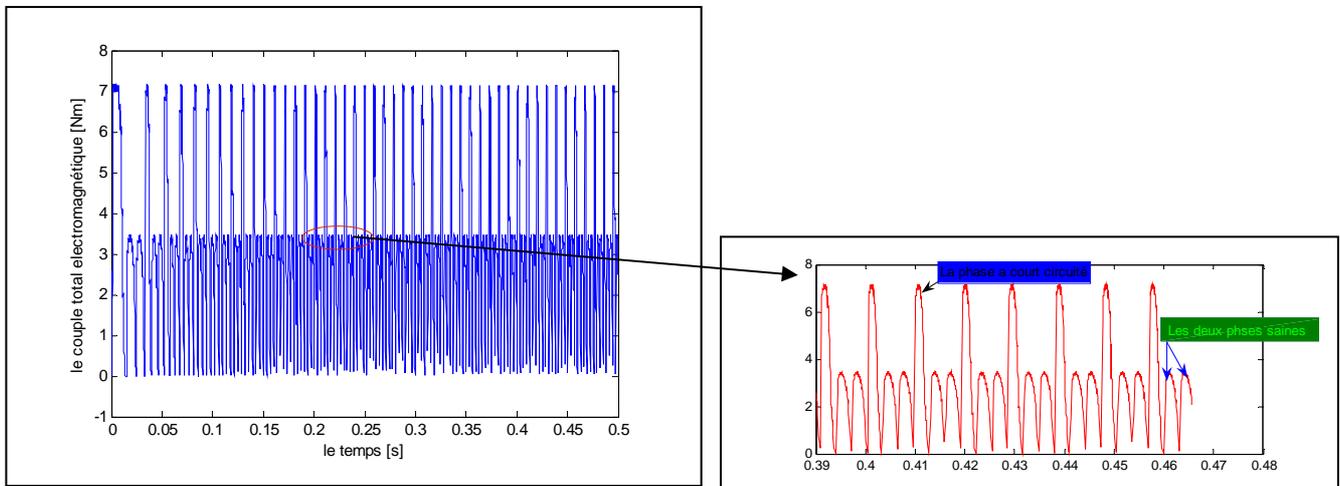


Fig.k2 – Le couple total

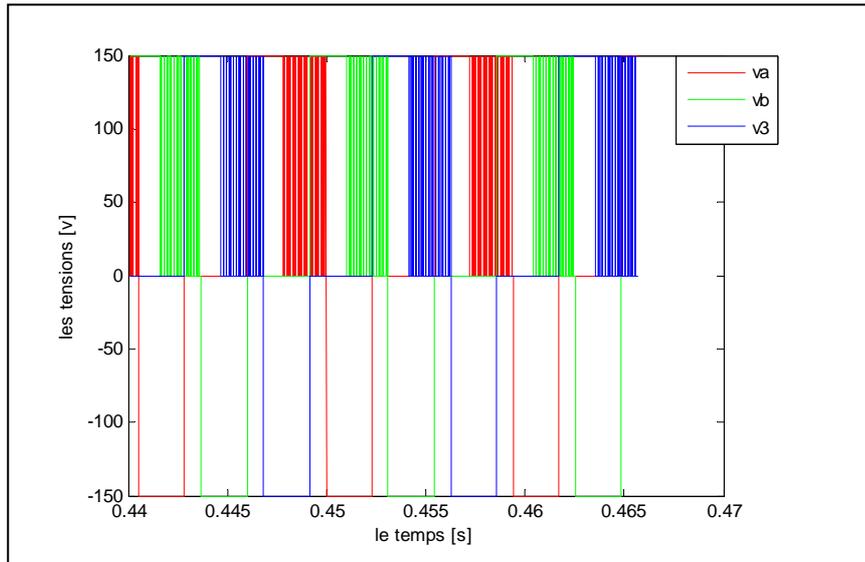


Fig.k3 – Les tensions

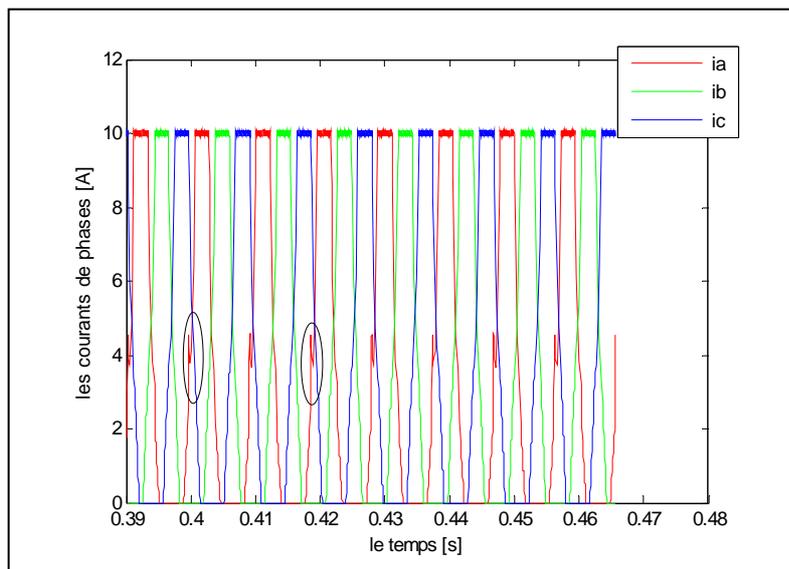


Fig.k4 – Les courants de phases

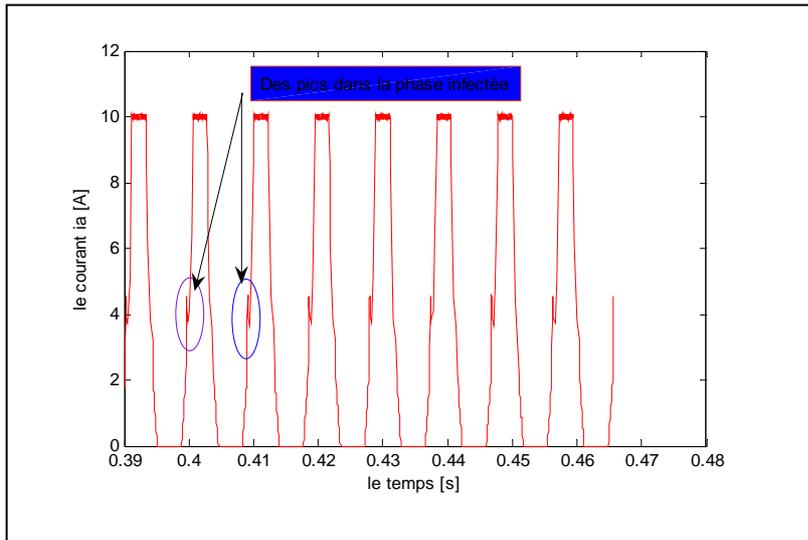


Fig.k5 – Le courant de la phase a

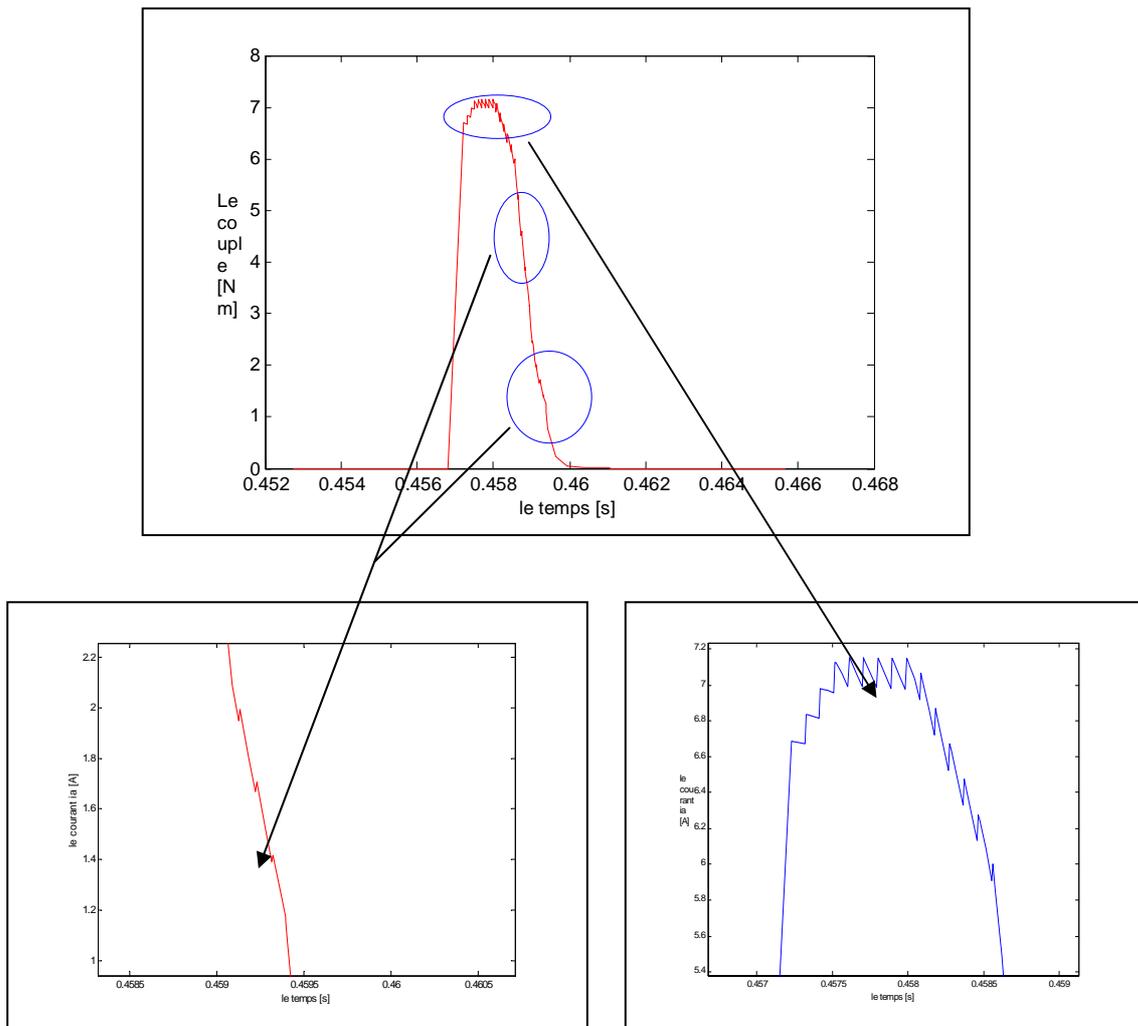


Fig.k6 – Le couple de la phase a

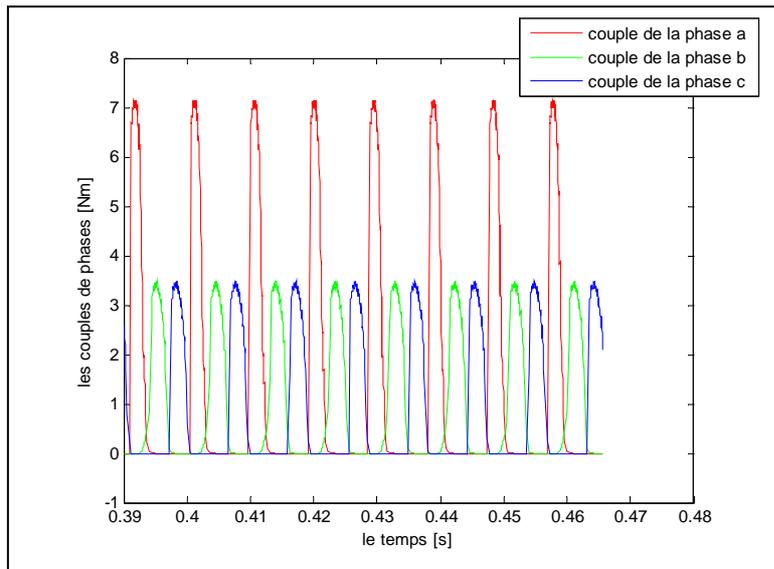


Fig.k7 – Les couples de phases

IV.6.8.2. Le cas d'un court circuit triphasé 25% à t=0 [s]

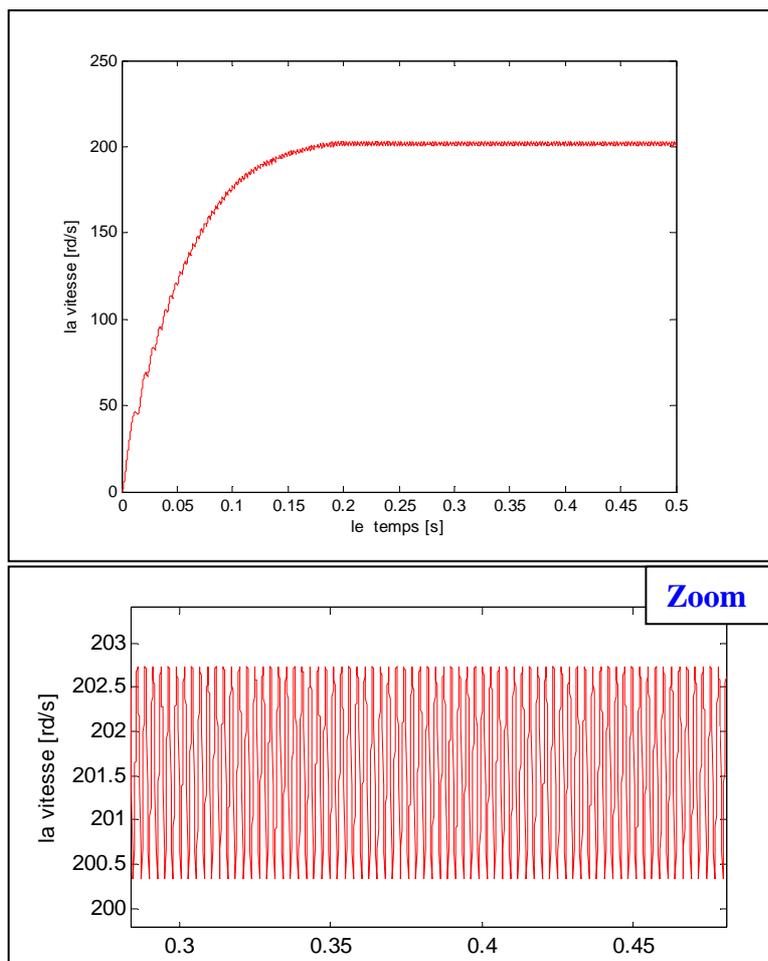


Fig.L1 – La vitesse

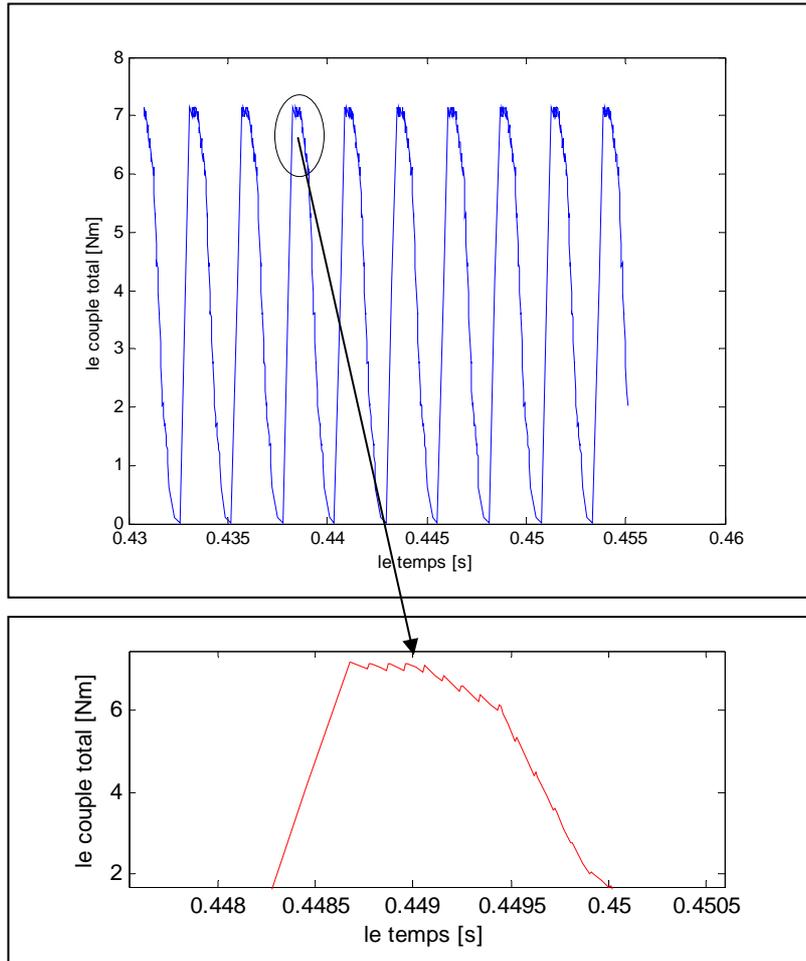


Fig.L2 – Le couple total

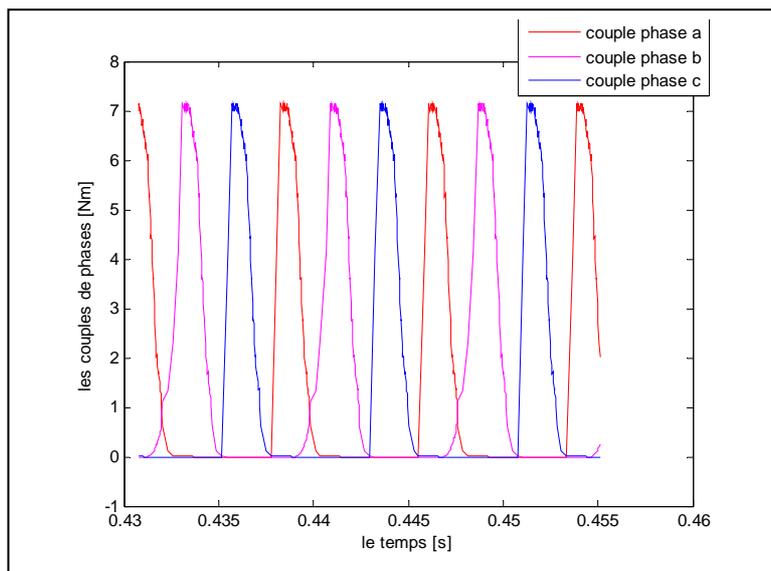


Fig.L3 – Les couples de phases

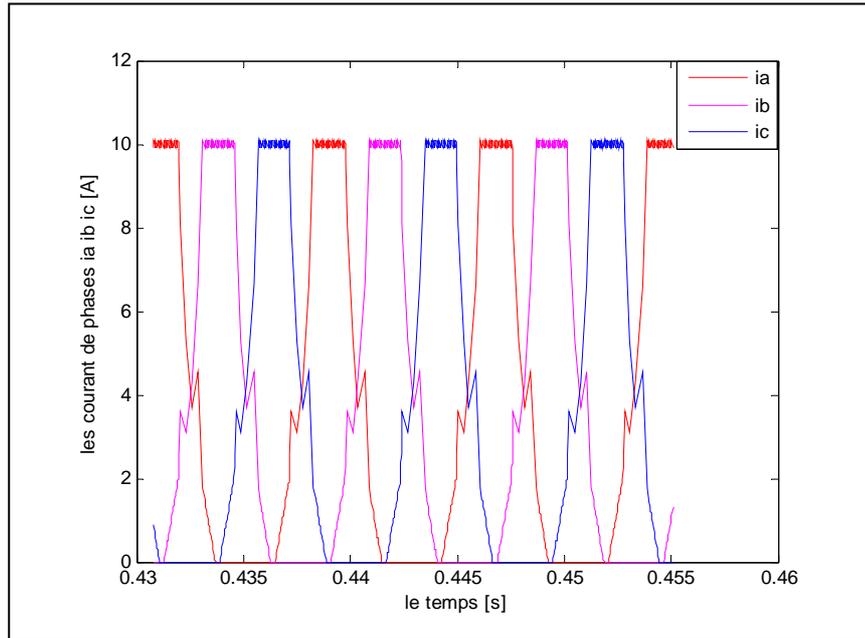


Fig.L4– Les courants de phases

IV.6.8.3. Le cas d'un circuit ouvert

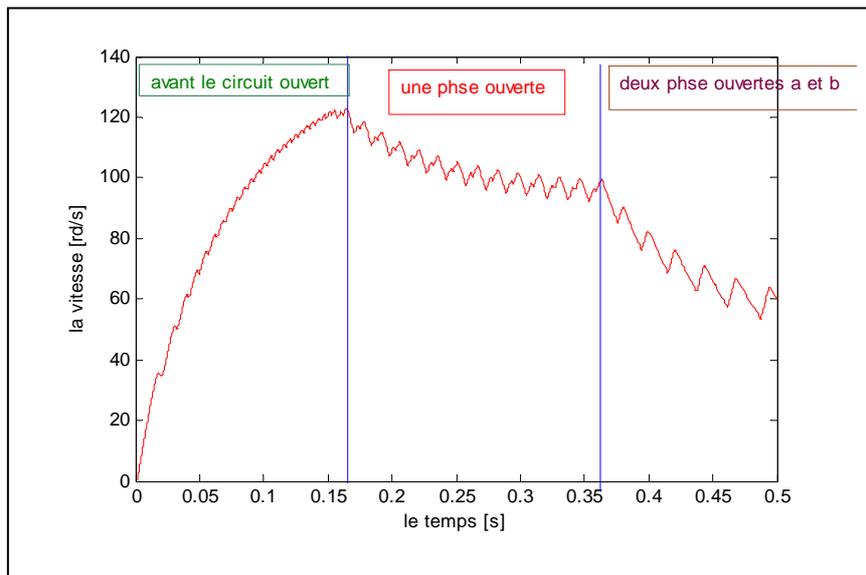


Fig.M1 – La vitesse

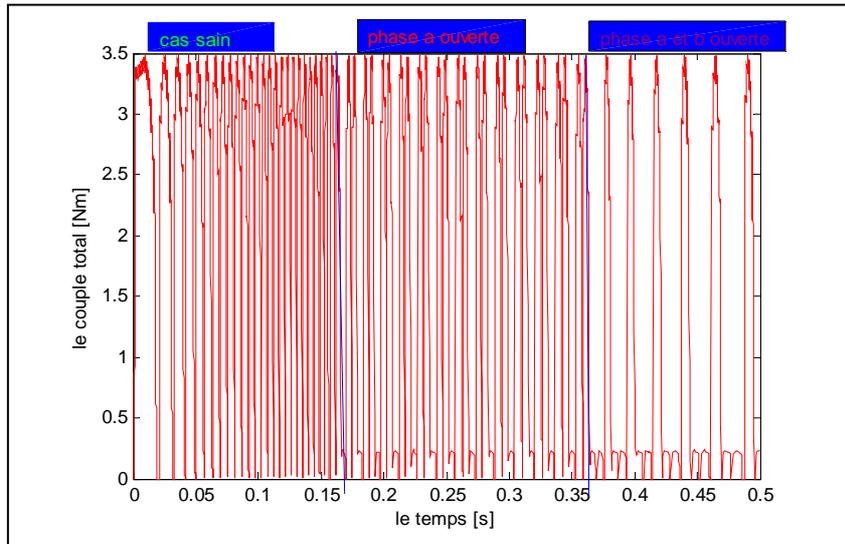


Fig.M2 – Le couple total

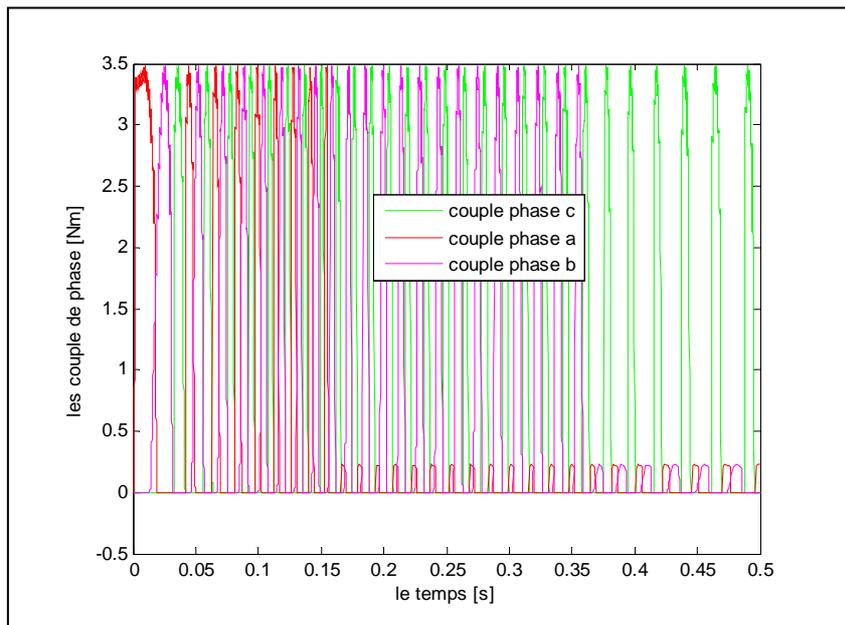


Fig.M3 – Les couples de phases

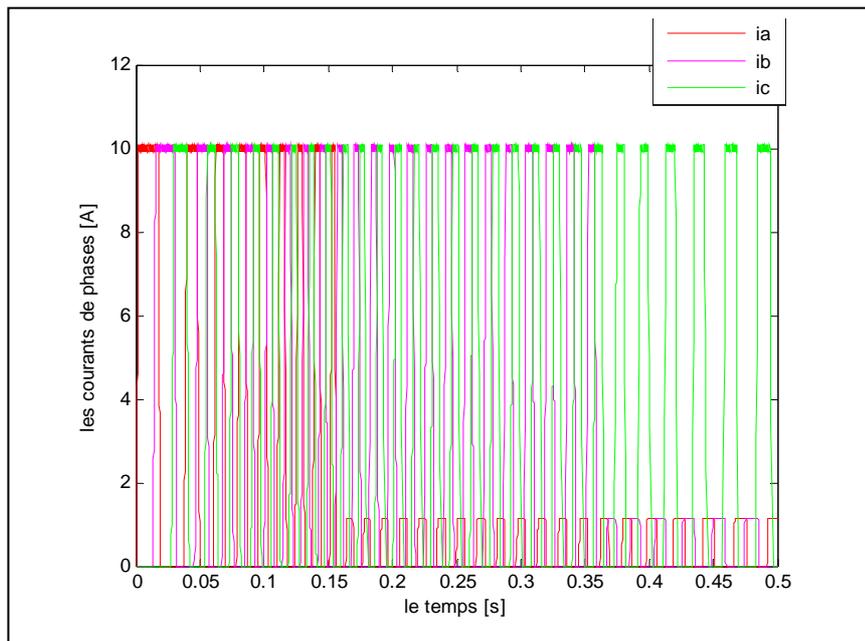


Fig.M4 – Les courants de phases

IV.6.9. Commentaire

Le cas d'un régime non linéaire commande en courant pour commenter ces défaut en reste toujours avec la même théorie appliqué en cas d'une commande en tension sauf que pour ce cas les défauts présentent des fluctuations et modulations beaucoup plus le cas d'une commande en tension l'observation importante est l'apparition des pics au niveau du courant et couple la figure de couple total f3 et k2 explique cette observation et la figure des courant k6 et f2 ;Pour la vitesse en cas du régime permanent sans défaut sa valeur par commande en courant égale 150 [rd/s] et en cas d'une commande en tension atteint 250 [rd/s] le cas d'un cc de 25% fait une augmentation de 150[rd/s] à 170 [rd/s].

IV.7. Synthèse et Analyse spectrale de défauts par la FFT

Après avoir simulé les différents défauts en régime linéaire et non linéaire et par deux types de commande on va analysé le spectre du couple, courant et vitesse en cas d'un court circuit monophasé en régime non linéaire,

IV.7. 1. Régime non linéaire

IV.7. 1.1. Commande en courant le cas d'un court circuit monophasé 25%

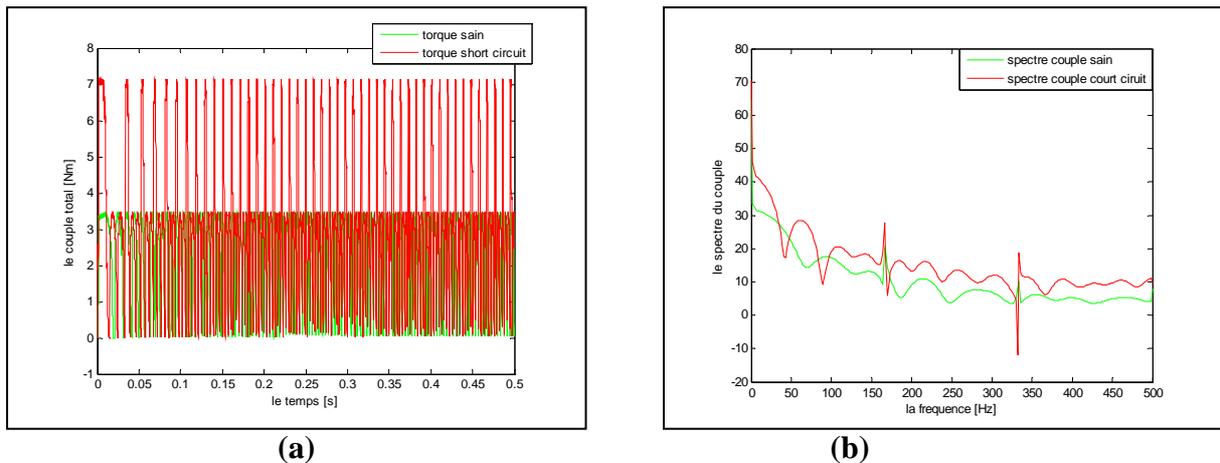


Fig.N1 – (a) Le couple sain et avec défaut et (b) son spectre

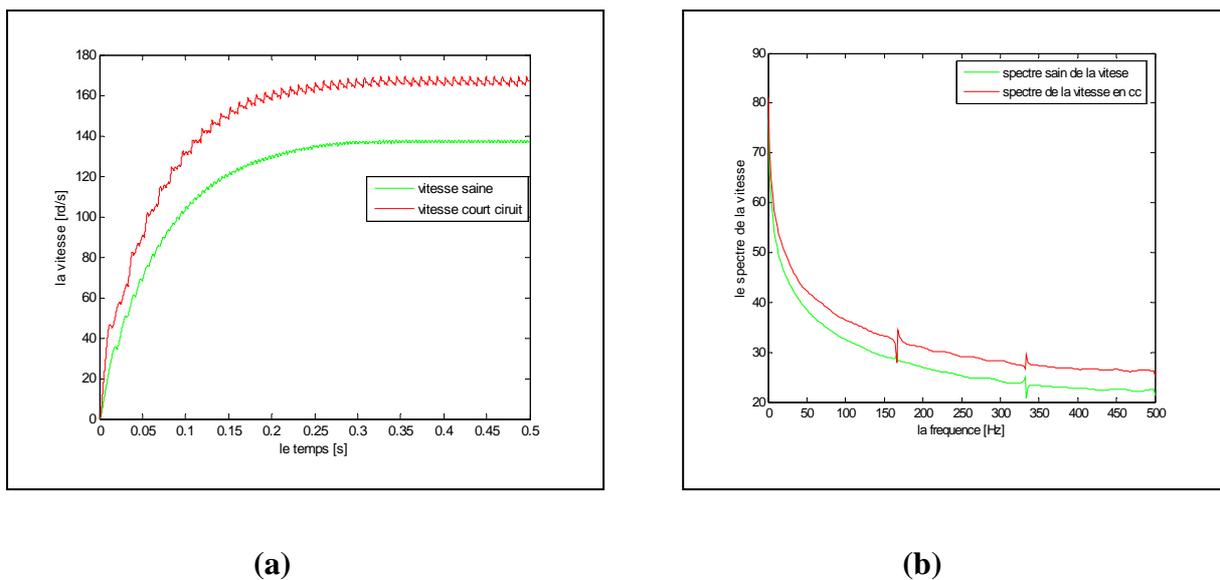
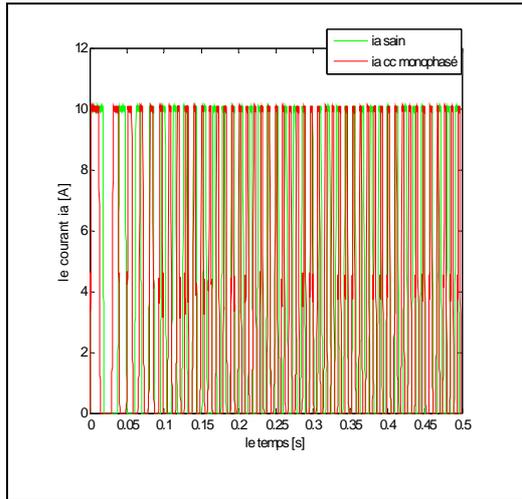
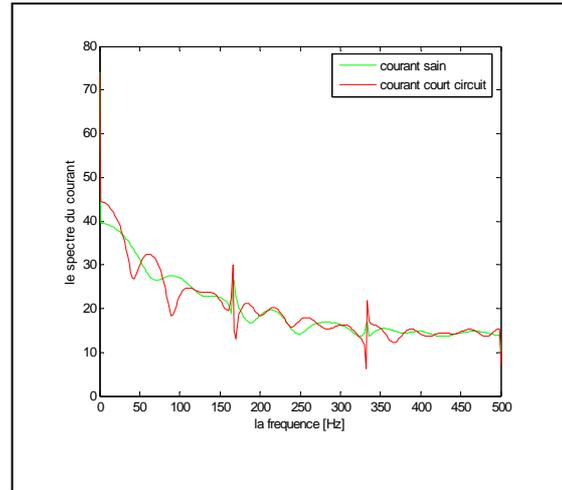


Fig.N2 – (a) La vitesse saine et avec défaut et (b) son spectre



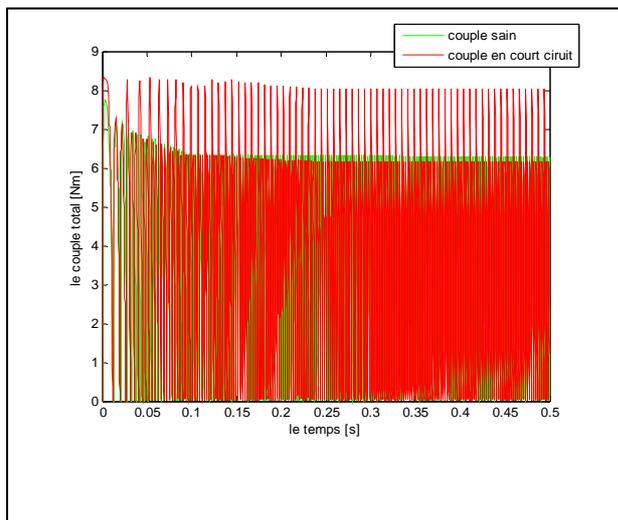
(a)



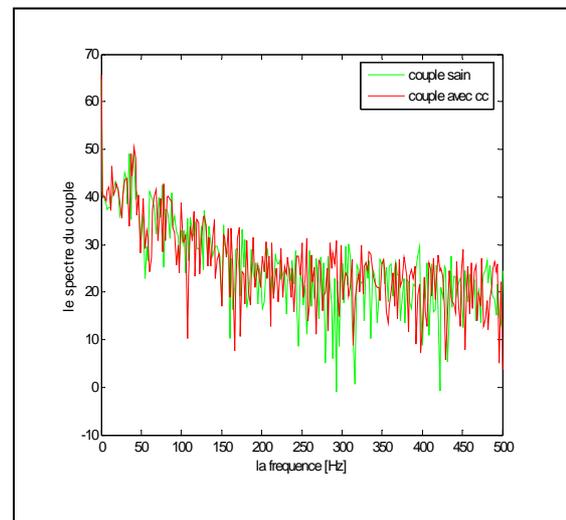
(b)

Fig.N3 – (a) Le courant sain et avec défaut et (b) son spectre

IV.7. 1.2. Commande en tension le cas d'un court circuit monophasé 25%

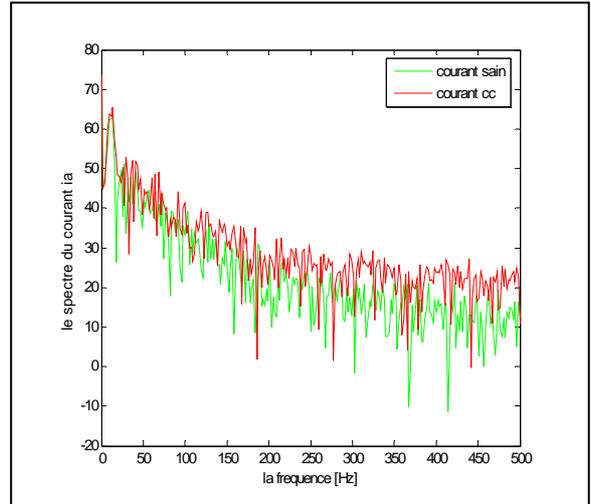
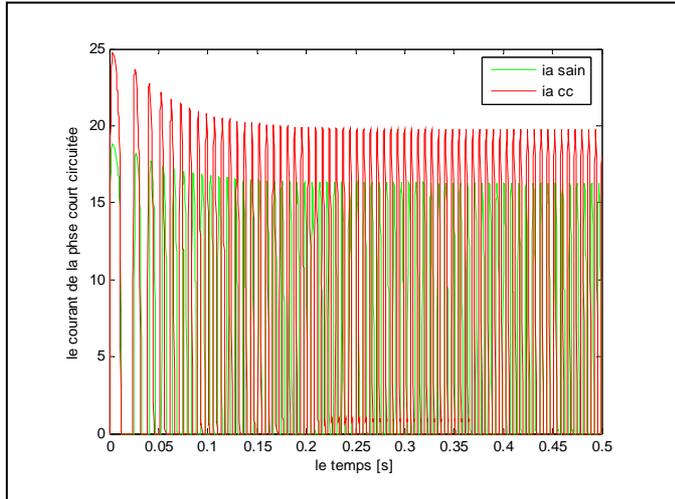


(a)

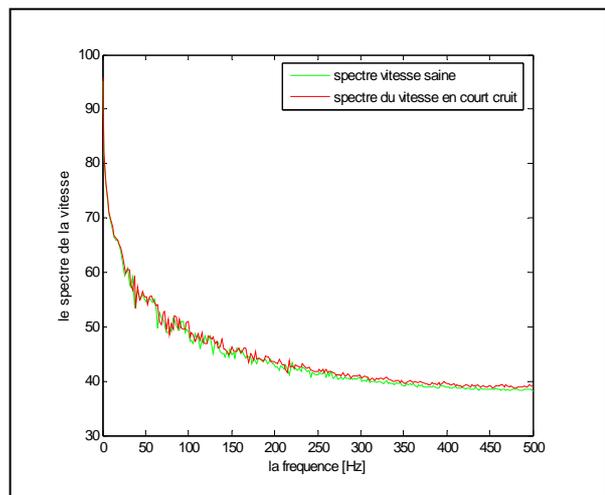
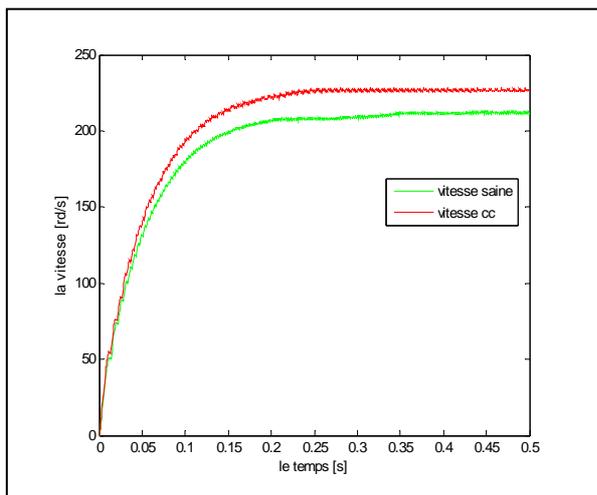


(b)

Fig.O1 – (a) Le couple sain et avec défaut et (b) son spectre



(a) **(b)**
 Fig.O2 – (a) Le courant sain et avec défaut et (b) son spectre



(a) **(b)**
 Fig.O3 – (a) La vitesse saine et avec défaut et (b) son spectre

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la modélisation et la simulation des machines MRV et MSRVR en régime dynamique dans le cas sain et dans le cas de défauts. Nous avons envisagé trois régimes à savoir, le régime linéaire commandé en courant, le régime non linéaire commandé en courant et le régime non linéaire commandé en tension.

Une comparaison des résultats obtenus a été faite en régime linéaire et non linéaire de même type de commande. De ce fait nous avons établi l'influence de la caractéristique non linéaire du matériau sur le régime de fonctionnement et sur le comportement de la machine, que ce soit dans le cas sain ou dans le cas de défauts.

La comparaison du régime non linéaire commandé en courant par celui commandé en tension montre l'influence de la commande sur le comportement non linéaire.

Les différences entre la méthode analytique et la méthode numérique se manifestent particulièrement dans le cas du régime non linéaire commandé en tension avec les mêmes défauts appliqués dans le chapitre précédent à savoir, court circuit monophasé de 25% , court circuit triphasé de 25 %, circuit ouvert et un interrupteur de l'onduleur en panne.

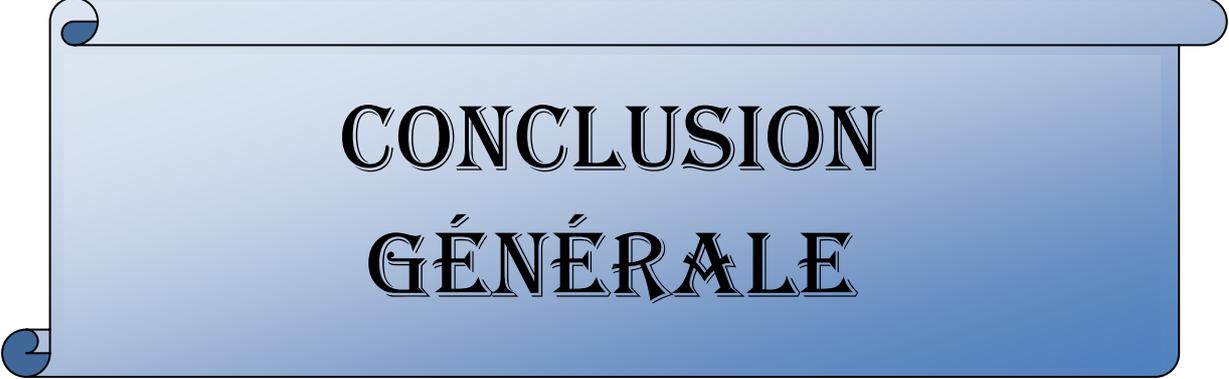
Nous achevons ce chapitre par une analyse spectrale du courant et du couple en régime non linéaire.

Références du Chapitre IV

- [1] F. Soares and P.J. Costa Branco, «Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment», Article, Institut Supérieure de Mécatronica.
- [2] F. Soares, B. Costa, «Simulation a 6/4 of motor based on matlab/simulink environment, IEEE Trans.Aerospace and Electronic Systems,vol.37, no.3,Jul.2001, pp.989-1009.
- [3] Semsudin. Masic, Jasmin. corda, Senad. Smaka, «Computation of Static, Steady-state and Dynamic Characteristics of the Switched Reluctance Motor», ISSN 00051144 ATKAAF 43(3-4),109-117(2002).
- [4] Jií. Skalický, «Mathematical Model Switched Relectance Motor»,Article, Dept. of Power Electrical and Electronic Engineering, FEEC, BUT.
- [5] Xiang Dang. Xue, K.W.E.Cheng, Member, IEEE, and S.L.Ho, «Simulation of Switched Reluctance Motor Drives Using Two Dimensional BicubicSpline», IEEE Transaction Energie Conversion, VOL.17,NO.4,Decembre 2002 471.
- [6] Alexey. Matveev, «Development of Methods, Algorithms and Software for Optimal Design of Switched Reluctance Drives», Technische Universiteit Eindhoven, ISBN 90-386-1783-6, 2006.
- [7] K. De Brabandere, J. Driesen, and R. Belmans, «The control of switched reluctance drives and their use for flywheel energy storage»,
- [8] Bernard. Multon, «Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW», C-VELEC 95, Grenoble 1-2 février 1995.
- [9] Hans Kuß, Torsten Wichert and Bernard Szymanski, «Design of a high speed Switched Reluctance Motor for spindle drive»,Article,CPE 2007.

[10] P.J.Lawrenson, P.J.Stephenson, P.T.Blenkinsop, J.Corda, N.N.Fulton, «Variable-speed Switched Reluctance Motors», IEE proceedings vol. 128, Pt B, no. 4, pp. 253265, July 1980.

[11] P.O. Rasmussen and G. Andersen, L. Helle, J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, «Fully automatic characterization system for switched reluctance motors», Institute of Energy Technology Pontoppidanstraede 101.



**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Conclusion Générale et Perspectives

Bien que le principe de fonctionnement des moteurs à réluctance variable (MRV) soit connu depuis longtemps, leur développement a été freiné pour diverses raisons. Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettant leur dimensionnement ainsi que les avancées dans les domaines de l'électronique de puissance et de commande ont contribué à leur essor avec de multiples applications dans la traction électrique, la conversion des EnR,

Le travail présenté dans cette thèse touche au domaine de la *maintenance prédictive* des machines électriques qui est devenu un concept stratégique dans tout processus industriel de production. Notre contribution au *diagnostic de défauts* a porté sur des machines à réluctance variable, contrairement à la plupart des études qui se sont intéressées exclusivement à la machine asynchrone.

Pour aborder notre étude nous avons commencé par un état de l'art sur les principales techniques de diagnostic et les différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine puis nous avons modélisé une MSR et une MRV selon deux approches, *analytique* (sous Matlab/Simulink) et *numérique* par éléments finis (sous FEMM et Flux2D), ce qui a permis de représenter différents défauts pouvant survenir lors d'un fonctionnement normal.

Ces modèles et les simulations qui ont suivi nous ont permis de mettre en évidence l'effet des défauts sur le fonctionnement de la machine, les *signatures* associées à chaque défaut et de suivre les éventuelles évolutions des pannes électriques qui peuvent être générées suite à ces anomalies.

C'est ainsi que les courts-circuits au bobinage statorique augmentent les amplitudes des courants dans les phases affectées ; par contre, les défauts d'un circuit ouvert, au contraire, induisent une diminution du courant de la phase affectée. Pour les excentricités, nous avons simulé l'excentricité dynamique par logiciel FEMM couplé avec programme LUA ; ce dernier permet de visualiser des grandeurs inaccessibles dans d'autres types de modèles, évolutions magnétiques dans la machine (induction, champs, flux ...). Cette analyse a permis de connaître le comportement du moteur suite à une anomalie.

Par la suite, différentes techniques de diagnostic (avec et sans modèle) ont été étudiées et pour certaines testées. Ceci a permis de définir les domaines d'utilisation et de voir les limites rencontrées pour chaque méthode.

En conclusion, ce travail nous a permis de nous familiariser avec les techniques de diagnostic et de les appliquer à des machines autres que la machine asynchrone afin de détecter les défauts qui peuvent survenir et de contribuer ainsi au diagnostic précoce et à la maintenance prédictive des machines réluctantes.



ANNEXES

Annexe A

Le maillage de l'entrefer

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis nécessite le découpage du domaine d'étude en éléments finis tout en respectant les interfaces de la géométrie.

Car on doit étudier la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques en fonction de la position du rotor afin d'avoir les caractéristiques de la machine modélisée, on fait tourner d'un angle quelconque le rotor, cependant au fur et mesure que l'angle de déplacement augmente, la distorsion des éléments de la région de l'entrefer (la bande de roulement) augmente aussi, ce qui provoque des difficultés d'ordre numérique donc **le maillage de la région de l'entrefer doit être régulier** (la méthode des éléments finis donne de bons résultats avec des éléments réguliers).

Il existe différents méthodes pour régler le maillage dans la région d'entrefer :

- ◆ La bande de roulement (fig1)
- ◆ Le couplage d'interface(fig.2)
- ◆ Méthode du double entrefer (fig.3)
- ◆ La ligne de glissement (fig.4)

Sont quelques méthodes rencontrés dans une modélisation par éléments finis.

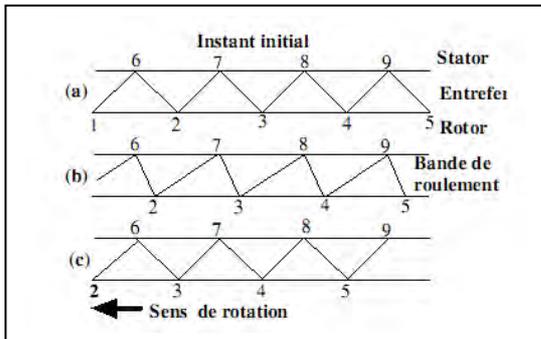


Fig.1

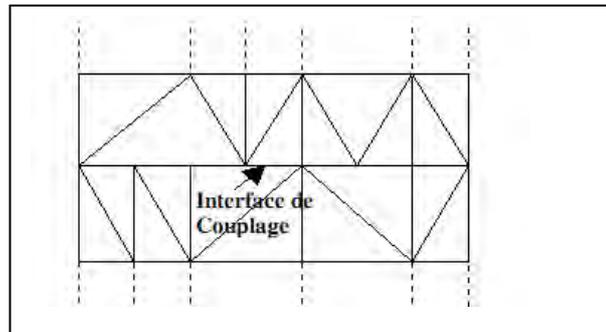


fig.2

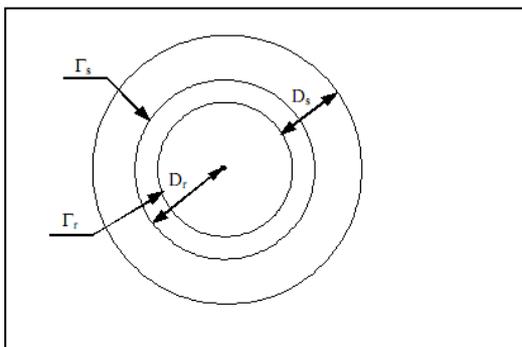


Fig.3

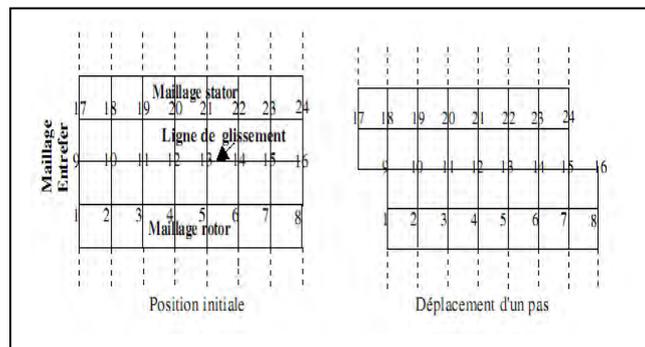


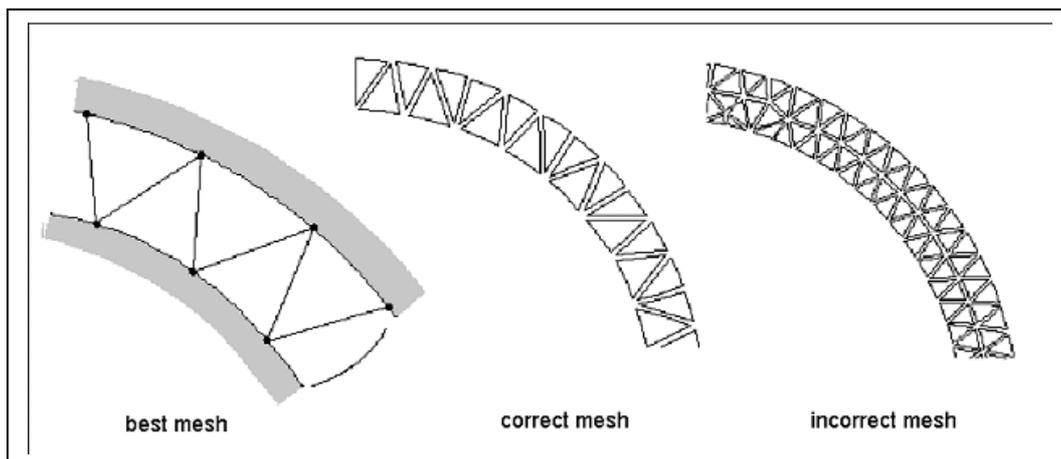
Fig.4

Maillage d'une machine tournante

Pour calculer correctement le couple reluctant d'une machine tournante, son entrefer doit être maillé avec des éléments de très bonne qualité. En effet, ce résultat dépend de la composante tangentielle de l'induction dans cet entrefer, composante qui est généralement très faible par rapport à la composante normale.

Maillage d'une région bande de roulement

La bande de roulement ne doit comprendre qu'une **seule couche d'éléments triangulaires**, qui doivent être aussi équilatéraux que possible, et ne peut donc être maillée qu'avec le mailleur automatique. Le nombre de nœuds sur les contours interne et externe de cette région peut être, différent, mais la répartition des nœuds tout autour de la bande de roulement doit respecter les symétries du problème.

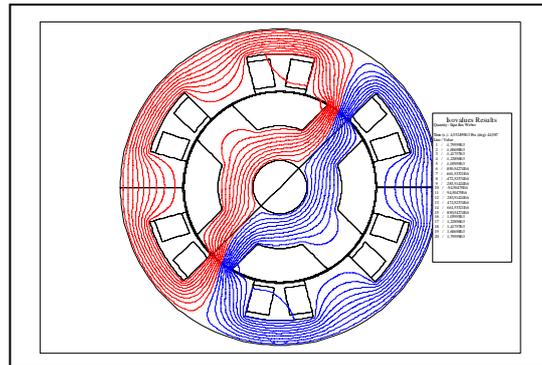
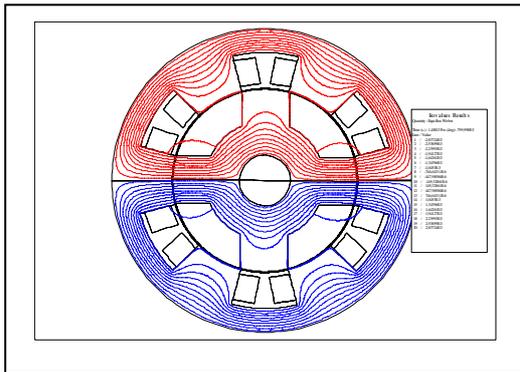


Maillage de la bande de roulement

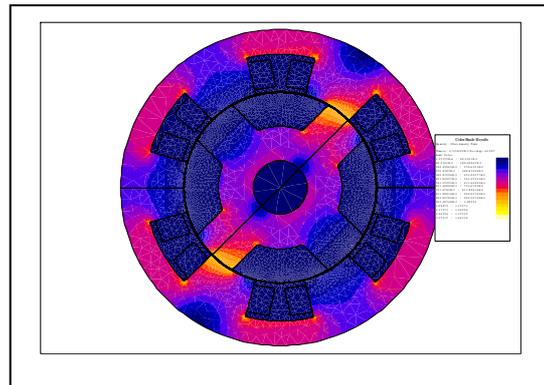
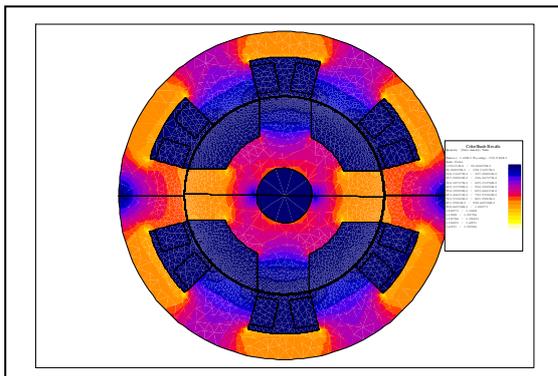
Annexe B

Les caractéristique de la mrv et la msrv par flux 2d. Les figures (II.8), (II.9), (II.10) illustrent respectivement pour les deux positions extrêmes: les lignes de flux, la densité de flux, la carte d'induction.

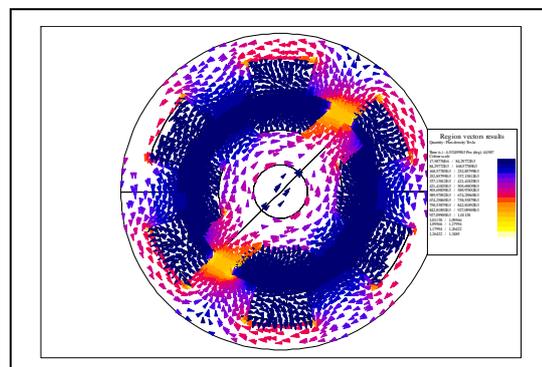
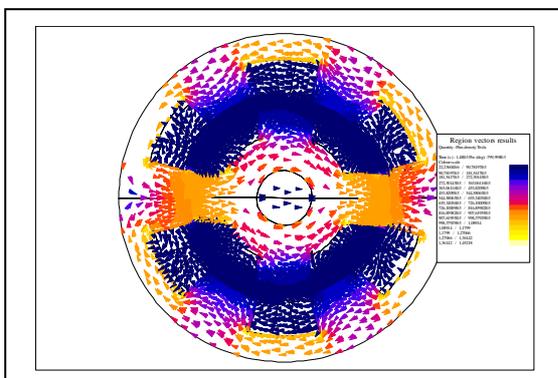
1. La machine à réluctance variable



Ligne iso-valeurs pour les deux positions extrêmes



Dégradé de l'induction pour les deux positions extrêmes

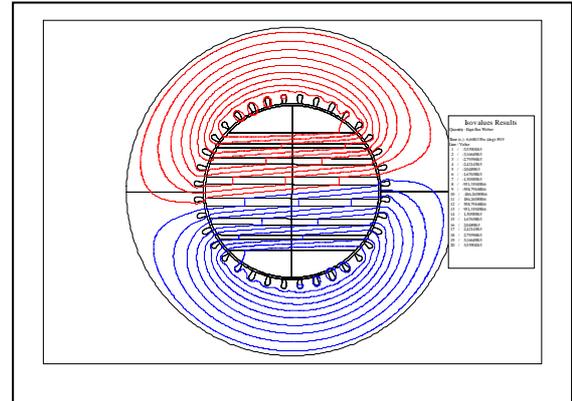
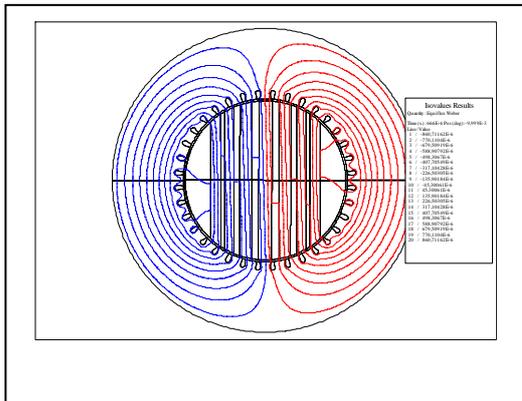


La densité de flux pour les deux positions extrêmes

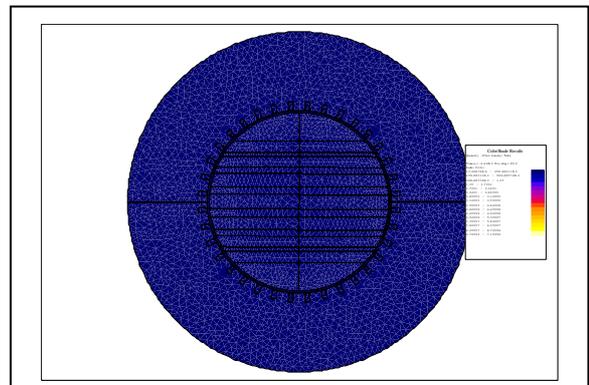
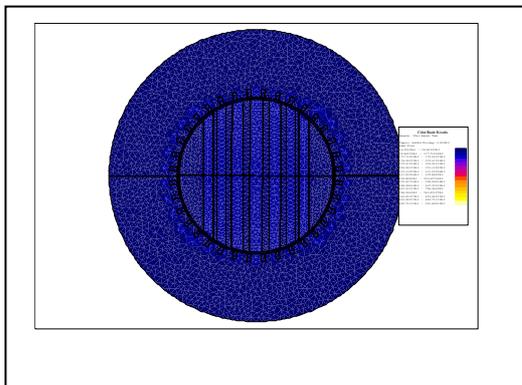
Conjonction à t=0.00148 (s)

Opposition à t= 0.0045325 (s)

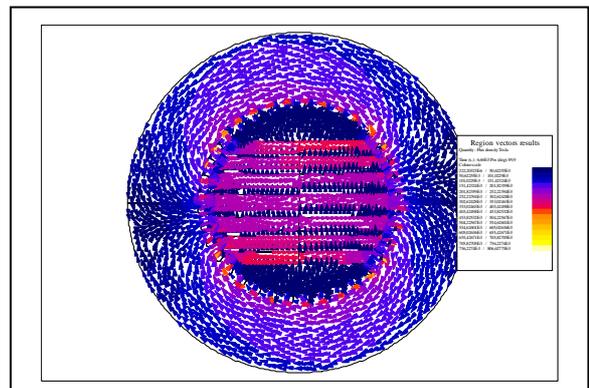
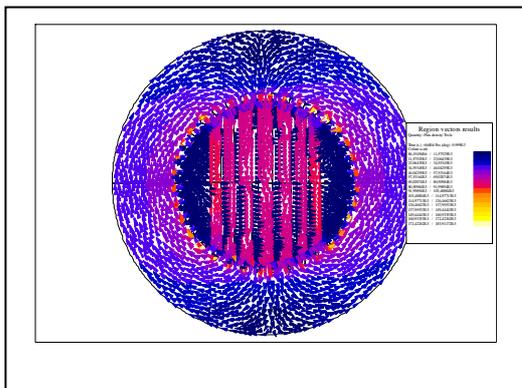
2. La machine synchrone à réluctance variable



Ligne iso-valeurs pour les deux positions extrêmes



Dégradé de l'induction pour les deux positions extrêmes



La densité de flux pour les deux positions extrêmes

Conjonction à $t=0.000666$ (s)

Opposition à $t= 0.00666$ (s)

Annexe C

**L'analyse spectrale
LA MSRV**

1. L'analyse spectrale du couple

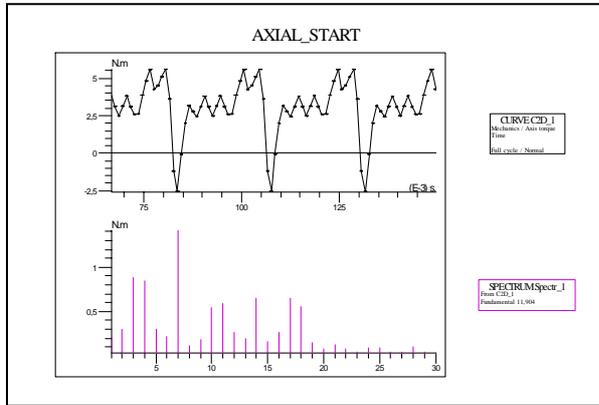


Fig.c1

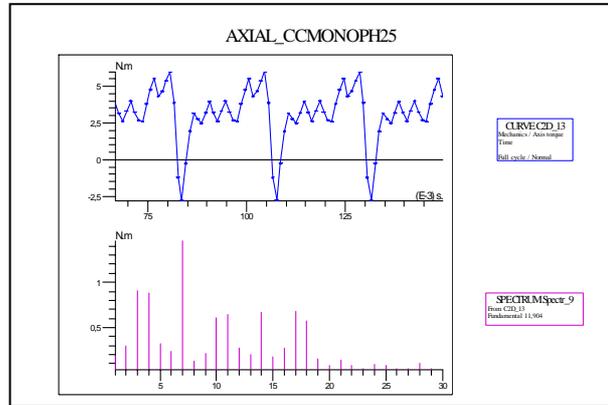


Fig.c2

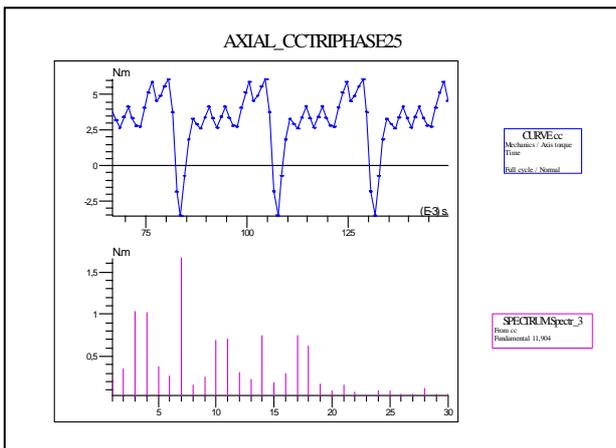


Fig.c3

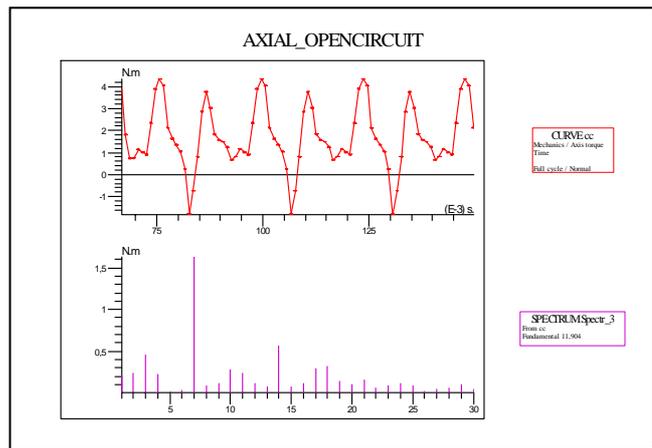


Fig.c4

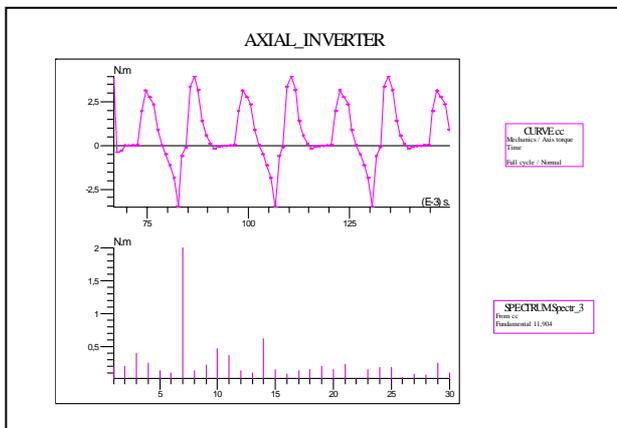


Fig.c5

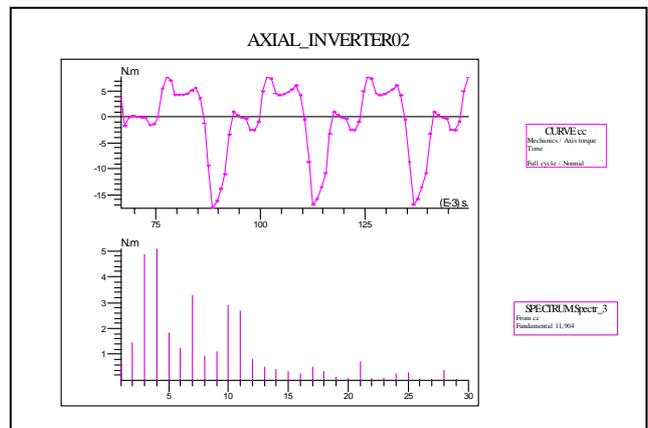


Fig.c6

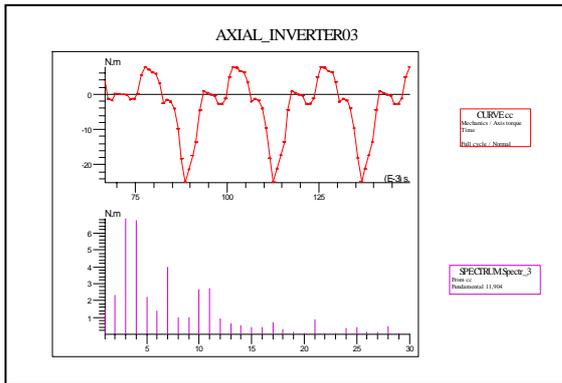


Fig.c7

Par contre la mrv un défaut de 25% pour une machine synchrone à reluctance variable en cas de défaut monophasé et triphasé **Fig.2c** et **Fig.3c** respectivement ne fait apparaissent aucunes nouvelle fréquence mais il amplifie les fréquences du cas sain ce critère est infiable pour le diagnostic. Le cas d'un circuit ouvert **Fig.4c** amplification de l'harmonique 7 est disparition de l'harmonique 5 et 6.

Le cas d'un circuit ouvert et **Fig.c4** et semblable à celui d'un interrupteur court circuit.

2. L'analyse spectrale du courant statorique ia

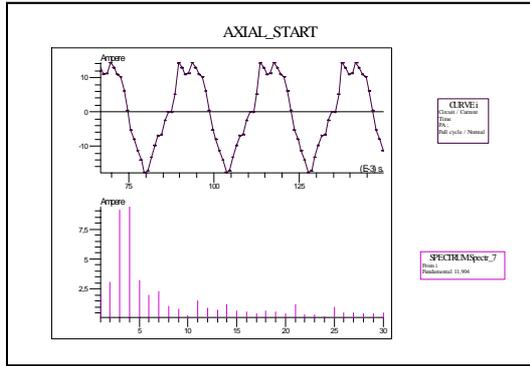


Fig.1d

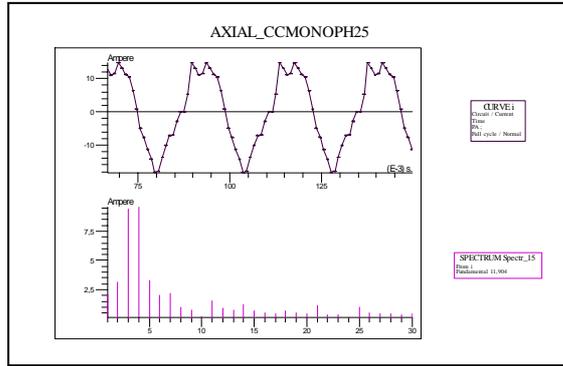


Fig.2d

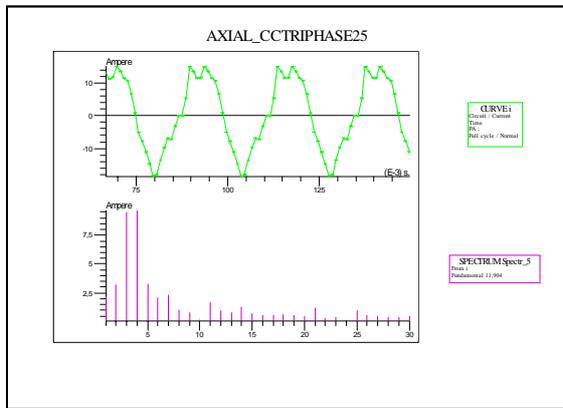


Fig.3d

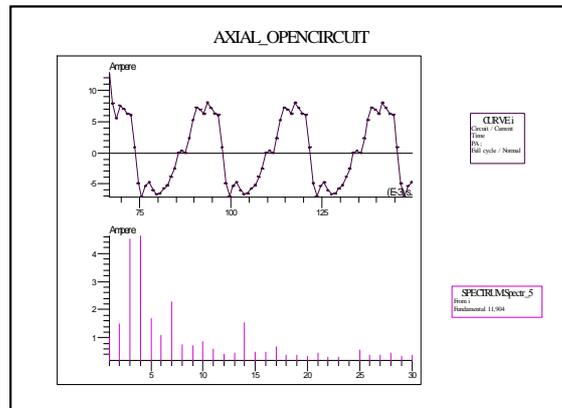


Fig.4d

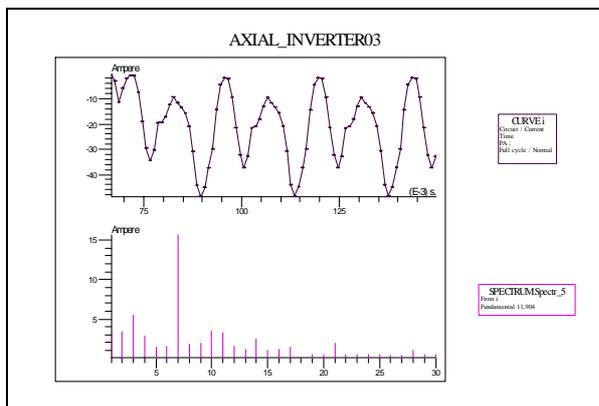


Fig.5d phase court circuit

ANNEXE D

La méthode d'interpolation bi-cubic spline

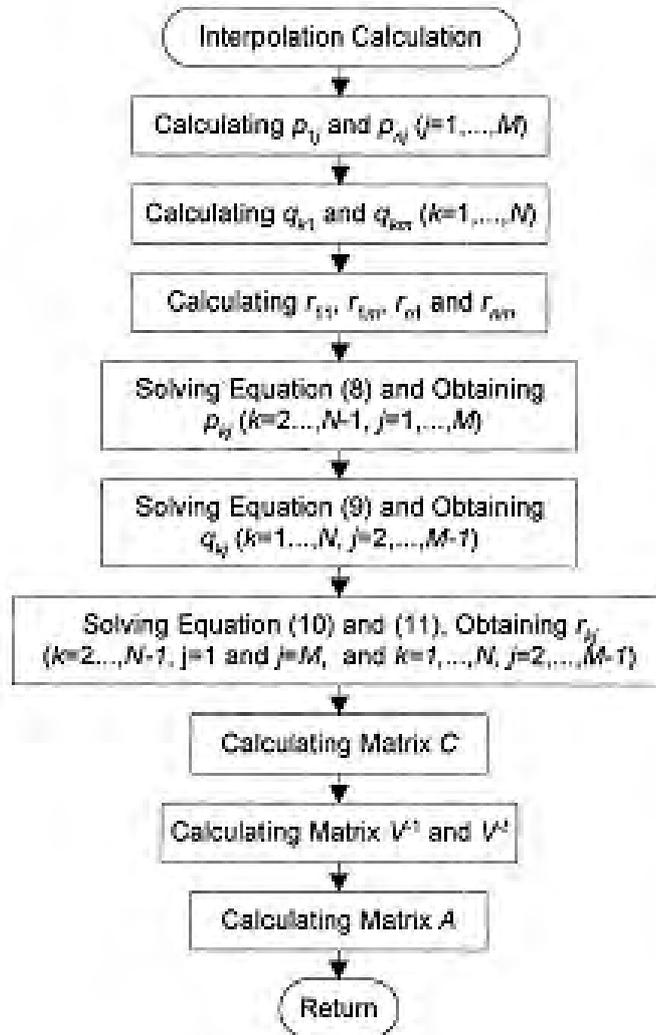


Fig. Flow chart of computation of the interpolation coefficients in bicubic Spline function.

$$\psi(\theta, i) = (g_{k1}(\theta), g_{k2}(\theta), g_{k3}(\theta), g_{k4}(\theta))A \begin{bmatrix} g_{j1}(i) \\ g_{j2}(i) \\ g_{j3}(i) \\ g_{j4}(i) \end{bmatrix} \dots\dots 1$$

$$\begin{cases} g_{k1} = 1 \\ g_{k2} = (\theta - \theta_k) \\ g_{k3} = (\theta - \theta_k)^2 \\ g_{k4} = (\theta - \theta_k)^3 \end{cases} \quad \begin{cases} g_{j1} = 1 \\ g_{j2} = (i - ij) \\ g_{j3} = (i - ij)^2 \\ g_{j4} = (i - ij)^3 \end{cases} \dots\dots 2$$

$$A = \begin{pmatrix} akj11 & ak12 & ak13 & ak14 \\ akj21 & ak22 & ak23 & ak24 \\ akj31 & ak32 & ak33 & ak34 \\ akj41 & ak42 & ak43 & ak44 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots 3$$

$$C = \begin{pmatrix} \psi kj & qkj & \Psi k, j+1 & qk, j+1 \\ pkj & rkj & pk, j+1 & rk, j+1 \\ \Psi k+1, j & qk+1, j & \psi k+1, j+1 & qk+1, j+1 \\ pk+1, j & rk+1, j & pk+1, j+1 & rk+1, j+1 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots 4$$

$$V(\theta k) = \begin{pmatrix} gk1(\theta k) & gk2(\theta k) & gk3(\theta k) & gk4(\theta k) \\ gk'1(\theta k) & g'k2(\theta k) & g'k3(\theta k) & g'k4(\theta k) \\ gk1(\theta k+1) & gk2(\theta k+1) & gk3(\theta k+1) & gk4(\theta k+1) \\ g'k1(\theta k+1) & g'k2(\theta k+1) & g'k3(\theta k+1) & g'k4(\theta k+1) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots 5$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & \Delta\theta k & \Delta\theta_k^2 & \Delta\theta_k^3 \\ 0 & 1 & 2\Delta\theta k & 3\Delta\theta_k^2 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots 6$$

$$C = V(\theta k)A[V(ij)]^t \quad \dots\dots\dots 7$$

$$A = [V(\theta k)]^{-1}C[V(ij)]^{-t} \quad \dots\dots\dots 8$$

$$\frac{1}{\Delta\theta_{k-1}} p_{k-1, j} + 2\left[\frac{1}{\Delta\theta_{k-1}} + \frac{1}{\Delta\theta k}\right] pkj + \frac{1}{\Delta\theta k} pk+1, j =$$

$$3 \left[\frac{\psi_{kj} - \psi_{kj-1, j}}{\Delta\theta_{k-1}^2 - 1} + \frac{\psi_{k+1, j} - \psi_{kj}}{\Delta\theta_k^2} \right]$$

$k = 2, \dots, N-1$ 9

$$\frac{1}{\Delta ij_{-1}} q_{k, j-1} + 2\left[\frac{1}{\Delta ij_{-1}} + \frac{1}{\Delta ji}\right] qkj + \frac{1}{\Delta ij} qk, j+1 =$$

$$3 \left[\frac{\psi_{kj} - \psi_{kj-1, j}}{\Delta i_{j-1}^2 - 1} + \frac{\psi_{k+1, j} - \psi_{kj}}{\Delta i_j^2} \right]$$

$j = 2, \dots, M-1$ 10

$$\frac{1}{\Delta\theta_{k-1}} r_{k-1,j} + 2\left[\frac{1}{\Delta\theta_{k-1}} + \frac{1}{\Delta\theta_k}\right] r_{kj} + \frac{1}{\Delta\theta_k} r_{k+1,j} =$$

$$3\left[\frac{q_{kj} - q_{kj-1,j}}{\Delta\theta_{k-1}^2} + \frac{q_{k+1,j} - q_{kj}}{\Delta\theta_k^2}\right] \quad \dots\dots\dots\mathbf{11}$$

$k = 1, \dots, N-1$

$$\frac{1}{\Delta i_{j-1}} r_{k,j-1} + 2\left[\frac{1}{\Delta i_{j-1}} + \frac{1}{\Delta i_j}\right] r_{kj} + \frac{1}{\Delta i_j} r_{k,j+1} =$$

$$3\left[\frac{p_{kj} - p_{kj-1,j}}{\Delta i_{j-1}^2} + \frac{p_{k+1,j} - p_{kj}}{\Delta i_j^2}\right] \quad \dots\dots\dots\mathbf{12}$$

$j = 2, \dots, M-1$

$$\Delta i_j = i_{j+1} - i_j \quad \dots\dots\dots\mathbf{13}$$

$$\Delta\theta_k = \theta_{k+1} - \theta_k$$

ANNEXE E

Le programme de la fft

```
SIGNAL    %%%%%%%%%Data sous forme un vecteur obtenir par matlab

N=512;
N2=N/2;
x1=fft(SIGNAL ,N);
fm=1000;    %%%%fm=1/dt avec dt=do/n ou n est le nombre d'échantillons;

px1=x1.*conj(x1)/N;
f=fm*(0:N2)/N;

figure (1)
plot(f,px1(1:N2+1));

figure (2)
plot(f,abs(x1(1:257)));

figure (3)
plot(f,20*log10(abs(x1(1:257))), 'g');
```

ملخص

الغرض من هذه الاطروحة هو نمذجة و تمثيل مختلف الحوادث الكهربائية و الميكانيكية الممكن حصولها على الماكينات ذات الممانعة المتغيرة هذه الاحيرة عرفت اهتمام واسع في الفترة الاخيرة و اجتاحت مجالات مهمة كالطاقة و النقل و على غرار الالة اللامتزامنة التي تعرف استعمال واسع في الصناعة و تطور كبير في الابحاث مثل التحليل الطيفي بمختلف تقنياته ولهذا اخترنا لتمثيل الحوادث المدروسة و الممثلة بالطريقتين تاعدية بواسطة العناصر اللامتناهية

و التحليلية عن طريق MATLAB/SIMULINK تحويل سهل التطبيق FFT سريع .

التشخيص يهدف لاجاد الداء و الدواء لحماية الالة و المنتج خاصة لهذا فهذه الدراسة هي انطلاقة نحو تحقيق

الاعتبار. تشخيص من درجة عليا للتنبأ بإمكانية حصول خلل ما و هذا يعتمد على اخذ بعين

ضروف عمل الالة

Abstract

The main purpose of this thesis “dissertation” is to modeling and simulating electrical and mechanical fault of switched reluctance machine and synchronous reluctance machine, therefore we used analytical method with MATLAB and numerical method with flux 2d. These two kinds of machine are from step by step machines family ; this type of machine knows a wide use in recent years at important fields : energy, transport, as soon as asynchronous machine witch knows a large utility in industry and a large development in searching field particular spectral analysis through its various tools and technics, we have applied fast fourier transformation « FFT» in order to the influence of faults and to achieve the ability of prediction to confirm about the fault and to determine its kind and therefore we save the production and the machine as much as possible and for this purpose we focused on current and moment field.

Résumé

Ce mémoire de magistère porte sur la modélisation et la simulation des défauts électriques de la machine à réluctance variable (MRV) et de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV). La modélisation est réalisée selon deux approches : l'une est numérique avec le logiciel flux 2d, la seconde est analytique avec le logiciel MATLAB. La modélisation de la MRV et de la MSRV par la méthode des éléments finis nous a permis de simuler différents types de défauts tel que l'excentricité, circuits ouverts, court-circuits dans les bobinages et défaut d'interrupteurs de convertisseur. L'analyse spectrale par FFT des signatures des défauts simulés a permis de faire la lumière entre les raies saines de celles de défauts.