

République Algérienne Démocratique et Populaire

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



Université Akli Mohand OULHADJ
Faculté des Sciences et des sciences appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'études Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Conversion et Gestion d'Energie

THEME

Modélisation et diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit entre spires

Proposé par :

M^{elle} YASSA.N

Présenté par :

TAYABI MOHAMMED
DEBDOUCHE MOHAMMED

Président juré : M^r BEN SAID.S

Examineur : M^r TOUAFEK

Examinatrice : M^{me} MADI

Année 2016

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions le Dieu, notre créateur de nous avoir donné les forces, la volonté et le courage afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous adressons le grand remerciement à notre promotrice qui a proposé le thème de ce mémoire, pour ses conseils du début à la fin de ce travail.

Nous tenons également à remercier Messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance, tout particulièrement :

Mr le président du jury pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury.

Nous souhaitons exprimer notre gratitude à les membres de jury d'avoir accepté d'examiner notre travail, et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et pour leurs précieux conseils et remarques.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui nous ont toujours soutenues et à tout ce qui ont participé de réaliser ce mémoire. Ainsi que l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation.

Dédicaces

 *Je dédie cette thèse à ...* 

À ma chère mère ;

À mon père ;

À tous mes proches de la famille Tayabi, et plus

Particulièrement, mes sœurs et mes frères tout à son nom

À tous mes chers amis et mes collègues de l'Université de

Bouira et Bourdj Bou Arreiridj .

Et à tous ce qui ont enseigné moi au long de ma vie scolaire ;

Tayabi Mohammed

Dédicaces

 *Je dédie cette thèse à ...* 

À ma mère ;

À mon père ;

À mes proches de mes frères et mes sœurs, chacun à son nom ;

À toute la famille ;

À tous mes amis ;

À tous mes chers enseignants qui ont enseigné moi ;

Debdouche Mohammed

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I L'état de l'art et les défaillances de la machine synchrone à aimants Permanents	
I.1. Introduction.....	4
I.2 Présentation de la machine synchrone a aiment permanent.....	4
I.3 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I.3.1 Structure de stator.....	5
I.3.2. Structure du rotor.....	6
I.4 Les déférents types de la machine synchrone à aimants permanents.....	6
I.5 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents.....	7
I.6 Les aimants permanents.....	7
I.7 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents.....	8
I.7.1 Les avantage.....	8
I.7.2 Les inconvénients.....	9
I.8 Les Domaines d'application de MSAP.....	9
I.9 Les défauts dans les machines électrique.....	10
I.9.1 les causes des défaut.....	11
I.9.2 Quelques statistiques.....	11
I.9.3 Les défauts rotoriques.....	12
I.9.3.1 Les défauts des aimants.....	12
I.9.3.2 Excentricité.....	13
I.9.3.3. Défauts du roulement.....	15
I.9.4 Les défauts statoriques.....	16
I.9.4.1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	16
I.9.4.2. Défaut court-circuit entre-spices au stator.....	17

Sommaire

I.9.4.3. Court-circuit entre phases.....	18
I.10 Méthodes de détection de défauts dans les machines électriques.....	18
I.10.1 Méthode de diagnostic sans modèle.....	19
I.10.1.1 Méthode par traitement de signal.....	19
I.10.1.2 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	19
I.10.1.3 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite.....	19
I.10.1.4 Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induite.....	19
I.10.1.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....	20
I.10.1.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....	20
I.10.1.7 Diagnostic par mesure du courant statorique.....	20
I.10.1.8 Diagnostic par analyse du vecteur de Park.....	20
I.10.1.9 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (AI).....	21
I.10.2 Méthode de diagnostic avec modèle.....	21
I-7. Conclusion.....	21

Chapitre II Modélisations de la machine synchrone à aimants permanents saine

II.1. Introduction.....	23
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents par CEMC.....	23
II.2.1. Présentation du modèle.....	24
II.2.1.1. Modèle dans le repère abc : Machine saine.....	24
II.2.1.1.1. les équations électriques.....	25
II.2.1.1.2. Expression du flux.....	26
II.2.1.1.3. Equation mécanique.....	28
II.2.1.1.4. Expression du couple électromagnétique.....	28
II.2.1.2. Etablissement du modèle d'état.....	28
II.3. Résultats de simulation de la machine synchrone a aiment permanent en régime sain.....	30
II.3.1 à vide.....	30
II.3.2. En charge.....	32
II.4. Interprétation des résultats de simulation.....	33

Sommaire

II.5.Conclusion.....	34
Chapitre III Modèle de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit entre spires	
III.1 Introduction.....	36
III.2 Modélisation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc).....	37
III.2.1 Les équations de tension.....	38
III.2.2 Les équations de flux.....	38
III.2.3. Expression du couple électromagnétique.....	40
III.2.4. Représentation d'état du modèle de défaut.....	40
III.3. simulation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)	42
III.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (<i>abc</i>) en fonctionnement à vide.....	42
- cas de 5% spires en court-circuit.....	42
- cas de 10% de spires en court-circuit.....	43
III.3.2 Validation du modèle de la MSAP par fonctionnement en charge.....	45
- Cas de 5% de spires en court-circuit.....	45
- Cas de 10% de spires en court-circuit.....	46
III.4. Interprétation des résultats.....	49
III.5. Conclusion.....	50
Chapitre IV : Généralisation de modèle de défaut de court-circuit multi-phases de MASP	
IV.1 Introduction.....	52
VI.2 Généralisation de modèle abc en présence deux court-circuités entre-spires.....	52
IV.2.1 Expression de tension.....	53
IV.2.2 Expression de flux.....	53
IV.2.3. Modèle d'état.....	55
IV.3. Résultats de simulation de la machine synchrone à Aimants Permanents en présence de défauts court-circuit entre-spires.....	56

Sommaire

IV.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 5% court-circuit entre-spires dans une seule phase et deux phases.....	56
IV.3.2 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 10% court-circuit entre-spires dans une seule phase et deux phases.....	59
IV.3.3 L'évolution de la vitesse et le couple électromagnétique en présence défaut dans une phase et dans deux phases.....	61
IV.4 Interprétation des résultats.....	62
IV.5 Conclusion.....	63

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, L'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application.[01]

Dans la démarche « sûreté de fonctionnement », une des étapes consiste à assurer la détection des défauts pouvant survenir au sein d'un actionneur à aimants permanents. Cette fonctionnalité consiste en la mise en place de procédures automatiques d'alertes ciblées qui ont pour rôle d'alerter un étage hiérarchique supérieur de l'occurrence d'un défaut et éventuellement de son degré de criticité. L'objectif est d'être capable, à partir de grandeurs directement prélevées sur la machine, de construire des indicateurs donnant une image de l'état de santé du dispositif. Il est nécessaire pour cela de bien caractériser les défauts surveillés. Ces derniers peuvent en effet être de natures très différentes et posséder de ce fait des vitesses d'évolution très différentes, comme par exemple les défauts de nature électrique et les défauts de nature mécanique. Les premiers présentent des dynamiques d'évolution plutôt rapides alors que les seconds sont généralement à dégradation plus lente. Les techniques à mettre en œuvre pour satisfaire les exigences liées à leur détection seront de ce fait très différentes.

Dans ce travail, nous nous intéresserons spécifiquement aux défauts électriques pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répandus. La machine à aimants possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence des aimants au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les courts-circuits inter-spire sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut. La présence d'un flux variable dans la spire en court-circuit entretient la présence d'une force électromotrice donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur. Ces défauts, auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leur criticité, nécessite donc l'emploi de techniques de détection particulièrement réactives pour en connaître au plus tôt l'occurrence. [01]

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord la constitution physique de la machine synchrone à aimants (MSAP) permanents pour mieux appréhender les différents défauts

dont elle peut être l'objet. Les défauts relatifs au stator des MSAP sont ensuite parcourus ainsi que leurs origines et les risques qu'ils entraînent. Un état de l'art relatif aux techniques de détection des défauts statoriques est ensuite proposé afin de mettre en avant les principales techniques déjà utilisées dans le domaine et les principaux travaux réalisés sur ces thèmes. Un positionnement de nos travaux de recherche sera réalisé à cette occasion.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP saine, en utilisant une méthode de modélisation fine basée sur l'approche par Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). L'utilisation de cette catégorie de modèle est motivée par la nécessité de disposer d'outils permettant de simuler, avec une grande souplesse et un bon réalisme.

Le troisième chapitre est dédié à la modélisation de la MSAP en présence de court-circuit statorique entre spires dans une phase, les équations de ce modèle sont décomposées en deux parties : les équations pour machine saine et les termes qui apparaissent à cause des défauts. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les paramètres normaux de la machine suite au défaut.

Finalement, nous aborderons dans le quatrième chapitre le modèle générale de MSAP en présence des défauts de court-circuit entre spires multi-phases par la méthode Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC).

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Sommaire- Chapitre I

I.1. Introduction.....	4
I.2 Présentation de la machine synchrone a aiment permanent.....	4
I.3 Constitution de la machine synchrone à aimants ptermanents.....	5
I.3.1 Structure de stator.....	5
I.3.2. Structure du rotor.....	6
I.4 Les déférents types de la machine synchrone à Aimants permanents.....	6
I.5 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à Aimants Permanents.....	7
I.6 Les aimants permanents.....	7
I.7 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à Aimants Permanents.....	8
I.7.1 Les avantage.....	8
I.7.2 Les inconvénients.....	9
I.8 Les Domaines d’application de MSAP.....	9
I.9 Les défauts dans les machines électrique.....	10
I.9.1 les causes des défaut.....	11
I.9.2 Quelques statistiques.....	11
I.9.3 Les défauts rotoriques.....	12
I.9.3.1 Les défauts des aimants.....	12
I.9.3.2 Excentricité.....	13
I.9.3.3. Défauts du roulement.....	15
I.9.4 Les défauts statoriques.....	16
I.9.4.1. Défauts d’isolant dans un enroulement.....	16
I.9.4.2. Défaut court-circuit entre-spices au stator.....	17
I.9.4.3. Court-circuit entre phases.....	18
I.10 Méthodes de détection de défauts dans les machines électriques.....	18
I.10.1 Méthode de diagnostic sans modèle.....	19
I.10.1.1Méthode par traitement de signal.....	19
I.10.1.2Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	19
I.10.1.3Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite.....	19
I.10.1.4Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induite.....	19
I.10.1.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....	20
I.10.1.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....	20
I.10.1.7 Diagnostic par mesure du courant statorique.....	20
I.10.1.8 Diagnostic par analyse du vecteur de Park.....	20
I.10.1.9 Diagnostic par utilisation des techniques d’intelligence artificielle (AI).....	21
I.10.2 Méthode de diagnostic avec modèle.....	21
I-7. Conclusion.....	21

Chapitre I

L'état de l'art sur les défaillances de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

Actuellement , environ 65% de l'énergie électrique est consommée par les machines électriques comme les préoccupations environnementales augmentent , l'amélioration de ces machines est plus que jamais souhaitable . Les machines électriques sont utilisées depuis presque deux siècles. En ce moment , L'exigence en termes de fiabilité et de disponibilité sur les machines électriques ne cesse d'accroître non seulement chez les utilisateurs mais aussi chez les fabricants .

Ce premier chapitre a pour objectif d'effectuer quelques rappels élémentaires sur les éléments de constitution de la machine synchrone à aimants permanents. A ce propos, nous nous intéressons à la réalisation des enroulements statoriques, nous effectuons ensuite une présentation des différents défauts pouvant survenir sur la machine, en citant leurs causes et effets sur le comportement de la machine. Finalement nous rappelons brièvement les techniques de base couramment utilisées pour la détection des divers défauts.

I.2 Présentation de la machine synchrone a aimant permanent

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.



Fig.I.1 *Structure de moteur synchrone à aimants permanents* [02]

I.3 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Structure de stator

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses.

On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers ou les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase. La figure (Fig.I.2) présente un exemple de bobinage statorique régulier à une seule voie par phase et deux paires de pôles. Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé. Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. L'isolation des bobines par rapport à la masse est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche. De plus amples détails sur les topologies et les technologies de bobinages sont largement développées dans [03].

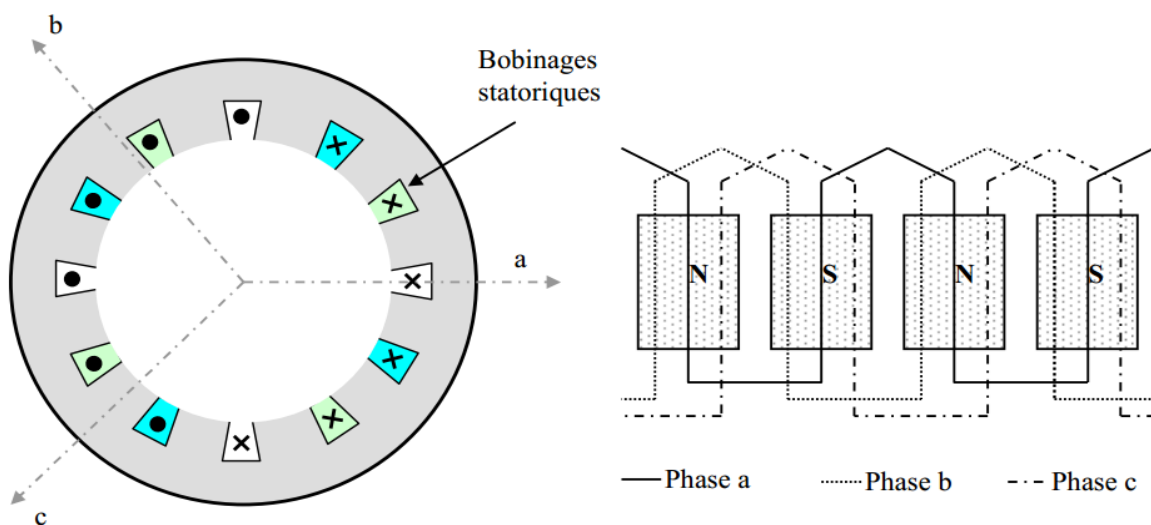


Fig.I.2 Schéma de bobinages statoriques

I.3.2. Structure du rotor

Représente la partie mobile de la MSAP, formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux d'inducteur, il est généralement de deux types :

- rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

I.4 Les différents types de la machine synchrone à aimants permanents

Il existe plusieurs types de la machine synchrone à aimants permanents qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine. En effet, la disposition des aimants a une influence directe sur la saillance de la machine (rapport entre les inductances de l'axe direct L_{sd} et de l'axe en quadrature L_{sq}).

Les principales structures des rotors utilisées dans les MSAP sont les suivantes : [04]

- **Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)** Dans ce type de machine, les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considérée comme constante. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance $L_{sd} = L_{sq}$). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique (Fig.I.3a).
- **Aimants insérés (machine à pôles saillants)** Cette structure est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ($L_{sq} > L_{sd}$). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé (Fig.I.3b).
- **Aimants enterrés (machine à pôles saillants)** Dans ce type de machine, les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ($L_{sq} > L_{sd}$). Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte (Fig.I.3c).

- **Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)** Cette structure utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte (Fig.I.3d) [04].

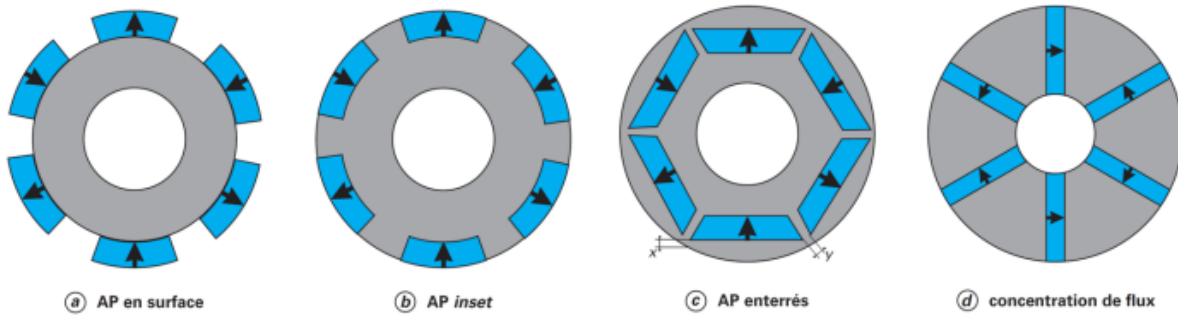


Fig.I.3 Différentes structures rotoriques pour une MSAP [2].

Il existe beaucoup d'autres types de MSAP, notamment des machines à saillance inversée avec $L_{sd} > L_{sq}$ utilisées pour des applications particulières. Dans la suite de ce mémoire, les machines synchrones à Aimants Permanents utilisées seront toujours des machines à pôles lisses avec des aimants montés en surface car elles présentent les meilleures caractéristiques pour des applications embarquées à faible encombrement [05].

I.5 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

Le stator alimenté par un système de tensions triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique tourne à la vitesse de $\frac{f}{p}$ tours par secondes avec f fréquence d'alimentation des bobinages statoriques, et p le nombre de paires de pôles.

Le rotor composé de p aimants permanents va alors s'aligner avec le champ tournant. Le rotor tourne ainsi à la même vitesse que le champ tournant. La vitesse de rotation du rotor est donc :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad [\text{rad/s}] \quad \text{I.1}$$

I.6 Les aimants permanents

L'apparition de nouveaux types d'aimants permanents, dans les années 80, a permis de rendre les MSAP compétitives par rapport aux autres types de machines électriques. Ces nouveaux aimants, appelés « terres rares », sont composés soit de Samarium-Cobalt ($SmCo$), soit de Néodyme-Fer-Bore ($NdFeB$). Ils possèdent une densité d'énergie bien plus importante que les autres types

d'aimants (ferrite ou *AlNiCo*) les rendant ainsi beaucoup plus performants (Fig.I.4). Bien que possédant une densité d'énergie plus élevée que les aimants de type *SmCo*, les aimants de type *NdFeB* présentent le désavantage d'avoir une faible tenue en température (160°C *NdFeB* contre 350°C pour *SmCo*) [06].

Ainsi, la nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application. Pour une machine à faible puissance et faible coût, le choix se portera plutôt sur des aimants de type « ferrite », alors que pour une machine à forte puissance, les aimants de type *NdFeB* ou *SmCo* (pour des applications à haute température) seront préférés.

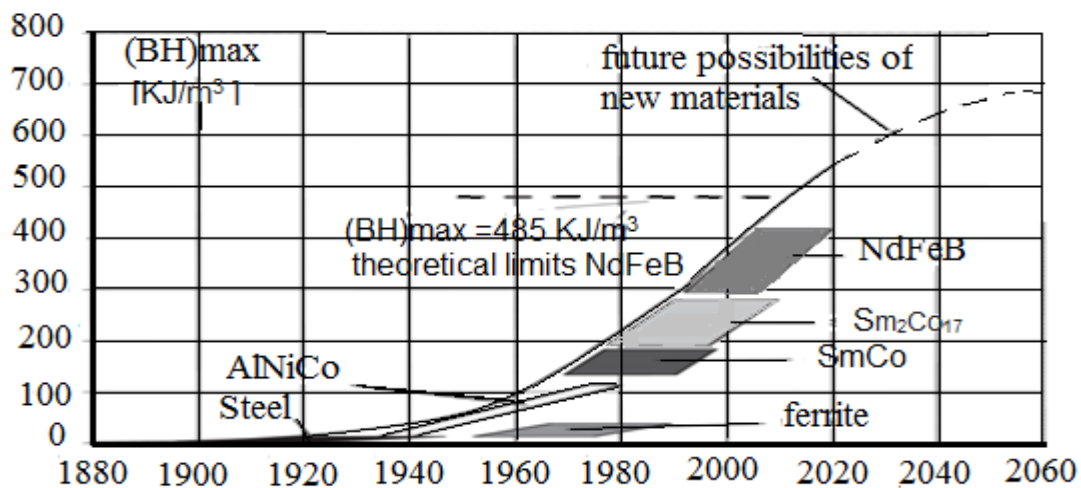


Fig.I.4 Evolution de la densité d'énergie $(BH)_{max}$ des aimants permanents [07]

I.7 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents

I.7.1 Les avantages

La machine synchrone à Aimants Permanents présente plusieurs avantages par rapport à l'autre type de machine : à courant continu synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages on peut citer [08], [09] :

- Meilleures caractéristiques thermiques la localisation de pertes joules et pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Puissance massique et volumique important.
- Un rendement et facteur de puissance élevé.
- K2Aucun courant d'excitation (30% de perte ou moins)
- Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse.

1.7.2 Les inconvénients

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôle et des capteurs de courant plus simple et moins coûteux (exemple : capteur à effet hall) mais implique la présence de fort couple.
- La présence d'aimants permanents majore le prix de moteur synchrone, notamment dans le cas de l'utilisation d'Aimants du type terre rare, ces aimants présentent de très grande qualité (champ coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux Aimants<<ferrite>> mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et de variateur. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants [10], [11].

1.8 Les Domaines d'application de MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction. C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins

- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.9 Les défauts dans les machines électrique

Une défaillance dans une machine électrique représente tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les raisons de défaillances dans les machines tournantes électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, nature de la charge et le calendrier de maintenance.

D'après, les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Une classification des défauts qui existent dans les machines électriques selon leurs origines est présentée dans le Tableau I.1

Défaillances des machines électriques	Interne	Mécanique	Contact entre le stator et rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Électrique	Défaillance au niveau de l'isolation
			Rupture de barre
	Défaillance au niveau du circuit magnétique		
		Mécanique	Charge oscillante
			Surcharge de la machine
			Défaut de montage
		Environnementale	Humidité et température
			Propreté
		Électrique	Fluctuation de la tension
			Sources de tensions déséquilibrées
			Réseau bruité

Tableau I.1 *Défaits des machines électriques selon leurs origines [12]*

I.9.1 Les causes des défauts

La majorité des défaillances de stator et de rotor s'avèrent provoquées par une combinaison de contraintes qui agissent sur les deux composants.

Dans le cas du stator, ces contraintes peuvent se regrouper comme suit :

Thermiques	Vieillessement Surcharge Instabilité Transitoires
Électriques	Milieu diélectrique Cheminement Effet de couronne
Mécaniques	Mouvement de bobines Contact rotor-stator Divers
Environnementales	Humidité Produit chimique Abrasion Corps étranger

Tableau I.2 Les différents causes des défauts [13]

I.9.2 Quelques statistiques

Une étude conduite pour IEEE [IEE, 1985] a établi une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique.

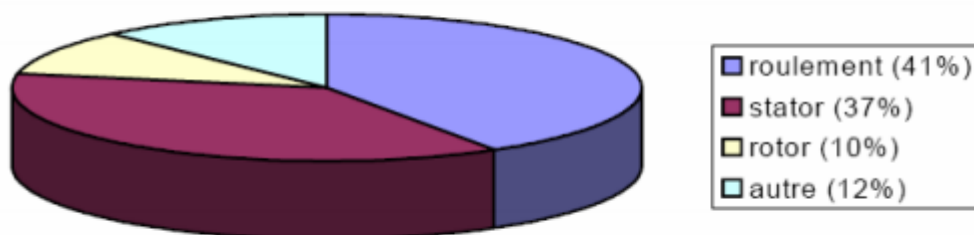


Fig.I.9 Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation [14]

I.9.3 Les défauts rotoriques

Presque toutes les machines électrique ont une similarité de construction du stator et, par conséquent, Les défauts sont également les mêmes Toutefois, il existe une gamme de configuration du rotor selon le type de la machine. Les défauts rotoriques les plus importants sont les suivants :

- Rupture des barres rotoriques dans les machines asynchrones.
- Défaut dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés.
- Défaut dans les aimants dans les machines à aimants permanents.
- Excentricités dans toutes les machines électriques.

Ainsi, les défauts dans le rotor peuvent être considérés comme plus complexes et dépendent du type de la machine.

I.9.3.1 Les défauts des aimants

Les moteurs à aimants permanents contiennent un rotor équipé d'aimants permanents. Ces derniers sont soit sur la surface du rotor ou intégrés, comme montré sur la figure (Fig.I.8) La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales le point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible.

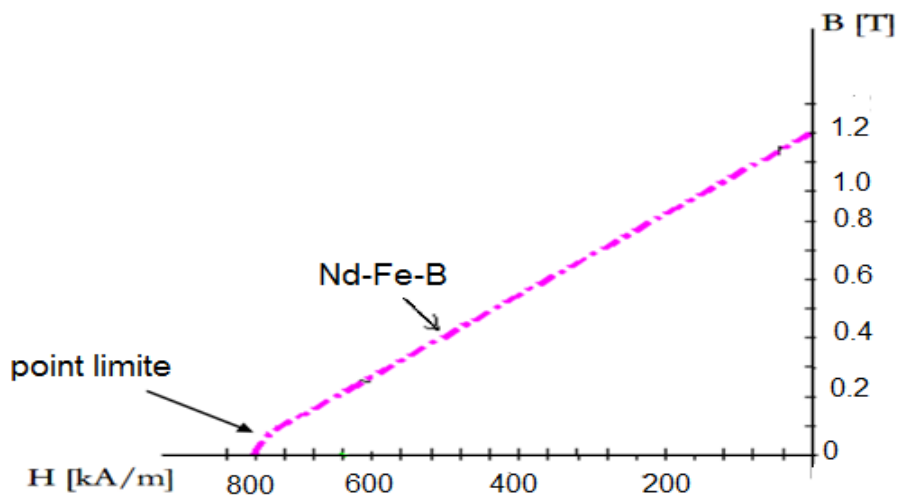


Fig.I.8 Point limite de désaimantation réversible [15]

Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charge ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statoriques. Une fois produite, la réduction irréversible de l'induction rémanente (B_r) de l'aimant réduit de façon permanente les performances de la machine.

Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. La figure (Fig.I.9) montre la variation du B_r avec la température.

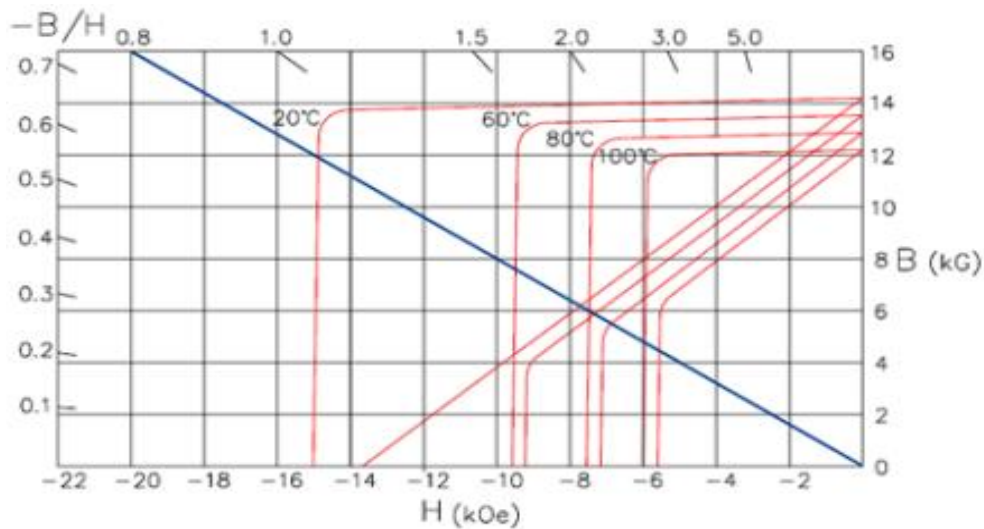


Fig.I.9 L'évolution de l'aimantation rémanente avec la température [15]

En plus de la diminution de la force magnétique de l'aimant en raison de la réaction d'induit ou de la température, il est également connu que certains aimants (comme *Nd-Fe-B*) peuvent se détériorer par désintégration. Les fissures qui se forment lors de la fabrication peuvent conduire à la désintégration à grande vitesse. La désintégration entraîne la perturbation du flux dans l'entrefer causant ainsi le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le rotor et le stator. Ceci engendre des vibrations et des contraintes sur les roulements [15].

I.9.3.2 Excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator comme indiqué sur la figure (Fig.I.10) L'excentricité dans une machine est définie comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est fréquente dans les machines électriques. Certains fabricants et utilisateurs spécifient un niveau maximal autorisé de 5%, alors que dans d'autres cas, un niveau maximal de 10% de longueur d'entrefer est autorisé par l'utilisateur. Toutefois, les fabricants normalement essayent de maintenir le niveau total de l'excentricité encore plus faible afin de réduire les vibrations et le bruit et de réduire au mieux possible les attractions magnétiques déséquilibrées (Unbalanced magnetic pull UMP) [16].

L'excentricité peut survenir sous forme statique ou dynamique. Dans le cas d'une excentricité statique, la position de la longueur radiale minimale de l'entrefer est fixée dans l'espace. Les causes typiques de l'excentricité statique comprennent l'ovaleité du stator ou le positionnement incorrect

du rotor ou du stator à l'étape de mise en service. En supposant que le rotor et l'arbre sont suffisamment rigides, le niveau d'excentricité statique ne change pas avec le temps.

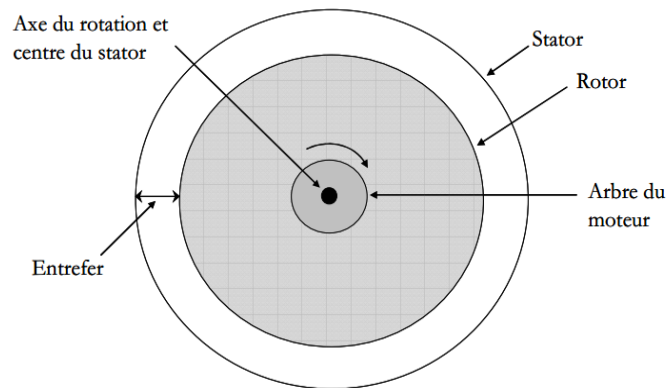


Fig.I.10 rotor parfaitement aligné au stator

Une excentricité dynamique se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation. Un entrefer minimum tourne alors avec le rotor. Cela signifie que l'excentricité dynamique est une fonction de l'espace et du temps. Les causes typiques d'une excentricité dynamique sont les arbres pliés, les résonances mécaniques à vitesses critiques, et l'usure des roulements. La figure (Fig.I.11) montre la façon dont le rotor va tourner en présence de chaque type d'excentricités de l'entrefer [15].

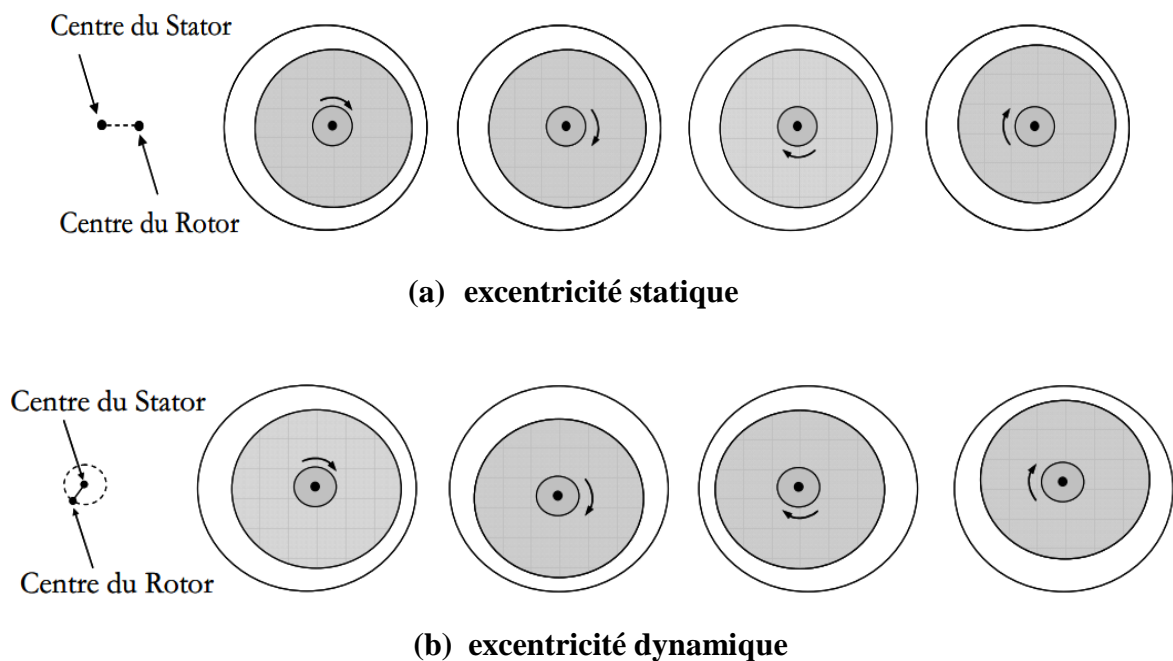


Fig.I.11 problème d'excentricité dans une machine

Lorsque l'excentricité devient grande, les forces radiales du déséquilibre (FRD), (Undalanced magnétique pull UMP) peut provoquer un frottement entre le stator et le rotor, ce qui peut les endommager. Dans le cas d'excentricité statique (Fig.I.11a) il s'agit d'une traction dans un sens. Cela rend les FRD dans une excentricité statique, difficile à détecter à moins d'utiliser un appareil spécial avant la mise en service du moteur et agit directement sur le rotor. Ceci rend FRD plus facile à détecter à travers l'analyse des vibrations ou la surveillance des courants statoriques [17].

I.5.2.3. Défauts du roulement

En raison de la forte dépendance des moteurs aux roulements, il est difficile d'imaginer l'état d'avancement des machines tournantes modernes sans tenir compte de la large implication des roulements [18] indiquent que les défauts de roulements se situe entre 3 et 10 % du coût des roulements se situe et la perte de production font que la défaillance de roulement peuvent représenter entre 42% et 50% de l'ensemble des défaillances des moteurs. Le coût des roulements se situe entre 3 et 10% du coût réel du moteur En outre, les coûts cachés générés dans les temps d'arrêt et la perte de production font que la défaillance de roulement soit plutôt une anomalie coûteuse [19].

La majorité des machines électriques utilisent un roulement du type billes. Chacun de ces roulements se compose de deux anneaux appelés l'intérieur et l'extérieur des anneaux .Les défauts des roulements pourraient se manifester comme des défauts d'asymétrie du rotor, qui sont généralement inclus dans la catégorie des défauts d'excentricité. Sinon, Les défauts des roulements à billes peuvent être classés comme défauts d'anneau extérieur, défaut d'anneau intérieur et les défauts des billes.

Les contraintes agissant sur un roulement peuvent conduire à l'excès de bruit par rapport au fonctionnement régulier De ce fait les vibrations mécaniques se développent et l'usure du roulement augmente .Si ces contraintes sont prises en compte dans la phase de conception, une défaillance prématurée pourra être évitée. Par contre, lorsque ces contraintes dépassent la capacité du roulement, sa durée de vie peut être considérablement diminuée et sa défaillance pourrait se produire à tout moment.

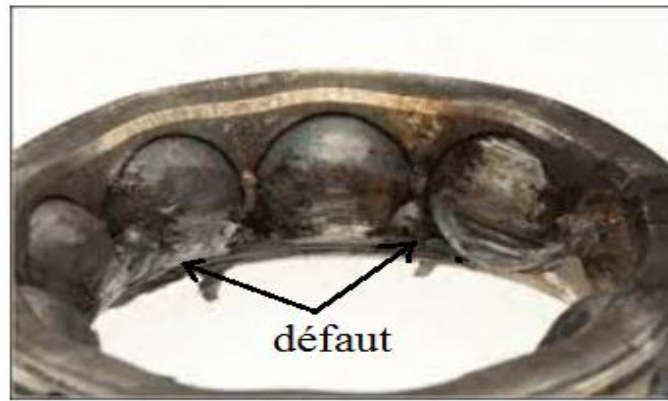


Fig.I.12 Vue éclatée d'un roulement à billes [20]

I.9.4 Les défauts statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit : défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phases et bâti, déséquilibre d'alimentation, défauts de circuit magnétique, la figure (Fig.I.13) montre les différents défauts statoriques possible.

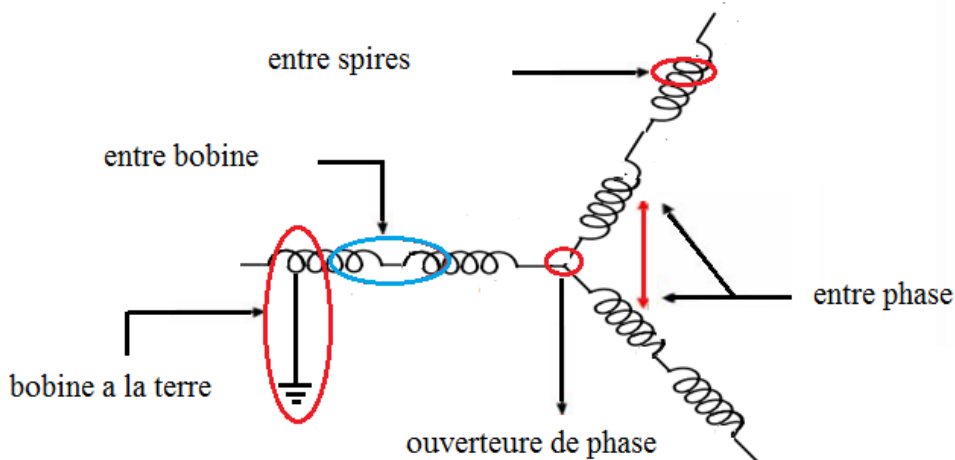


Fig.I.13 Représentation des différents défauts statoriques possible [21]

I.9.4.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuits. En effet, les différentes pertes (joule, fer, mécanique, ...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants de la machine. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné.

Les différentes causes de ce type de défauts sont [22] :

- dégradation de l'isolant à la fabrication,
- tension de l'enroulement supérieur à la limite du matériau d'isolation,
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge,
- vibrations mécaniques,
- vieillissement naturel des isolants.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase– masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différents. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact.

I.9.4.2. Défaut de court-circuit entre-spires au stator

Comme il est introduit dans la section précédente, un des défauts les plus communs dans les machines électriques est le défaut entre spires dans le bobinage du stator [23, 24]. Dans notre travail, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts entre spires de l'enroulement statorique afin de pouvoir diagnostiquer ce défaut. Un défaut entre spires indique une dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure (Fig.I.14). Dans cette figure, le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase *as* ; la résistance r_f représente la résistance de défaut. Les parties *as2* et *as1* représentent les parties saine et défectueuse de l'enroulement de phase *as* respectivement. Lorsque la résistance de défaut (r_f) diminue vers zéro, le défaut entre spires évolue vers un défaut de court-circuit entre spires « franc ». L'évolution de la résistance de défaut (r_f) entre une très grande valeur ($r_f = \infty$) et court-circuit franc (complet) ($r_f = 0$) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants. Dans [25], il est montré que le temps moyen pour atteindre la rupture de l'isolation est de l'ordre de 1 à 2 secondes

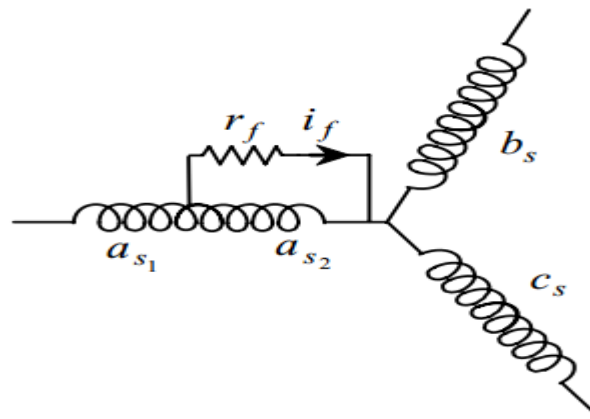


Fig.I.14 Modèle général d'un court-circuit entre spires dans une phase.

I.9.4.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage. Cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [22].

I.10 Méthodes de détection de défauts dans les machines électriques

Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de symptômes, tels que le bruit, la température, les vibrations...etc. En s'appuyant sur leurs expériences, ces derniers sont dus à des modifications des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables ou non [26]. Pour effectuer un diagnostic, il est nécessaire de procéder à une ou des analyses afin d'interpréter les signaux issus des capteurs tant sur le plan fréquentiel que temporel. Parmi tous les signaux permettant d'établir un diagnostic, ceux-ci peuvent provenir de la mesure du courant absorbé par le moteur électrique, le carré de ce courant, la puissance instantanée, le vecteur de Park.... Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches [27] :

- Approche sans modèle,
- Approche avec modèle.

I.10.1 Méthode de diagnostic sans modèle

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle analytique précis du système mais reposent plutôt sur une reconnaissance de signatures, les signatures de défauts, obtenues par une modélisation ou par mesure sur maquette, sont généralement dans une base de données. L'analyse est réalisée par une interprétation du type signal ou par système expert. Parmi ces méthodes on trouve :

I.10.1.1 Méthode par traitement de signal

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est la plus utilisée pour le diagnostic de défaut, car la plupart des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche. Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. Elles font toute partie de la famille des méthodes d'estimation spectrale non- paramétriques. Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont le spectrogramme, l'analyse spectrale par FFT et ondelettes [28].

I.10.1.2 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts par mesure des vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine. Ces vibrations peuvent être captées par des accéléromètres. Les spectres des signaux de vibrations, issus de la machine en défaut, sont comparés avec ceux enregistrés lorsque la machine est en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor [29].

I.10.1.3 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Dans une machine idéale et sans défauts, les courants et les tensions statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance à des flux de fuite axial de valeurs dépendantes du degré de sévérité du défaut. Si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de la tension induite dans cette bobine, peut être exploité pour détecter les différents défauts [30].

I.10.1.4 Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induite

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion de la machine du réseau. En

utilisant cette approche, les effets de non- idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que la non- linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées [31].

I.10.1.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé du moteur [32].

I.10.1.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

La puissance instantanée est la somme des produits des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres [25].

I.10.1.7 Diagnostic par mesure du courant statorique

Parmi tous les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car, il est très facile d'accès et nous permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques [30]. Cette technique est dénommée dans la littérature "Motor Current Signature Analysis" (MCSA). Les défauts de la machine synchrone à aimants permanents se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
- La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentés dans le spectre du courant.
- La surveillance via le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures.

I.10.1.8 Diagnostic par analyse du vecteur de Park

Deux versions d'analyse par cette méthode à savoir : La première utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} , qui sont calculées à partir des trois courants d'alimentation, pour l'obtention de la courbe de Lissajous : $i_q = f(i_d)$. Le changement de l'épaisseur et de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut [32]. La deuxième est appelée Vecteur de Park Etendu, qui est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park ($\sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)}$). Elle présente beaucoup

d'avantages quant à la détection des défauts statoriques ou rotoriques et même les défauts de roulement [32].

I.10.1.9 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (AI)

Les techniques d'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées dans le domaine du diagnostic, des chercheurs [33], [34] et les industriels ont de plus en plus recours à ce genre de technique pour augmenter l'efficacité du système. En fait le terme « intelligence artificielle » comprend diverses techniques telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacités.

I.10.2 Méthode de diagnostic avec modèle

Deux approches peuvent être utilisées pour diagnostiquer les défauts à partir des modèles paramétriques.

La première repose sur le suivi des paramètres électriques caractérisant les modèles. Il s'agit de détecter un écart entre l'évolution des paramètres au cours d'un fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence de défauts. L'identification des paramètres peut se faire hors ligne. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux du système étudié [36], [37]. Les paramètres peuvent être aussi identifiés en cours de fonctionnement à l'aide d'observateurs étendus. Le plus couramment utilisé est le Filtre de Kalman [37], [38].

La deuxième approche consiste à analyser les résidus générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller. Le modèle de processus est constitué de relations de contraintes dynamiques liant deux types de variables des variables inconnues (variables internes, perturbations, entrées inconnues, ...) et des variables connues (consignes, variables mesurées). Les résidus sont théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient. La difficulté majeure consiste à faire la liaison entre le résidu établi et un défaut particulier [39].

I-7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les éléments de constitution de la machine synchrone à aimants permanents ainsi que les différents défauts qui peuvent survenir sur chacun d'eux. Le défaut le plus rencontré étant le court-circuit entre spires qui est souvent du à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort. Dans le chapitre suivant nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain.

Sommaire- *Chapitre II*

II.1. Introduction.....	23
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents par CEMC.....	23
II.2.1.Présentation du modèle.....	24
II.2.1.1. Modèle dans le repère abc : Machine saine.....	24
II.2.1.1.1. les équations électriques.....	25
II.2.1.1.2. Expression du flux.....	26
II.2.1.1.3. Equation mécanique.....	28
II.2.1.1.4. Expression du couple électromagnétique.....	28
II.2.1.2. Etablissement du modèle d'état.....	28
II.3. Résultats de simulation de la machine synchrone a aiment permanent en régime sain.....	30
II.3.1 à vide.....	30
II.3.2. En charge.....	32
II.4. Interprétation des résultats de simulation.....	33
II.5. Conclusion.....	34

Chapitre II

Modélisations de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain

II.1 Introduction

Ce deuxième chapitre est principalement consacré à la mise en place d'un modèle de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain.

Ce modèle est basé sur l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*), il s'agit de représenter les bobinages de la machine par des circuits électriques distribués dont les inductances propres et mutuelles sont calculées en utilisant les fonctions de bobinage issues des expressions analytiques du dimensionnement de la machine synchrone à Aimants permanents. Nous présentons en premier lieu les différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques caractérisant le modèle de la machine. La simulation de modèle est alors fondée sur l'intégration numérique d'une représentation d'état continue de la machine qui nécessite l'expression analytique de l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution de la machine et son alimentation, et de déterminer les valeurs numériques des paramètres du modèle.

I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents par CEMC

La méthode utilisée pour réaliser le modèle comportemental de la MSAP, est basée sur l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*).

L'approche CEMC repose sur une modélisation semi-analytique de la machine en utilisant les couplages électromagnétiques propres à sa conception et à sa topologie géométrique. Cette méthode, qui a déjà fait ses preuves pour la modélisation des défauts statoriques dans les MSAP [42] et dans les MSAP [40], [41], offre un bon compromis en termes de précision des phénomènes physiques observés et de temps de calcul associé. La mise en place d'un modèle de machine par l'approche CEMC nécessite deux étapes de développement distinctes :

- a) Ecriture des équations différentielles
- b) Détermination des paramètres du modèle



Fig.II.1 le principe de la méthode CEMC

II.2.1. Présentation du modèle

II.2.1.1. Modèle dans le repère abc : Machine saine

Les machines synchrones à aimants permanents sont des moteurs sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques .Le flux d’excitation vient des aimants situés sur ou à l’intérieur du rotor .le modèle de MSAP dans le repère abc adopte les hypothèses suivants :

- La perméabilité magnétique des parties ferromagnétiques est considérée comme infinie
- Le phénomène de saturation est négligé
- La force magnétomotrice et le flux sont considérés comme distribués sinusoïdalement

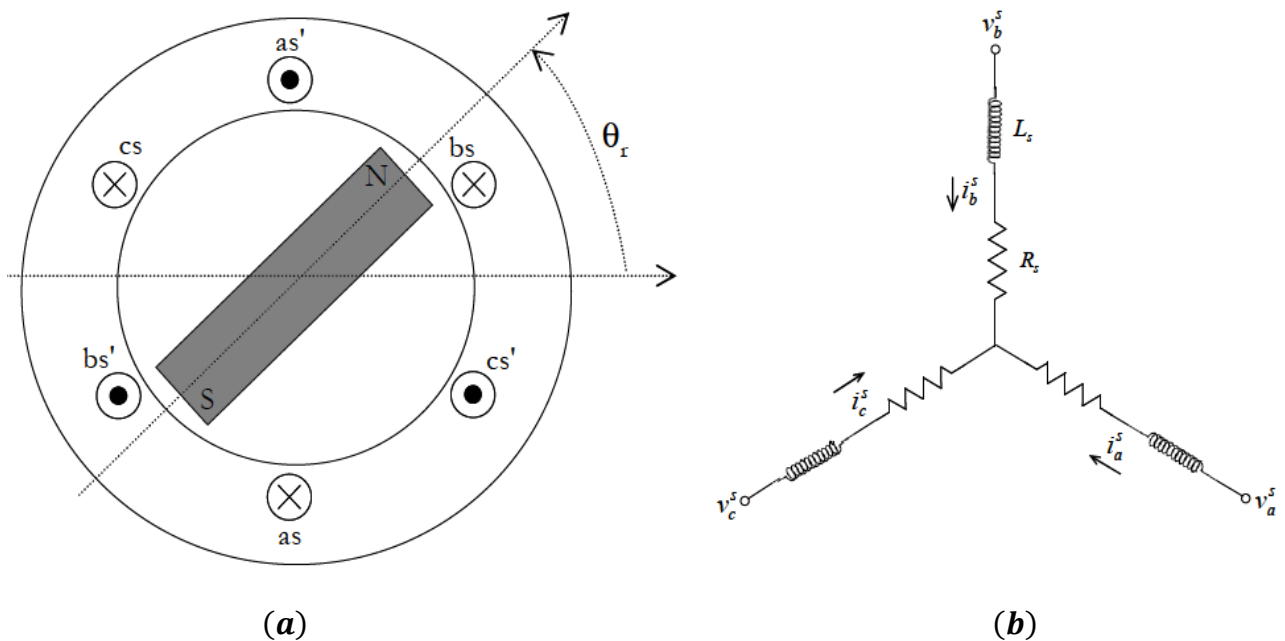


Fig. II.2 Schéma de la coupe transversale (a), et bobinage statorique équivalent (b) d’une MSAP

II.2.1.1.1.les équations électriques

Les équations électriques des trois phases dans le repère statorique abc sont :

$$V_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \tag{II.1}$$

$$V_{bs} = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \tag{II.2}$$

$$V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \tag{II.3}$$

Ces équations peuvent être écrites sous forme matricielle

$$[V_{abc}^s] = [R_{abc}^s][i_{abc}^s] + \frac{d[\Phi_{abc}^s]}{dt} \tag{II.4}$$

En examinant le système d'équations (II.4) on remarque que les tensions statorique de phase se composent de deux parties : une partie résistive représentant les chutes de tension aux bornes de la résistance, et une partie magnétique résultant de l'évolution du flux lié au stator.

Ou, V_{abc}^s , R_{abc}^s , i_{abc}^s et Φ_{abc}^s indiquent les grandeurs et paramètres électromagnétiques de trois phases, exprimés sous forme matricielle comme suit :

$$[V_{abc}^s] = [V_a^s \quad V_b^s \quad V_c^s]^T \quad \text{Vecteur des tensions statoriques}$$

$$[I_{abc}^s] = [i_a^s \quad i_b^s \quad i_c^s]^T \quad \text{Vecteur des courants de phases}$$

$$[\Phi_{abc}^s] = [\Phi_a^s \quad \Phi_b^s \quad \Phi_c^s]^T \quad \text{Vecteur de flux}$$

$$[R_{abc}^s] = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de Résistance}$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{Matrice d'inductance}$$

II.2.1.1.2.Expression du flux

Pour les machines à aimants permanents. Le flux magnétique Φ_{abc}^s est généré par deux sources différentes : le flux créé par les bobines statoriques et celui provenant des aimants situés sur le rotor

$$\Phi_{as} = L_{aa} \cdot i_{as} + L_{ab} \cdot i_{bs} + L_{ac} \cdot i_{cs} + \Phi_{mas}^s \quad \text{II.5}$$

$$\Phi_{bs} = L_{ba} \cdot i_{as} + L_{bb} \cdot i_{bs} + L_{bc} \cdot i_{cs} + \Phi_{mbs}^s \quad \text{II.6}$$

$$\Phi_{cs} = L_{ca} \cdot i_{as} + L_{cb} \cdot i_{bs} + L_{cc} \cdot i_{cs} + \Phi_{mcs}^s \quad \text{II.7}$$

Ainsi Φ_{abc}^s peut être exprimé par l'équation matricielle suivante :

$$\Phi_{abc}^s = L_s \cdot i_{abc}^s + \Phi_{mabc}^s \quad \text{II.8}$$

Où, Φ_{mabc}^s est la partie du flux créée par les aimants, L_s est l'inductance statorique. Les éléments diagonaux sont les inductances propres de chaque bobine, et les éléments hors diagonale sont les inductances mutuelles entre les différents enroulements de phase.

Dans le cas d'une machine avec des aimants en surface. L'inductance propre d'une phase et l'inductance mutuelle sont constantes et indépendantes de la position du rotor c'est-à-dire :

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad \text{II.9}$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad \text{II.10}$$

La matrice de l'inductance L_s prend alors la forme :

$$L_s = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

$$R_a^s = R_b^s = R_c^s = R \quad \text{II.12}$$

$$[R_{abc}^s] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad \text{II.13}$$

Et pour un système équilibré et connecté en étoile :

$$i_a^s + i_b^s + i_c^s = 0 \quad \text{II.14}$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

Le flux produit par les aimants permanents Φ_{mabc} est lié à la position angulaire électrique θ_r du rotor. En supposant que les enroulements du stator sont placée régulièrement avec un déphasage de $\frac{2\pi}{3}$ et que la distribution de flux qui les traversent est sinusoïdale peut alors être exprimé sous la forme d'une fonction périodique de θ_r définie par l'équation (II.16). Dans laquelle Φ_m est l'amplitude de flux de l'aimant

$$\Phi_{mabc}^s = \begin{bmatrix} \Phi_{ma}^s(\theta_r) \\ \Phi_{mb}^s(\theta_r) \\ \Phi_{mc}^s(\theta_r) \end{bmatrix} = \Phi_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

Ou, θ_r est la position angulaire du rotor par rapport à l'axe magnétique de la phase a du stator $\theta_r = \omega_r t$, avec ω_r est la pulsation rotorique et t est le temps

L'équation de tension (II.1) peut maintenant être écrite de manière plus détaillée :

$$V_{abc}^s = R_{abc}^s \cdot i_{abc}^s + L_s \cdot \frac{di_{abc}^s}{dt} + \frac{d\Phi_{abc}^s}{dt} \quad \text{II.17}$$

$$\frac{d\Phi_{mabc}^s}{dt} = \Phi_m \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

II.2.1.1.3.Equation mécanique

Afin de résoudre l'équation (II.17), il y a deux variables θ et ω_r qui doivent être calculées. Pour ce faire .les équations mécaniques du système sont incorporées .Conformément à la loi de Newton ; le modèle mécanique peut être décrit par les deux équations suivantes :

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + f_r \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad \text{II.19}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{II.20}$$

- C_r Couple résistant extérieur, [N.m]
- J Moment d'inertie, [kg.m²]
- ω_r vitesse angulaire mécanique du rotor, [rad/s]
- ω Pulsation mécanique, [rad/s]
- f_r Frottement [N.m.s/rad]

II.2.1.1.4.Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [i_{abc}^s]^T \cdot \frac{d[\Phi_{mabc}^s]}{dt} \quad \text{II.21}$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ma}^s \\ \Phi_{mb}^s \\ \Phi_{mc}^s \end{bmatrix} \quad \text{II.22}$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left(i_a^s \cdot \frac{d\Phi_{ma}^s}{dt} + i_b^s \cdot \frac{d\Phi_{mb}^s}{dt} + i_c^s \cdot \frac{d\Phi_{mc}^s}{dt} \right) \quad \text{II.23}$$

II.2.1.2.Etablissement du modèle d'état

Les équations des tensions deviennent :

$$V_a^s = R_a^s \cdot i_a^s + L_s \cdot \frac{di_a^s}{dt} + M \frac{di_b^s}{dt} + M \frac{di_c^s}{dt} + \frac{d\Phi_{ma}^s}{dt} \quad \text{II.24}$$

$$V_b^s = R_b^s \cdot i_b^s + M \cdot \frac{di_a^s}{dt} + L_s \frac{di_b^s}{dt} + M \frac{di_c^s}{dt} + \frac{d\Phi_{mb}^s}{dt} \quad \text{II.25}$$

$$V_c^s = R_c^s \cdot i_c^s + M \cdot \frac{di_a^s}{dt} + M \frac{di_b^s}{dt} + L_s \frac{di_c^s}{dt} + \frac{d\Phi_{mc}^s}{dt} \quad \text{II.26}$$

En associant l'équation mécanique et celle du couple (II.21), nous obtenons le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma}^s}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & R & 0 & \frac{d\Phi_{mb}^s}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & R & \frac{d\Phi_{mc}^s}{d\theta_r} & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma}^s}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb}^s}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mc}^s}{d\theta_r} & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad \text{II.27}$$

Une forme condensée est obtenue sous l'écriture suivante :

$$[U] = [A][X] + [B] \cdot \dot{X} \quad \text{II.28}$$

[U] le vecteur d'état

[X] le vecteur de commande

Le vecteur $[\dot{x}]$ peut s'écrire

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [B]^{-1} \cdot ([U] - [A] \cdot [X]) \quad \text{II.29}$$

La matrice [A] obtenue s'écrit sous la forme

$$[A] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & R & 0 & \frac{d\Phi_{mb}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & R & \frac{d\Phi_{mc}}{d\theta_r} & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mc}}{d\theta_r} & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.30}$$

La matrice inductance B de la MSAP peut se réécrire sous la forme suivante

$$[B] = \begin{bmatrix} L & M & M & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II.31}$$

Un programme écrit dans l'environnement MATLAB permet de simuler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents et d'étudier l'évolution des grandeurs temporelles de la machine tels que la vitesse de rotation, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques. la résolution de l'équation différentielle II.27 est faite par la méthode Rung Kutta d'ordre 4.

II.3. Résultats de simulation de la machine synchrone a aiment permanent en régime sain

II.3.1. à vide

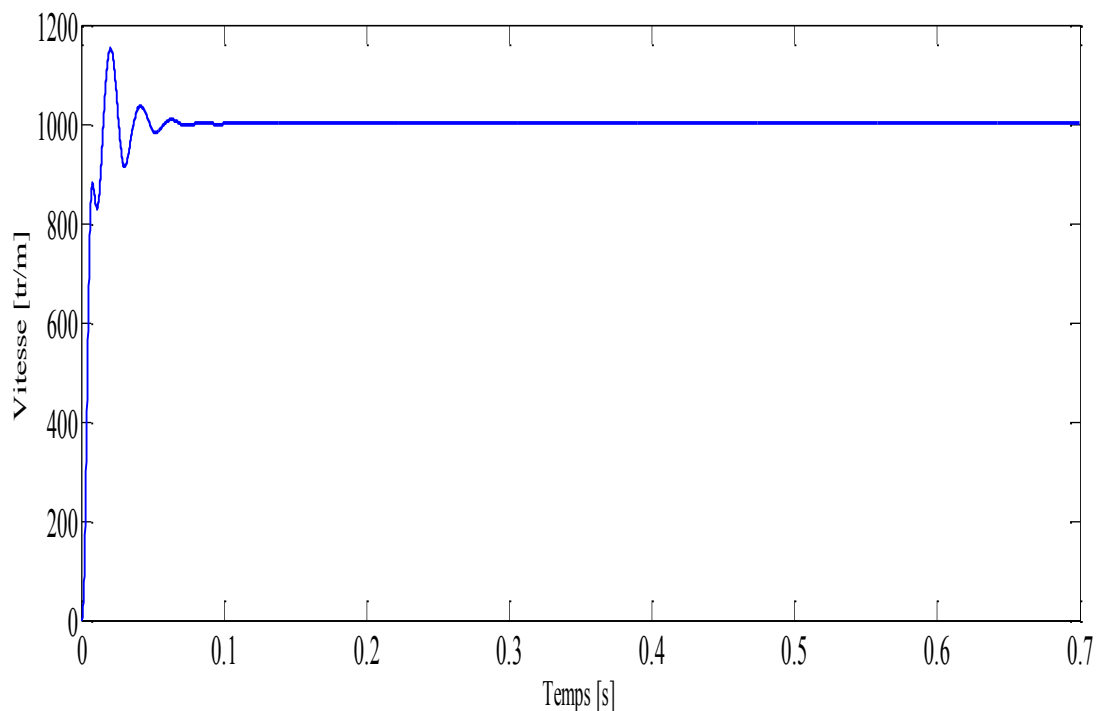


Fig.II.3 Evolution de la vitesse de rotation

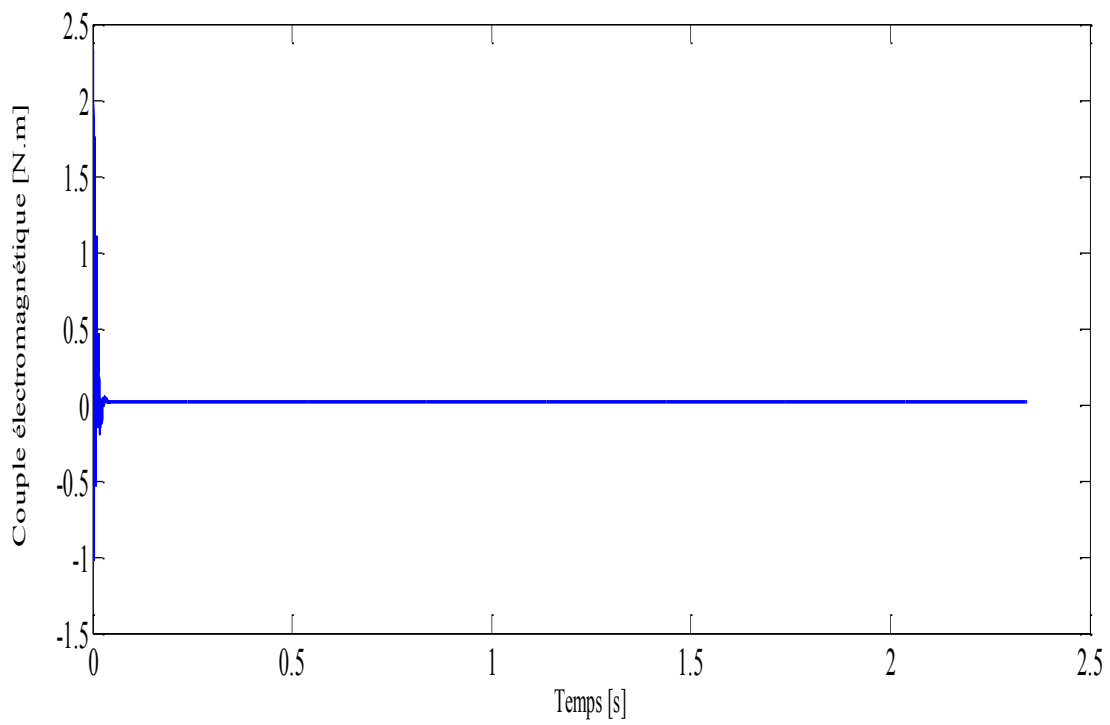


Fig.II.4 Evolution de couple électromagnétique

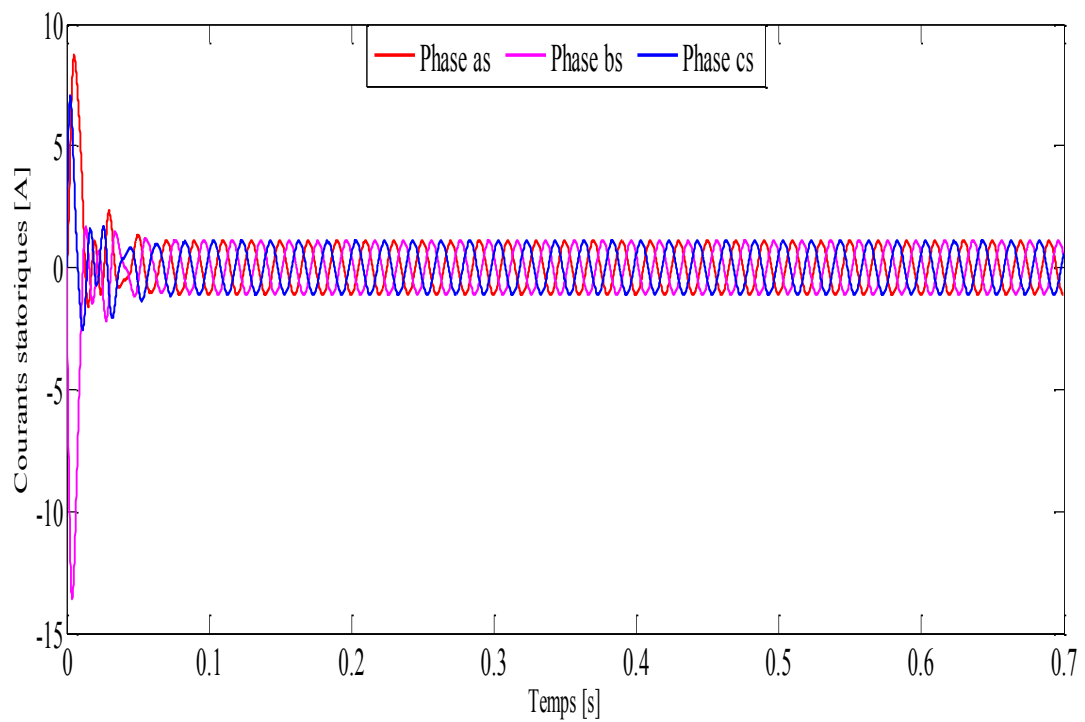


Fig.II.5 Evolution des courants des phases statoriques

II.3.2. En charge

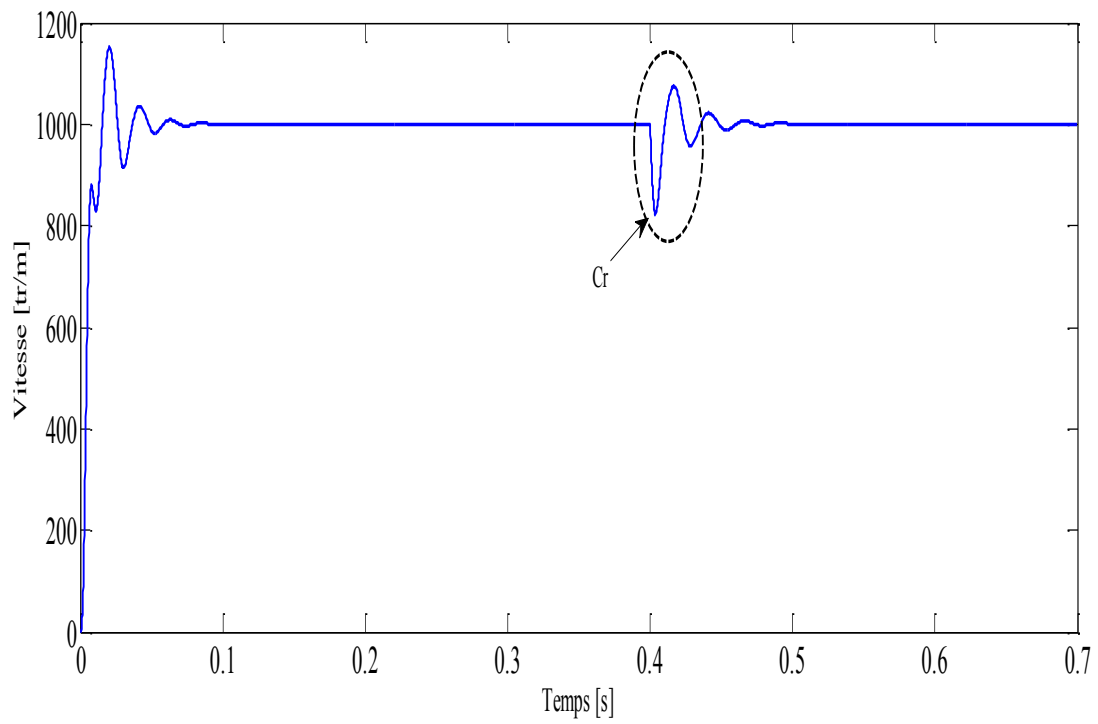


Fig.II.6 Evolution de la vitesse de rotation

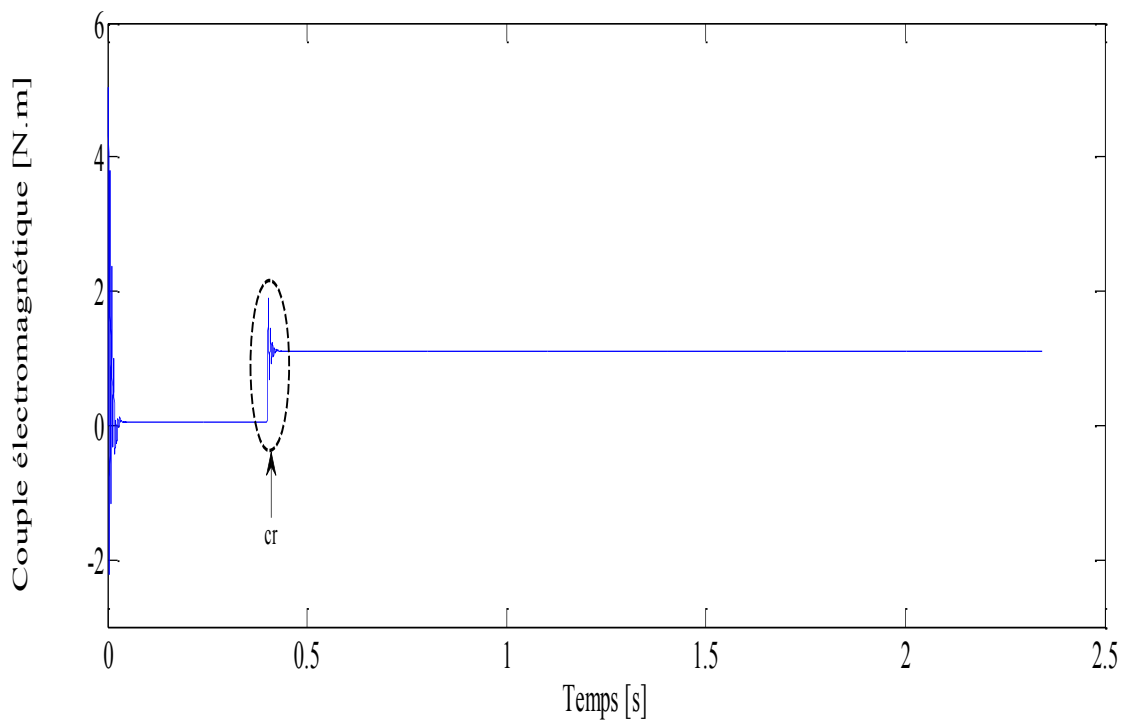


Fig.II.7 Evolution de couple électromagnétique

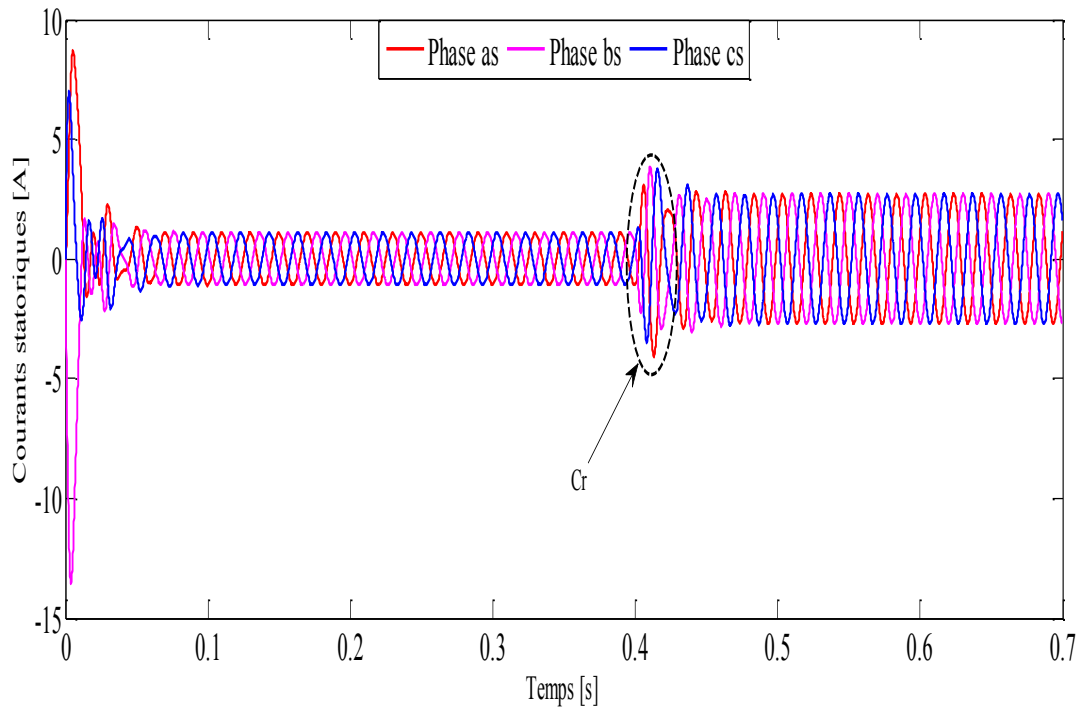


Fig.II.8 Evolution des courants des phases

II.4. Interprétation des résultats de simulation

La simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par des tensions sinusoïdales, nous a permis d'observer le comportement de celle-ci. Les courbes présentées sur (Fig.II.3, Fig.II.4, Fig.II.5) détaillent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique et les courants de trois phases (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}) à vide.

Les courbes présentées sur (Fig.II.6, Fig.II.7, Fig.II.8) détaillent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique et les courants de trois phases (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}) en charge.

La figure (Fig.II.3) représente l'évolution de la vitesse de rotation de la machine sans charge. Nous remarquons que la montée en vitesse est linéaire au début du démarrage, qui, en régime permanent, se stabilise à presque 1000 tr/min, puisque la machine possède une paire de pôles.

La figure (Fig.II.4) représente Le couple électromagnétique à vide. Au démarrage, le couple est atteint une valeur maximale de 2.7 N.m, ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après disparition du régime transitoire, le couple autour zéro, cette valeur représente le couple de frottement.

La figure (Fig.II.5) représente l'évolution des courants des trois phases statoriques de la machine à vide. Nous remarquons une augmentation de courant lors de la mise sous tension c'est-à-dire au démarrage pendant une durée très courte, après on remarque une diminution puisque la machine possède le régime de fonctionnement normal.

La figure (Fig.II.6) représente l'évolution de la vitesse de rotation de la machine avec charge. Lorsque l'application de couple résistant $C_r=1.5$ [N.m] à l'instant $t=0.4$ s on décroît à la valeur 800 tr/min puisqu'elle est inversement proportionnelle à la charge, puis elle se stabilise à une certaine valeur inférieure à la vitesse de synchronisme.

La figure (Fig.II.7) représente Le couple électromagnétique en charge ($C_r=1.5$ [N.m] à $t=0.4$ s), la machine développe un couple électromagnétique qui augmente brusquement pour atteindre la valeur $C_{em}=0.5$ N.m.

La figure (Fig.II.8) représente l'évolution des courants des trois phases statoriques de la machine avec charge, les courants absorbés par la machine est présentent des oscillations notables au démarrage de la machine puis il se stabilise. Une fois la machine est chargée (application de couple résistant $C_r=1.5$ [N.m] a $t=0.4$ s), on remarque une augmentation de courant.

II.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la (MSAP) en régime sain, en se basant sur l'approche des circuits électriques magnétiquement couples dans le repère naturel (a, b, c). Les équations électriques (aux tensions), mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire de rotor, couple électromagnétique) et magnétiques (flux) sont regroupées dans des systèmes équation différentielle sous forme de représentations d'états. Cette modélisation nous permet d'observer et d'analyser évolutions des différentes grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques et prévoir le comportement et les performances dynamiques de cette machine. Dans le chapitre suivant nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit inter-spores dans les enroulements statoriques de la machine synchrone à aimants permanents.

Sommaire *Chapitre III*

III.1 Introduction.....	36
III.2 Modélisation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc).....	37
III.2.1 Les équations de tension.....	38
III.2.2 Les équations de flux.....	38
III.2.3. Expression du couple électromagnétique.....	40
III.2.4. Représentation d'état du modèle de défaut.....	40
III.3. simulation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)	42
III.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc) en fonctionnement à vide.....	42
- cas de 5% spires en court-circuit.....	42
- cas de 10% de spires en court-circuit.....	43
III.3.2 Validation du modèle de la MSAP par fonctionnement en charge.....	45
- Cas de 5% de spires en court-circuit.....	45
- Cas de 10% de spires en court-circuit.....	46
III.4. Interprétation des résultats.....	49
III.5. Conclusion.....	50

Chapitre III

Modèle de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit entre spires

III.1 Introduction

Le court-circuit des spires constitue le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator des machines électriques. Dans ce chapitre, on présentera le modèle du défaut de type court-circuit entre spires de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (abc) , ainsi, une étude de l'effet provoqué par le déséquilibre de courant par phases par rapport à celui provoqué par le défaut de court-circuit entre spires.

Comme nous l'avons déjà signalé au chapitre précédent, le défaut électrique entre spires des bobines au stator est l'un des défauts les plus fréquents dans les machines électriques. L'établissement de modèles suffisamment précis, prenant en compte la nature et la sévérité du défaut, ainsi qu'une méthodologie d'identification des paramètres de ce modèle est la première étape dans l'étude de comportement des machines électriques en présence d'un défaut électrique entre spires. Ces modèles peuvent être ensuite utilisés et adaptés pour le développement de méthodes fiables de diagnostic de défauts électriques et de leur sévérité, ce qui permet d'envisager le pronostic de ces mêmes défauts au-delà d'une certaine sévérité.

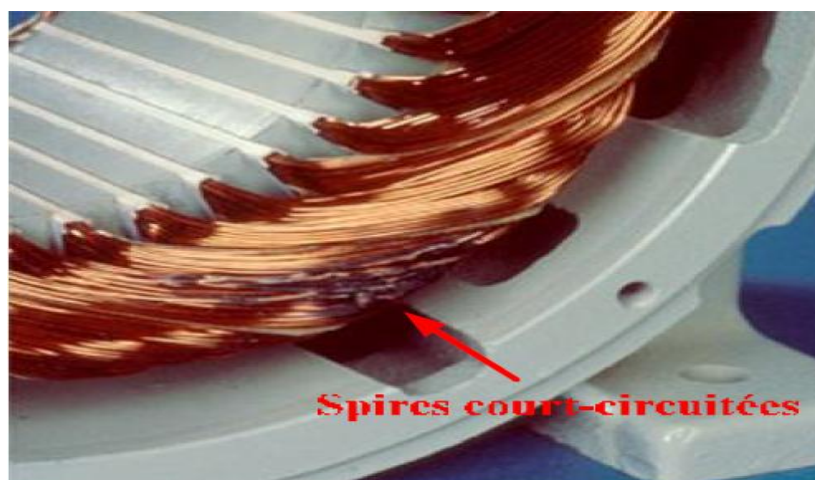


Fig.III.1 Stator d'une MSAP avec un défaut de court-circuit [43]

III.2 Modélisation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

Dans ce paragraphe, nous désignons par court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase de stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure (Fig.III.2) montrant la résistance R_f du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties la partie

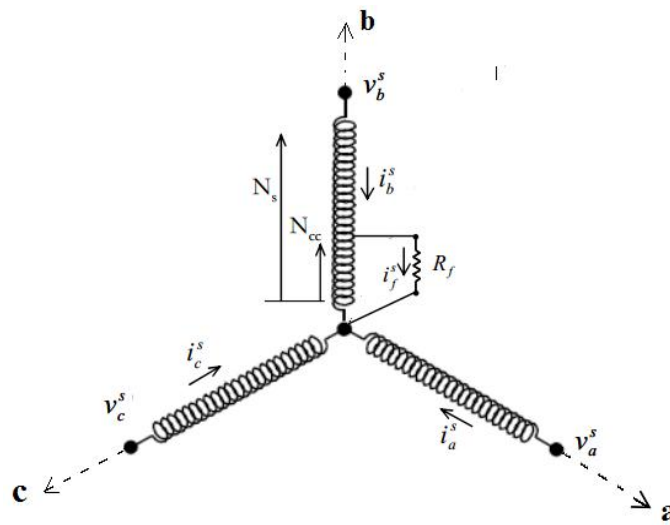


Fig.III.2 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

On suppose qu'un défaut de court-circuit entre spires se produit dans la phase (b) d'une machine à aimants permanents, la figure (Fig.III.2) montre le bobinage de la machine avec une branche supplémentaire. Ainsi, pour prendre en compte le défaut de court-circuit entre spires dans le modèle, le bobinage de la phase (b) est réparti en deux parties :

Une partie saine et une autre court-circuitée. La partie court-circuitée qui forme un circuit supplémentaire crée un champ magnétique stationnaire. Ce nouveau champ magnétique modifie le champ principal en ajoutant la quatrième branche magnétique dans le système. La même procédure sera appliquée si le défaut se produit dans d'autres phases.

Les équations de tension et de flux de la machine synchrone à aimants permanents en défaut de court-circuit entre spires s'écrivent alors :

III.2.1 Les équations de tension

$$V_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \quad \text{III.1}$$

$$V_{b1s} = (1 - \delta) \cdot \left(R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\Phi_{b1s}}{dt} \right) \quad \text{III.2}$$

$$V_{b2s} = \delta \cdot \left(R_s \cdot (i_{bs} - i_f) + \frac{d\Phi_{b2s}}{dt} \right) = 0 \quad \text{III.3}$$

$$V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \quad \text{III.4}$$

$$V_s = [V_{as} \quad V_{b1s} \quad V_{b2s} \quad V_{cs}]^T \quad \text{Vecteur de tensions statoriques}$$

Le paramètre ' δ ' représente la gravité du défaut, il est défini comme rapport entre le nombre de spires court-circuitées ' N_{cc} ' et le nombre total de spires ' N_s ' $\delta = \frac{N_{cc}}{N_s}$

III.2.2. Les équations de flux

$$\Phi_{as} = L \cdot i_{as} + (1 - \delta)M \cdot i_{bs} + \delta M \cdot (i_{bs} - i_f) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{mas} \quad \text{III.5}$$

$$\Phi_{b1s} = M \cdot i_{as} + (1 - \delta)L \cdot i_{bs} + \delta M \cdot (i_{bs} - i_f) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{mb1s} \quad \text{III.6}$$

$$\Phi_{b2s} = M \cdot i_{as} + (1 - \delta)M \cdot i_{bs} + \delta L \cdot (i_{bs} - i_f) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{mb2s} \quad \text{III.7}$$

$$\Phi_{cs} = M \cdot i_{as} + (1 - \delta)M \cdot i_{bs} + \delta M \cdot (i_{bs} - i_f) + L \cdot i_{cs} + \Phi_{mcs} \quad \text{III.8}$$

$$\Phi_s = [\Phi_{as} \quad \Phi_{b1s} \quad \Phi_{b2s} \quad \Phi_{cs}]^T \quad \text{Vecteur de flux total au stator}$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$V_{as} = R_s \cdot i_{as} + L \cdot \frac{di_{as}}{dt} + (1 - \delta)M \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + \delta M \cdot \frac{d(i_{bs} - i_f)}{dt} + M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \frac{d\Phi_{mas}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{III.9}$$

$$V_{b1s} = (1-\delta) \cdot R_s \cdot i_{bs} + (1-\delta) \cdot M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + (1-\delta)^2 L \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + \delta(1-\delta)M \cdot \frac{d(i_{bs}-i_f)}{dt} + (1-\delta)M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + (1-\delta) \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{III.10}$$

$$V_{b2s} = \delta \cdot R_s \cdot (i_{bs}-i_f) + \delta \cdot M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + \delta(1-\delta)M \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + \delta^2 L \cdot \frac{d(i_{bs}-i_f)}{dt} + \delta M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \delta \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{III.11}$$

$$V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + (1-\delta)M \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + \delta M \cdot \frac{d(i_{bs}-i_f)}{dt} + L \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \delta \frac{d\Phi_{mcs}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{III.12}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & (i_{bs}-i_f) & i_{cs} \end{bmatrix}^T \quad \text{Vecteur de courants statoriques}$$

La matrice de résistance devient alors :

$$R_s = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{b1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad \text{III.13}$$

$$R_{b1} = (1-\delta)R \quad R_{b2} = \delta \cdot R \quad \text{III.14}$$

La nouvelle matrice des inductances est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statoriques.

La nouvelle matrice des inductances est exprimée par :

$$L_s = \begin{bmatrix} L & (1-\delta)M & \delta M & M \\ (1-\delta)M & (1-\delta)^2 L & \delta(1-\delta)M & (1-\delta)M \\ \delta M & \delta(1-\delta)M & \delta^2 L & \delta M \\ M & (1-\delta)M & \delta M & L \end{bmatrix} \quad \text{III.15}$$

Le flux de l'aimant au niveau de la phase en défaut peut également être divisé en deux parties qui sont proportionnelles à la gravité du défaut :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{b1s} \\ V_{b2s} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{b1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ (i_{bs} - i_f) \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & (1-\delta)M & \delta M & M \\ (1-\delta)M & (1-\delta)^2 L & \delta(1-\delta)M & (1-\delta)M \\ \delta M & \delta(1-\delta)M & \delta^2 L & \delta M \\ M & (1-\delta)M & \delta M & L \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ (i_{bs} - i_f) \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \omega_r \cdot p^n \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_{mas} \\ \Phi_{mb1s} \\ \Phi_{mb2s} \\ \Phi_{mcs} \end{bmatrix} \quad \text{III.16}$$

III.2.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [i_{abc}^s]^T \cdot \frac{d[\Phi_{abc}^s]}{dt} \quad \text{III.17}$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix}^T \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a^s \\ \Phi_b^s \\ \Phi_c^s \end{bmatrix} \quad \text{III.18}$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left(i_a^s \cdot \frac{d\Phi_a^s}{dt} + i_b^s \cdot \frac{d\Phi_b^s}{dt} + i_c^s \cdot \frac{d\Phi_c^s}{dt} \right) \quad \text{III.19}$$

II.2.4. Représentation d'état du modèle de défaut

Dans le cas où la machine présente un défaut de court-circuit entre-spires, le système donné par l'équation II.17 s'écrit comme suit

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{b1s} \\ V_{b2s} \\ V_{cs} \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & R_{b1} & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{mb1}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & R_{b2} & 0 & \frac{d\Phi_{mb2}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & \frac{d\Phi_{mc}}{d\theta_r} & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb1}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb2}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mc}}{d\theta_r} & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{b1s} \\ (i_{bs} - i_f) \\ i_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{b1s} \\ (i_{bs} - i_f) \\ i_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

$$\cdot \begin{bmatrix} L & (1-\delta)M & \delta M & M & 0 & 0 \\ (1-\delta)M & (1-\delta)^2 L & \delta(1-\delta)M & (1-\delta)M & 0 & 0 \\ \delta M & \delta(1-\delta)M & \delta^2 L & \delta M & 0 & 0 \\ M & (1-\delta)M & \delta M & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

III.20

III.3. simulation de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

III.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc) en fonctionnement à vide

- cas de 5% spires en court-circuit

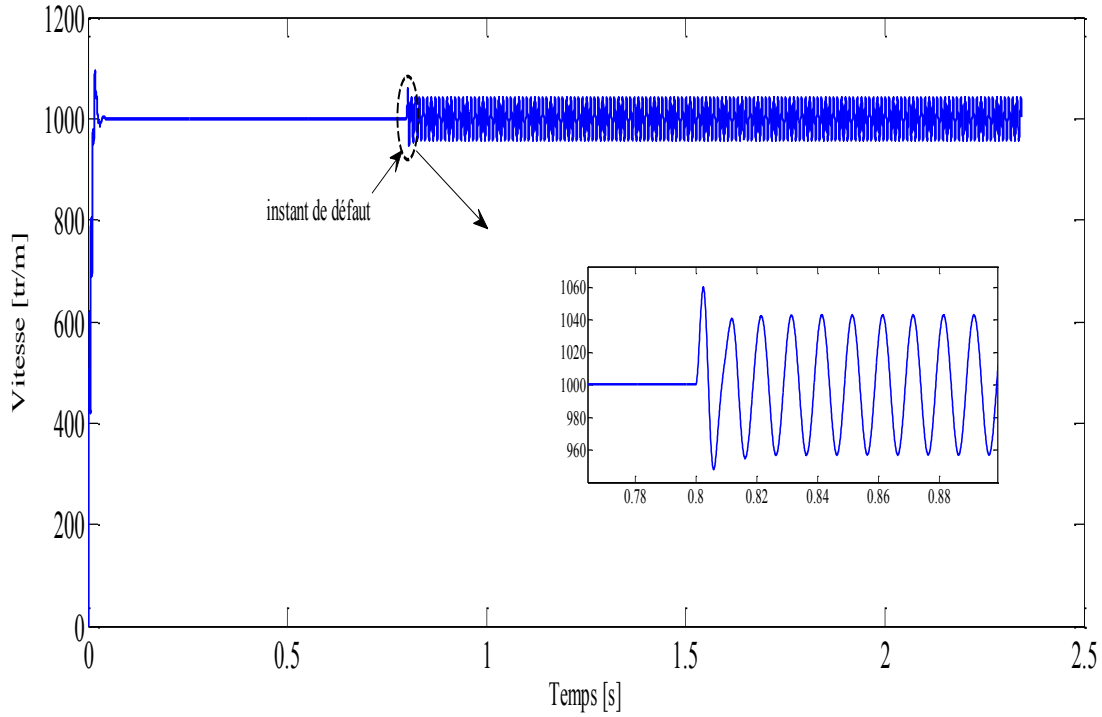


Fig. III.3 Evolution de la vitesse de rotation

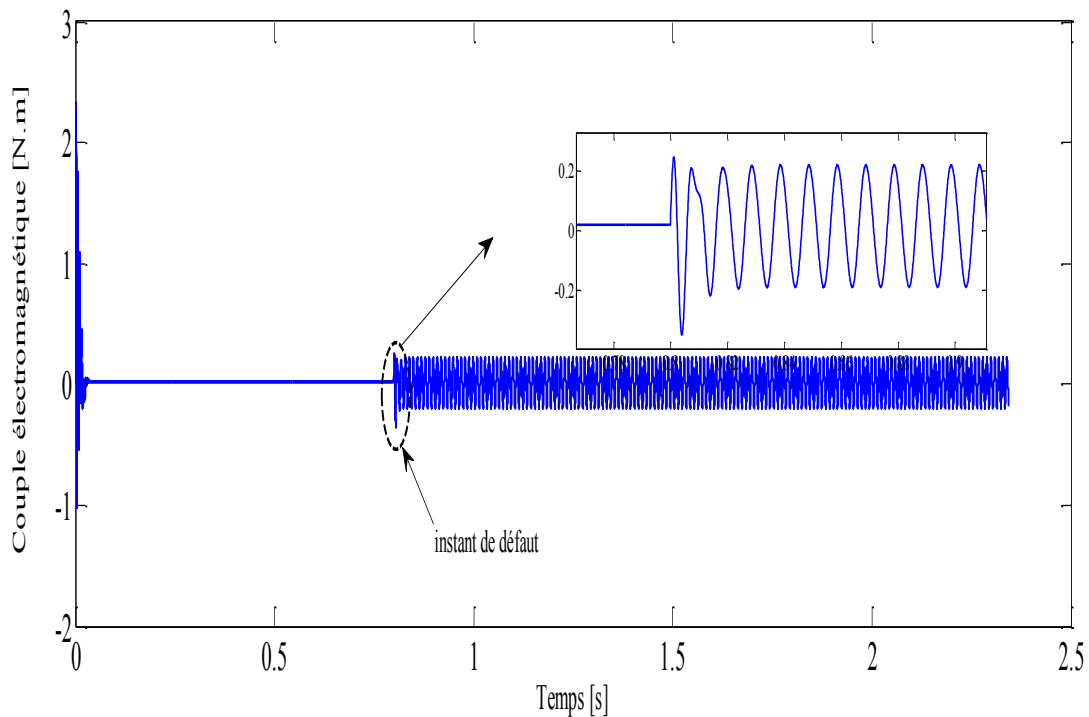


Fig. III.4 Evolution de couple électromagnétique

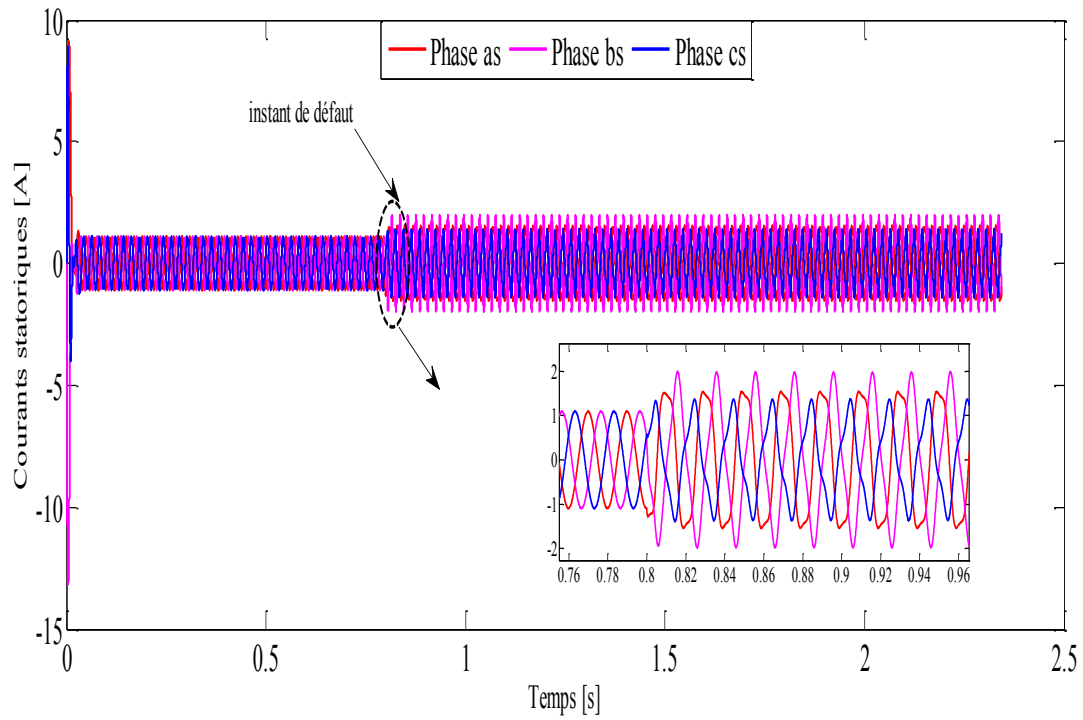


Fig. III.5 Evolution des courants de phases

- cas de 10% de spires en court-circuit

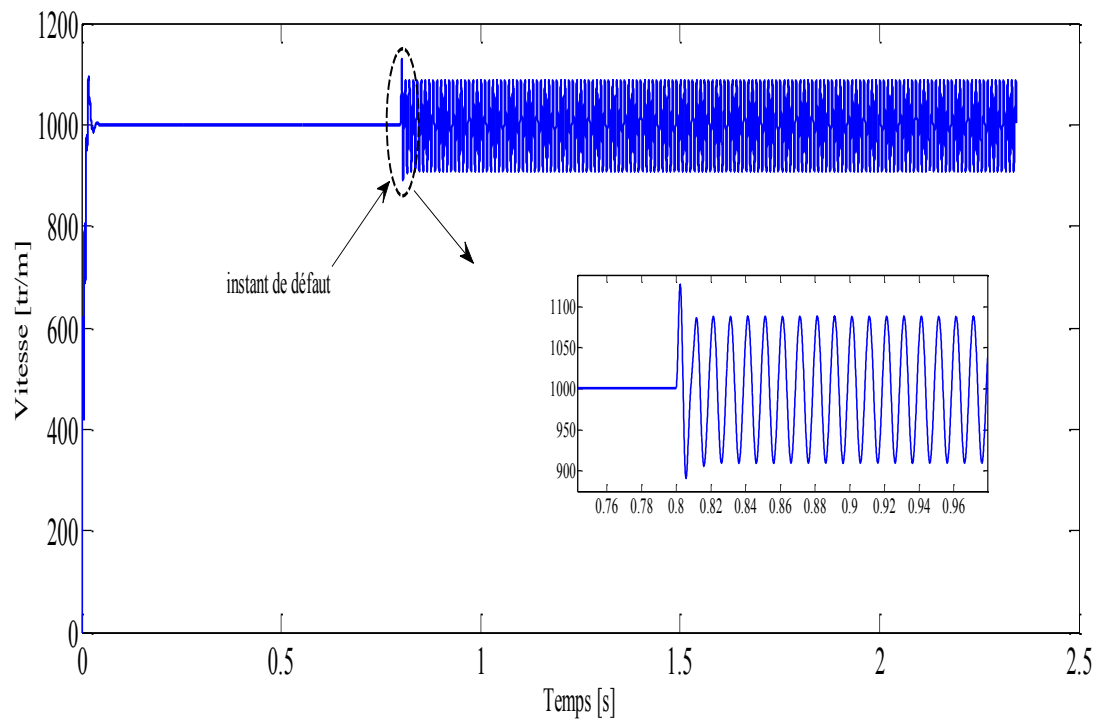


Fig. III.6 Evolution de la vitesse de rotation

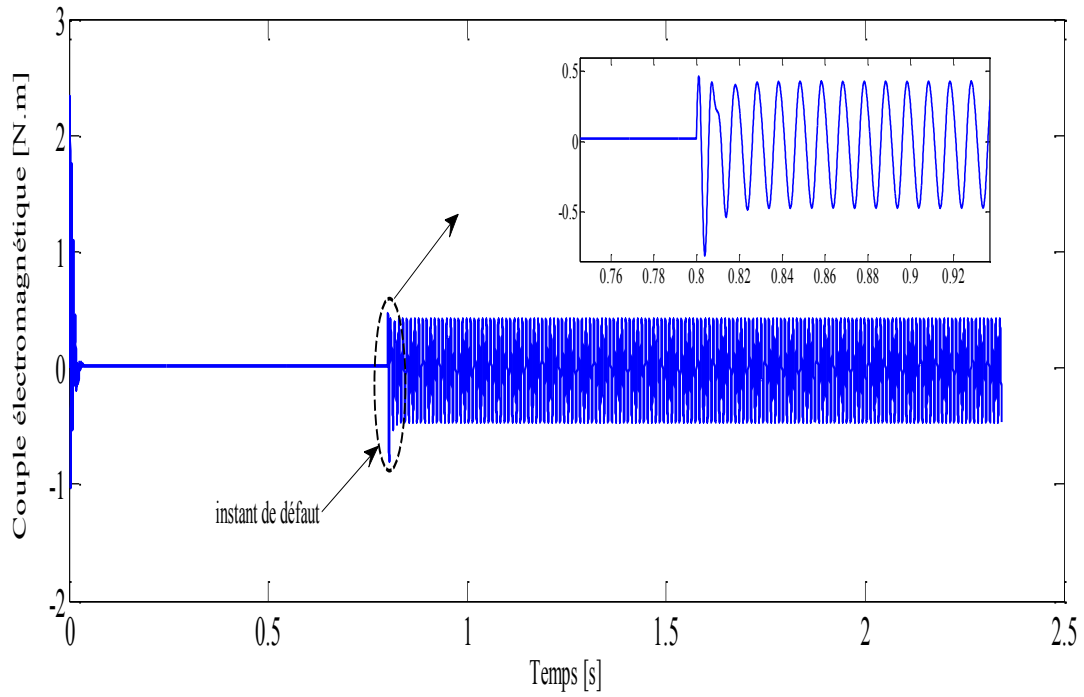


Fig. III.7 Evolution de couple électromagnétique

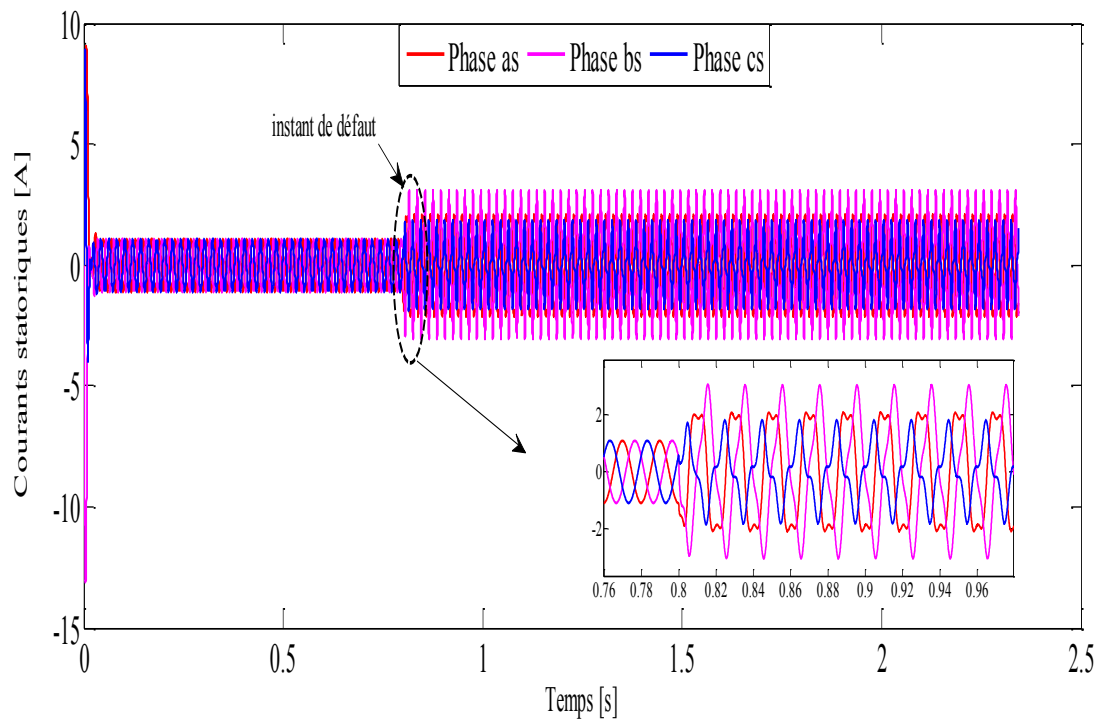


Fig. III.8 Evolution des courants de phases

III.3.2 Validation du modèle de la MSAP par fonctionnement en charge

- Cas de 5% de spires en court-circuit

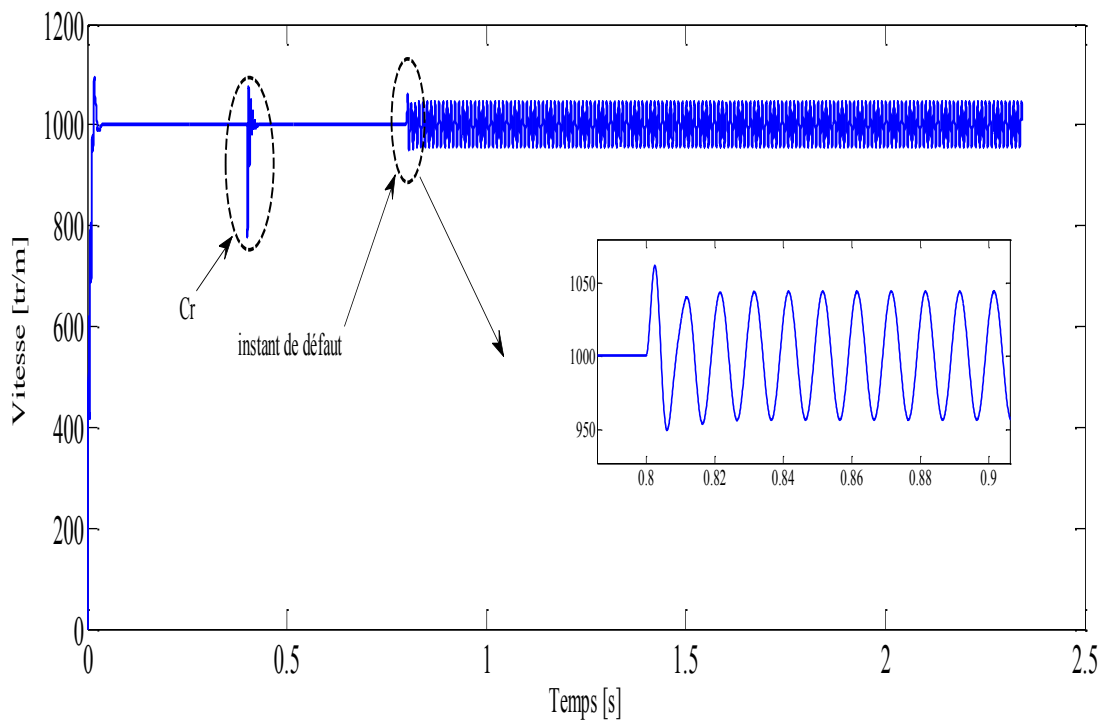


Fig. III.9 Evolution de la vitesse de rotation

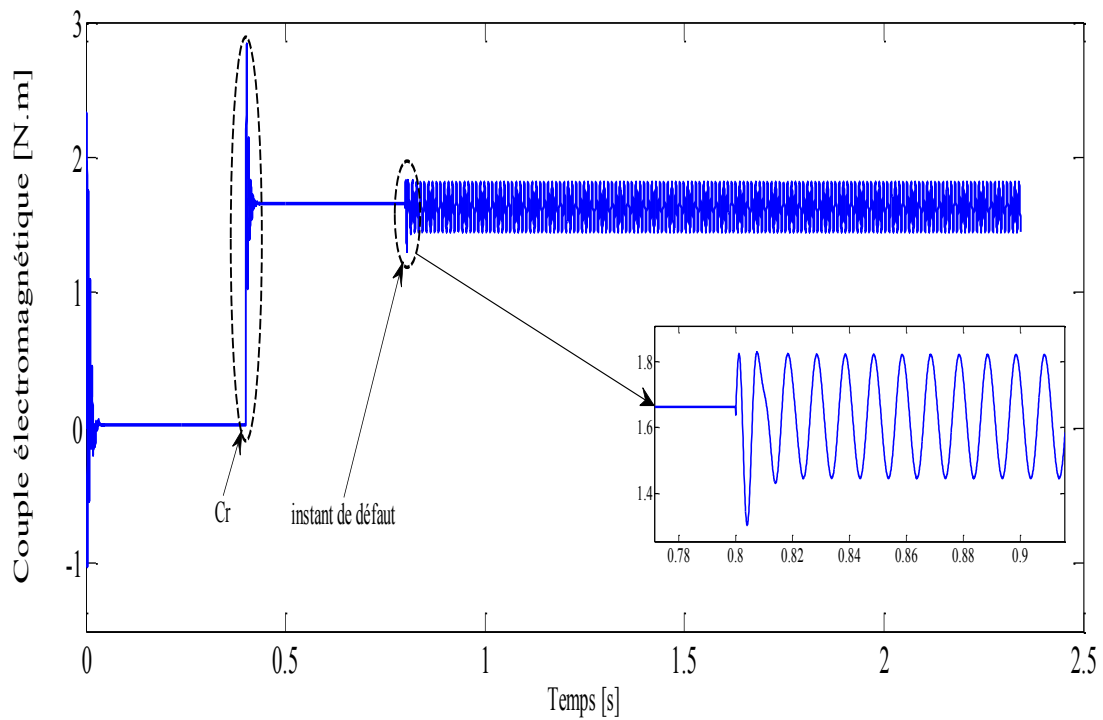


Fig. III.10 Evolution de couple électromagnétique

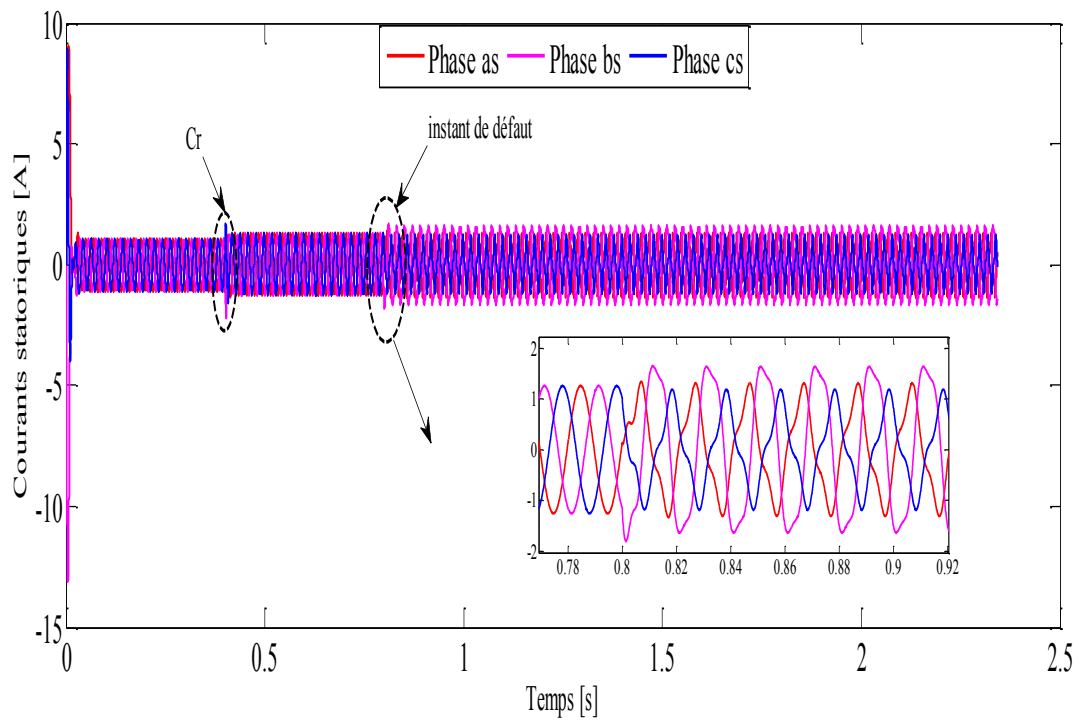


Fig. III.11 Evolution des courants de phases

- Cas de 10% de spires en court-circuit

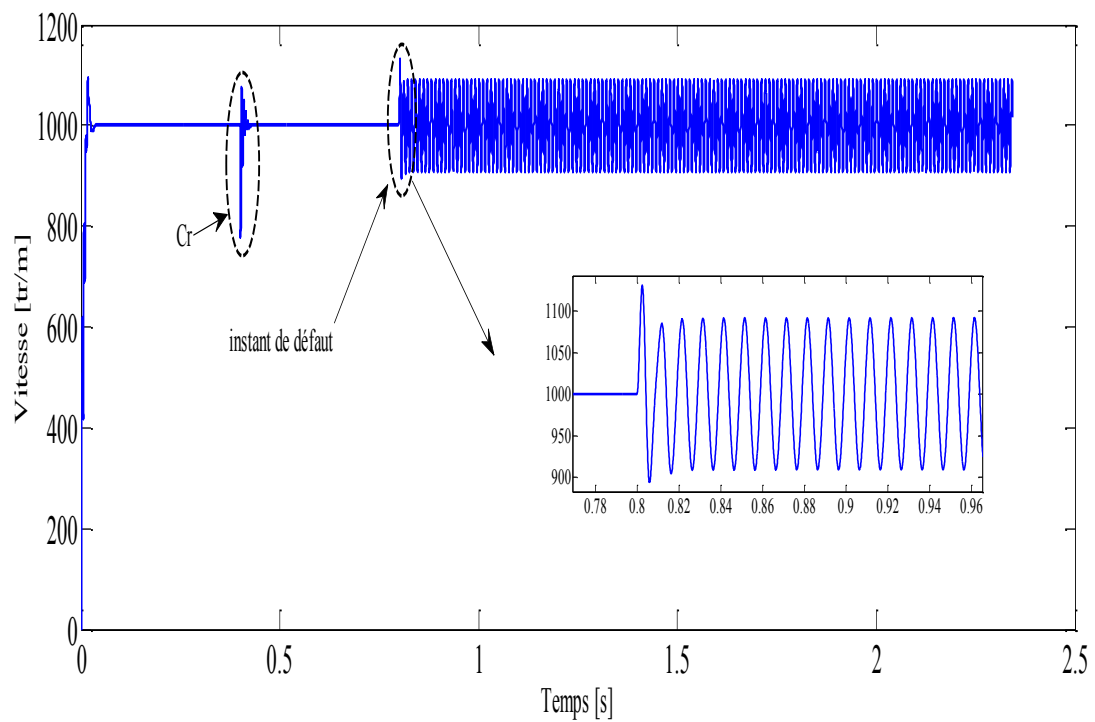


Fig. III.12 Evolution de la vitesse de rotation

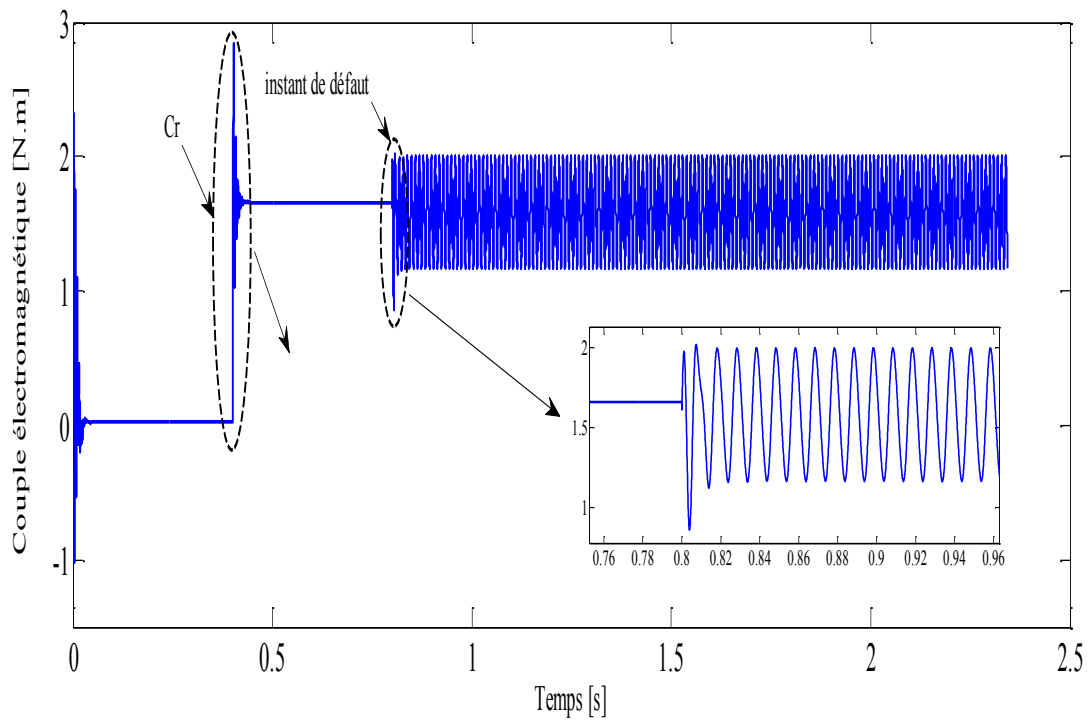


Fig. III.13 Evolution de couple électromagnétique

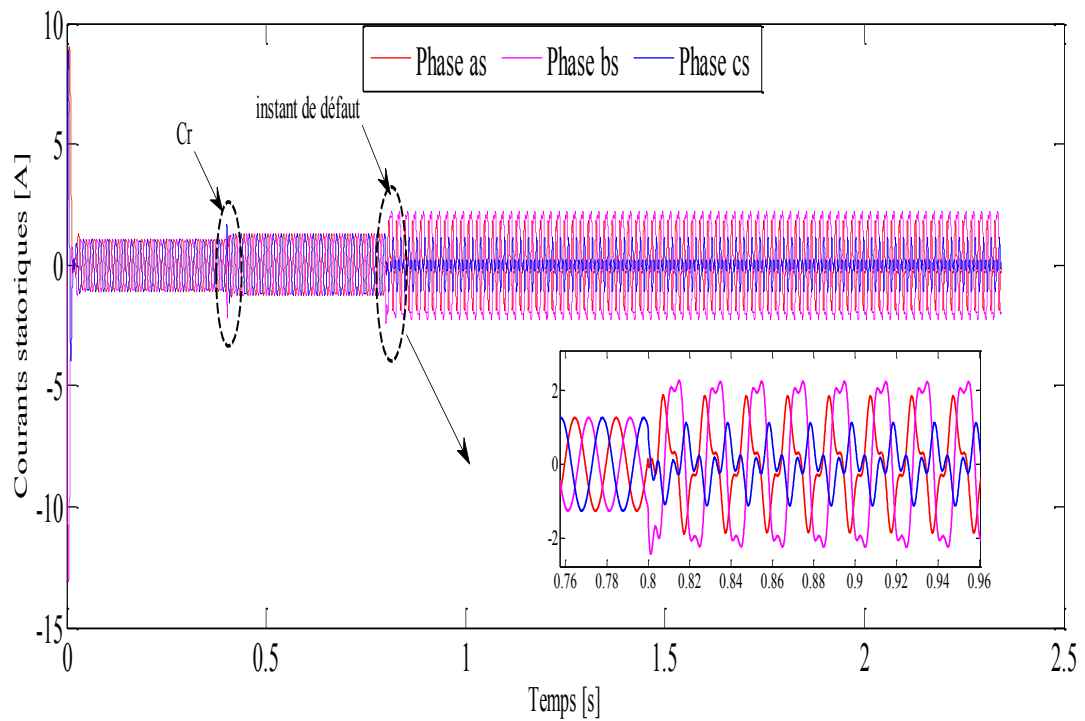


Fig. III.14 Evolution des courants de phases

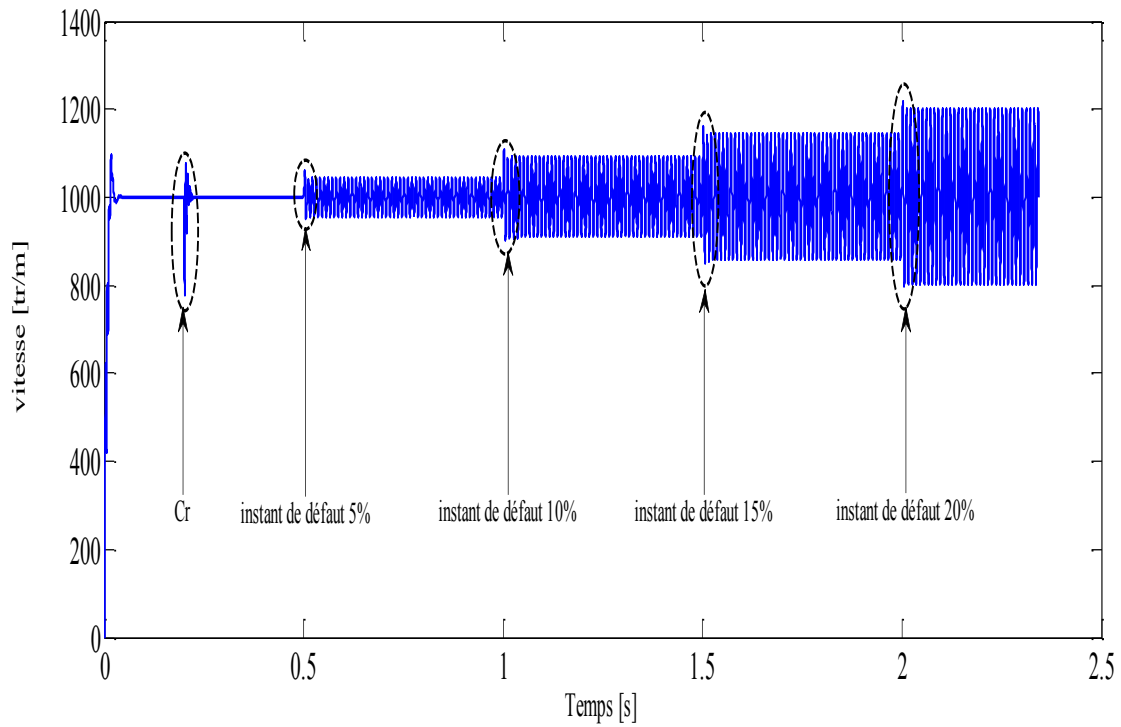


Fig.III.15 Evolution de la vitesse

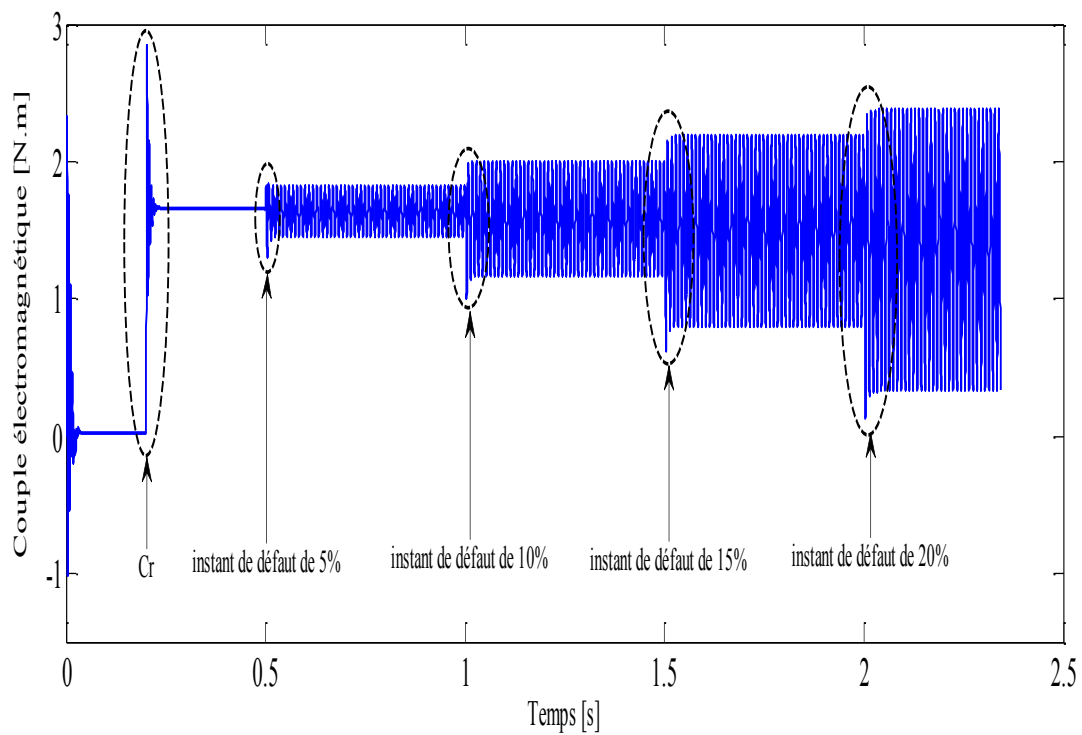


FIG. III.16 Evolution de couple électromagnétique

III.4. Interprétation des résultats

Nous avons simulé à l'instant 0.8 secondes un défaut de type court-circuit inter-spires de 5% et 10% sur la phase b_s du stator de la machine à vide et en charge.

La figure III.3 représente l'évolution de la vitesse de rotation à vide. Lors l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit, nous remarquons que la vitesse augmente et oscille avec des ondulations, causées par le défaut, d'amplitude 1060 tr/min, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit (Fig.III.6). Lors l'application de la charge $C_r=5$ N.m la vitesse décroît puisqu'elle est inversement proportionnelle à la charge puis elle se stabilise à une certaine valeur inférieure à la vitesse de synchronisme comme c'est montré dans les figures (Fig.III.09, Fig.III.12).

La figure III.4 représente l'évolution de couple électromagnétique à vide. Lors de l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit, nous remarquons que le couple électromagnétique augmente et oscille avec des ondulations et il atteint une valeur maximale de 0.2Nm, et elles s'amplifient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, comme c'est montré dans la figure (III.7), Lors de l'application de la charge (Fig.III.10, Fig.III.13) le couple électromagnétique croît.

Les figures (III.5, III.8) montrent l'évolution du courant dans les trois phases du stator à vide, suite à un défaut lors de 5%, 10% de court-circuit respectivement. Nous constatons que pour un défaut de 5% de court-circuit dans la phase b_s , le courant croît brusquement et oscille avec des ondulations d'amplitude égale à 2A, pour les phases a_s , c_s respectivement 1.5 A et 1.3A, ce qui est dû au couplage magnétique des trois phases statoriques, ces ondulations de courant croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit (Fig.III.11, Fig.III.14) en charge.

L'évolution de la vitesse de rotation par rapport le nombre de spires en court-circuit est représenté sur la figure (III.15). Lorsqu'on amplifie le pourcentage de spires en court-circuit L'amplitude de la vitesse de rotation augmente. Il est nécessaire de noter qu'il existe une valeur critique correspondant aux nombre de spires en court-circuit, qu'il suffit de dépasser pour que les bobinages de la machine fusionnent.

L'évolution de couple électromagnétique par rapport le nombre de spires en court-circuit est représentée sur la figure (III.16) à lors l'application de charge le couple augmente et atteint à une valeur 1.8 Nm. Si on amplifie le pourcentage de spires en court-circuit L'amplitude de couple électromagnétique augmente.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le modèle et la simulation défaut de court-circuit entre-spires sur une phase statorique .Ce modèle est basé sur le principe de CEMC ‘circuits électriques magnétiquement couplés’. Le défaut de court-circuit a été pris en compte en ajoutant une bobine supplémentaire, Ce défaut influe sur les grandeurs de la machine tell que le courant, la vitesse et le couple .Le même processus sera utilisé pour le cas généralisée de défaut court-circuit dans deux phases statoriques, ce qui est l’objectif du chapitre suivant.

Sommaire Chapitre IV

IV.1 Introduction.....	52
VI.2 Généralisation de modèle abc en présence deux court-circuités entre-spires.....	52
IV.2.1 Expression de tension.....	53
IV.2.2 Expression de flux.....	53
IV.2.3. Modèle d'état.....	55
IV.3. Résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défauts court-circuit entre-spires.....	56
IV.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 5% court-circuit entre-spires dans une seule phase et deux phases.....	56
IV.3.2 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 10% court-circuit entre-spires dans une seule phase et deux phases.....	59
IV.3.3 L'évolution de la vitesse et le couple électromagnétique en présence défaut dans une phase et dans deux phases.....	61
IV.4 Interprétation des résultats.....	62
IV.5 Conclusion.....	63

Chapitre IV

Généralisation de modèle de défaut de court-circuit multi-phases de MASP

IV.1 Introduction

Le court-circuit inter-spires, multi-phases ont les mêmes conséquences qu'un court-circuit inter-spires dans une phase. Les conséquences directes sont une modification des impédances des phases concernées (impédances directes, impédances inverses) et une modification de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer de la machine.

Dans ce chapitre, on présentera le modèle du défaut de type court-circuit entre spires de la machine synchrone à aimants permanents dans deux phases statoriques, La détection de ce type de défaillance doit donc être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défaut aux autres composants du système. La détection de ce type de défaillance doit donc être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défaut aux autres composants du système.

VI.2 Généralisation de modèle abc en présence deux court-circuités entre-spires

Soit une MSAP siège de deux court-circuités entre-spires au niveau des deux phases du stator. Les deux paramètres σ_a , σ_b définissent les pourcentages des spires en court-circuit par rapport deux défauts respectifs.

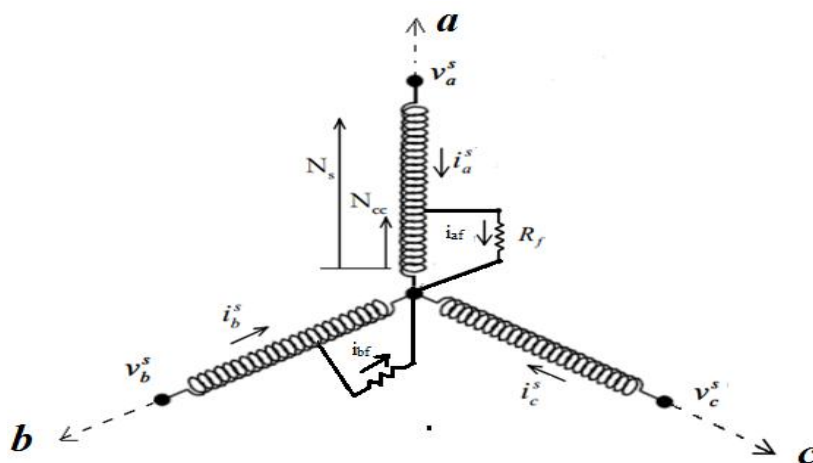


Fig.III.1 Modèle de la MASAP en présence d'un défaut entre-spires multi-phases dans le repère (abc)

La nouvelle équation des tensions se reformule comme suit :

$$V_s^f = R_s^f + \frac{d\Phi_s^f}{dt} \quad \text{IV.1}$$

$$V_{abc}^f = [V_{a1s}^f \quad V_{a2s}^f \quad V_{b1s}^f \quad V_{b2s}^f \quad V_{cs}^f]^T$$

Ou V_{a1s}^f V_{a2s}^f V_{b1s}^f V_{b2s}^f V_{cs}^f sont respectivement les tensions aux bornes des bobines saines et court-circuitées, ces derniers peuvent être exprimé par

IV.2.1 Expression de tension

$$V_{a1s}^f = (1-\delta) \cdot \left(R_s \cdot i_{as} + \frac{d\Phi_{a1s}^f}{dt} \right) \quad \text{IV.2}$$

$$V_{a2s}^f = \delta \cdot \left(R_s \cdot (i_{as} - i_{fas}) + \frac{d\Phi_{a2s}^f}{dt} \right) = 0 \quad \text{IV.3}$$

$$V_{b1s}^f = (1-\delta) \cdot \left(R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\Phi_{b1s}^f}{dt} \right) \quad \text{IV.4}$$

$$V_{b2s}^f = \delta \cdot \left(R_s \cdot (i_{bs} - i_{fbs}) + \frac{d\Phi_{b2s}^f}{dt} \right) = 0 \quad \text{IV.5}$$

$$V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \quad \text{IV.6}$$

IV.2.2 Expression de flux

$$\Phi_{a1s}^f = (1-\delta_a)L \cdot i_{as} + \delta_a M \cdot (i_{as} - i_{afs}) + (1-\delta_b)M \cdot i_{bs} + \delta_b M \cdot (i_{bs} - i_{bfs}) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{ma1s} \quad \text{IV.7}$$

$$\Phi_{a2s}^f = (1-\delta_a)M \cdot i_{as} + \delta_a L \cdot (i_{as} - i_{afs}) + (1-\delta_b)M \cdot i_{bs} + \delta_b M \cdot (i_{bs} - i_{bfs}) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{ma2s} \quad \text{IV.8}$$

$$\Phi_{b1s}^f = (1-\delta_a)M \cdot i_{as} + \delta_a M \cdot (i_{as} - i_{afs}) + (1-\delta_b)L \cdot i_{bs} + \delta_b M \cdot (i_{bs} - i_{bfs}) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{mb1s} \quad \text{IV.9}$$

$$\Phi_{b2s}^f = (1-\delta_a)M \cdot i_{as} + \delta_a M \cdot (i_{as} - i_{afs}) + (1-\delta_b)M \cdot i_{bs} + \delta_b L \cdot (i_{bs} - i_{bfs}) + M \cdot i_{cs} + \Phi_{mb2s} \quad \text{IV.10}$$

$$\Phi_{cs} = (1-\delta_a)M \cdot i_{as} + \delta_a M \cdot (i_{as} - i_{afs}) + (1-\delta_b)M \cdot i_{bs} + \delta_b M \cdot (i_{bs} - i_{bfs}) + L \cdot i_{cs} + \Phi_{mcs} \quad \text{IV.11}$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme

$$V_{a1s}^f = (1-\delta_a) \cdot R_s \cdot i_{as} + (1-\delta_a)^2 L \cdot \frac{di_{as}}{dt} + (1-\delta_a)\delta_a M \cdot \frac{d(i_{as} - i_{afs})}{dt} + (1-\delta_a)(1-\delta_b)M \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + (1-\delta_a)\delta_b \cdot M \frac{d(i_{bs} - i_{bfs})}{dt} + (1-\delta_a)M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + (1-\delta_a) \frac{d\Phi_{ma1s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{IV.12}$$

$$V_{a2s}^f = \delta_a \cdot R_s \cdot i_{as} + (1-\delta_a)\delta_a M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + \delta_a^2 L \cdot \frac{d(i_{as} - i_{afs})}{dt} + (1-\delta_b)\delta_a M \frac{di_{bs}}{dt} + \delta_a \delta_b \cdot M \frac{d(i_{bs} - i_{bfs})}{dt} + \delta_a M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \delta_a \frac{d\Phi_{ma2s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{IV.13}$$

$$V_{b1s}^f = (1-\delta_b) \cdot R_s \cdot i_{as} + (1-\delta_a)(1-\delta_b)M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + (1-\delta_b)\delta_a M \cdot \frac{d(i_{as} - i_{afs})}{dt} + (1-\delta_b)^2 L \frac{di_{bs}}{dt} + (1-\delta_b)\delta_b \cdot M \frac{d(i_{bs} - i_{bfs})}{dt} + (1-\delta_b)M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + (1-\delta_b) \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{IV.14}$$

$$V_{b2s}^f = \delta_b \cdot R_s \cdot i_{as} + (1-\delta_a)\delta_b M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + \delta_a \delta_b L \cdot \frac{d(i_{as} - i_{afs})}{dt} + (1-\delta_b)\delta_b M \frac{di_{bs}}{dt} + \delta_b^2 \cdot L \frac{d(i_{bs} - i_{bfs})}{dt} + \delta_b M \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \delta_b \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{IV.15}$$

$$V_{cs}^f = R_s \cdot i_{cs} + (1-\delta_a)M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + \delta_a M \cdot \frac{d(i_{as} - i_{afs})}{dt} + (1-\delta_b)M \frac{di_{bs}}{dt} + \delta_b \cdot M \frac{d(i_{bs} - i_{bfs})}{dt} + L \cdot \frac{di_{cs}}{dt} + \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad \text{IV.16}$$

La matrice résistances devient alors

$$R_s = \begin{bmatrix} (1-\delta_a)R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_a R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\delta_b)R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_b R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad \text{IV.17}$$

Le nouvelle matrice d'inductances est exprimé par

$$L_s = \begin{bmatrix} (1-\delta_a)^2 L & \delta_a(1-\delta_a)M & (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_a)\delta_b M & (1-\delta_a)M \\ (1-\delta_a)\delta_a M & \delta_a^2 L & (1-\delta_b)\delta_a M & \delta_a\delta_b M & \delta_a M \\ (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_b)\delta_a M & (1-\delta_b)^2 L & (1-\delta_b)\delta_b M & (1-\delta_b)M \\ (1-\delta_a)\delta_b M & \delta_a\delta_b M & (1-\delta_b)\delta_b M & \delta_b^2 L & \delta_b M \\ (1-\delta_a)M & \delta_a M & (1-\delta_b)M & \delta_b M & L \end{bmatrix} \quad \text{IV.18}$$

IV.2.3.Modèle d'état

Dans le cas où la machine présente un défaut de court- circuit entre-spires, le système donné par l'équation II.17 s'écrit comme suit

$$\begin{bmatrix} V_{a1s}^f \\ V_{a2s}^f \\ V_{b1s}^f \\ V_{b2s}^f \\ V_{cs}^f \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\delta_a)R & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma1s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & \delta_a R & 0 & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma2s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & (1-\delta_b)R & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_b R & 0 & \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & \frac{d\Phi_{mcs}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & f & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma1s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma2s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mcs}}{d\theta_r} & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ (i_{as} - i_{fa}) \\ i_{bs} \\ (i_{bs} - i_{fb}) \\ i_{cs} \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-\delta_a)^2 L & (1-\delta_a)\delta_a M & (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_a)\delta_b & (1-\delta_a)M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)M & \delta_a^2 L & (1-\delta_b)\delta_a M & \delta_a\delta_b M & \delta_a M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_b)\delta_a M & (1-\delta_b)^2 L & (1-\delta_b)\delta_b M & (1-\delta_b)M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)\delta_b M & \delta_a\delta_b M & (1-\delta_b)\delta_b L & \delta_b^2 L & \delta_b M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)M & \delta_a M & (1-\delta_b)M & \delta_b M & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ (i_{as} - i_{fa}) \\ i_{bs} \\ (i_{bs} - i_{fb}) \\ i_{cs} \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.19}$$

La matrice inductance B de la machine synchrone à aimants permanents peut se réécrire sous la forme suivante

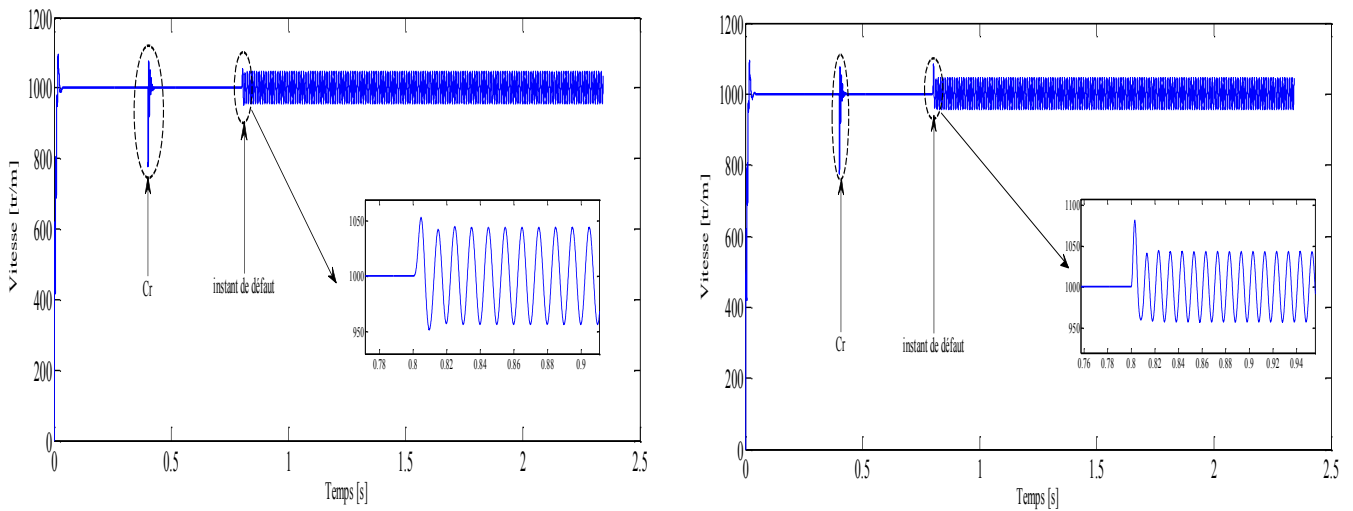
$$B = \begin{bmatrix} (1-\delta_a)^2 L & (1-\delta_a)\delta_a M & (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_a)\delta_b & (1-\delta_a)M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)M & \delta_a^2 L & (1-\delta_b)\delta_a M & \delta_a\delta_b M & \delta_a M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)(1-\delta_b)M & (1-\delta_b)\delta_a M & (1-\delta_b)^2 L & (1-\delta_b)\delta_b M & (1-\delta_b)M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)\delta_b M & \delta_a\delta_b M & (1-\delta_b)\delta_b L & \delta_b^2 L & \delta_b M & 0 & 0 \\ (1-\delta_a)M & \delta_a M & (1-\delta_b)M & \delta_b M & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.20}$$

La matrice A peut-être écrite se la forme suivante

$$A = \begin{bmatrix} (1-\delta_a)R & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma1s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & \delta_a R & 0 & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{ma2s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & (1-\delta_b)R & 0 & 0 & \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_b R & 0 & \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & \frac{d\Phi_{mcs}}{d\theta_r} & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma1s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{ma2s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb1s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mb2s}}{d\theta_r} & \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{mcs}}{d\theta_r} & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.21}$$

IV.3. Résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défauts court-circuit entre-spires

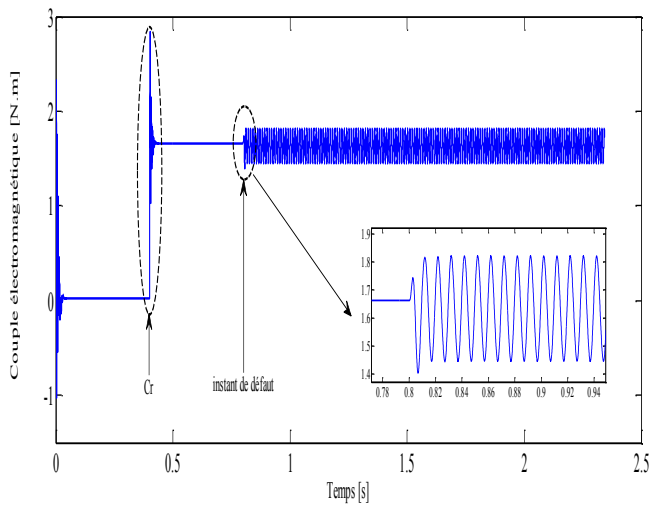
IV.3.1 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 5% court-circuit entre spires dans une seule phase et deux phases



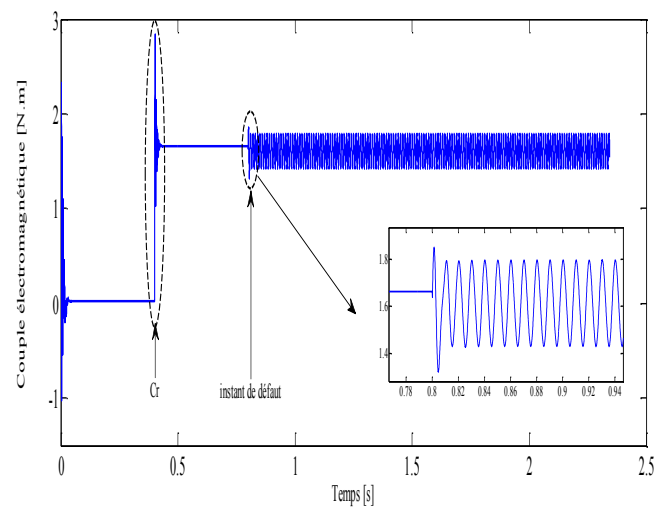
a) défaut dans une seule phase as

b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.2 Evolution de vitesse

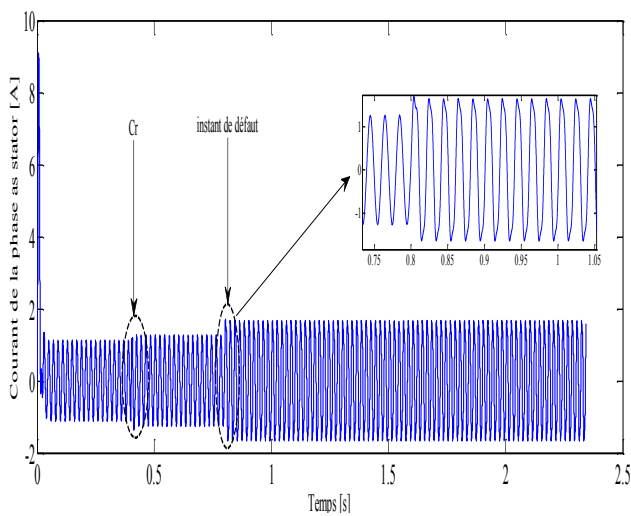


a) défaut dans une seule phase as

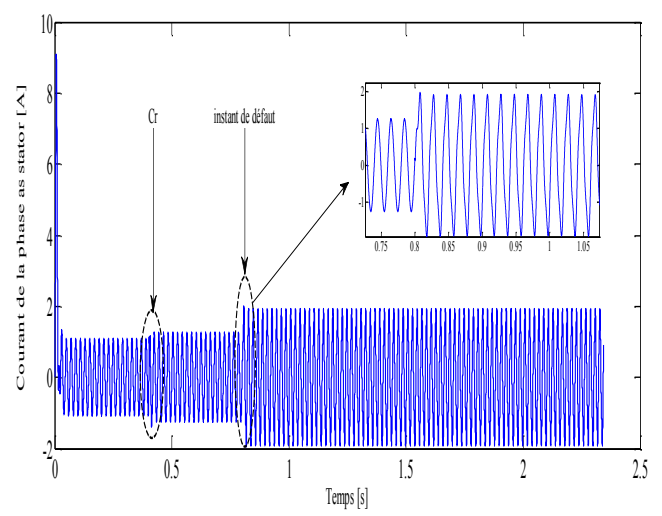


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.3 Evolution de couple électromagnétique

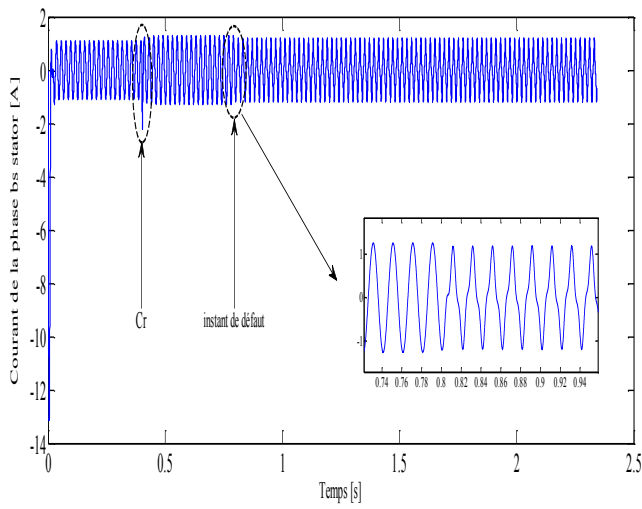


a) défaut dans une seule phase as

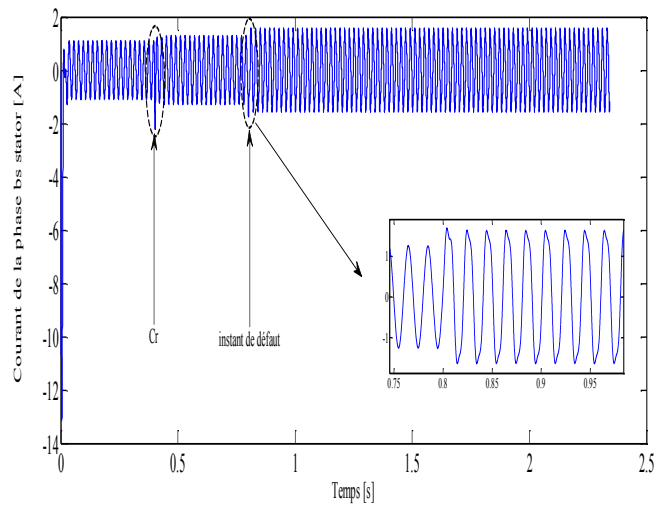


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.4 Evolution de courant de phase as

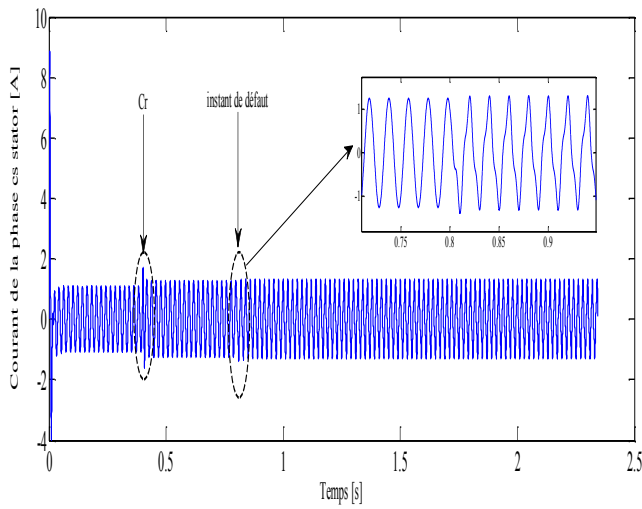


a) défaut dans une seule phase as

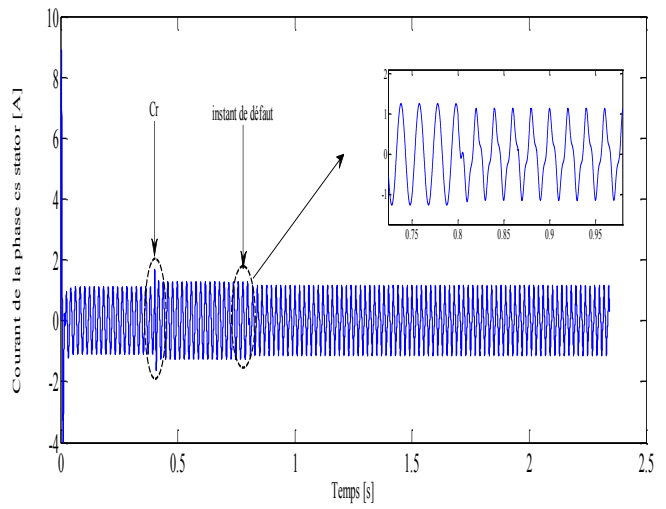


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.5 Evolution de courant de phase bs

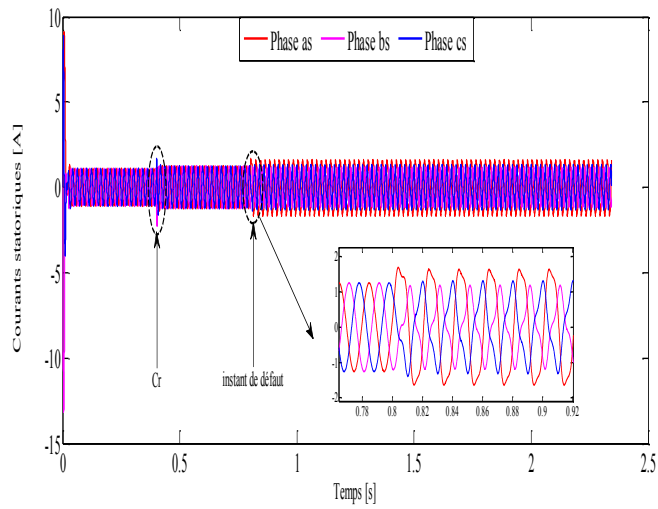


a) défaut dans une seule phase as

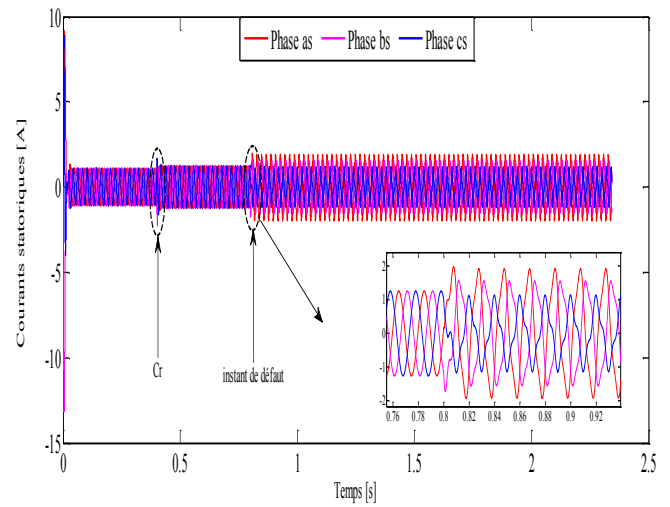


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.6 Evolution de courant de phase cs



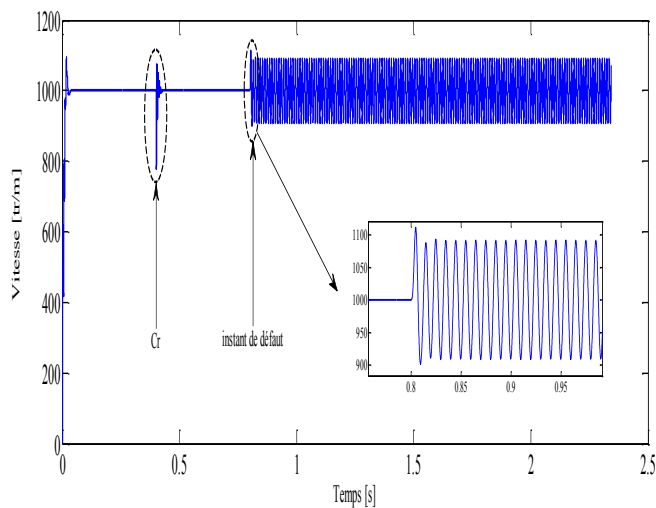
a) défaut dans une seule phase as



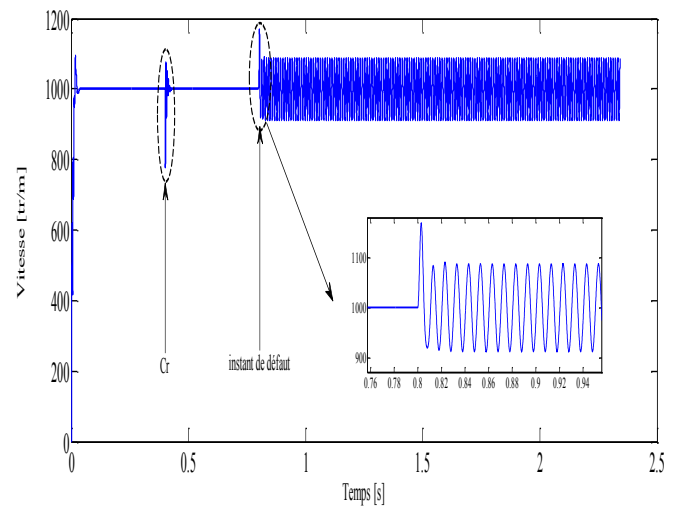
b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.7 Evolution des courants des phases

IV.3.2 Validation du modèle de la MSAP en présence d'un défaut 10% court-circuit entre-spires dans une seule phase et deux phases

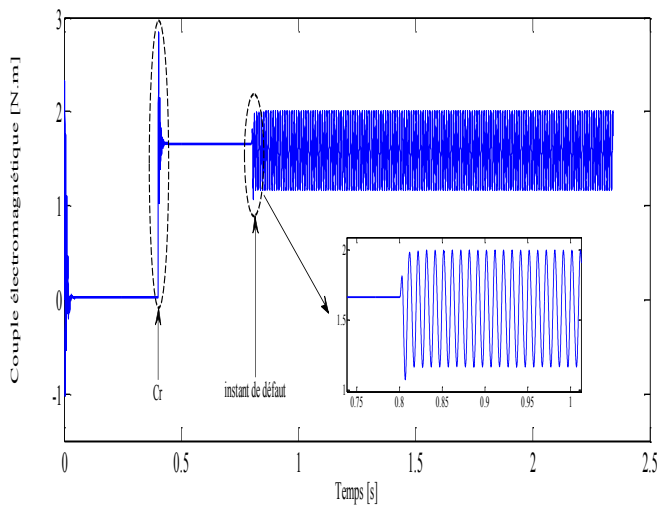


a) défaut dans une seule phase as

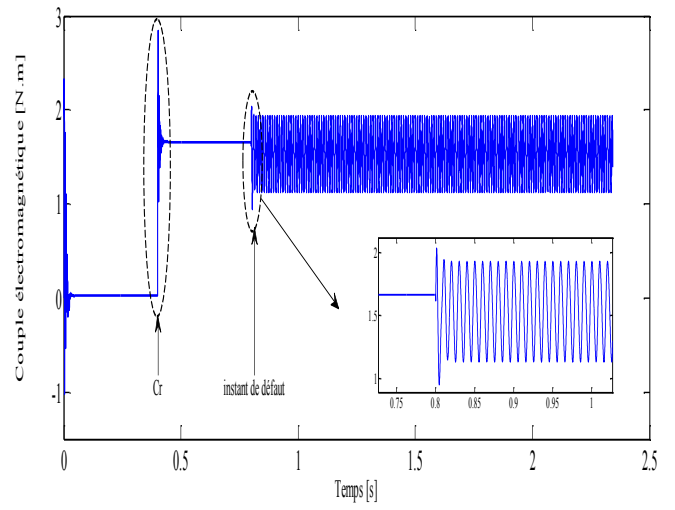


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.8 Evolution de la vitesse de rotation

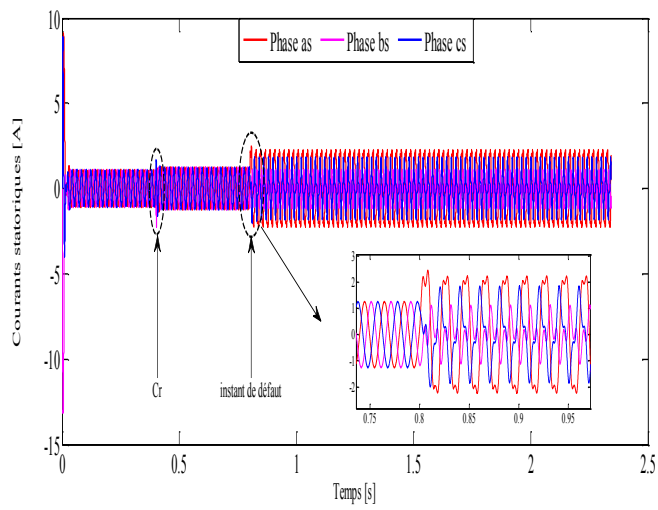


a) défaut dans une seule phase as

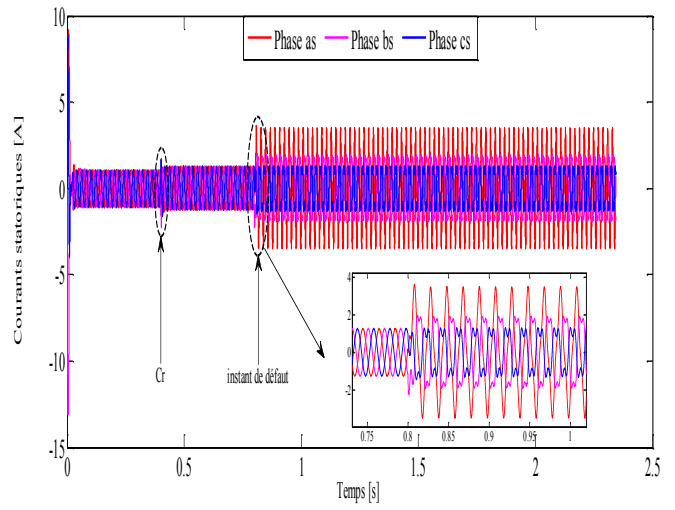


b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.9 Evolution de couple électromagnétique



a) défaut dans une seule phase as



b) défaut dans les deux phases as, bs

Fig.IV.10 Evolution des courants des phases

IV.3.3 L'évolution de la vitesse et le couple électromagnétique en présence défaut dans une phase et dans deux phases

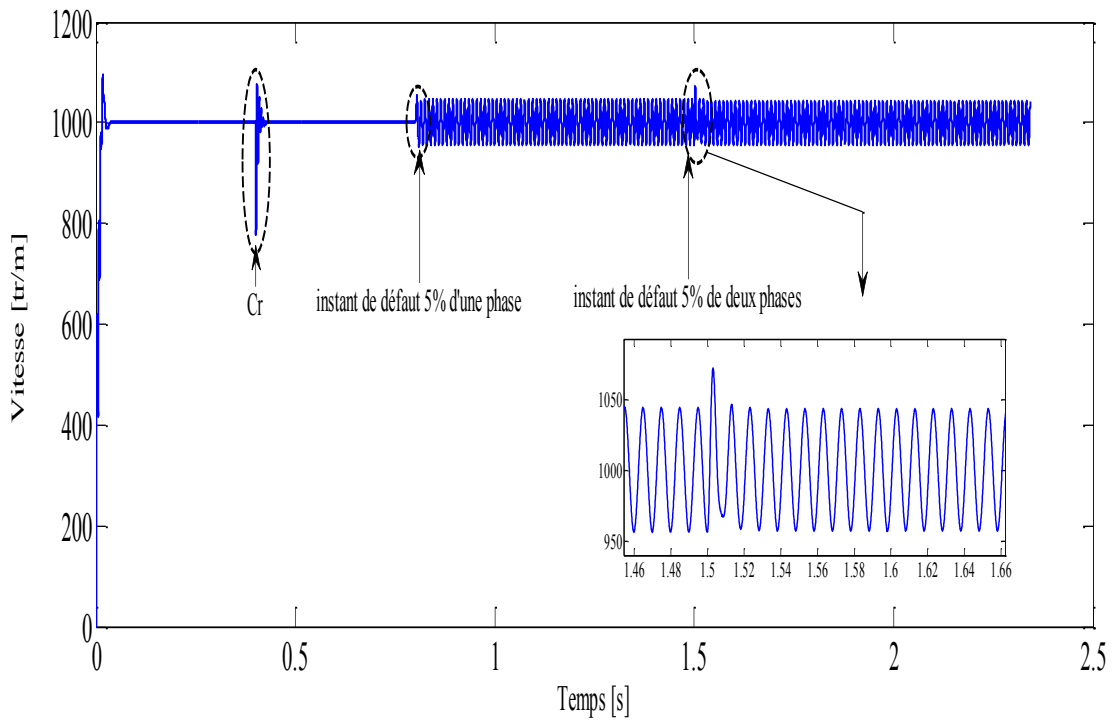


Fig.IV.11 Evolution de la vitesse

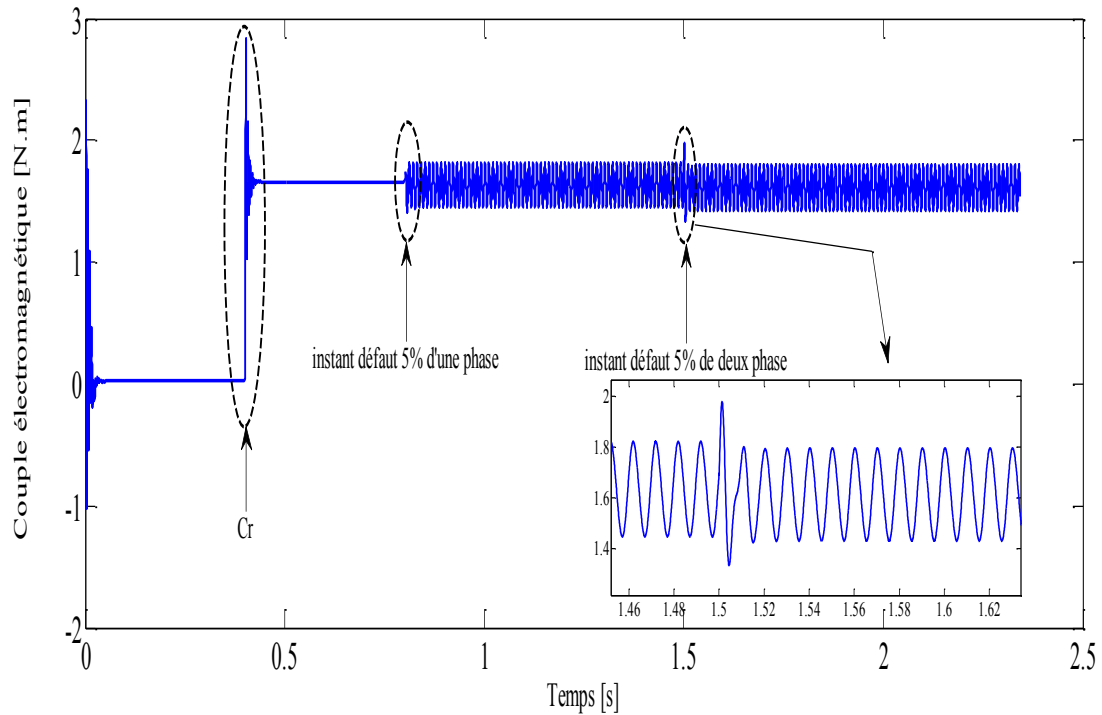


Fig.IV.12 Evolution de la couple électromagnétique

IV.4 Interprétation des résultats

Nous avons introduit à l'instant 0.8 secondes un défaut de type court-circuit entre- spires de 5%, 10% dans une phase as et dans deux phases as et bs du stator de la machine avec charge.

La figure(Fig.IV.2.b) représente l'évaluation de la vitesse lors l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit dans les deux phases as et bs on note que au début la vitesse croit avec valeur supérieur à 1060 tr/min puis elle revient à une valeur moins que dans une seule phase (Fig.IV.2.a), dans ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit comme elle montré dans (Fig. IV. 8).

La (Fig.IV.3.b) représente l'évolution de couple électromagnétique lors l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit dans les deux phases on note que au début de couple croit avec valeur supérieur à la valeur précédente puis elle revient à une valeur moins que dans une seule phase (Fig.IV.3.a) et elles s'amplifient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, comme c'est montré dans le figure (Fig.IV.9).

les figures (Fig.IV.4),(Fig.IV.5) et (Fig.IV.6) représente l'évaluations des courants statorique respectivement as ,bs et cs en présence de court-circuit dans une seule phase comme montré dans (Fig.IV.4a) , (Fig.IV.5a) , (Fig.IV.6a) on note que le courant croit lors l'application de défaut 5% mais dans la phase a plus que les autres phases par l'autre cote courants statorique as, bs et cs en présence de court-circuit dans les deux phases (Fig.IV.4.b), (Fig.IV.5b) et (Fig.IV.6b) . On remarque que les courants dans chaque phases augmente mais avec une valeur plus que les valeurs de défaut dans une seule phase.

La figure (Fig.IV.7.a) représente l'évolution du courant dans les trois phases du stator avec charge. Lors l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit dans la phase as, le courant croit brusquement et oscille avec des ondulations d'amplitude égale à 2A. Pour les phases b_s c_s respectivement 1.5 A et 1.3A, dans l'autre cote (Fig.IV.7.b) représente l'évolution du courant dans les trois phases du stator en présence de défaut dans les deux phases. On observe que les courants dans les deux phases qui court-circuitées as et bs augmentent tell que elle est plus dans la phase as par rapport la phase bs. Ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit (Fig. IV.10).

L'évolution de la vitesse de rotation est représentée sur la figure (Fig.IV.11). Lorsqu'on amplifie le nombre des phases a défaut. L'amplitude de la vitesse de rotation augmente dans le cas

en applique après la présence de défaut dans les deux phases dans l'instant $t= 1.5s$ croit mais au début puis elle atteint une valeur moins que la présence de défaut dans une seule phase. Il est nécessaire de noter qu'il existe une valeur critique correspondant aux nombre des phases à défaut, qu'il suffit de dépasser pour que les bobinages de la machine fusionnent.

La figure (Fig.IV.12) représente L'évolution de couple électromagnétique en présence de défaut court-circuit dans une phase on note que lorsque on applique le défaut dans une seul phase le couple électromagnétique croit après certain temps on applique le défaut dans les deux phases le couple diminue.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le modèle et la simulation pour le cas généralisé défaut court-circuit entre spires .le défaut a été pris en compte en ajoutant deux bobines supplémentaires dans les deux phases statoriques. Nous avons fait aussi la comparaison entre la vitesse, le couple et les courants des phases dans les deux cas, le cas lors la présence de défaut dans une seul et le cas d'une deux phases.

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles pour leur efficacité énergétique et leur simplicité d'utilisation et exploitation. Les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. Les défauts de court-circuit sont parmi les plus répandus. Le diagnostic du défaut de court-circuit dans les machines synchrones à aimants permanents est une étape importante dans le dispositif de sûreté de fonctionnement, qui nous permettront d'identifier et localiser ces défauts. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir.

Ce mémoire de fin d'étude a porté sur la mise en œuvre d'un modèle de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit. Dans ce contexte, les modèles d'états en régime sain et de défaut de court-circuit inter-spores sont obtenus à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques en s'appuyant sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c). La méthode (CEMC) est basée sur la représentation dans un repère naturel des bobinages du stator de la machine par des circuits électriques intégrant les couplages magnétiques d'une part et la prise en charge de l'équation mécanique après un calcul préalable du couple électromagnétique d'une autre part. Cette méthode, offre un bon compromis en termes de précision des phénomènes physiques observés et de temps de calcul associé. Les effets du défaut sont observés à travers l'investigation des grandeurs électriques (courant dans les phases du stator), et mécanique (vitesse de rotation et couple électromagnétique) obtenues à partir de la résolution des modèles d'états implémentés sous environnement MATLAB.

Les simulations réalisées pour la validation des modèles ont porté sur la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter-spores en considérant différents pourcentages des spores en court-circuit. Les différents résultats de simulation obtenus à partir de la résolution des modèles d'état sain et en défaut, ont été comparés à ceux donnés dans les références montrant une bonne concordance. À partir des résultats obtenus, nous avons observé l'agressivité d'un défaut de court-circuit inter-spores sur les grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même, voire même une destruction par effet thermique du matériau isolant recouvrant les

1 Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée**a) Paramètres d'alimentation**

tension maximale	V_{\max}	33	[V]
Fréquence	f_s	50	[Hz]
Nombre de pair de pole	p	3	
Pulsation	ω_s	314	[rad/s]

b) paramètres de la machine

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Résistance des phases statorique	R_s	1.5	[Ω]
Inductance propre statorique	L_s	0.0032	[H]
Inductance mutuelle statorique	M_s	-0.0013	[H]
Flux de l'aimant	Φ_m	0.3	[Web]
Moment d'inertie	J	0.000185	[Kg · m ²]
tension maximale	V_{\max}	33	[V]
Fréquence	f_s	50	[Hz]
Coefficient de frottement	f_r	0	[N.m.s / rd]
Couple nominale	C_n	3.2	[N.m.s / rd]

- [01] Makara Khov ‘‘Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique’’Thèse doctorat de Université Toylouse 17/12/2009.
- [02] B.Multon :<<les machines synchrones autopilotées>>notes de cours : Ecole normal supérieur de cochan, auteonne de bretagne, 2004.
- [03] J. Saint-Michel, ‘Bobinage des machines tournantes à courant alternatif’, Techniques de l’ingénieur, D3 420, 2001.
- [04] D. Fodorean, A. Miraoui, "Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", D3554 Techniques de l’ingénieur, Novembre 2009.
- [05] L. Chédot, Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l’alternodémarrreur, thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [06] R. Lateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006
- [07] "Rare-Earth permanent magnets acodym– vacomax", brochure commercial, société Vaccuumschmelze, 2012
- [08] R. Manajmy :<<Contrôle strategées and parametre compensation for permanant magnet synchrone motor drives>> ; Doctor of fhilosophy in electrical engineering blacksburg, virginia 2000.
- [09] ph. Lamelotr, J. Guezel : <<Les aimant permanant rendent les moteurs economies>> ; Technologie et innovations, 2007.
- [10] M.Budinger, J. Liscouet, S. Oreux, J-Ch. Mare : <<Etat de l’art sur la conception des tsystèmes d’actionnement electromécanique >> ; note de cours, INSA Toulouse, 2008
- [11] www.mpimagnet.com <<High-energy rare earth magnet material>>
- [12] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G. A. Capolino, G. Rostaing, J. P. Rognon, E. Foulon, L. Loron, H. Razik, G. Didier, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, "Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects," in *9th IEEE International Power Electronics Congress - CIEP 2004*, 2004, pp. 101-108. Jadwal

- [13] Causes et analyse des défaillances de stators et de rotors des moteurs a induction a courant alternatif <<Austin H.Bonnet compagnon IEEE>>2003.
- [14] Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite application a l'indentification de défauts rotoriques d'un alternateur a vide. Bui Viet Phuong le 4 octobre 2007
- [15] S. Rajagopalan, "Detection of rotor and load faults in brushless dc motors operating under stationary and non-stationary conditions", PhD dissertation, School of electrical and computer engineering, georgia institute of technology, USA, 2006.
- [16] S. nandi, H.A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three induction motor with different rotor cages ", International conference on power electronic drives and energy systems for industrial growth, Vol. 1 , pp.135-140, Dec.1998.
- [17] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach,"Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", IEEE transactions. On insustry applications, Vol. 33, Issue 1, pp.24-34, jan.-feb. 1997.
- [18] G.B. Kliman, W.J. Permerlani, B Yazici, R.A. Koegl, J.Mazereeuw, "Sensorless, online motor diagnostics", IEEE computer application in power, Vol. 10, Issue 2, pp.39-43, April 1997.
- [19] S. Barker, "Avoiding premature bearing failure with inverter fed induction motors", Power engeneering journal, Vol.14, Issue 4, pp.182-189, Aug.2000.
- [20] <https://www.google.com/url?sa=i&ret=j&q=&esrc=s&source=images&cd=&cad=rja&uact=8&ved0ahUKEwi2wJn27NTNAhVFNxQKHZ76DnoQjRwIBw&url=http%3A%2>
- [21] Belhadj Saad <<diagnostique des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande >>LGEB de l'université de Biskra 2014.défaut statorique
- [22] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in threephase squirrel cage induction motors" IEEE transactions on industry applications, Vol.28 no.4, pp 921-937, Aug 1992.
- [23] G. B. Kliman, W. J. Permerlani, R. A. Koegl, "A new approach to on-line turn fault detection in ac motors", IEEE-IAS Conf., 1996.
- [24] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in threephase squirrel cage induction motors" IEEE transactions on industry applications, Vol.28 no.4, pp 921-937, Aug 1992.

- [25] C. Gerada ; K.J Bradley, "Integrated PM machine design for an aircraft EMA", Industrial electronics, IEEE transactions on, Volume 55, Issue 9, Page(s):3300 – 3306, Sept. 2008.
- [26] F.Babaa "Modélisation et diagnostic des machines asynchrones : Application à la détection de défaut", Université Mentourie Constantine.
- [27] R. Casimir "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes", thèse de doctorat, Ecole Central de Lyon, 2003.
- [29] Y. Saker "Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut", thèse magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2012.
- [30] M. Sahraoui"Contribution au diagnostic d'une machine asynchrone triphasée à cage", thèse magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2003.
- [31] J. S. Hsu "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", IEEE transactions on industry applications, Vol. 31, No.5, Sept. /Oct. 1995, pp. 1016-1021.
- [32] M. Sahraoui "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", thèse de doctorat, Université de Biskra, Déc. 2010.
- [33] L. Baghli "Contribution à la commande de la machine asynchrone par estimation paramétriques", thèse de doctorat, Université de Poitier, 2002.
- [34] B.Moniam ben khader "Diagnostic de défaut de la machine asynchrone par réseaux de neurones", thèse de doctorat, Génie électrique, Tunis, 2009.
- [35] L. Ljung "System identification : Theory for the user", 2nd ed, PTR Prentice Hall Saddle River, N.J., 1999.
- [36] M. Khelif"Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants d'électronique de puissance", thèse de doctorant, Ecole Centrale de Lyon, CEGELY, 1994.
- [37] R.E. Kalman and R.S. Bucy "New results in linear filtering and prediction theory", Transactions of ASME Journal of Basic engineering, Vol.83D, pp.35-45, March 1961.
- [38] M.S. Naït-saïd, M.E.H. Benbouzid et A. Benchaïb "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensor less estimation", IEEE transactions on energy conversion, Vol.15, no.1, pp. 66-70, Mars 2000.

- [39] M. Gaouaoui "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à la machine asynchrone", thèse de magister. Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. Algérie 2012.
- [40] V. Devanneaux, 'Modélisation des machines asynchrones triphasés à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic', thèse de doctorat, INPT, France, 2002.
- [41] A. Abdallah Ali, J. Regnier, J. Faucher, 'Simulation of internal faults in permanent magnet synchronous machines', 6th International conference on power electronics and drive systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005.
- [42] Jawad Ahmed Farooq "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents " thèse de doctorat université de technologie de Belfort-Montbellard Année 2008.
- [43] M^{lle} Yassa, « modélisation des machines asynchrones didier au diagnostic des defaults de court-circuit inter – spires et des cassures de barres et d'anneaux », thèse de magister, Université Mouloud Mammeri – tizi ouzou, 2008