

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE

THESE DE DOCTORAT

En Electrotechnique

Présentée par

YASSA NACERA

Ingénieur UMMTO
Magister UMMTO

Détection des défauts dans les systèmes de conversion d'énergie polyphasés

Thèse soutenue le 23/09/2018 devant le jury d'examen composé de :

HAMMOUCHE KAMEL
RACHEK M'hemed
BENSAID Samir
BENYAHIA Nabil
BENTARZI Abdelhamid
HOUACINE Hamza
BECHERIF Mohamed

Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou
Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou
Professeur, Université Akli Mohand OULHADJ, Bouira
MCA, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou
Professeur, Université Mhamed Bouguerra, Boumerdès
MCA, Université Mohand Oulhadj, Bouira
Maitre de conférences -HDR à l'UTBM - France

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

2018

Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de monsieur M'hemed RACHEK, Professeur au Département d'Electrotechnique, à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. Je tiens à lui exprimer ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée et pour l'intérêt qu'il a constamment porté à mes travaux, ainsi que pour ses conseils et suggestions à travers de fructueuses discussions, je ne saurai comment lui exprimer ma profonde gratitude.

J'adresse mes sentiments les plus respectueux et remerciements à tous les membres de jury : - Monsieur, KAMEL HAMMOUCHE professeur au Département d'Automatique, à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour l'honneur qu'il me fait de présider le Jury de cette thèse, et pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail

Monsieur Samir BENSALID, professeur au Département de Génie Electrique, à l'université AKLI MOHAND OULHADJ de Bouira, pour l'honneur qu'il me fait d'être membre de jury et examinateur de cette thèse.

Monsieur Hamza HOUACINE, professeur au Département de Génie Electrique, à l'université AKLI MOHAND OULHADJ de Bouira, pour l'honneur qu'il me fait d'être membre de jury et examinateur de cette thèse.

Monsieur Nabil BENYAHIA, maitre de conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou,, pour l'honneur qu'il me fait d'être membre de jury et examinateur de cette thèse.

Monsieur, Mohamed BECHERIF maître de conférences H.D.R à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard (UTBM) en France, pour son aide durant la réalisation de ce travail et l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être membre de jury.

Monsieur Abdesslem DJERDIR, maître de conférences H.D.R à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard (UTBM) en France pour son aide, et de m'avoir reçu plusieurs fois au niveau du Laboratoire où il exerce ainsi que pour ses très grandes qualités humaines.

Liste des abréviations et symboles

Chapitre I

DTC	Contrôle Direct du Couple.
FOC	Contrôle de Flux Orienté.
MCC	Machine à Courant Continu.
MAS	Machine Asynchrone.
MRV	Machine à Reluctance Variable.
RFPM	Machine Aimants Permanents à Flux Radial.
AFPM	Machine Aimants Permanents à Flux Axial.
CEMC	Méthode par les équations des C ircuits E lectriques M agnétiquement C ouplés.
CEMC-SA	Méthode CEMC Semi-Analytique.
CEMC-A	Méthode CEMC Analytique.
MRR	Méthode par les R éseaux de R éluctances.
MEF	Méthode numérique par les E léments F inis.
FMM	Force Magnétomotrice.
FEM	Force Electromagnétique.
ABCDE	Repère Penta-Phasé.
MA	Machine Asynchrone.
PSD	Densité spectrale de puissance.
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
FFT	Transformée de Fourier Rapide.
DFT	Transformée de Fourier Discrète.
MCSA	Analyse des courants statoriques
SPM	Machine à Pôles Lisses.
IPM	Machine à Pôles Saillants
FPGA	Field-Programmable Gate Array
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
S	Surface fermée.
Ω	Surface enfermée par un contour.
μ_0	Perméabilité magnétique de l'air.

B	Induction magnétique.
H	Champ magnétique.
φ	Flux magnétique.
A_g	Surface de l'entrefer.
l_{AP}	Longueur de l'aimant.
A_{AP}	Surface de l'aimant (m^2).
f_h	Fréquence des harmoniques d'encoches rotoriques.
f_{cc}	Fréquence caractéristique du défaut de court-circuit.
f_b	Fréquence caractéristique du défaut de barres.
f_{int}	Fréquence de vibration relative au défaut de bague intérieure.
f	Fréquence de vibration relative au défaut de bague extérieure.
f_d	Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité dynamique.
f_m	Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité mixte.
ν	L'ordre des harmoniques de temps de la F.M.M.
nd	Degré d'excentricité dynamique.
nB	Nombre d'éléments roulant du roulement.
DB	Diamètre des billes.
Dc	La distance entre les centres des billes diamétralement opposées.
θ	L'angle de contact des bielles avec les bagues du roulement.

Chapitre II

$[V_s]$	Vecteurs des courants statoriques.
$[I_s]$	Vecteurs des courants statoriques.
$[I_r]$	Vecteurs des courants rotoriques.
$[R]$	Matrice globale des résistances de la machine.
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotoriques.
$[L_s]$	Matrice d'inductance statorique.
$[\varphi_s]$	Flux qui traverse les bobines statoriques.
$[\varphi_r]$	Flux qui traverse les bobines rotoriques.
$[\varphi_{abc}^m]$	Vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les enroulements statoriques.
W_{mag}	Energie magnétique.
P_{meca}	Puissance mécanique.
P_J	Puissance Joules.

P_{in}	Puissance instantanée.
P_{mag}	Puissance magnétique.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant de charge.
f_v	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
η_p	Nombre de paires de pôles.
L_m	Inductance magnétisante d'une phase.
$F_{s_i}^{cc}$	Coefficient de court-circuit.

Chapitre III

V_{ijk}	Tension aux bornes une spire.
I_{ijk}	Courant dans une spire.
r_{ij1}	Résistance d'une spire.
L_{ij1}	Résistance d'une spire
R_{ij}	Résistance d'une bobine.
L_{ij}	Inductance d'une bobine.
R_i	Résistance d'une phase.
L_i	Inductance d'une phase.
$[V]_{ij}^{spires}$	Vecteur de tensions des spires.
$[I]_{ij}^{spires}$	Vecteur des courants des spires.
$[R]_{s1}^{spires}$	Matrice des résistances des spires d'une spire.
$[M]_{12 \leftarrow 31}^{spires}$	Matrice des inductances mutuelles des spires.
$[\varphi]_{ij}^{spires}$	Vecteur flux des spires constituant une bobine.
$[V]_{ij}^{bob}$	Vecteur tension d'une bobine de N_s spire.
$[I]_{ij}^{bob}$	Vecteur courant d'une bobine de N_s spire.
$[\varphi]_{ij}^{bob}$	Vecteur flux d'une bobine de N_s spire.

$[D]_{ij}^{spires \leftarrow bob}$ Matrice de passage spires bobine.

$[D]_i^{bob \leftarrow ph^t}$ Matrice de passage bobine phase.

Chapitre IV

- φ_{ssj} Flux propre des bobinages statoriques.
- φ_{ssij} Flux mutuelle des enroulements du stator.
- φ_{srjk} Flux mutuelle stator-rotor.
- $L_{\sigma sj}$ Inductance de fuite de la $j^{\text{ième}}$ phase statorique.
- L_{ssj} Inductance propre de la $j^{\text{ième}}$ phase statorique.
- L_{srjk} Inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique.
- L_{srjk} L'inductance mutuelle entre la phase j du stator et la phase k du rotor et le flux s'exprime en fonction du courant rotorique i_{rk} de la phase
- $\alpha = \frac{2\pi}{m_s}$ Angle entre deux phases statoriques
- L_{rp} Inductance de magnétisation de chaque maille rotorique,
- L_b Inductance de fuite d'une barre rotorique
- L_e Inductance de fuite d'uttn segment de l'anneau de court-circuit respectivement.
- M_{rr} Inductance mutuelle entre deux mailles rotorique,
- L_{sf} Inductance de fuite statorique.
- L_{BA} Inductance mutuelle entre l'enroulement B et A .
- L_b Inductance de fuite d'une barre rotorique.
- L_e Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit.
- L_{mr} Inductance de magnétisation d'une maille rotorique.
- L_{ss} Inductance de magnétisation d'une phase statorique.
- L_{sf} Flux de fuite d'une phase statorique.
- φ_{BA} Flux mutuelle total entre deux enroulements A et B.
- F Force magnétomotrice.
- e Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer.
- e_0 Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique.
- g Glissement.
- r Rayon moyen de l'entrefer de la machine symétrique.
- R_b Résistance d'une barre rotorique.
- R_e Résistance d'un anneau de court-circuit.
- θ Angle de contact entre la bille et les bagues.

L_{ls}	Inductance de fuite d'un enroulement statorique.
L_m	Inductance de magnétisation.
L_{ms}	Inductance de magnétisation des enroulements statoriques.
ω_r	Vitesse de rotation.
θ_r	Position angulaire de rotor.
$R_{scontact}$	Résistance de la branche de court-circuit.
R_{sd}	Résistance effective de la branche court-circuitée.
$V_{scontact}$	Tension de la branche de court-circuit.
V_{sd}	Tension de la branche court-circuitée.
$I_{scontact}$	Courant dans la branche de court-circuit.
I_{sd}	Courant dans la branche court-circuitée.
cc	Fraction des spires court-circuitées
ω_s	Pulsation statorique.
ϕ	Fraction Ouverture angulaire.
J	Densité de courant.
TJ	Moment d'inertie totale.
i	Courant électrique.
l	Longueur active de la machine.
N_{si}	Nombre de tours de la bobine i de l'enroulement A.
q	Nombre de bobines de l'enroulement A.
p	Nombre de bobines de l'enroulement B.
$N(\phi)$	Fonction d'enroulement.

Liste des figures

Chapitre. I

Figure. I.1	Composants principaux d'un véhicule hybride électrique.	04
Figure. I.2	Exemple d'un bobinage croisé réparti.	09
Figure. I.3	Exemple d'un bobinage croisé concentré.	10
Figure. I.4	Photo d'un bobinage sur plots.	10
Figure. I.5	Bobinage sur plots.	11
Figure. I.6	Structures à flux radial	12
Figure. I.6	Structures à flux radial	12
Figure. I.7	Structures à flux axial.	13
Figure. I.8	Aimants à concentration de flux.	14
Figure. I.9	Rotor à cage d'écureuil	15
Figure. I.10	Classification des défauts selon leurs origines.	19
Figure. I.11	Evolution des statistiques des pannes dans les machines asynchrones pour une décennie.	20
Figure. I.12	Illustration de la répartition des modes de défaillance au sein d'un variateur de vitesse conventionnel dans le domaine de l'industrie pour une gamme de quelques kW à une centaine de kW.	21
Figure. I.13	Détérioration typiques d'isolation menant à des courts-circuits dans les enroulements statoriques de la machine asynchrone.	22
Figure. I.14	Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques ...	23
Figure. I.15	Vue éclatée d'un roulement à billes	24
Figure. I.16	(a). Excentricité statique. (b) Excentricité dynamique. (c) Excentricité mixte	25
Figure. I.17	Défaut de cassure de barres rotoriques	26
Figure. I.18	Défaut de cassure de rupture d'anneaux de cc	27
Figure. I.19	Courbe B(H) d'un matériau magnétique typique – Cycle d'hystérésis.	28
Figure. I.20	Exemple d'une MSAPFA à simple entrefer	29
Figure. I.21	Courbe de désaimantation des matériaux magnétiques.	30
Figure. I.22	Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques.	31
Figure. I.23	Spectre de courants statoriques.	34
Figure. I.24	Vue en coupe d'un roulement.	35
Figure. I.25	Mesure du flux magnétique de dispersion radial.	37
Figure. I.26	Mesures de flux magnétique de dispersion axial.	37
Figure. I.27	Spectre du couple électromagnétique.	38
Figure. I.28	Spectre de la puissance instantanée.	39

Chapitre. II

Figure. II.1	Le modèle éléments finis 2D pour la machine MA.	41
Figure. II.2	Analogie entre circuit électrique et circuit magnétique.	41
Figure. II.3	Reluctances équivalentes des différentes parties magnétiques du MRV.	42
Figure. II.4	Approches possibles de modélisation de machines électriques sous forme du front de Pareto	44
Figure. II.5	Représentation symbolique d'une machine synchrone bipolaire	47
Figure. II.6	Flux en fonction du courant	49
Figure. II.7	Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents.	53

Figure.II.8.	Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents en mode de défauts de court-circuit.	61
Figure.II.9.	Organigramme de résolution de système différentiel.	64
Figure.II.10.	Vitesse de rotation à vide.	65
Figure.II.11.	Couple électromagnétique à vide.	66
Figure.II.12.	Couple électromagnétique en régime à vide et en charge	66
Figure.II.13.	Vitesse de rotation en régime à vide et en charge.	67
Figure.II.14.	Courants statoriques à vide.	67
Figure.II.15.	Courants statoriques à demi-charge.	68
Figure.II.16.	Courants statoriques (simulation en plein charge).	68
Figure.II.17.	Vitesse de rotation	69
Figure.II.18.	Vitesse de rotation	69
Figure.II.19.	Vitesse de rotation	70
Figure.II.20.	Couple électromagnétique	70
Figure.II.21.	Couple électromagnétique.	70
Figure.II.22.	Courants statoriques dans le cas de 5% en cc dans la phase a.	71
Figure.II.23.	Courants statoriques dans le cas de 10% en cc dans la phase A.	71
Figure.II.24.	Courants statoriques dans le cas de 15% en cc dans la phase a.	72
Figure.II.25.	Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents penta-phasée.	72
Figure.II.26.	Schéma équivalent électrique d'une MSAP pentaphasée.	75
Figure.II.27.	Vitesse de rotation	79
Figure.II.28.	Couple électromagnétique	79
Figure.II.29.	Courants statoriques.	80
Figure.II.30.	Courants statoriques.	80
Figure.II.31.	Evolution de la vitesse de rotation en fonction de nombre de spires en cc	81
Figure.II.32.	Evolution de couple électromagnétique de rotation en fonction de nombre de spires en cc	81
Figure.II.33.	Vitesse de rotation en fonction de nombre de phases en cc	81
Figure.II.34.	Couple électromagnétique en fonction de nombre de phase en défaut	82
Figure.II.35.	Courants statoriques pour % 5 de spires en cc	82
Figure.II.36.	Courants statoriques pour % 10 de spires en cc Dans la phase a.	83
Figure.II.37.	Courants statoriques pour % 5 de spires en cc Dans la phase a et la phase b.	83
Figure.II.38.	Courants statoriques pour % 10 de spires en cc Dans la phase a et la phase b.	83
Figure.II.39.	Forme de la F.E.M dans le cas de 5% spire en cc dans la phase a.	84
Figure.II.40.	Forme de la F.E.M dans le cas de 10% spire en cc dans la phase.	84
Figure.II.41.	Forme de la F.E.M dans le cas de 15% spire en cc dans la phase a et b	84
Figure.II.42.	Spectre du courant en régime sain.	85
Figure.II.43.	Spectre du courant dans le cas de 5% de spire en cc dans la phase a.	86
Figure.II.44.	Spectre de courant dans le cas de 10% de spires en cc dans la phase a.	86
Figure.II.45.	Spectre de courant dans le cas de 15% de spires en cc Dans la phase a.	86
Figure .II 46.	Spectre de courant statorique dans le cas de 5% de spires en cc dans la phase a et b.	87

Chapitre. III

Figure.III.1.	Modèle électrique d'une spire.	90
Figure.III.2.	Modèle électrique d'une bobine comportant N_s spires.	91

Figure.III.3.	Modèle électrique d'une phase à p paires de pôles.....	93
Figure.III.4.	Modèle électrique d'un stator d'une MSAP.....	96
Figure.III.5.	Modèle électrique d'une bobine avec un défaut de court-circuit de n_{ijk}^d spires.....	101
Figure.III.6.	Les boucles adoptées pour une bobine en défaut	102
Figure.III.7.	Modèle d'une phase en présence de C-C (Nbob.....)	104
Figure.III.8.	Evolution de la vitesse en fonction de nombre de spires en cc.....	106
Figure.III.9.	Evolution de couple électromagnétique en fonction de nombre de spires en cc.....	107
Figure.III.10.	Incidence d'un court-circuit sur le courant dans les phases saine à mi charge	107
Figure.III.11.	Incidence d'un court-circuit sur la phase en défaut à mi charge.....	108
Figure.III.12.	Incidence d'un court-circuit sans limitation le courant de défaut à plein charge.....	108
Figure.III.13.	Courant dans la phase en défaut sans limitation le courant de défaut à pleine charge.....	109
Figure.III.14.	Courant de cc sans limitation de courant de défaut à mi charge	109
Figure.III.15.	Courant de cc avec limitation de courant de défaut à mi charge.....	110
Figure.III.16.	Analyse spectrale du courant dans la phase 1.....	110
Figure.III.17.	Analyse spectrale du courant dans la phase en défaut pour 5% de spires en cc à mi-charge.....	111
Figure.III.18.	Densité spectrale de puissance du courant dans une phase saine à demi charge.....	111
Figure.III.19.	Analyse spectrale de courant d'une phase saine pour 10% de spires en cc à mi charge	111
Figure.III.20.	Analyse spectrale de courant d'une phase saine pour 10% de spires en cc à demi charge.....	112
Figure.III.21.	Densité spectrale de puissance du courant pour 15%.....	112
Figure.III.22.	Analyse spectrale de courant dans une phase saine (15%).....	112
Figure.III.23.	Analyse spectrale de courant dans la résistance Rcc (5%).....	113
Figure.III.24.	Incidence de nombre de spires en cc sur l'amplitude des harmoniques de rang 3 et 5.....	113

Chapitre. IV

Figure.IV.1.	Représentation schématique d'une machine asynchrone à n phases	116
Figure.IV.2.	Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé.....	120
Figure.IV.3.	Court circuit de la phase bs du stator.....	123
Figure.IV.4.	Circuits électriques adoptés pour la modélisation des trois phases statorique	126
Figure.IV.5.	Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique.....	127
Figure.IV.6.	Induction produite par une maille.....	131
Figure.IV.7.	Position de la maille rotorique k par rapport à une phase statorique.....	132
Figure.IV.8.	Schéma de fonctionnement d'un rotor en défaut.....	134
Figure.IV.9.	Schéma équivalent de la cage rotorique avec une barre cassée.....	135

Figure.IV.10. Schéma équivalent de la cage rotorique avec une rupture d'un segment d'anneau.....	135
Figure.IV.11. Vitesse de rotation	137
Figure.IV.12. Couple électromagnétique	137
Figure.IV.13. Courants rotoriques.....	137
Figure.IV.14. Courant des trois phases statoriques.....	138
Figure.IV.15. Courants statorique pour un défaut de 12 spires en cc dans la phase1	139
Figure.IV.16. Courants statorique pour un défaut de 24 spires en cc dans la phase1	139
Figure.IV.17. Courants statorique pour un défaut de 48 spires en cc dans la phase 1	139
Figure.IV.18. Vitesse de rotation pour un défaut de 12 spires en cc.....	140
Figure.IV.19. Vitesse de rotation pour un défaut de 24 spires en cc.....	140
Figure.IV.20. Vitesse de rotation pour un défaut de 48 spires en cc.....	141
Figure.IV.21. Couple électromagnétique pour un défaut de 12 spires en cc.....	141
Figure.IV.22. Couple électromagnétique pour un défaut de 24 spires en cc.....	142
Figure.IV.23. Couple électromagnétique pour un défaut de 48 spires en cc.....	142
Figure.IV.24. Courants rotoriques pour un défaut de 12 spires en cc.....	143
Figure.IV.25. Courants rotoriques pour un défaut de 24 spires en cc.....	143
Figure.IV.26. Courants rotoriques pour un défaut de 48 spires en cc.....	143
Figure.IV.27. Courant de court circuit pour un défaut de 12 spires en cc. cc.....	144
Figure.IV.28. Courant de court circuit pour un défaut de 24 spires en cc.....	144
Figure.IV.29. Analyse spectrale de I_{ph1} pour 36 spires en cc dans la phase à faible charge.....	144
Figure.IV.30. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à faible charge.....	145
Figure.IV.31. Analyse spectrale de I_{s1} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à demi-charge.....	145
Figure.IV.32. Analyse spectrale de I_{s1} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à demi-charge.....	145
Figure.IV.33. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase S_1 à demi-charge.....	146
Figure.IV.34. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à plein charge.....	146
Figure.IV.35. Vitesse de rotation	148
Figure.IV.36. Couple électromagnétique à vide en charge	148
Figure.IV.37. Courant statorique.....	148
Figure.IV.38. Courants rotoriques.....	149
Figure.IV.39. Vitesse de rotation en fonction de nombre de barres cassées.....	150
Figure.IV.40. Incidence de nombre de barres sur la vitesse de rotation.....	150
Figure.IV.41. Couple électromagnétique.....	151
Figure.IV.42. Couple électromagnétique	151
Figure.IV.43. Couple électromagnétique.....	151
Figure.IV.44. Courants statoriques en régime de défauts de cassure de barres.....	152
Figure.IV.45. Courants rotoriques dans le cas d'une cassure de la barre N°10	153
Figure.IV.46. Courant d'anneau de cc.....	153
Figure.IV.47. Courants rotoriques en défaut de cassures de barres	153
Figure.IV.48. Evolution des courants statoriques.....	154
Figure.IV.49. Evolution des courants statoriques.....	154
Figure.IV.50. Evolution des courants statoriques	155
Figure.IV.51. Evolution des courants statoriques	155
Figure.IV.52. Vitesse de rotation avec 5% de spires en cc.....	156

Figure.IV.53.	Vitesse de rotation avec 10% de spires en cc	156
Figure.IV.54.	Vitesse de rotation avec 20% de spires en cc.	156
Figure.IV.55.	Vitesse de rotation.	157
Figure.IV.56.	Courants dans les barres rotoriques en régime de défaut de cc inter-spires.	158
Figure.IV.57.	Représentation de l'excentricité statique.	159
Figure.IV.58.	Représentation de l'excentricité dynamique.	160
Figure.IV.59.	Courants statoriques.	161
Figure.IV.60.	Analyse spectrale des courants statoriques à pleine charge.	162
Figure.IV.61.	Analyse spectrale des courants statoriques à demi -charge.	163
Figure.IV.62.	Analyse spectrale de couple électromagnétique à faible charge	164
Figure.IV.63.	Analyse spectrale de couple électromagnétique à demi-charge.	164
Figure.IV.64.	Analyse spectrale de couple électromagnétique à pleine charge.....	165
Figure.IV.65.	Analyse spectrale de la vitesse mécanique à faible-charge.	166
Figure IV.66.	Analyse spectrale de la vitesse mécanique à demi-charge.	166
Figure.IV.67.	Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.....	167
Figure.IV.68.	Analyse spectrale de module de Park à pleine charge.....	168
Figure.IV.69.	Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.....	168
Figure.IV.70.	Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.....	169
Figure.IV.71.	Analyse spectrale du courant statorique à 50% de charge.....	170
Figure.IV.73.	Analyse spectrale du courant statorique à 75% de charge	170

Chapitre I

Etat de l'art sur les défaillances dans les machines électriques

I.1. Introduction.....	04
I.2. Les exigences des systèmes industriels d'aujourd'hui	04
I.3. Les machines multi-phasés	06
I.4. Intérêt des machines multi-phasées.....	06
I.5. Conception des machines multi-phasés	08
I.6. Différentes topologies des machines polyphasées	08
I.6.1. Structures statoriques	08
I.6.1.1. Bobinage croisé réparti.....	08
I.6.1.2. Bobinage croisé concentré	09
I.6.1.3. Bobinage sur plots	10
I.6.2. Structures rotoriques	12
I.6.2.1. Structures des MSAP à flux radial (RFPM)	12
I.6.2.1.1. Rotor à aimants en surface (SPM)(machine à pôles lisses)...	12
I.6.2.1.2. Rotor à aimants insérés.....	13
I.6.2.1.3. Rotor à aimants enterrés (IPM)(machine à pôles saillants)...	13
I.6.2.2. Structures à flux axial (AFPM)	13
I.6.2.3. Bobinage à pas fractionnaire	14
I.6.2.4. Rotor à cage d'écureuil.....	14
I.7. Sûreté de fonctionnement des machines électrique	15
I.7.1. Défauts et défaillances des machines électriques	15
I.7.1.1. Définition d'un défaut	15
I.7.1.2. Définition d'une défaillance	16
I.7.2. Notion de sûreté de fonctionnement	16
I.7.2.1. Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité	17
I.7.3. Mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	17
I.7.3.1. Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	17
I.8. Classification des défauts électriques	18
I.9. Défauts dans les machines électriques	19
I.9.1. Répartition.....	19
I.9.1.1. Machines	19
I.9.1.2. Convertisseurs statiques	20
I.9.2. Défauts statoriques	21
I.9.2.1. Les courts- circuits internes.....	21
I.9.2.2. Conséquences des défauts statoriques	22
I.9.3. Défauts rotoriques	24
I.9.3.1. Défauts de roulements	24
I.9.3.2. Excentricité.....	25
I.9.3.3. Défauts de rupture de barres et d'anneau de court-circuit.....	26
I.9.3.4. Défauts des aimants (Désaimantation)	27
I.9.4. Défaillance affectant les convertisseurs de puissance	30
I.10. Méthodes de diagnostic des machines électriques	32

I.10.1. Les méthodes de connaissance	32
I.10.2. Les méthodes de redondances analytiques	32
I.10.3. Les méthodes par modélisation de signaux	33
I.10.3.1. Analyse des défauts par analyse des courants statoriques	33
I.10.3. 2. Utilisation des différents signaux autre que le courant statorique....	36
I.11. Conclusion	39

Chapitre II

Modélisation des machines synchrones à aimants permanents polyphasées

II.1. Introduction	40
II.2. Modélisation des machines électriques	40
II.2.1. Méthode des éléments finis.....	40
II.2.2. Méthode des réseaux de permeances	41
II.2.3. Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés	42
II.2.3.1. Semi-Analytique (CEMC-SA).....	43
II.2.3.2. Analytique (CEMC-A).....	43
II.3. Modélisation des machines polyphasées	45
II.4. Mise en équation de la Machine polyphasée dans le repère nature	45
II.4.1. Hypothèses de départ	45
II.4.2. Mise en équations	47
II.4.2.1. Equations Electriques.....	47
II.4.2.2. Equations magnétiques	48
II.4.2.3. Energie magnétique emmagasinée.....	49
II.4.2.4. Génération du couple électromagnétique.....	50
II.4.2.5. Equation de mouvement.....	51
II.4.2.6. Représentation d'état.....	52
II.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée dans le repère naturel (a, b, c).....	53
II.5.1. Représentation schématique de la (MSAP) triphasée	53
II.5.2. Modèle de la (MSAP)	53
II.5.3. Expression du couple électromagnétique	55
II.5.4. Modèle d'état	55
II.6. Cas d'une machine à pôles lisses.....	59
II.6.1. Expression du couple électromagnétique	59
II.6.2. Etablissement de modèle d'état	59
II.7. Modélisation des défauts	60
II.8. Résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents.....	65
II.8.1. Résultats du fonctionnement en mode sain.....	65
II.8.2. En mode de défaut	69
II.9. Application à une machine penta-phasée dans le repère (<i>abcde</i>).....	72
II.10. Modèle général de la machine synchrone penta-phasée en présence de défaut	75
II.11. Résultats de simulation de la machine penta-phasée	78
II.13. Conclusion	87

Chapitre III

Modélisation multi-spires de la machine à aimants permanents

III.1. Introduction	89
III.2. Modélisation multi-spires du stator	89
III.2.1. Modèle électrique d'une spires	89
III.2.2. Modèle électrique d'une bobine	90
III.2.2.2. Mise en équation	91
III.2.1.2. Matrice de passage spires bobine.....	92
III.2.2. Modèle électrique d'une phase	93
III.2.2.1. Modèle électrique.....	93
III.2.2.2. Mise en équation	93
III.2.2.3. La matrice de passage $[D]_i^{bob \leftarrow ph}$	94
III.3. Application de modèle multi spires à une machine synchrone à aimants permanents triphasée	96
III.3.1. Modèle électrique	96
III.3.2. Mise en équation.....	96
III.3.3. La matrice de passage . $[D]_s^{spires \leftarrow bob}$	97
III.3.4. La matrice de connexion $D_s^{bob \leftarrow ph}$	99
III.4. Défaut de court-circuit de spires au sein de la même phase.....	101
III.4.1. Principe de modélisation	101
III.4.1.1. Modèle électrique d'une bobine en cc	101
III.4.1.2. Mise en équation	102
III.4.1.3. Prise en considération de la topologie électrique.....	102
III.5. Modèle global du stator.....	104
III.6. Modèle global de la machine MSAP.....	105
III.7. Résultats de simulation.....	106
III.8. Analyse fréquentielle.....	110
III.9. Conclusion.....	114

Chapitre IV

Modélisation des machines asynchrones polyphasées dédiées au diagnostic des défauts

IV.1. Introduction	115
IV.2. Modèle de la machine asynchrone polyphasée dans le repère naturel.....	115
IV.2.1. Hypothèses de départ	115
IV.2.2. Equation du stator	116
IV.2.3. Equations au rotor.....	117
IV.2.4. Expression du couple électromagnétique	120
IV.3. Application à une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné	120
IV.3.1. Représentation de modèle	120
IV.3.2. Equations électriques de la machine	121
IV.3.3. Expression du couple électromagnétique	122
IV.3.4. Etablissement du modèle d'état.....	122
IV.4. Modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné avec défaut de court- circuit.....	122
IV.4.1. Modélisation dans le repère triphasé dans le repère naturel.....	123

IV.4.2 Représentation d'état de modèle de défaut.....	125
IV.5. Application à une machine asynchrone à cage d'écureuil	125
IV.5.1 Modélisation du stator	125
IV.5.2. Modélisation du rotor	126
IV.5.3. Expression du couple électromagnétique	129
IV.5.4. Système d'équation global	129
IV.6 Calcul des inductances et des mutuelles	130
IV.6.1 Inductances statoriques.....	130
IV.6.2 Inductances rotoriques.....	131
IV.6.3 Inductances stator-rotor	132
IV.7. Défaut de cassure de barres rotoriques.....	133
IV.7.1. Modélisation de la MAS en présence de rupture de barres au rotor	134
IV.7.2. Rupture d'une portion d'anneaux de court circuit	135
IV.8. Simulation des modèles de la machine asynchrone	135
IV.8.1. Paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné	136
IV.8.2. Résultats de simulation de la machine asynchrone à rotor bobiné.....	136
IV.9. Analyse fréquentielle	145
IV.10. Simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	147
IV.10.1. Simulation de la M.A.S à cage en présence des défauts rotoriques	147
IV.10.2. Caractéristiques mécaniques	151
IV.10.3. Courants dans les phases statoriques.....	153
IV.10.4. Courants dans les barres rotoriques.....	154
IV.11. Etude de la machine en présence des défauts de court-circuit	155
IV.12. Modélisation de la MAS en présence de défauts Mécaniques.....	160
IV.12.1. Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité statique et dynamique.....	160
IV.12.2. Excentricité dynamique	162
IV.13. Analyse fréquentielle	162
IV.13.1. Étude de défauts de rupture des barres rotoriques.....	162
IV.14. Etude de l'excentricité dynamique.....	170
IV.15. Conclusion	173

Introduction générale

L'étude préalable de la sûreté de fonctionnement dont découlent les notions de sécurité, fiabilité, disponibilité, tolérance aux pannes et maintenabilité était absente dans les années 80. Dès 1930, les premières recherches d'informations et statistiques sur les moteurs et les accidents des appareils dans les transports aériens commencent à apparaître. En 1940, aux Etats-Unis, de nouvelles techniques de fiabilité permettent d'augmenter considérablement la durée de vie des moteurs des locomotives. Dans les années 1960, les industries aéronautiques et spatiales effectuent les premières analyses relatives aux défaillances de composants [1].

Depuis 1979, les outils de sûreté de fonctionnement se sont développés dans les industries nucléaires et pétrochimiques qui procèdent à leurs premières analyses de risque et sûreté de fonctionnement. Celles-ci sont, par la suite, introduites dans différents secteurs d'activités tels que la chimie, le ferroviaire, l'automobile et l'ensemble des grands secteurs industriels. Ce développement des techniques de sûreté de fonctionnement et de sa réglementation ont augmenté l'intérêt des industriels et des laboratoires de recherche pour améliorer les moyens de couverture des risques ainsi que la disponibilité de leurs systèmes. Cela a contribué au développement des techniques de tolérance aux pannes [1].

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine (cas de raies d'un spectre). C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant, car elle induit plusieurs états sains [2].

Une difficulté supplémentaire réside dans le fait que l'état supposé sain n'est pratiquement jamais connu avant l'apparition de la défaillance, car l'exploitant de la machine n'a pas pris la précaution de faire les relevés correspondants pour caractériser la machine (ou alors des modifications ont été apportées entre-temps).

Les machines électriques font partie des éléments principaux dans la plupart des applications citées. Elles le sont aussi dans les véhicules d'aujourd'hui quand il s'agit d'une électrification de la motorisation. Une machine électrique tolérante aux pannes est une machine qui permet la continuité de service quand un défaut apparaît. Quand il s'agit de défauts sur les phases de la machine, la redondance des phases de la machine permet un accroissement de la disponibilité car le couple est produit par les phases saines. On parle, alors, de machines électriques polyphasées ou multi-phasés.

Les premières réalisations des machines polyphasées (non multi-étoiles et avec un nombre de phases supérieur à trois) sont apparues en 1969. Dans un premier temps, l'enjeu était d'accroître la puissance en la répartissant sur un nombre de phases élevé puis d'améliorer la discrétion vibratoire et donc le confort. Elles ont été ensuite étudiées en 1980 afin d'améliorer la disponibilité des motorisations électriques [3]. De nos jours, les aspects de répartition de la puissance sont bien maîtrisés. La conception et la commande des machines polyphasées sont de plus en plus ciblées vers l'amélioration de la tolérance aux pannes afin d'atteindre une meilleure disponibilité.

La modélisation et la simulation des machines électriques a fait l'objet de nombreux travaux de recherche, que ce soit dans le but de dimensionnement, de la commande ou du diagnostic. La diversité des objectifs a fait apparaître plusieurs techniques de modélisation et d'outils de simulation, dont chaque type de modélisation est plus ou moins adapté à un domaine plus que les autres. Mais ces outils sont souvent trop spécifiques à une topologie ou une machine bien déterminée.

Afin d'avoir des modèles plus fins et plus réalistes nous pouvons avoir recours à des techniques se basant sur la modélisation par éléments finis. Ces modèles assez précis sont très complexes à mettre en œuvre et ne sont pas adaptés pour la modélisation que ce soit en vue de la commande ou du diagnostic de quelques défauts d'une machine asynchrone.

Pour prendre en compte la géométrie de la machine, sans utiliser la modélisation par éléments finis, il existe une méthode analytique des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*) qui permettent de considérer chaque partie des bobinages en fonction du nombre de paires de pôles, pour le stator du nombre d'encoches par pôle et par phase, pour le rotor du nombre de barres. Les deux principaux inconvénients de cette méthode, est que la description du modèle devient vite très complexe par la taille des matrices et qu'elle est unique pour chaque machine (comme pour la méthodes par éléments finis). En plus, lorsque l'on veut modéliser un défaut (type court-circuit statorique), il faut redéfinir toutes les matrices de description. Mais, la description de ces matrices (avec ou en présence de défaut) suit une méthodologie bien précise qui dépend essentiellement des éléments géométriques de la machine.

Dans ce contexte, mes travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre de détection des défauts dans les machines électriques, Quatre chapitres sont ainsi proposés dans cette thèse :

Le premier chapitre définit et rappelle le fonctionnement et les propriétés des machines polyphasées, tant en fonctionnement normal qu'en régime d'alimentation dégradée. La sûreté de fonctionnement est ainsi introduite. Par son biais, nous présenterons les différents aspects qui la composent (définition d'un défaut, la fiabilité, la disponibilité, la tolérance aux pannes, etc.). Nous présenterons, par la suite, un état de l'art sur les différents défauts qui apparaissent dans les machines électriques.

Dans le deuxième chapitre, nous établissons une modélisation généralisée des machines synchrones à aimants permanents polyphasée en fonctionnement normal. Plus particulièrement synchrones à aimants triphasée et penta-phasée, En s'appuyant sur une approche **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)**. Cette dernière est basée sur la représentation des bobinages de la machine par des circuits électriques distribués sans utiliser aucune transformation. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible, un temps de calcul raisonnable et ne nécessite aucun recours au calcul de champs. Les défauts étudiés sont les courts -circuits inter-spores pour la machine asynchrone à rotor bobiné et la machine synchrone à aimants permanents , et les ruptures des barres et d'anneaux de court- circuit concernant la machine à cage d'écureuil.

Le troisième chapitre développe la méthodologie des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) que nous avons retenu avec une modélisation multi-spires de la machine synchrone. Cette méthodologie décrit le principe avec lequel le Modèle, ici développe, opère afin de proposer un modèle spécifique à la topologie constitutive et géométrique de la machine à simuler. Il s'agit d'une modélisation purement analytique, l'idée est de générer les mutuelles intrinsèques au stator, intrinsèques au rotor, et les mutuelles stator/rotor. Il est aussi essentiel de proposer une méthodologie de prise en considération de l'interconnexion électrique, entre les enroulements, les paires de pôles et les phases, par des matrices de passage, permettant ainsi de faire le passage entre les différentes couches d'abstraction du modèle.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de modèle multi-spires de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en présence des défauts de court circuit inter spires.

En second lieu, nous allons utiliser une méthode de traitement de signal de courant statorique à base de la FFT (Fast Fourier transformation) pour la détection des défauts de court-circuit inter spires. L'analyse des signatures des courants du moteur" (MCSA). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse. Elle est très populaire dans la détection des défauts statoriques et plus particulièrement des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique.

Dans Le quatrième chapitre nous allons présenter la modélisation des machines asynchrones polyphasées à savoir la machine asynchrone triphasée et la machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce modèle représente la machine par des enroulements au stator et au rotor. Pour le cas de la machine à cage, le nombre d'enroulements utilisé pour représenter le rotor est égale au nombre de barres de la cage. Le développement de ce modèle peut donner une vision plus claire sur les paramètres de la cage du moteur d'une façon générale et en particulier sur l'évolution des courants rotoriques. Les résistances des anneaux et des barres de la cage seront calculées à partir des équations des mailles. En second lieu l'élaboration d'un cadre théorique favorable à la détermination des signatures spécifiques aux défauts dans la machine asynchrone (rupture de barres, excentricité dynamique).

Enfin une conclusion générale où nous présentons une synthèse des résultats obtenus et les perspectives pour l'amélioration de ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art sur les défaillances dans les machines électriques

I.1 Introduction

Nous établissons dans ce chapitre un état de l'art sur le thème principal de ce travail de thèse, à savoir, la détection des défauts dans les machines électriques polyphasées. Le cadre d'application de ce type de machines sera, tout d'abord, présenté d'une manière générale, nous allons ensuite présenter les différents défauts dans les machines électriques, leur classification et leurs origines ainsi que les différentes méthodes de surveillance et de diagnostic les plus fréquemment utilisées. Pour les applications embarquées, les industriels ont montré leurs besoins pour des machines qui soient à la fois fiables et disponibles de manière à assurer la continuité de fonctionnement quand un défaut apparaît. En effet, la dégradation du fonctionnement et l'arrêt peuvent s'avérer critiques pour les applications maritimes ou avioniques. Pour d'autres applications, il est parfois particulièrement difficile d'accéder aux systèmes électriques et électroniques (le cas par exemple des machines dédiées à des applications hydroliennes) et le cahier des charges impose de continuer à fonctionner en présence de défauts dans l'attente d'une opération de maintenance.

I.2 Les exigences des systèmes industriels d'aujourd'hui

Les machines électriques sont des éléments vitaux dans les applications industrielles d'aujourd'hui où une conversion d'énergie est nécessaire et en particulier dans les systèmes embarqués. Les systèmes embarqués sont définis par un ensemble de composants électroniques et de logiciels intégrés au sein de dispositifs et fonctionnant d'une manière autonome et en temps réel dans un volume limité. Les voitures, les trains, les métros et les avions contiennent donc tous des systèmes embarqués.

Dès le début du XXème siècle, l'une des premières applications de motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière. Ces moteurs sont toujours accompagnés de convertisseurs de puissance associés et de la commande qui peut être basée sur du Contrôle Direct du Couple (DTC), du Contrôle de Flux Orienté (FOC), de la commande flou,... etc. Toutes ces commandes peuvent être associées à une stratégie tolérante aux pannes. La figure (I.1) montre les composants principaux d'une voiture hybride électrique. Aux composants cités ci-dessus, s'ajoutent le moyen de stockage d'énergie et le moteur thermique [1].

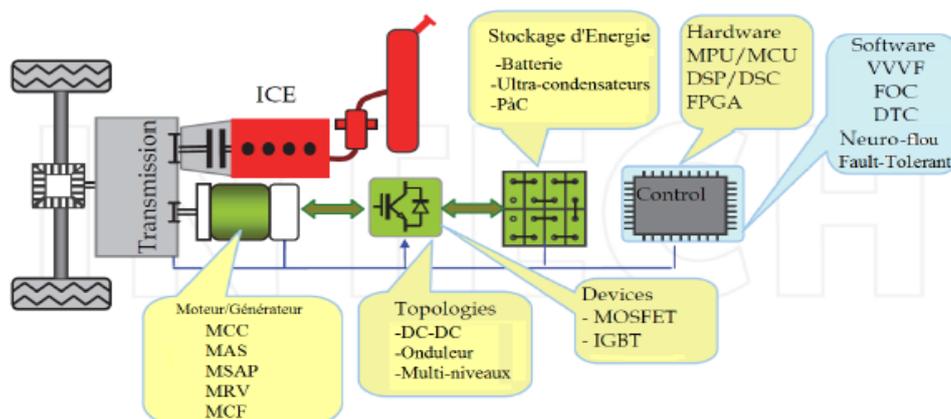


Figure. I.1. Composants principaux d'un véhicule hybride électrique [4].

Dans les applications de type automobile, les systèmes embarqués représentent au moins 20% des équipements du véhicule [4]. L'automobile du futur aura donc de plus en plus besoin de composants électroniques et électriques innovants et fiables. Les exigences types pour les moteurs utilisés dans les systèmes embarqués comprennent : des densités de couple et de puissance élevées, une large plage de vitesse comprenant un fonctionnement à couple constant et à puissance constante, un rendement élevé sur une large plage de vitesse et une bonne fiabilité, disponibilité et robustesse. Le coût de la solution doit rester raisonnable. Certains de ces critères sont de nos jours bien maîtrisés. La densité de couple et puissance élevées et le bon rendement peuvent être assurés par les machines synchrones à aimants permanents. Cependant, ces machines peuvent avoir une courte plage de puissance constante en raison de leur capacité de défluxage relativement limitée, due à la présence du champ des aimants permanents. Ce champ peut être diminué par la production d'un champ statorique important s'y opposant. Les machines asynchrones sont, quant à elles, utilisées pour leurs robustesses et pour leur faible coût. Leur rendement est généralement plus faible que celui des machines à aimants permanents à cause des pertes rotoriques.

Dans [5], une étude comparative de topologies de moteurs basée sur une synthèse de l'état de l'art et sur une comparaison des différentes performances a été effectuée. Celle-ci a permis de conclure que le moteur asynchrone semble être un bon candidat pour les applications embarquées mais la concurrence avec les moteurs à aimants permanents reste rude. Les auteurs de [6] montrent qu'une machine asynchrone peut fonctionner avec de faibles ondulations de couple si elle est associée à une commande convenable. La commande directe du couple (DTC) semble être très adaptée pour les applications du type véhicule électrique [7] et encore mieux si elle est associée à des techniques de modulation, permettant de fonctionner à des fréquences de commutation fixes et élevées.

La Machine à Reluctance Variable (MRV) gagne en intérêt en tant que candidate pour les applications embarquées, et plus spécialement pour les véhicules électriques ou hybrides électriques en raison de sa construction simple et robuste. Sa commande est aussi simple et elle possède une capacité de fonctionnement à vitesse extrêmement élevée car son rotor est passif. Cependant, le bruit acoustique des MRV est généralement très élevé et le fonctionnement en mode générateur est accompagné par de fortes ondulations de courant [8].

L'autre critère exigé dans les applications embarquées et qui est un sujet d'actualité aujourd'hui reste celui de la fiabilité et de la disponibilité de l'entraînement électrique durant son fonctionnement. Ce qui revient à garantir une bonne sûreté de fonctionnement. L'amélioration de ce critère pourrait être assurée par une redondance des moteurs électriques au sein d'un même système embarqué ou d'une multiplication du nombre de phases ce qui introduirait les machines multi-phasées. En 1932, le Normandie constituait une application où la redondance est assurée avec ses quatre moteurs triphasés de 30 MW [9]. Plus tard, les machines multi-phasées commencent à apparaître avec le développement des convertisseurs qui ont permis le fractionnement de la puissance dans les phases. Depuis les années 2000, ces machines sont de plus en plus étudiées.

I.3. Les machines multi-phasées

Les machines multi-phasées ont récemment été largement étudiées en bibliographie pour plusieurs raisons qui seront citées dans le paragraphe suivant. Cependant, le choix du nombre de phases le plus adapté pour les applications nécessitant une certaine tolérance aux pannes n'a pas été souvent traité. Les auteurs dans [10] s'intéressent à la reconfiguration de machines n-phasés quand une phase est ouverte. Ils montrent qu'avec leurs reconfigurations de commande, la machine à quatre-phasés n'est pas un bon choix car le courant dans la phase opposée est deux fois plus élevé que la valeur en fonctionnement normal. Dente dans [11] a conclu que l'augmentation du nombre de phases en multiple de trois, offre des avantages en termes de réduction de la taille des condensateurs de commutation et du pic de la tension de commutation. Les auteurs dans [12] ont montré que lorsque le nombre de phases est impair, les harmoniques d'espace du couple sont diminués et ses ondulations sont alors réduites.

I.4. Intérêt des machines multi-phasées

L'utilisation des machines à nombre de phases élevé présente plusieurs avantages par rapport aux machines à trois phases, parmi lesquelles nous pouvons citer [13] [1]:

- La réduction de l'amplitude et l'augmentation de la fréquence des ondulations de couple ce qui permet potentiellement la réduction du bruit et des vibrations émis par la machine (confort amélioré). La machine polyphasée est donc une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique. Le rapport couple sur pertes Joule est plus élevé que celui d'une machine équivalente triphasée.
- Une plus grande tolérance aux pannes. En effet, contrairement au système à trois phases, la perte d'une phase dans le système multi-phasés n'empêche pas la machine de démarrer et de fonctionner. On a ainsi la possibilité de fonctionner en mode dégradé, en conservant une qualité de couple qui pourrait être acceptable. Celle-ci pourrait aussi être améliorée par rapport au mode en défaut par une gestion adéquate des courants des phases saines. Cette question de la tolérance aux pannes est donc importante pour les systèmes embarqués. En effet, dans un même système et dans un volume limité, les fonctions électriques sont nombreuses et reliées entre elles, nous avons, alors, besoin de structures qui assurent une continuité de fonctionnement en cas de défauts.
- La réduction du courant par phase sans augmentation de la tension par phase. En effet, dans un système de commande de machines multi-phasées, nous avons plus que trois enroulements logés dans le même stator de la machine électrique, et le courant par phase dans la machine est, de ce fait réduit. La diminution de la puissance de l'onduleur par phase, qui pourrait bien être une meilleure adéquation avec les semi-conducteurs disponibles de la technologie. Le fractionnement réduit le flux à vide vu par les phases ce qui permet d'appliquer des niveaux de tension plus faibles aux enroulements et éviter, ainsi, l'emploi de convertisseurs multi-niveaux.

D'autres avantages comprennent l'amélioration des performances du contrôle direct du couple en raison de l'augmentation du nombre de vecteurs de tension qui peuvent être appliqués. Les auteurs détaillent dans [14] [15] d'autres avantages des machines à nombre de phases élevé.

Elles peuvent assurer une amélioration de la production de couple par injection d'harmoniques de courant. En effet, les courants peuvent être adaptés au profil des forces électromotrices qui sont riches en harmoniques dans les machines polyphasées. Les auteurs dans [16] évoquent la possibilité de connecter les bobinages d'une machine cinq-phases à aimants permanents suivant trois possibilités : étoile, pentagone et pentacle. Ceci permet de choisir la configuration maximisant le couple en fonction de la vitesse. Les configurations où les tensions sont faibles sont adaptées pour un couple élevé et une faible vitesse, tandis que celles qui offrent des tensions élevées sont dédiées à la haute vitesse et des faibles niveaux de couple.

Même si les machines polyphasées offrent certains bénéfices par rapport aux structures classiques triphasées, toute fois leur utilisation nécessite certaines précautions particulières. On propose ici de lister les différentes contraintes dont il faut tenir compte pour en tirer un maximum de profits :

Prenant l'exemple d'une machine à 7-phases, elle peut créer un couple supplémentaire en exploitant les harmoniques de f.é.m. 3 et 5 par l'alimentation de la machine avec des courants dont le spectre contient ces harmoniques, il est aussi tout à fait possible de dégrader les performances par un mauvais contrôle de ces mêmes harmoniques (en terme de couple maximal ou d'ondulations de couple) [17]. Donc, bien que nous ayons noté la levée de certaines contraintes de conception de ces machines à plus de trois phases, remarquons dès à présent qu'une part de ces contraintes est reportée sur la commande de la machine. Ainsi, on prend potentiellement plus de risques en alimentant une machine polyphasée par des tensions au spectre riche, comme dans le cas d'une commande pleine onde, qu'en alimentant une machine équivalente triphasée.

Un inconvénient majeur quant-à l'utilisation d'une machine polyphasée est lié au coût de l'ensemble (machine, convertisseur associé), du fait de l'augmentation du nombre de composants à assembler par rapport à son équivalent triphasé. Un onduleur 7-bras coûte en effet, à priori, plus cher qu'un onduleur 3-bras de même puissance. Cependant, le choix d'un nombre plus élevé de bras d'onduleurs peut aussi être justifié par des raisons de coût dans certains cas particuliers : lorsqu'il est nécessaire dans le cas triphasé d'utiliser plusieurs composants en parallèle pour réaliser l'interrupteur, avec de ce fait une contrainte de surdimensionnement, ou encore lorsque le prix des composants de fort calibre est très important. Il y a donc un compromis à trouver sur cette question.

- Des études statistiques sur la fiabilité des systèmes d'électronique de puissance font généralement apparaître le nombre de connexions électriques comme facteur dominant pour l'apparition d'une panne. Une structure polyphasée apparaît donc par nature, à priori, plus fragile qu'une structure triphasée. Cependant, dans notre cas, nous avons aussi montré que l'architecture polyphasée permettait d'éviter la mise en parallèle des transistors de puissance, ce qui favorise l'aspect fiabilité de l'onduleur. En outre, les machines polyphasées offrent une plus grande tolérance aux pannes grâce à des possibilités de fonctionnement en mode dégradé.

- Enfin, d'une manière générale, on dispose encore à ce jour, dans l'industrie, mais aussi dans les institutions académiques, de peu d'expérience sur les machines polyphasées. On souligne donc ici l'intérêt de développer, ou tout au moins de continuer le développement d'outils, qui aident l'analyse de ces machines, leur conception, ou encore permettent de systématiser la définition de structures et lois de commandes. Le but à terme serait de considérer le nombre de phases comme un véritable paramètre de conception d'une machine électrique [18].

I.5. Conception des machines multi-phasées

Le développement de la conception des machines multi-phasées est une thématique d'actualité. Les auteurs dans [18] ont présenté la forme des aimants permanents et l'allure des courants optimaux en y incluant le troisième harmonique. Ceci a permis d'augmenter le couple moyen d'une machine cinq- phases à aimants surfaciques sans détériorer l'ondulation de couple. Le couple moyen a été amélioré de 30% et la résistance à la démagnétisation est bien meilleure. D'autres études se sont intéressées à la conception des machines polyphasées. Les machines asynchrones multi-phasées ont été traitées dans [19]. Quant aux machines multi-phasées synchrones à aimants permanents, elles sont parmi les machines polyphasées les plus étudiées car ce sont celles qui permettent de satisfaire les systèmes embarqués au niveau de la production d'une densité de couple et de puissance élevées tout en assurant une certaine fiabilité et disponibilité [20].

I.6. Différentes topologies des machines polyphasées

Les types de machines polyphasées sont globalement les mêmes que leurs homologues triphasés. Dans ce paragraphe, différentes catégories structurelles des machines polyphasées sont étudiées et comparées. Les structures étudiées concernent à la fois le rotor et le stator.

I.6.1. Structures statoriques

Nous nous intéressons ici essentiellement au type de bobinage utilisé au stator. Le bobinage d'une machine électrique est un facteur déterminant dans les performances de la dite machine. Quelle que soit la méthode de bobinage utilisée, on identifie globalement deux grands types de bobinage : Bobinage distribué et bobinage concentrique ou sur plot.

I.6.1. 1. Bobinage croisé réparti

Pendant longtemps les bobinages polyphasés répartis (habituellement 3 phases) ont été largement utilisés dans l'industrie pour les machines électriques conventionnelles. Le mot réparti signifie le fait que chaque pôle statorique (c'est-à-dire l'ensemble de bobines dédiées à capter le flux d'un pôle rotorique) est réparti entre plusieurs encoches (supérieures à 2). Cette répartition bien connue dans le domaine industriel, permet de réduire les effets parasites dans la machine comme le bruit, les pertes, et l'ondulation de couple et de tension. Dans la figure (I.2), on trouve l'illustration graphique d'un bobinage 3-phasés croisé réparti, où le pôle statorique est réparti sur 4 encoches. Une photo d'un stator bobiné est également montrée comme exemple dans cette figure [21].

En général, le bobinage réparti comprend des bobines où chacune est installée dans deux encoches non-adjacentes, afin de couvrir un pôle rotorique entier (voir la figure. I.2). Ce fait impose le croisement entre les différentes bobines donnant le nom de bobinage croisé à ce type de bobinage.

Un compromis doit être appliqué par rapport au nombre d'encoches sur lesquelles un bobinage croisé est réparti. Car, une répartition sur un nombre élevé d'encoches, afin d'assurer la suppression des effets parasites dans la machine, réduit le couple fourni en baissant le facteur de bobinage. De plus, du point de vue des fabricants, plus le bobinage croisé est réparti et plus il est compliqué à installer, réparer, et recycler, comme on peut le voir clairement dans la figure(I.2).



Figure. I.2. Exemple d'un bobinage croisé réparti [21].

I.6.1.2. Bobinage croisé concentré

Le bobinage croisé peut être également concentré (non réparti), lorsque les bobines qui appartiennent au pôle statorique sont installées uniquement entre deux encoches non-adjacentes. Grâce à son facteur de bobinage plus élevé, ce type de bobinage permet d'obtenir des machines plus compactes avec plus de couple volumique que dans le cas du bobinage réparti. Pourtant, il y a plus d'effets nocifs qui accompagnent les machines fournies avec un tel bobinage concerné. La figure (I.3) représente l'illustration graphique d'un bobinage triphasé croisé concentré et une photo comme exemple de ce type de bobinage.

Cependant, le fait que chaque bobine dans la configuration du bobinage conventionnel croisé soit installée entre deux encoches non-adjacentes, conduit à deux inconvénients principaux :

- ✓ Les têtes des bobines inutiles (sauf pour reboucler le circuit), sont longues, prenant plus d'espace et ajoutant plus des pertes Joules, ce qui réduit le couple et l'efficacité volumique de la machine.
- ✓ La procédure complexe de fabrication, d'entretien et derecyclage, car le croisement des bobines reste toujours une contrainte majeure pour telles procédures.

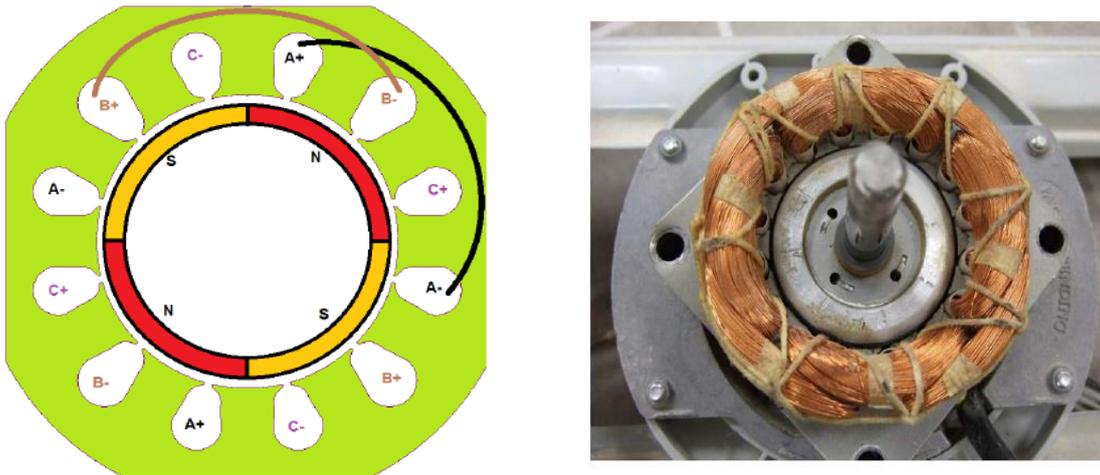


Figure. I.3. Exemple d'un bobinage croisé concentré [21].

I.6.1.3. Bobinage sur plots

Le bobinage sur plots est souvent utilisé dans des applications à grande puissance, avec un grand nombre de paires de pôles. Dans ce type de bobinage, les bobines sont installées entre deux encoches adjacentes, ce qui mène à une topologie simple sans croisement. Les nombreux avantages qu'offre ce type de bobinage ont fait de lui l'objet de beaucoup d'intérêt au cours de ces dernières années [22] [23]. Un des avantages le plus remarquable du bobinage sur plots est le fait que les têtes de bobines sont courtes, comme le montre la figure (I.4).

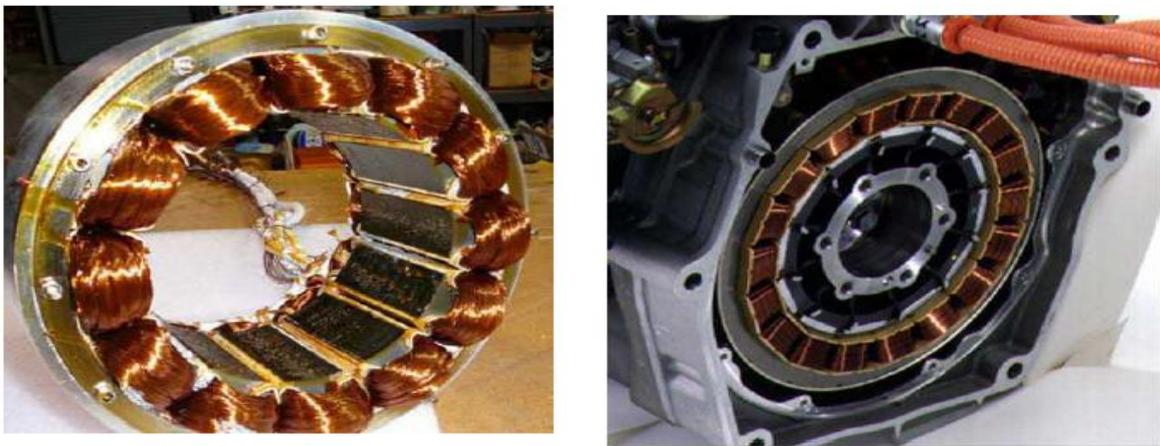


Figure. I.4. Photo d'un bobinage sur plots [24].

Ce type de bobinage permet aux machines d'avoir :

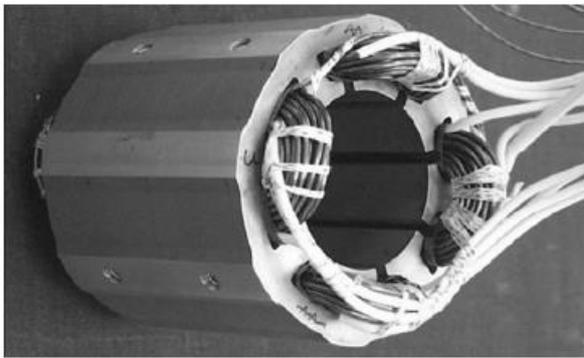
- Un couple volumique plus élevé, grâce à une structure plus compacte,
- Un rendement plus élevé lié aux pertes Joules moins importantes dans les têtes de bobines,
- Un coût de fabrication moins élevé, à cause de la suppression d'une quantité inutile de cuivre.
- Une aptitude à la réparation, l'entretien et au recyclage plus élevée.

Cependant, malgré ces avantages, ce type de machine ne s'est pas beaucoup développé. En effet, des machines triphasés équipées de ce type bobinage et qui sont directement couplées au réseau électrique présentent de nombreux inconvénients tels que le bruit, les vibrations, le déséquilibre magnétique. C'est l'utilisation de ces machines en vitesse/couple variable avec une alimentation et un contrôle par des dispositifs électronique de puissance qui permet leur développement. Ce type de machine a un contenu harmonique riche [25][26]. Pour mettre à profit les nombreux avantages qu'offre le bobinage sur plots, il faut donc faire un choix adéquat. Il est important de choisir la combinaison nombre d'encoches/nombre de pôles la plus intéressante, ayant un impact réduit en termes de parasites. Dans le cas du bobinage sur plots, il existe deux cas de figures :

- Bobinage à simple couche : lorsqu'une seule bobine se trouve dans une encoche, autrement dit lorsqu'une dent sur deux est bobinée, comme le montre la figure (I.5.a),
- Bobinage à double couche : lorsque deux bobines différentes se trouvent dans la même encoche. Dans ce cas de figure, toutes les dents sont bobinées, comme le montre la figure (I.5.b).

Des comparaisons structurelles et fonctionnelles ont été faites entre ces deux configurations de bobinage sur plots. Le bobinage à simple couche est préférable d'un point de vue fabrication et fonctionnalité mais, lorsqu'on veut un contenu harmonique moins riche, le bobinage double couche est préférable. C'est pour cette raison que l'arrangement à double couche attire plus d'attention.

Toutefois, la séparation physique entre phase dans l'arrangement à simple couche peut être un point fort pour des applications où la tolérance aux pannes d'origine thermique est importante.



a- Bobinage à simple couche



b-Bobinage à double couche

Figure. I.5. Bobinage sur plots [27].

Pour augmenter les performances de la machine, la réduction, dans une certaine mesure, des harmoniques de la force magnétomotrice de faible rang reste une solution. Plusieurs techniques ont été développées dans le but de réduire ou supprimer certains rangs d'harmonique faible. En décalant certains enroulements spécifiques d'un certain nombre d'encoches, il est possible de réduire des sous-harmoniques, mais on réduit aussi l'amplitude de l'harmonique fondamental, ce qui est gênant. De plus, on peut réduire simultanément les amplitudes de tous les harmoniques si on double le nombre d'encoches statoriques et augmente le bobinage. Le bobinage sur plots à nombre de tours de bobine non uniforme est aussi utilisé.

I.6.2. Structures rotoriques

Il existe globalement deux types de rotor de machines électriques : le rotor bobiné et le rotor à aimants permanents. Il existe de nombreuses configurations pour l'installation des aimants sur ou dans le rotor. Ces configurations peuvent être divisées en deux topologies principales : Structures à flux radial (RFPM) ou structures à flux axial (AFPM).

I.6.2.1 Structures des MSAP à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure (I.6)). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

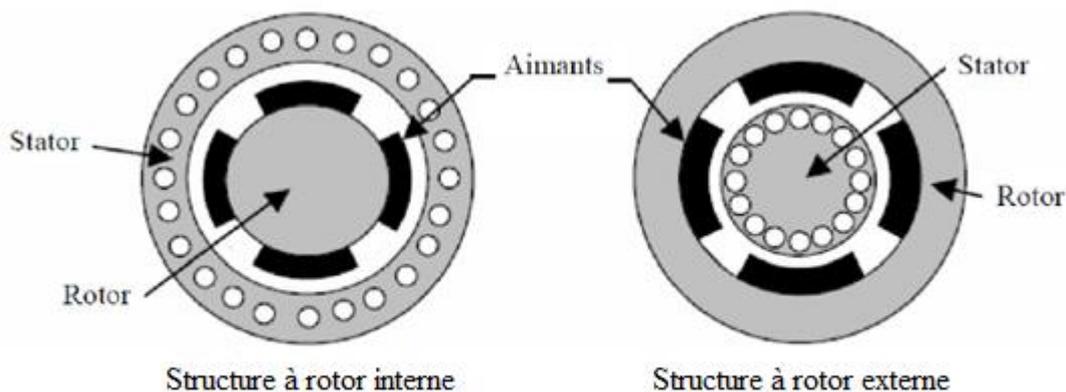


Figure.1.6. Structures à flux radial.

I.6.2.1.1. Rotor à aimants en surface (SPM)(machine à pôles lisses)

En comparaison avec les autres topologies, le rotor à aimants en surface est largement utilisé du fait de sa structure simple, facile à fabriquer, et des méthodologies de conception rapides et bien maîtrisées. De plus, l'absence de saillances magnétiques et l'effet réduit des dents minimisent l'oscillation de couple et facilite grandement la commande. L'inconvénient principal de cette topologie est sa structure magnétique inadéquate pour faire un défluxage efficace. Autrement dit, la région de fonctionnement de la machine en puissance constante est largement limitée avec une topologie à aimants surfaciques [28]. En outre, en grande vitesse, certains dangers liés au fait que les aimants soient fixés sur la surface de rotor (habituellement avec une colle) se produisent, comme une faible robustesse mécanique de la machine et un risque élevé de démagnétiser les aimants en cas d'une grande exigence de défluxage, les aimants en surface n'étant pas magnétiquement protégés par le fer.

I.6.2.1.2. Rotor à aimants insérés

Cette structure (Figure (I.7.b)) est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance. Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé.

I.6.2.1.3. Rotor à aimants enterrés (IPM) (machine à pôles saillants)

Dans ce cas, si les aimants sont complètement enterrés dans le rotor, ils sont bien protégés mécaniquement et magnétiquement [29]. Le fait de placer les aimants à l'intérieur du rotor permet d'utiliser des aimants de forme rectangulaire simple, au lieu de la forme courbée qui est difficile et coûteuse à fabriquer. En outre, certaines configurations d'aimants enterrés (radialement et V) permettent de renforcer le champ magnétique dans l'entrefer en profitant de l'effet de concentration du flux. Cela augmente le couple volumique de la machine du fait d'un effet de concentration de flux, sans que les dimensions du rotor ne soient augmentées.

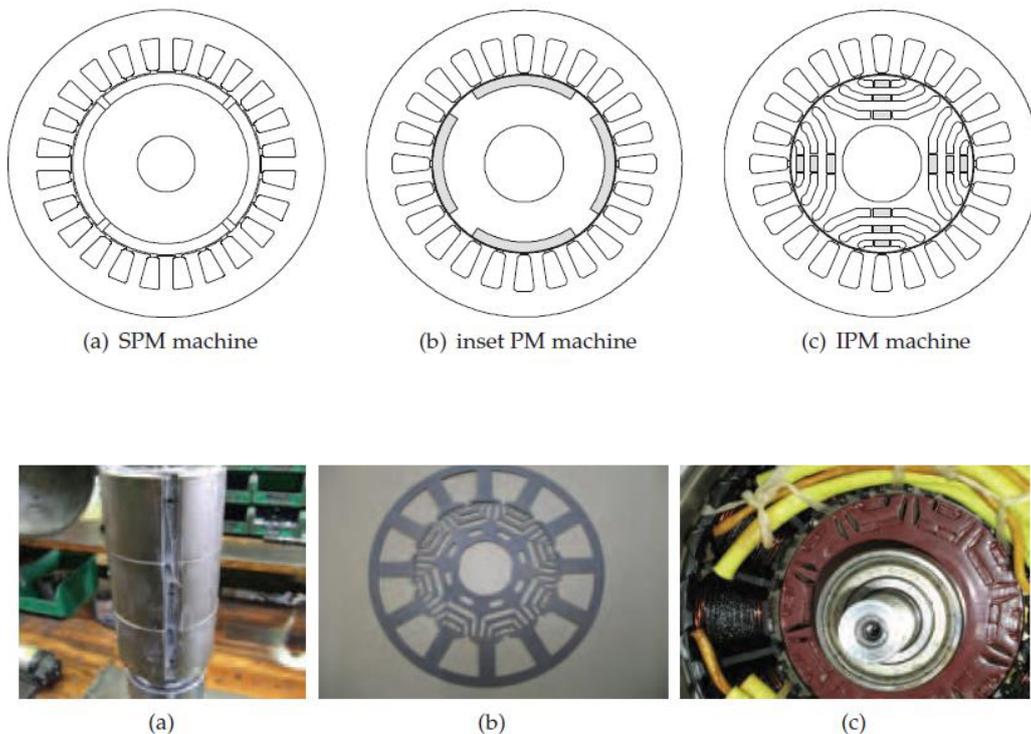


Figure.1.7. Structures à flux radial [30]

I.6.2.2. Structures à flux axial (AFPM)

Cette structure (Figure. I.8) 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 [31].

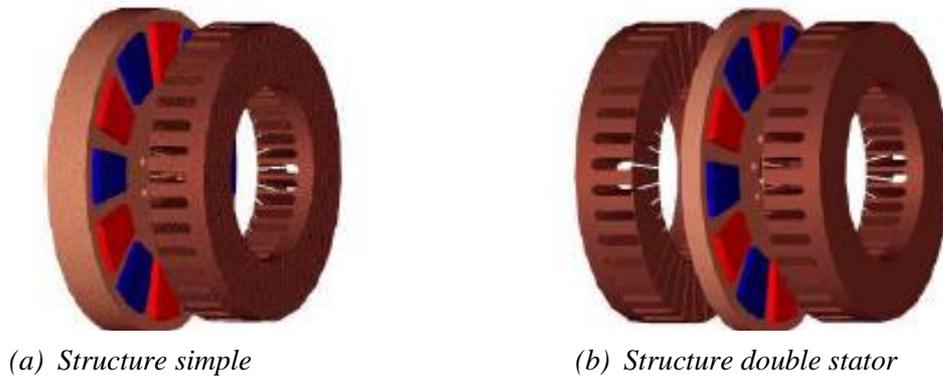


Figure I.8. Aimants à concentration de flux.

I.6.2.3. Bobinage à pas fractionnaire

Généralement, la fonction classique d'un bobinage de machine triphasée est la création d'un champ tournant de forme sinusoïdale et d'amplitude élevée. Les bobines bien distribuées dans les encoches sont habituellement la solution pour obtenir une force magnétomotrice sinusoïdale afin de réduire les effets parasites comme des pertes, dus à la présence d'harmoniques d'espace. De plus, cette distribution permet de générer une force électromotrice sinusoïdale permettant d'assurer la qualité de couple dans le cadre d'une alimentation sinusoïdale en courant.

Pour conserver un facteur de bobinage élevé, ce type de bobines distribuées est en général réalisé avec un pas égal ou proche du pas diamétral pour lequel, on le rappelle, l'ouverture de chaque enroulement est égale à l'ouverture d'un pôle. Dans le cas du bobinage à pas fractionnaire, il apparaît que les angles d'ouverture d'un enroulement et d'un pôle ne sont plus égaux. Ce degré de liberté supplémentaire par rapport aux distributions classiques des bobines permet d'augmenter la sélectivité du bobinage pour améliorer la qualité de couple et de force électromotrice [21].

Malheureusement, les différentes ouvertures entraînent également une diminution du facteur de bobinage associé au fondamental. L'effet est une réduction du couple moyen à courant donné par comparaison au cas d'une distribution classique. Par ailleurs, cet avantage obtenu au niveau de la force électromotrice et de la qualité de couple, peut devenir un inconvénient pour les pertes au niveau de la force magnétomotrice qui n'est plus sinusoïdale. Du point de vue des fabricants, les structures avec bobinage concentré autour des dents sont suffisamment efficaces et attrayantes concernant notamment les procédés de fabrication pour être à l'origine de nombreuses recherches concernant le choix de topologies où les phénomènes parasites seront réduits.

I.6.2.4. Rotor à cage d'écureuil

Les rotors à cage d'écureuil des machines asynchrones sont constitués par un cylindre en disques de tôles empilées, percées de trous sur la périphérie pour former des encoches. Ces encoches, fermées ou semi fermées, sont destinées à recevoir les barres rotoriques en cuivre nu ou en aluminium coulé sous pression à une température voisine de 735°C.

Les cages en cuivre sont faites avec des barres d'égale longueur, enfilées dans les encoches et rivées ou brasées sur deux anneaux en cuivre, disposés de part et d'autre du rotor. La brasure au cuivre est faite au chalumeau, par soudure à l'arc électrique ou par chauffage inductif [32].

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil en aluminium La coulée d'aluminium produit non seulement le remplissage des encoches, mais elle forme également les deux anneaux du rotor qui court-circuitent toutes les barres. La cage est souvent dotée d'ailettes de ventilation. La construction de la cage en barres de cuivre est actuellement réservée aux moteurs de grande puissance. Les moteurs de petites et moyennes puissances ont des cages en aluminium (puissance inférieure à 20kW).



a- Barres en Cuivre

b- Barres en Aluminium

Figure. I.9. Rotor à cage d'écureuil.

I.7. Sûreté de fonctionnement des machines électriques

I.7.1 Défauts et défaillances des machines électriques

I.7.1.1 Définition d'un défaut

Avant d'évoquer le problème de sûreté de fonctionnement, il faut tout d'abord définir ce qui est un défaut et ce qui est une défaillance (panne).

Un défaut correspond à l'écart entre la caractéristique observée sur un dispositif et la caractéristique de référence.

Les défauts susceptibles d'apparaître sur un système convertisseur-machine peuvent être de diverses origines :

- Défauts au niveau du bobinage de la machine à savoir le circuit ouvert de certains bobinages, le court-circuit de type phase-phase ou phase-neutre de certains bobinages, court-circuit entre-spires d'un même bobinage.
- Défauts d'ouvertures ou courts-circuits des connexions d'alimentation ou au niveau de l'alimentation elle-même.
- Défauts de courts-circuits au niveau des tôles magnétiques [33].
- Défauts au niveau de l'onduleur : L'ouverture du circuit de certaines cellules de commutation de l'onduleur (similaire au circuit ouvert des bobinages), le court-circuit d'un certain nombre

d'interrupteurs de l'onduleur [34].

- Défauts des capteurs (courants, tensions, position ou vitesse) [35].
- Défauts de contrôle qui pourrait être au niveau des consignes, des régulateurs de courant ou de vitesse ou bien au niveau du matériel dans lequel le programme de commande a été implémenté (dSPACE, FPGA, DSP,...)

I.7.1.2. Définition d'une défaillance

Il existe deux définitions fondamentales d'une défaillance (appelée aussi "panne") selon la norme internationale CEI-50[1] :

- C'est la perte de la faculté du système complet de remplir la fonction pour laquelle il a été conçu.
- C'est la perte de la faculté d'un élément du système d'assurer la fonction pour laquelle il a été conçu, sans pour autant compromettre la faculté du produit de fonctionner en tant qu'ensemble.

Par ces définitions, nous pouvons comprendre que la considération d'apparition d'une défaillance dépend du niveau d'exigence du cahier des charges. Par exemple, si dans une application embarquée, il est demandé que la machine produise un couple égal à $T \pm 10\%$ avec une tolérance au niveau de l'ondulation allant jusqu'à 20% et des pertes Joule égales à $P \pm 20\%$ (Fonction pour laquelle la machine a été conçue). Le système sera considéré défaillant (en panne) dès que les performances de la machine électrique ne sont pas conformes à ces spécifications. Dans ce cas-là, il faut agir rapidement et améliorer le fonctionnement dans le but de rendre la machine disponible de nouveau. La machine fonctionnera de nouveau conformément aux exigences même si le défaut persiste. Elle sera dans ce cas "tolérante aux pannes". Si maintenant l'apparition d'un défaut impacte les performances tout en les gardant comprises dans les intervalles exigés (La fonction pour laquelle elle a été conçue est assurée), et si le défaut n'a pas de conséquences sur les autres éléments du système alors celui-ci ne sera pas considéré comme défaillant.

I.7.2. Notion de sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances. La démarche "sûreté de fonctionnement" s'appuie sur quelques notions de base, qui se sont précisées au cours de l'évolution de cette discipline, et qui continuent à s'affiner. La sûreté de fonctionnement possède, comme toute science, ses propres concepts terminologiques. Parcourir ce vocabulaire de base est donc une introduction nécessaire à cette discipline [36].

I.7.2.1. Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité

La surveillance et le diagnostic constituent des leviers majeurs pour améliorer la fiabilité, la maintenabilité, la disponibilité et la sécurité d'une entité. Définissons plus précisément ces différents concepts.

- **Fiabilité** : Aptitude d'une entité à accomplir les fonctions requises dans des conditions données pendant une durée donnée. Elle est caractérisée par la probabilité pour que l'entité accomplissant ces fonctions à l'instant 0 puisse les accomplir à l'instant t.
- **Maintenabilité** : Aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t, d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0.

La maintenabilité ne se différencie de la fiabilité que sur ce dernier point : elle caractérise la promptitude de reprise du service attendu après interruption. La maintenabilité, c'est la brièveté des pannes.

- **Disponibilité** : Aptitude d'une entité à être en état d'accomplir les fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t, d'accomplir les fonctions requises.
- **Sécurité** : Aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages ou à ne pas faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques.

I.7.3 .Mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

I.7.3.1. Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

La mise en place d'une démarche de sûreté de fonctionnement présente différentes étapes que nous nous proposons de synthétiser ci-après [36] [BAB].

I.7.3.1.1. Recherche de signatures des défaillances

Cette étape consiste à cerner toutes situations pouvant mettre en péril le bon fonctionnement du système. Ceci amène alors à s'interroger sur les phénomènes pouvant conduire à une situation critique et sur les conséquences des défauts à forte probabilité d'occurrence. Il est donc nécessaire a priori de bien connaître l'objet à surveiller. Le fait de ce familiarisé avec l'objet en question va permettre d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence de défauts.

Connaître également les éléments les plus sensibles d'un système et pouvoir de ce fait définir à travers quelles grandeurs peut-on observer au mieux les effets des défauts et comment vont se manifester ces derniers sur ces grandeurs. Tout ceci se résume finalement à la recherche de signature propre à chaque défaut. C'est une étape primordiale dans tout dispositif de sûreté de fonctionnement. La recherche de signature peut être effectuée de plusieurs manière tel que par des essais expérimentaux ou encore l'utilisation d'outils de simulation permettant au mieux de représenter le système.

I.7.3.1.2. Mise au point de méthodes de Surveillance

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus critiques et sur les signes de leur manifestation. L'étape de mise au point de méthodes de surveillance/détection se nourrit de ces éléments, les exploite, pour mettre au point des techniques permettant de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. Comme nous l'avons déjà évoqué, les méthodes de surveillance/détection s'appuient généralement sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

I.7.3.1.3. Diagnostic des défaillances

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance pour tenter d'identifier et de localiser la ou les causes probables de la défaillance. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leur relation de cause à effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'actions possibles pour le contenir.

I.7.3.1.4. Décision d'actions

Cette dernière étape regroupe toutes les actions nécessaires à la sûreté de fonctionnement. C'est en fait l'étape décisionnelle pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences. Le diagnostic devra être aussi robuste que possible vis-à-vis des perturbations et aussi sensible que possible aux défauts.

I.8. Classification des défauts

Les machines électriques et les systèmes d'entraînement sont soumis à de nombreux types de défauts. Ces derniers peuvent être classés selon leurs causes en deux grandes familles (figure (I.11)) : les défauts à causes internes et les défauts à causes externes.

Les défauts externes sont provoqués par les tensions d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Les défauts internes sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques, bobinages du stator et du rotor, entrefer mécanique, cage rotorique, . . .).

La température, la pression, l'humidité environnante sont des facteurs externes qui agissent sur la durée de vie des systèmes au même titre que l'erreur humaine. La loi d'Arrhenius appliquée aux isolants montre qu'un échauffement de 10°C supplémentaire sur une machine diminue sa durée de vie de moitié. En interne, l'électronique de puissance et l'utilisation de composants commutant rapidement à fréquence élevée est souvent à l'origine des défauts inter-spores dans les bobinages des machines ; les problèmes au niveau des charges mécaniques peuvent engendrer entre autres des défauts de roulement, de décentrement sur la machine.

A titre d'exemple, nous pouvons citer d'une manière non exhaustive les défauts suivants :

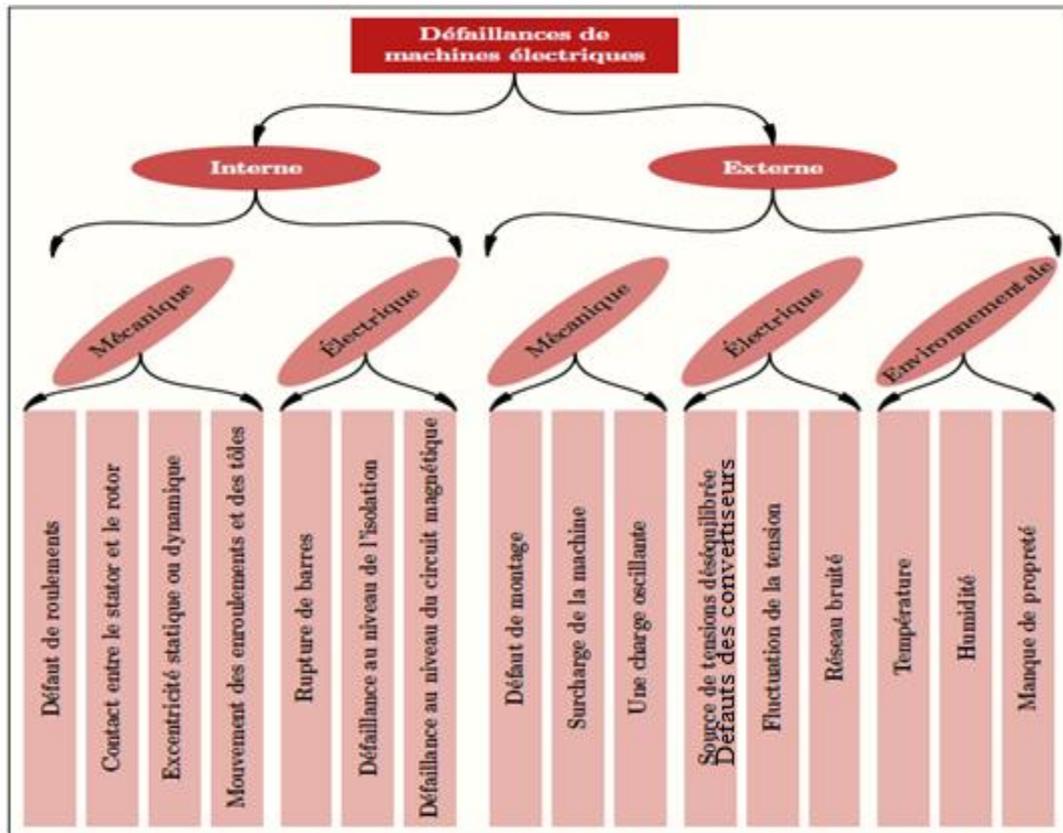


Figure.1.10. Classification des défauts selon leurs origines [37].

I.9. Défauts dans les machines électriques et les convertisseurs de puissances

I.9.1.Répartition

I.9.1.1Machines

De nombreuses études statistiques sur les machines tournantes ont été effectuées depuis les années 80 à nos jours. La référence [2] a porté sur [38] que toutes ces études concernent les machines asynchrones de moyenne et grande puissance exploitées dans l'industrie. Parmi ces études ceux réalisées par [39], en 1999, sur la gamme des machines de grande puissance (10KW à 1MW). La répartition, des défaillances, était comme suit : les roulements (41%), le stator (37%), le rotor (10%) et les autres pannes (12%). Après une décennie, une autre étude est menée par [38], sur la même gamme de puissance, pour les machines exploitées dans le domaine de pétrochimie, a montré que: les roulements (69%), le stator (21%), le rotor (7%) et les autres pannes (3%). La figure. (I.11) illustre ces deux statistiques.

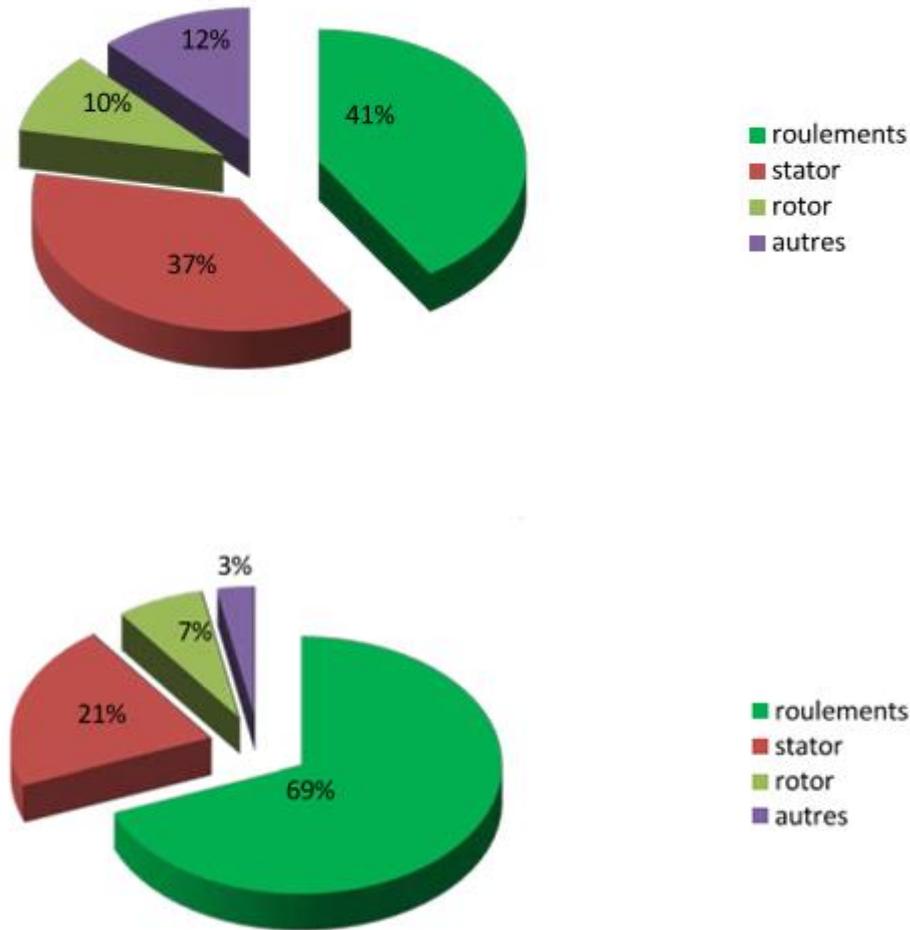


Figure. 1.11. Evolution des statistiques des pannes dans les machines asynchrones pour une Décennie [38] [39].

Donc, ces études révèlent bien que les défauts proviennent essentiellement des roulements en premier lieu et le stator en second lieu. Et que les défauts au stator et au rotor sont de moins en moins fréquents et cela est dû à l'amélioration des techniques de fabrication des machines électriques surtout les isolants.

I.9.1.2. Convertisseurs statiques

Ces statistiques sont basées sur les retours d'expérience pour tenter de classer les origines des dysfonctionnements. Bien que largement pratiquées par les grandes firmes industrielles du domaine, ces statistiques restent néanmoins à usage de la communauté industrielle. La référence [40] apporte des éléments chiffrés sur la répartition statistique des défaillances, concernant des variateurs de vitesse conventionnels de quelques kW à une centaine de kW dans le domaine industriel. Comme l'illustre la figure (I.13), cette référence nous informe que 90% des défaillances sont d'origine interne au convertisseur, 50% proviendraient de la chaîne de commande et 40% de la chaîne de puissance, par contre seulement 10% externes au convertisseur, à imputer à la charge et à l'alimentation.

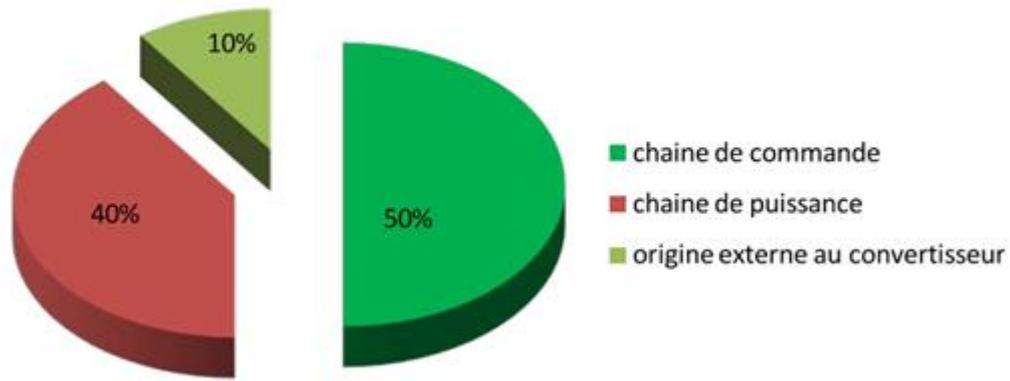


Figure I.12. Illustration de la répartition des modes de défaillance au sein d'un variateur de vitesse conventionnel dans le domaine de l'industrie pour une gamme de quelques kW à une centaine de kW [40].

I.9.2. Défaux statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator sont : les courts-circuits internes, défaut d'isolant et décharge partielle.

I.9.2.1 Les courts- circuits internes

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses, nous citons par exemple, les défauts de type court-circuit inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ce dernier défaut a le plus souvent une origine mécanique par des vibrations excessives qui peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit [42] [43].

a- Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est assez fréquent, cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Dans ce cas la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant du court-circuit est important entraîne une légère variation d'amplitude de courant sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique [44]. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage, et de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi un défaut en chaîne (apparition d'un deuxième court-circuit).

b- Court-circuit entre phases

L'apparition d'un court-circuit entre phases induirait des courants très élevés conduisant à la fusion des conducteurs, cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre où entre spires n'a pas un effet radical, il conduit à un déséquilibre de phase. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont amplifiés lors de l'apparition de ce défaut.

c- Court-circuit entre une phase et le neutre

Le courant dans la phase concernée a une amplitude supérieure par rapport aux courants des autres phases. Toute fois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas de la machine saine, plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants, de plus le facteur de puissance diminue avec l'augmentation de nombre de spire en court-circuit, ce qui explique la modification des bobinages qui implique une variation de l'inductance propre de la phase affectée également par le défaut et affecte les autres par couplage magnétique.



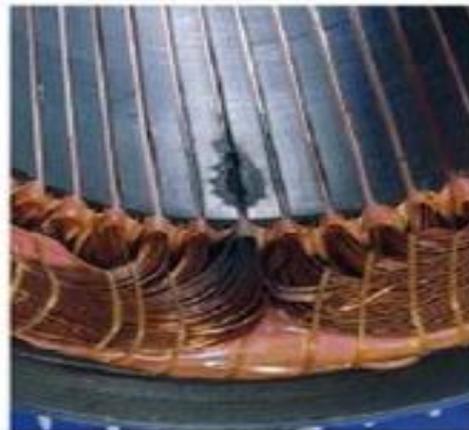
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure.1.13. (a).Détérioration typiques d'isolation menant à des courts-circuits dans les enroulements statorique de la machine asynchrone. (b) courts-circuits entre spires des spires de la même phase. (c) Enroulement court-circuité. (d) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique à l'extrémité de l'encoche statorique. [45].

I.9.2.2. Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage du stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du

bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part, cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine.

D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [36] [46]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants. Figure (1.15). Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases ou entre phase et terre. Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection.

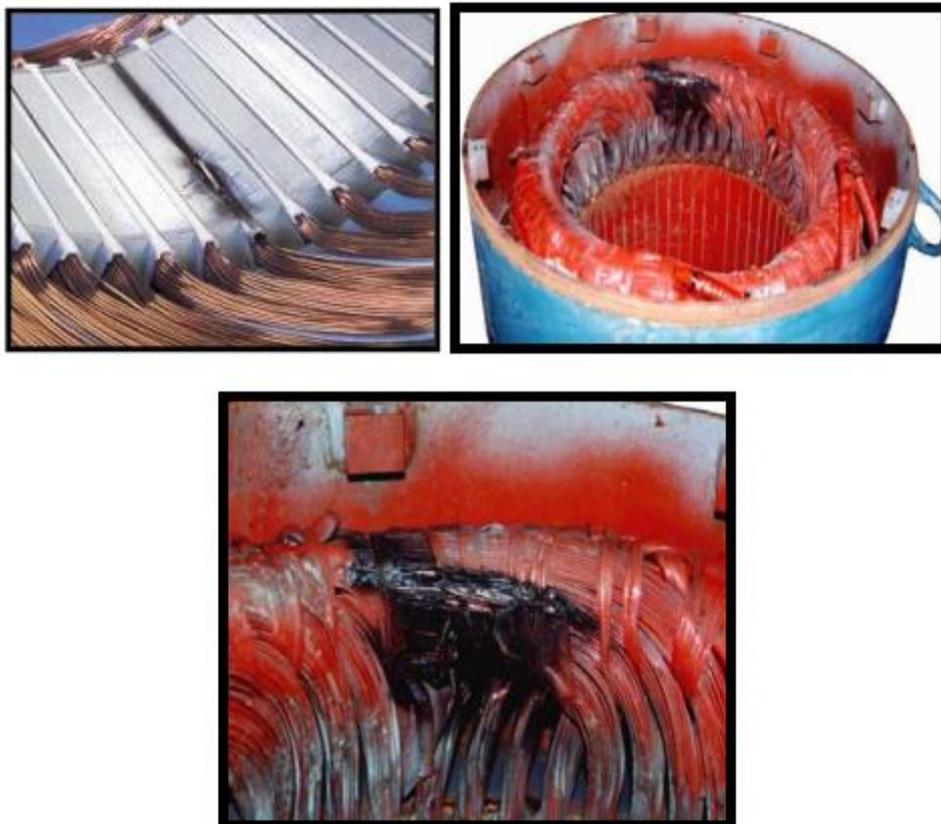


Figure. 1.14. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques [36].

I.9.3. Défauts rotoriques

I.9.3.1. Défauts de roulements

Le roulement à billes est un organe de base dans la machine asynchrone qui joue le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En plus, il représente l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant de garantir une bonne rotation du rotor. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Le roulement à billes est le plus utilisé dans le monde industriel parce qu'il a le meilleur rapport performance-prix. Le roulement est composé des éléments suivants (figure I.16)

- Deux bagues concentriques en acier, appelées bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles "roulent" les corps roulants).
- Des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal.
- Une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

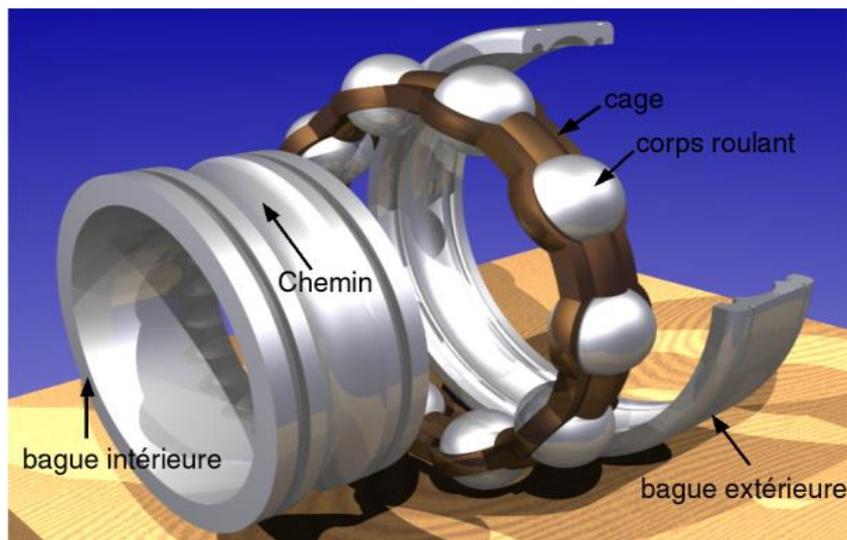


Figure. I.15. Vue éclatée d'un roulement à billes.

Suivant l'emplacement géométrique du défaut dans le roulement, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants:

- Défaut de bague extérieure,
- Défaut de bague intérieure,
- Défaut de billes.

D'après des études statistiques [47], les défauts de roulement représentent à eux seuls entre 40% et 50% des défauts des machines asynchrones triphasées. Ils constituent donc les défauts les plus fréquents sur les machines asynchrones notamment les machines de fortes puissances. Les roulements peuvent être endommagés par les causes suivantes :

- Contraintes mécaniques dues à une surcharge,
- Mauvais assemblage,
- Circulation de courant électrique dans les bagues,
- Défaut de lubrification,
- Contraintes environnementales (température, corrosion, poussières).

I.9.3.2.Excentricité

Les défauts d'excentricité provoquent la variation de l'entrefer dans la machine, la répartition non homogène des courants dans le rotor ainsi que le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant.

Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes créées par le stator avec la bande de frottement du rotor provoquent des dommages du stator et du rotor. La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer à savoir :

- L'excentricité statique : lorsque l'axe du stator coïncide avec l'axe de rotation et non avec l'axe du rotor figure (I.16.a)
- L'excentricité dynamique : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator figure (I.16.b)
- L'excentricité mixte : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec les axes de symétrie du rotor et du stator figure (I.16.c)

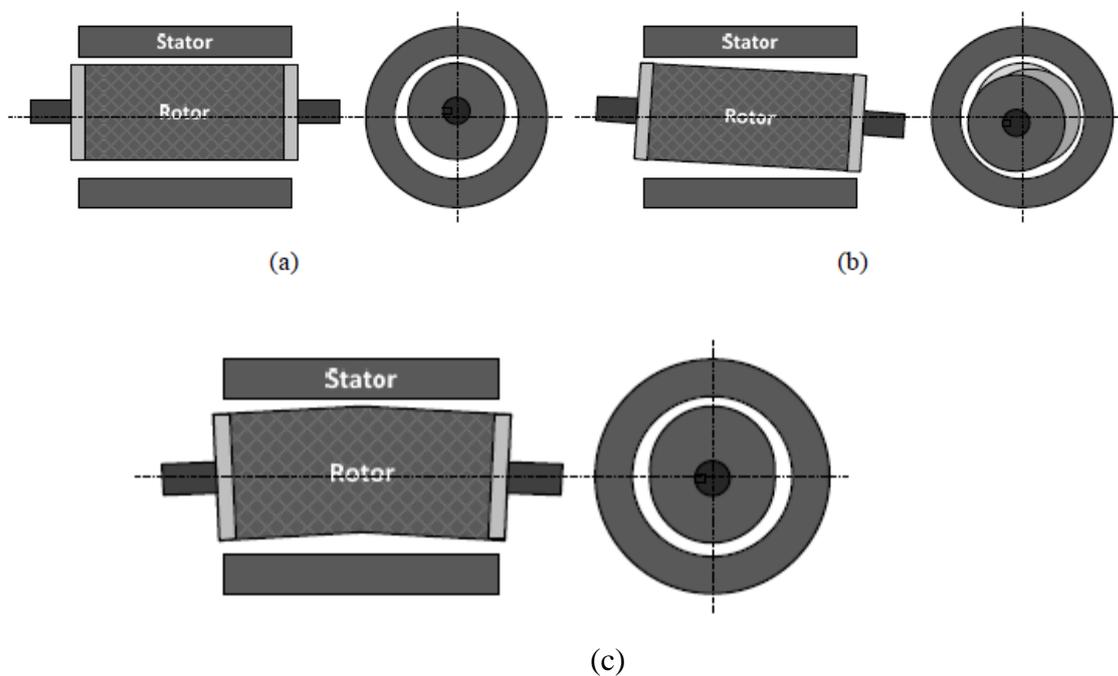


Figure. I.16. (a) Excentricité statique. (b) Excentricité dynamique. (c) Excentricité mixte.

I.9.3.3. Défaits de rupture de barres et d'anneau de court-circuit

Un rotor bobiné peut être affecté par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit (figure.I.17, figure.I.18).

Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, . . .), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [48].

- **Rupture de barres**

Ce défaut fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante). Lorsque l'inertie de l'entraînement est plus faible, des oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statoriques. Un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se repartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui peut conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine.

Devant la multitude des défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, les techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques. Elles commencent également à intéresser les concepteurs.



Figure.1.17. Défaut de cassure de barres rotoriques.

- **Ruptures d'anneaux de court circuit**

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques [49]. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais

dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

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

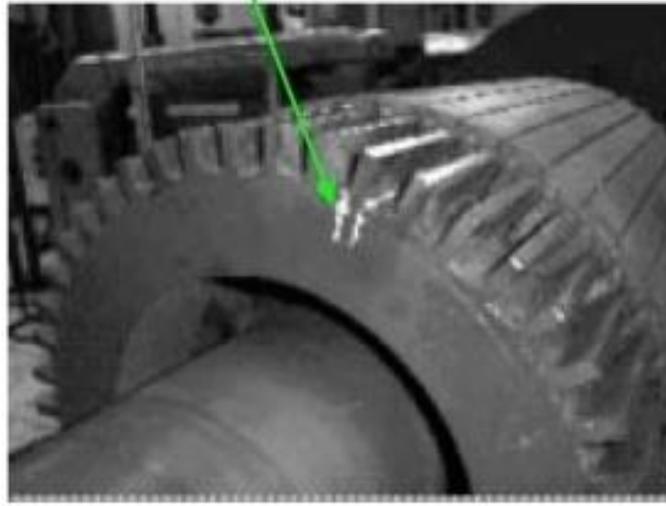


Figure .1.18. Défaut de cassure de rupture d'anneaux de court-circuit.

I.9.3.4. Défauts des aimants (Désaimantation)

La désaimantation se traduit par la diminution de l'induction rémanente dans l'aimant. Cela conduit à la perte de flux utile provenant de celui-ci, ce qui engendre une diminution de sa force. Avant d'aborder les causes physiques provoquant ce phénomène ainsi que sa modélisation, un rappel des principales notions sur les aimants permanents s'avère nécessaire.

- **La courbe B(H)**

Afin de comprendre le choix de tel ou tel matériau dans telle ou telle structure, nous allons présenter un rappel des caractéristiques des principaux matériaux magnétiques utilisés dans la fabrication des machines tournantes. Ils se classent en deux grandes familles :

- Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure,
- Les matériaux magnétiques durs, que sont les aimants permanents, et qui ont une rémanence et une coercitivité.

L'association de ces deux types de matériaux permet la création d'un champ magnétique dans l'entrefer et dont la distribution va dépendre de la structure adoptée pour la machine et des caractéristiques des matériaux ferromagnétiques utilisés. Ces derniers présentent un cycle d'hystérésis magnétique dépendant à la fois de leurs caractéristiques intrinsèques et de la forme de l'excitation magnétique à laquelle ils sont soumis. La figure (I.20) présente un cycle d'hystérésis typique des matériaux durs. Où B_r est l'induction rémanente, H_c est le champ coercitif. Cette caractéristique générale $B(H)$ est applicable aux matériaux doux et durs, les

matériaux durs ont une rémanence et une coercitivité supérieures à celles des matériaux doux dont on entend, au contraire, qu'elles soient les plus faibles possibles.

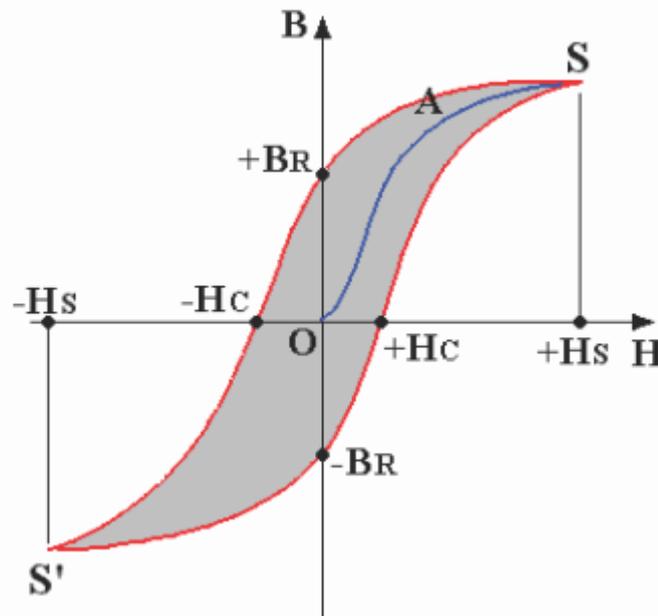


Figure. I.19 .Courbe $B(H)$ d'un matériau magnétique typique – Cycle d'hystérésis [50].

Les aimants permanents se sont des matériaux ferromagnétiques saturables à large cycle d'hystérésis. Deux valeurs limites que l'on retrouve dans le second quadrant ($B > 0$ et $H < 0$) du cycle d'hystérésis sont particulièrement intéressantes :

L'induction rémanente B_R à champ d'excitation nul qui doit être importante, le champ coercitif H_c qui annule l'induction. Outre ces qualités, un aimant permanent doit être stable (insensibilité aux chocs et aux cycles thermiques) et présenter de bonnes caractéristiques mécaniques. Il peut être fabriqué sous des formes très diverses et leurs modes de magnétisation sont multiples [50].

Les deux paramètres (B_r et H_c) dépendent également de la température. En effet, la désaimantation d'un aimant est influencée par l'élévation de la température et la durée d'exposition à celle-ci. L'effet de la diminution de l'induction rémanente à haute température est évalué à travers le coefficient de température réversible B_r à l'aide de l'équation (I.1).

$$B_{R(T)} = B_{R(20)} \times \left[1 + \alpha_{B_R} \times \frac{(T-20)}{100} \right] \quad (\text{I.1})$$

Où, $B_{R(20)}$ B est la valeur de B à 20°C , α_{B_r} est le coefficient de température réversible exprimé en % par degré Celsius et 'T' est la valeur de la température de l'aimant.

Le point de fonctionnement de l'aimant dépend de la perméabilité du circuit magnétique externe. Si la perméance est faible, il se situe au bas de la courbe de désaimantation, à proximité de ' H_c '. Dans un tel cas, la possibilité de désaimantation irréversible est élevée. Le point de fonctionnement est déterminé à partir de la perméance définie comme suit:

$$P_{pf} = \frac{A_g l_{AP}}{A_{AP} \cdot g} \quad (I.2)$$

Où,

A_g : la surface de l'entrefer (m^2),

l_{AP} : la longueur de l'aimant (m),

A_{AP} : la surface de l'aimant (m^2),

g : la longueur de l'entrefer (m).

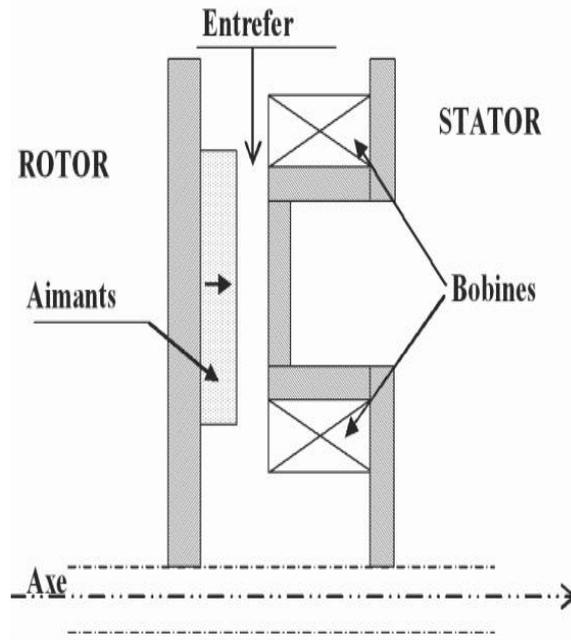


Figure. I.20. Exemple d'une MSAPFA à simple entrefer [50].

Selon les caractéristiques démagnétisantes, les aimants permanents peuvent être subdivisés en plusieurs groupes dont les trois principaux sont les suivants

- Alinco (Alinco5, Alinco5-7, Alinco9...etc)
- Ferrites (Barium ferrite, Strontium ferrite...etc)
- Terresrares (Sarrim cobalt (SmCo), Neodyum-Fer-Bore (Nd-Fe-B))

Les courbes de désaimantation de ces matériaux sont présentées dans la figure(I.22). Il ressort de cette figure que les Alinco ont la plus haute induction rémanente, un très petit champ coercitif et une courbe non linéaire. Les Alinco peuvent être magnétisés et désaimantés très facilement. Ils ont été largement utilisés dans les moteurs à courant continu à aimants permanents jusqu'à ce que les aimants en ferrite, deviennent disponibles sur le marché.

Les ferrites sont mieux que les Alinco, en termes de champ coercitif mais leur induction rémanente est plus faible. Les ferrites sont les aimants permanents les moins chers, disponibles sur le marché. Ils sont couramment utilisés pour les machines à AP de faible puissance.

Les matériaux terre rare (SmCo et Nd-Fe-B) ont quasiment une courbe de désaimantation linéaire. Ils ont une induction rémanente et un champ coercitif élevés. Toutefois, le coût des

SmCo est beaucoup plus élevé que ceux des autres AP. Bien que le coût du Nd-Fe-B est plus élevé que celui des ferrites, il est plus approprié pour les machines à AP à hautes performances, en raison des propriétés magnétiques supérieures. L'inconvénient des Nd-Fe-B réside dans leur faible tenue à la corrosion.

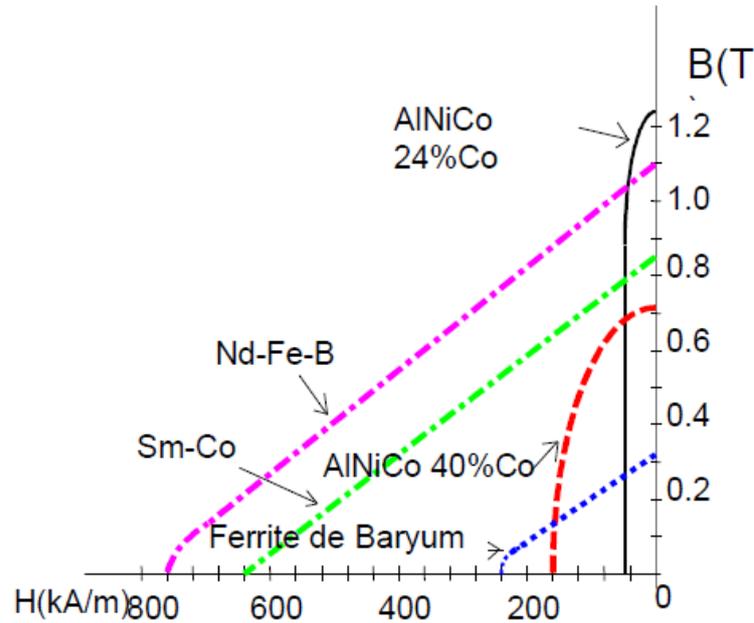


Figure. 1.21. Courbe de désaimantation des matériaux magnétiques [51].

I.9.4. Défaillance affectant les convertisseurs de puissance

Comme tout composant en fonctionnement, les composants électroniques sont soumis à des mécanismes de dégradation et de vieillissement liés aux conditions de fonctionnement ou à l'environnement. En électronique de puissance, les mécanismes de dégradation et les modes de défaillance des composants ont été largement étudiés et le sont encore [52]. Les défaillances sont principalement dues aux contraintes thermiques et électriques.

- **Défaillance d'IGBT** : Les causes de destruction d'un module IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont généralement d'origine thermique liées à un court-circuit, de surintensité ou de surtension. Les conséquences sont alors désastreuses et entraînent quelquefois la perte d'un convertisseur ou d'un équipement complet. Le court-circuit constitue la condition de fonctionnement la plus critique pour un composant. En effet, il est alors traversé par un fort courant en ayant la pleine tension à ses bornes. Les sollicitations successives et les défauts au niveau de la puce au silicium augmentent le taux de son vieillissement comme les diodes classiques.
- **Défaillance des diodes** : Pour les diodes classiques, plusieurs modes de défaillance sont possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance classée comme la plus importante. La défaillance apparaît en fin de vie du composant causée par la mauvaise dissipation thermique.

- **Défaillance des condensateurs** : Pour les condensateurs, électrolytiques ou à films métallisés, qui ont le rôle de capacité de filtrage lorsqu'ils sont soumis aux ondulations de tensions ou une mauvaise répartition de courant, ils sont par conséquent affectés par une élévation de température qui accélère leur vieillissement et seront hors service. Le tableau (I.1) expose les causes des défauts des convertisseurs statiques.

Tableau.1.1. Les causes des défauts du convertisseur statique [53].

Composants		Défauts	Causes	Effet sur le système
Convertisseur de puissance	Condensateurs	électrolytique	Elévation de température Vieillessement (usure)	Altération service du filtre
		A films	Usure Mauvais dimensionnement Composantes HF du courant non homogénéité des condensateurs	Mauvaise répartition du courant
	Diodes classiques	Vieillessement	Température Défaut de puce	Perte de puissance pendant l'étape de la roue libre
	IGBT	Court-circuit	Défaut de commande Usure Défaut de puce	Altération importante des courants de phases et du couple
		Court-circuit	Défaillance des oxydes de gilles	Courant quasiment nul dans la phase affectée
		Vieillessement	Usure du composant	Diminution de la tension de sortie du bras
	Circuit de commande	Défaillance des LED	Vieillessement Température	Diminution du niveau d'émission (énergie et spectre) sortie toujours est inactive

I.10. Méthodes de diagnostic des machines électriques

On retrouve, dans les différents travaux, les trois axes constituant le domaine du diagnostic des machines électriques qui conduisent à définir trois méthodologies de diagnostic : méthode de connaissances, méthodes de redondances analytiques et méthodes par modélisation de signaux. La figure (I.23) présente le diaporama des méthodes de diagnostic des machines électriques.

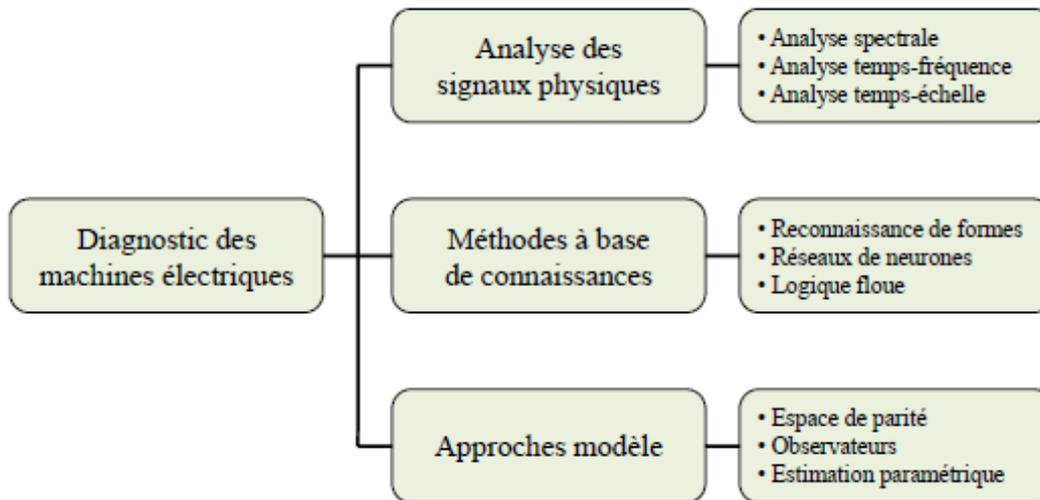


Figure.1.22. Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques [47].

I.10.1. Les méthodes de connaissance

Les méthodes de connaissances n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expériences. Dans la littérature sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par ces méthodes.

Les techniques basées sur l'intelligence artificielle mettant en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones [55] et la logique floue [56], qui peuvent être utilisées d'une manière indépendante ou combinées pour améliorer leur efficacité. Les méthodes inductive et déductives ne s'appliquent pas directement au diagnostic, mais peuvent y aider. Elles sont essentiellement utilisées pour définir les causes du défaut en utilisant les méthodes de pannes. Il est à noter que ces méthodes sont davantage du ressort des automaticiens que des électrotechniciens.

I.10.2 Les méthodes de redondances analytiques

Ces méthodes se basent sur une modélisation quantitative du système et exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller. On y distingue trois classes: les méthodes de modèles physiques, les méthodes d'identification de paramètres et les méthodes d'estimation du vecteur d'état [57].

I.10.3. Les méthodes par modélisation de signaux

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, ...etc. [58]. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, ...etc., ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

L'analyse de ces grandeurs quantifiables fidèlement attribuée aux signaux des défauts reste la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts dans les machines électriques.

I.10.3.1. Analyse des défauts par analyse des courants statoriques

L'analyse spectrale représente la méthode la plus usitée pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

Pratiquement, la surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies sont soit électriques, comme la puissance instantanée [59], et plus particulièrement le courant statorique [60], soit mécaniques (vibration couple électromagnétique) [61] ou bien magnétique (induction magnétique) [62].

- **Court circuit inter spires**

Les perturbations des forces magnétomotrices, induites par un défaut inter-spires, entraînent la présence d'harmoniques supplémentaires dans les courants statoriques des machines et permettent ainsi la détection de la défaillance. Cette méthode est notamment utilisée en détectant l'apparition d'une composante à $3.f_s$ sur les courants de ligne sur une machine défaillante.

Les courants statoriques ne sont pas les seuls signaux qui permettent de détecter les courts circuits inter-spires par une analyse fréquentielle. Les grandeurs électromagnétiques, comme le flux de fuite axial et le couple électromagnétique, ainsi que les grandeurs mécaniques, comme la vitesse de rotation du rotor et les vibrations mécaniques, mettent également en évidence, dans leur contenu spectral, des harmoniques témoignant de l'apparition d'un court-circuit inter-spires.

○ Rupture de barres

La rupture de barres d'une machine asynchrone bien que non probable est un défaut le plus fréquemment étudié en laboratoire en raison de sa simplicité de réalisation mais non probable. Ce défaut induit des modifications dans les courants du stator et entraîne donc l'apparition d'harmoniques caractéristiques dans le spectre de ce signal. En effet, lors de l'apparition d'une rupture de barre des harmoniques de flux sont produits et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences $f_{bc} = (1 \pm 2.kg).f$

De plus, les amplitudes des raies dans ces bandes latérales du fondamental augmentent avec le nombre de barres défectueuses [63].

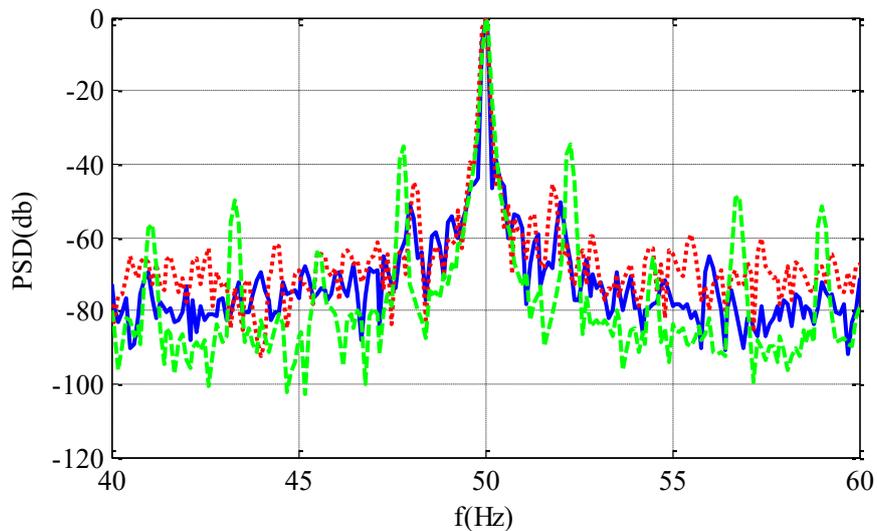


Figure 1.23. Spectre de courants statoriques [63].

• Excentricité

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité de flux d'entrefer les enroulements statoriques sont électriquement modifiés, ce qui entraîne des effets dans le spectre des courants.

• Défaut de roulement

En partant du principe que l'entrefer n'est plus constant lors d'une défaillance des roulements, montre que cette information est aussi présente dans le spectre du courant.

Ces défauts se manifestent le plus souvent, par une usure ou une fissure au niveau des bagues ou par une dégradation de l'organe de roulement (billes ou rouleaux), engendrant des vibrations mécaniques à des fréquences caractéristiques.

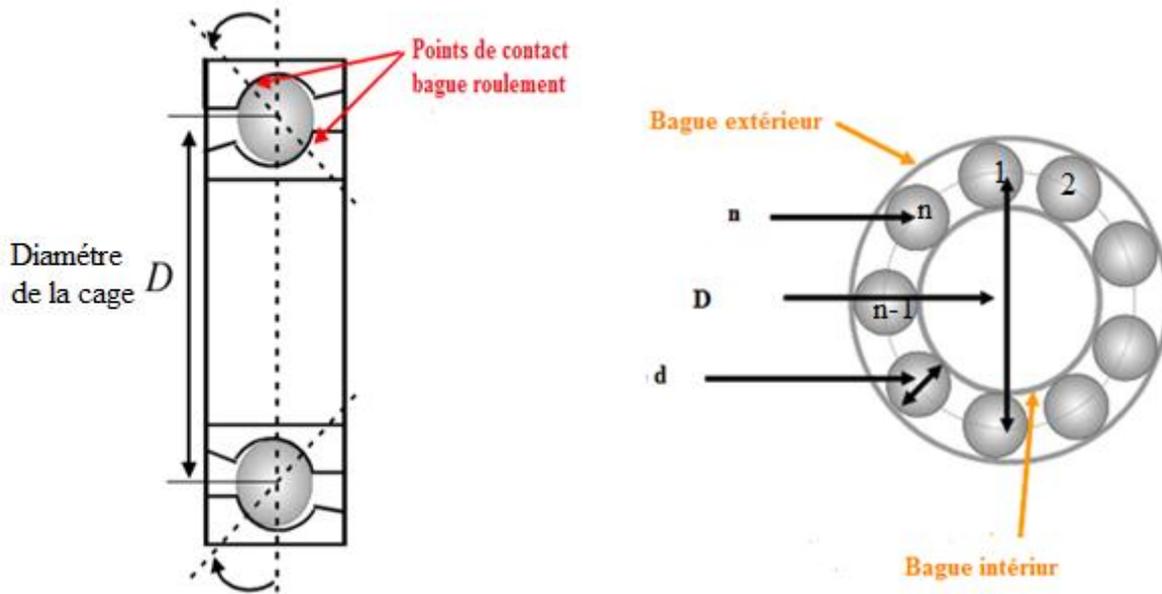


Figure.1.24. Vue en coupe d'un roulement

Avec :

- n : nombre de billes
- d : diamètre des billes
- D : diamètre de la cage
- θ : angle de contact entre la bille et les bagues.

Grâce à ces fréquences caractéristiques, le diagnostic des défauts de roulement est généralement réalisé avec des outils d'analyse spectrale portés sur des mesures de vibration mécanique ou de grandeurs électriques comme les courants statoriques [64]. Si ce type de défaillance n'est pas détecté à temps, l'augmentation de la détérioration des roulements risque d'engendrer des températures et des niveaux vibratoires dangereux, pouvant obliger l'arrêt du système dans lequel la machine est incluse.

Tableau I.2. Synthèse des signatures des défauts [65].

Type de défaut	Signaux et signatures	
	Courants statoriques	Vibrations
Cassure de barres	$f_{ch} = (1 \pm 2kg) f_s$ <p>ou $f_{ch} = \left[\frac{k}{p} (1-s) \pm s \right] \cdot f_s$</p> <p>et $\left(\frac{k}{p} = 1, 5, 7, 11, \dots \right)$</p>	$f_r \pm 2sf_s$ <p>ou $\left[\frac{(1-s)}{p} \pm 2 \right] f_s$</p>
Excentricité : - Statique - Dynamique - Mixte	Statique : $f_{ES} = \left[\left(\frac{k_{nh}}{p} (1-s) \pm 2 \right) \right] f_s$ Dynamique : $f_{ES} = \left[\left(\left(\frac{k_{nb} \pm n_d}{p} \right) (1-s) \pm 2 \right) \right] f_s$ Mixte : $f_{mex} = f_s \pm kf_r $	Statique : $2f_s \text{ ou } k \cdot f_r \pm f_s$ Dynamique : $f_r \pm 2 \cdot s \cdot f_s \text{ ou } f_r$
Roulement : - Bague extérieure - Bague Intérieure - Cage -Bille	Bague extérieure : $f_{c-be} = f_s \pm k \cdot f_{be}$ Bague intérieure : $f_{c-bi} = f_s \pm k \cdot f_{bi}$ Cage : $f_{c-cage} = f_s \pm k \cdot f_{cage}$ Bille : $f_{c-bille} = f_s \pm k \cdot f_{bille}$	Bague extérieure : $f_{be-vib} = k \cdot f_{be} = 0,4 \cdot k \cdot N_b \cdot f_r$ Bague intérieure : $f_{bi-vib} = k \cdot f_{bi} = 0,6 \cdot k \cdot N_b \cdot f_r$ <p>Ou $f_{bi-vib} = f_{bi} \pm k \cdot f_r$</p> Cage: $f_{cage-vib} = k \cdot f_{cage} = 0,4 \cdot k \cdot f_r$ Bille : $f_{bille-vib} = kf_{bille} = 2,32kf_r$

I.10.3. 2. Utilisation des différents signaux autre que le courant statorique

I.10.3.2.1 Analyse des signaux vibratoires

- **Analyse de flux magnétique de dispersion de fuite radial**

Dans le cas où les machines seraient à l'état de fonctionnement sain, leurs tensions et leurs courants statoriques sont équilibrés. Mais lors d'une défaillance quelconque, elle provoque un déséquilibre électrique puis magnétique dans les circuits statorique et rotorique, ce qui entraîne l'apparition des signatures caractérisant chaque type de défaut dans l'analyse spectrale du flux

magnétique de fuite axial. Cette analyse se fait très souvent par l'intermédiaire d'une bobine appelée exploratrice placée à l'extrémité de la machine ou autour de son arbre figure (I.24). Le flux axial induit dans cette bobine une force électromotrice offrant un spectre qui peut être analysé pour la surveillance de l'état de fonctionnement de la machine [66].

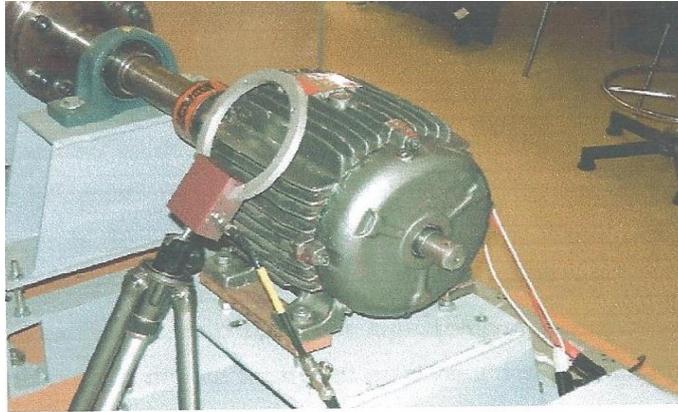


Figure. I.25. Mesure du flux magnétique de dispersion radial [67].

- **Analyse de flux de dispersion de fuite axial**

L'analyse du flux magnétique de dispersion extérieur s'effectue, souvent, grâce à des capteurs bobinés. Ceux-ci sont placés à une distance x sur les côtés des machines, et équidistant des extrémités de la culasse, comme indiqué sur la figure(I.25). Le spectre du flux de dispersion radial, concernant les fréquences de ses différents harmoniques, sera proche à celui du flux de dispersion axial mais cependant moins riche, car il est difficile qu'un harmonique d'induction produise des composantes de courant associé. De plus, le fait de l'emplacement du capteur au centre loin des extrémités de la culasse va relativement diminuer l'influence de la composante du flux [68]. Par conséquent, la caractérisation du flux analysé sera seulement le résidu de l'induction magnétique d'entrefer, qui nous fournit une analyse plus réelle sur l'état de la machine.



Figure. I.26. Mesures de flux magnétique de dispersion axial [69].

- **Analyse de couple électromagnétique**

Certains défauts peuvent être détectés par la recherche d'harmonique dans le spectre du couple électromagnétique mesuré, résultant d'une interaction entre le flux et le courant. Ce couple peut être reconstruit, soit à partir de deux des trois courants statoriques, soit en utilisant un modèle physique de la machine. L'utilisation de ce signal peut s'avérer un bon choix pour la détection des défauts de charge [70].

Lorsqu'un défaut rotorique apparaît, les composantes spectrales fréquentielles du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique font apparaître des harmoniques ou des raies supplémentaires (par exemple $2.k.g.f_s$ pour une rupture de barre). Pourtant, l'analyse de ses composantes n'est pas parue tellement adéquate, elle n'offre pas de riches renseignements (les amplitudes des signatures de défauts moins significatives) à l'image du spectre du courant statorique dans le cas d'un défaut rotorique. En outre, les capteurs et l'acquisition de la vitesse et du couple exigent des dispositifs encombrants et onéreux, par contre le capteur de courant est simple, pratique et bon marché. Ceci limite considérablement leur application dans le diagnostic de défauts des machines électriques. Même si la technique moderne permet de nous offrir une image du couple électromagnétique à partir de l'acquisition des tensions et des courants statoriques, mais l'utilisation de cette méthode reste limitée, vu l'existence d'autres approches alternatives.

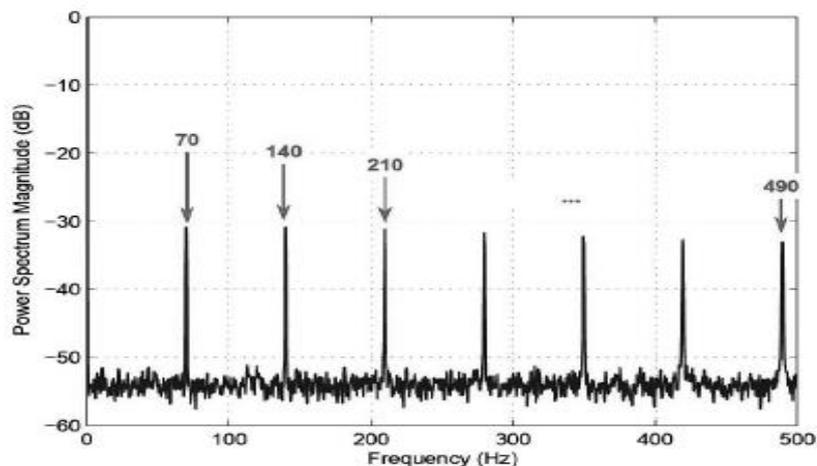


Figure 1.27. Spectre du couple électromagnétique [71].

- **Analyse de la puissance instantanée**

La puissance instantanée n'est autre que la multiplication du courant par la tension du stator. L'analyse spectrale de cette puissance montre qu'en plus des composantes dont la fréquence est égale à $(2.g).f_s$, il existe une composante supplémentaire de fréquence $g.f_s$ (voir figure (1.27)). Le résultat obtenu par le calcul de la PSD de la puissance instantanée montre que des composantes ont une amplitude supérieure au seuil enregistrée pour l'état sain et dont les fréquences sont un multiple entier de la fréquence de défaut $(2.g.f_s)$. Grâce à la fréquence $2g.f_s$, nous pouvons déduire la valeur du glissement de la machine et calculer la vitesse de rotation de l'arbre rotorique. Une fois le glissement g connu, nous calculons la fréquence des composantes présentes autour de la fréquence de la puissance instantanée grâce à la relation $2.(1 \pm k.g).f_s$.

A partir de ces fréquences, nous pouvons évaluer l'amplitude des composantes correspondantes avec une tolérance toujours inférieure à 1.

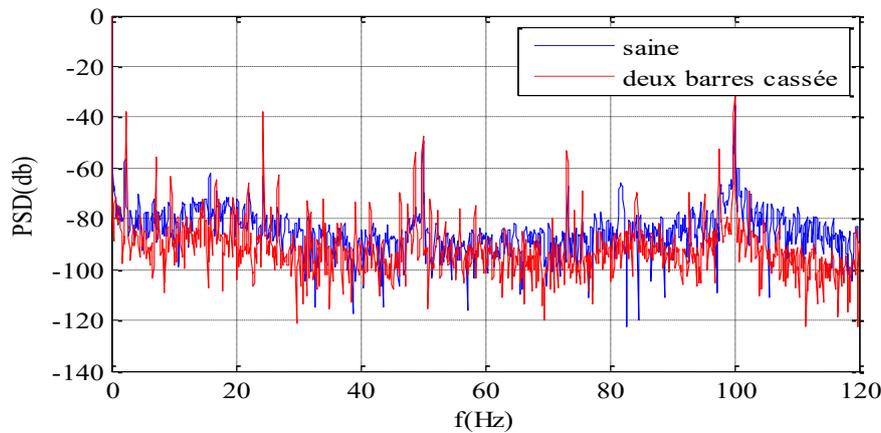


Figure.1.28. Spectre de la puissance instantanée [72].

I.11. Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art des exigences des applications industrielles d'aujourd'hui et dont les applications embarquées nécessitant une tolérance aux pannes, a été présenté. Les machines électriques largement étudiées pour ce genre d'application ont, tout d'abord, été détaillées. Nous avons ensuite présenté différents types de défauts pouvant survenir dans une machine électrique. Ils peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique. Un des défauts les plus rencontrés étant le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes de surveillance des défauts qui reposent souvent sur l'analyse des grandeurs mesurables et l'identification d'une signature d'un défaut déjà connu et répertorié. Ce chapitre a été rédigé dans un contexte général sur l'étude des défauts dans les machines électriques en traitant à la fois les définitions des défauts, leurs origines leurs modes de surveillance et leur modélisation. Nous traiterons le cas particulier des courts-circuits entre spires dans les machines à aimants permanents et dans les machines asynchrones plus en détail dans les chapitres suivants.

Chapitre II

**Modélisation des machines
synchrones à aimants
permanents polyphasées**

II.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés[48]. Cependant les objectifs d'un modèle de simulation sont différents, ce qui a motivé les chercheurs à mettre au point des modèles basés généralement sur les approches de calculs suivantes :

- Méthode par les équations des **C**ircuits **E**lectriques **M**agnétiquement **C**ouplés (CEMC).
- Méthode par les **R**éseaux de **R**éductances (MRR).
- Méthode numérique par les **E**léments **F**inis (MEF).

Ces méthodes sont largement détaillées dans la littérature scientifique, et présentent des degrés de complexité différents.

Dans ce chapitre nous allons présenter en premier lieu les différentes méthodes utilisées pour la modélisation des machines électriques polyphasées avec rotor muni d'aimants ou d'enroulements, ensuite nous allons développer un modèle général de la machine (**MSAP**). Le modèle proposé dans ce chapitre s'inscrit dans le cadre de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en utilisant l'approche de type (**CEMC**). Son objectif est la prédiction des performances dynamiques du moteur synchrone à aimants permanents.

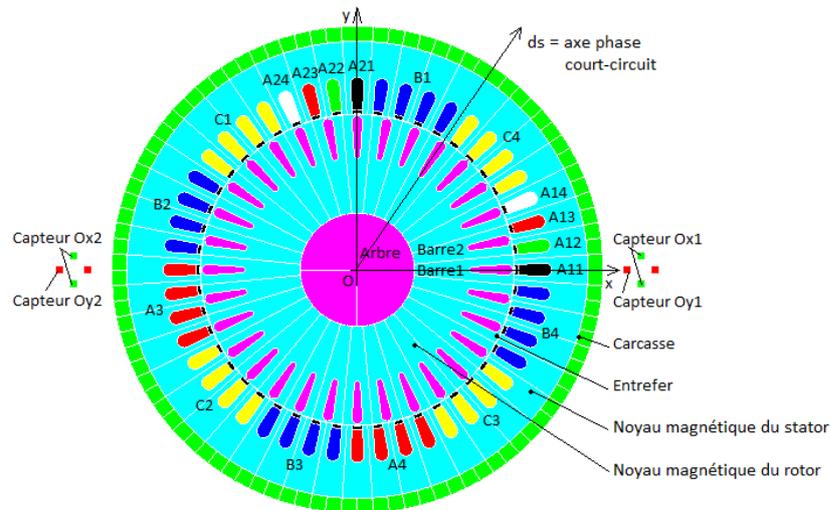
Une application sera faite pour une machine (MSAP) triphasée et une machine penta-phasée.

II.3 Modélisation des machines électriques

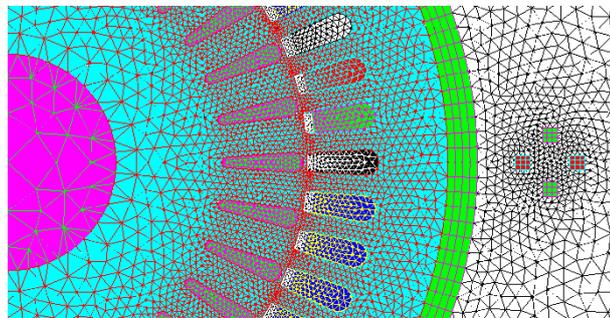
II.3.1 Méthode des éléments finis

Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, la méthode des éléments finis est utilisée dans le but de comprendre et de quantifier les conséquences locales d'un défaut sur les différentes parties de la machine[73]. A titre d'exemple, la méthode des éléments finis permet l'étude des effets locaux du défaut de rupture de barres de la cage rotorique dans une machine asynchrone à savoir un échauffement local excessif dû à l'augmentation des courants circulant dans les barres voisines et une forte sollicitation électrodynamique de ces mêmes barres voisines pouvant conduire à la propagation du défaut. De même, la méthode des éléments finis sert à appréhender les impacts magnétiques et thermique locaux du défaut de court-circuit inter-spines dans les phases statoriques. Le principe fondamental de cette méthode réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, le potentiel est approché par un polynôme de degré faible.

La résolution se ramène alors à la minimisation d'une fonction liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. L'utilisation de méthode de calcul par éléments finis prend en compte la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques. Les équations qui régissent le champ électromagnétique dans les systèmes électromagnétiques sont les équations de Maxwell, accompagnées des relations constitutives du milieu considéré[52].



(a)



(b)

Figure II.1. Le modèle éléments finis 2D pour la machine MA : (a) géométrie ; (b) maillage [74].

II.3.2. Méthode des réseaux de perméances

La méthode des réseaux de perméances est basée sur l'analogie entre le magnétique et l'électrique (Figure II.1). Un circuit de perméances représentant la géométrie de la machine est réalisé dont chaque perméance est calculée à partir d'un tube de flux. La détermination de certaines perméances peut nécessiter l'utilisation de la méthode des éléments finis, ce qui est notamment le cas des perméances d'entrefer [52].

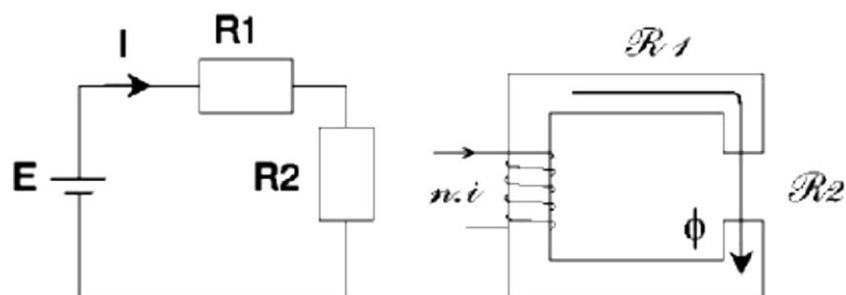


Figure II.2. Analogie entre circuit électrique et circuit magnétique.

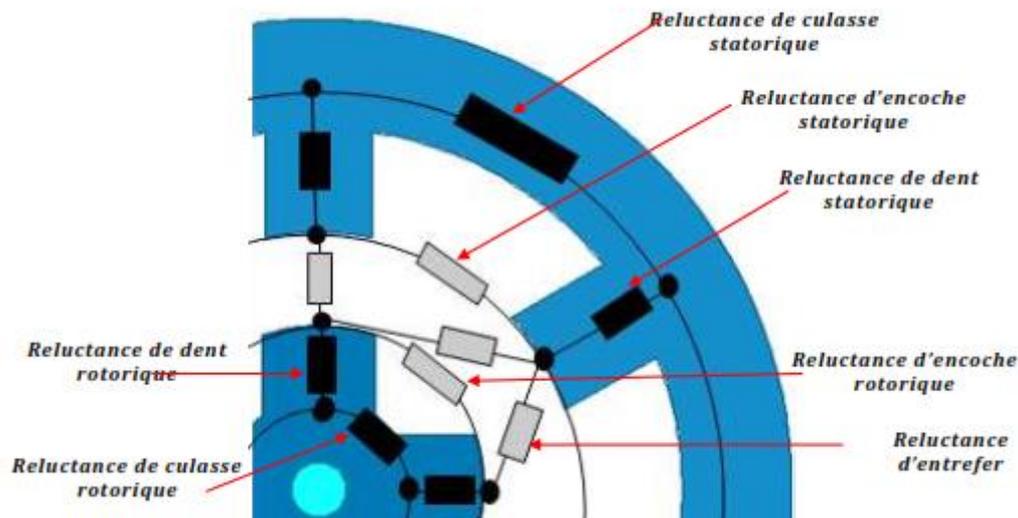


Figure II.3. Reluctances équivalentes des différentes parties magnétiques du MRV[75].

Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes reluctances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la reluctance relative du fer R_{fer} . Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de permeances d'entrefer variables selon la position angulaire du rotor[75].

II.3.3. Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés

L'approche de modélisation par circuits électriques magnétiquement couplés (*CEMC*) repose sur une modélisation analytique. Cette méthode de modélisation est assez générique au sens où elle s'appuie sur une description des couplages électromagnétiques au sein de la machine en se basant sur la topologie géométrique et constitutive de la machine. Cette approche a déjà fait ses preuves pour la modélisation des machines asynchrones à cage d'écureuil. Elle a également été adaptée à la machine synchrone à aimants permanents. Cette approche offre un compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de type rupture de barre rotorique et / ou d'anneau de court-circuit[76].

Les inductances propres et mutuelles des différents enroulements ont une place prépondérante dans la mesure où elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone. Une modélisation précise de ces inductances et résistances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux de simulation.

Nous pouvons classer les techniques de calcul de ces inductances en deux catégories :

II.3.3.1. Semi-Analytique (CEMC-SA)

Le calcul des inductances et des mutuelles est assuré par un autre module de calcul indépendant. Ces inductances, éventuellement leurs dérivés, sont enregistrés dans des fichiers, pour des valeurs discrètes de la position angulaire θ du rotor dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ [43].

II.3.3.1.1. Analytique (CEMC-A)

Les inductances et les mutuelles sont calculées analytiquement au cours de la simulation. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision, prise en considération d'un certain nombre de défaut et en temps de calcul. Bien que ce dernier devient plus important en utilisant la méthode de CEMC-A [77].

- **Modèle de CEMC-SA**

Comme mentionné auparavant cette méthode est basée sur un calcul différé des inductances et de leurs dérivés selon un pas d'échantillonnage spatial bien déterminé. L'évolution angulaire des grandeurs magnétiques peut être calculée par plusieurs techniques et plusieurs outils de simulation, à titre indicatif, nous pouvons citer les familles suivantes :

- les techniques de calcul par éléments finis,
- l'intégration de l'induction d'entrefer ; on utilise la théorie des fonctions de distribution et de bobinage [78] [79].
- la définition des mutuelles par des fonctions trigonométriques.

- **Modèle de CEMC-A**

Dans cette partie, nous présentons une version simplifiée du modèle précédent dans la mesure où les inductances sont calculées analytiquement. L'idée la plus intuitive, pour prendre en considération la répartition des enroulements statoriques et rotoriques, est de définir les mutuelles par des fonctions trigonométriques.

A titre indicatif, nous présentons la définition trigonométrique suivante de la matrice des mutuelles :

Parmi les techniques qui se basent sur la méthode des CEMC-A, on peut citer la technique de génération des inductances et des mutuelles selon la répartition spatiale de la force magnétomotrice (f. m .m) dans l'entrefer [52].

Le choix du modèle est un problème ouvert. Les problèmes de conception en électrotechnique sont souvent multi-physiques et comportent des incertitudes, notamment sur les propriétés des matériaux. Ainsi, on remarque que les problèmes comprennent environ une dizaine de paramètres à optimiser, une ou plusieurs dizaine de contraintes souvent non linéaires, une ou plusieurs fonctions objectives non linéaires. Il est fréquent que les fonctions soient continues et que chaque variable de conception soit réelle et bornée. Les problèmes de conception proposés récemment font intervenir des paramètres discrets et qualitatifs ou exploitent deux modèles de précisions différentes d'un même dispositif ou s'intéressent à l'éco-conception [80].

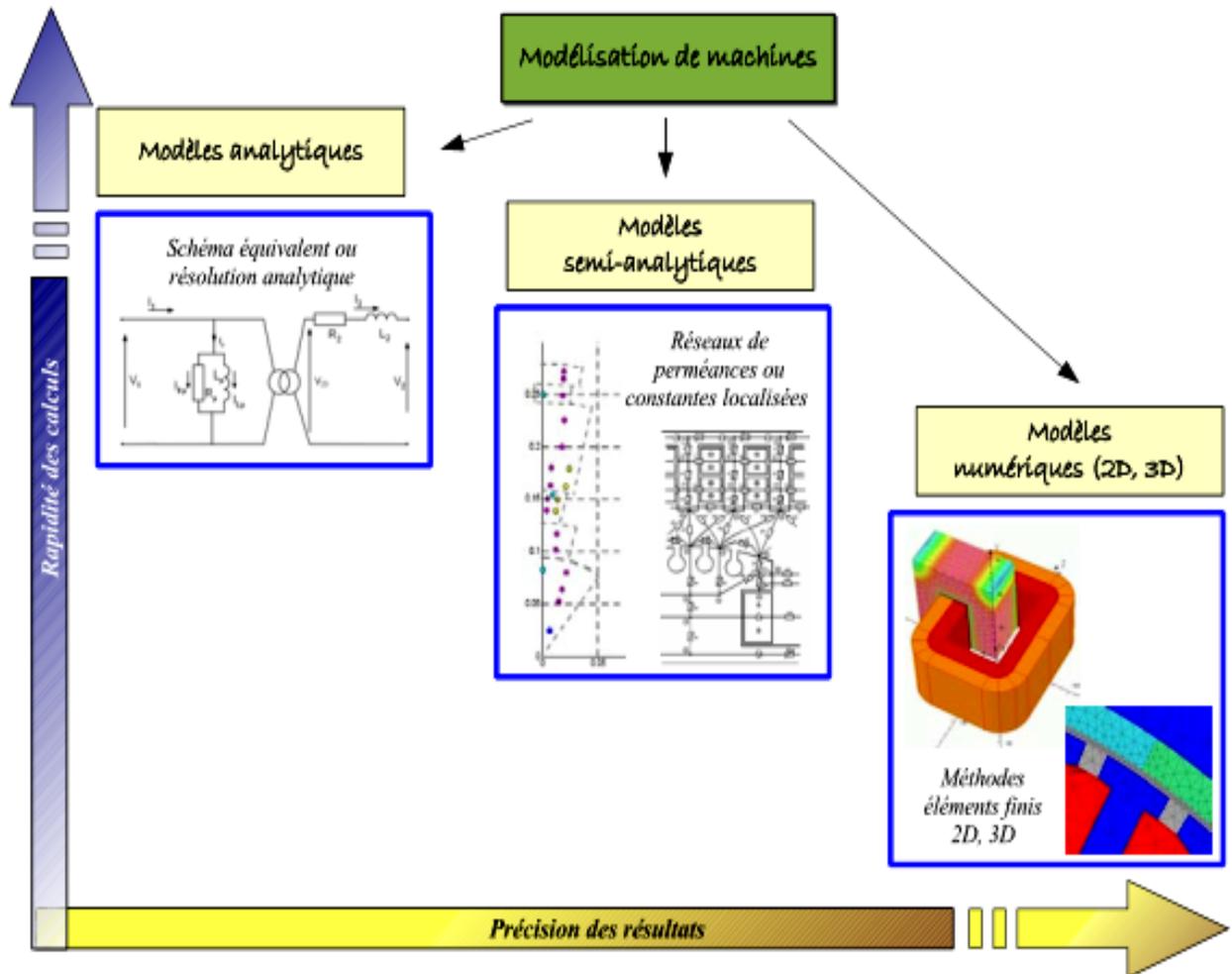


Figure. II.4. Approches possibles de modélisation de machines électriques sous forme du front de Pareto [80].

Les modèles analytiques sont rapides, facile à comprendre, mais ils nécessitent des connaissances a priori et des hypothèses simplificatrices. Bien évidemment, les approches numériques considérées comme prototype virtuel permettent d'obtenir les résultats les plus précis mais leurs calculs sont aussi les plus lourds par rapport aux autres approches. Le concepteur lui, recherche un bon compromis entre rapidité, précision et malléabilité. Le temps de calculs des modèles conditionne le choix des algorithmes d'optimisation et des formulations mathématiques associées.

Il faut cependant préciser qu'en général un problème d'optimisation de structure en électrotechnique, ou dans n'importe quelle autre discipline, ne peut être résolu avec suffisamment de cohérence sans une bonne connaissance du dispositif à traiter. En effet, les méthodes d'optimisation ne sont pas des outils magiques, mais doivent être considérées comme des outils d'aide à la recherche de solutions.

II.2. Modélisation des machines polyphasées

C'est avec D.C. White [81] que l'on trouve une première modélisation théorique approfondie des machines polyphasées dans un espace de dimension m , égal au nombre de phases. L'utilisation des machines polyphasées par des commutateurs de courant à thyristors a très rapidement été mise en œuvre pour les applications nécessitant un haut niveau de fiabilité ; seules les machines synchrones à excitation séparée étaient alors adaptées à ces convertisseurs qui absorbent de la puissance réactive. Pour les machines asynchrones et dans une moindre mesure les machines synchrones à aimants permanents, [82] montre à travers un état de l'art sur le développement des machines polyphasées, que l'apparition de ce type de machine alimentée par onduleur de tension date de 1969, avec une étude sur une machine asynchrone 5-phases [83]. Entre cette date et aujourd'hui, le développement de ce type de structure a tout d'abord été très lent, pour seulement commencer à s'accélérer au début de ce siècle.

Les progrès de l'électronique de puissance, puis plus récemment, ceux des processeurs de traitement du signal, expliquent en partie l'évolution de la maturité technologique de ce type de solution. Le verrou lié à la puissance de calcul nécessaire à l'implantation pratique de la commande de ces dispositifs peut alors être considéré comme levé. De ce fait, on commence aujourd'hui à noter un intérêt grandissant des communautés scientifique et industrielle à propos de l'augmentation du nombre de phases des machines électriques [84]. Ce phénomène est essentiellement observé pour trois types d'applications spécifiques :

- la propulsion électrique dans la Marine [85],
- l'Aéronautique [86],
- et plus récemment l'Automobile, avec les nouvelles technologies de véhicule électriques ou hybrides.

On peut en effet assez facilement justifier pour ces types d'applications, qui réclament des performances de plus en plus élevées, sous le poids de contraintes très fortes, que le nombre de phases devienne un véritable paramètre de conception. Les bénéfices que peut apporter une structure polyphasée par rapport à une structure triphasée équivalente sont variés. Nous proposons de les reprendre ci-après et de les placer dans le contexte de notre étude.

II. 4. Mise en équation de la Machine polyphasée dans le repère naturel

Cette partie décrit la mise en équation des machines polyphasées étudiées. Les hypothèses relatives aux machines étudiées et à leur modélisation sont explicitées.

II.4.1. Hypothèses de départ

Cette sous-partie présente les hypothèses relatives aux machines polyphasées étudiées.

Etant donné que l'objectif est de disposer de modèles de type circuit associés aux méthodes d'identification des paramètres simples et suffisamment précise, nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses qui ne sont pas valables pour tous les types de MSAP. Cependant, ces hypothèses sont justifiées pour un nombre important de MSAP, utilisées notamment pour les applications dans les systèmes embarqués. Les hypothèses admises et les restrictions éventuelles qu'elles entraînent sont décrites ci-après :

Nous considérons uniquement les MSAP à stator lisse. En effet, cette hypothèse est admise dans la plupart des machines synchrones qui négligent les irrégularités introduites par les encoches statoriques logeant les conducteurs. Par cette hypothèse on néglige l'impact de l'effet de denture statoriques qui dans les machines à aimants peut conduire à un couple non nul à l'arrêt en absence de courant (couple de détente) et des ondulations de couple à pulsation relativement élevée lorsque la machine tourne.

Le rotor est également supposé lisse : Cette hypothèse se justifie pour un nombre important de MSAP dont les aimants sont collés sur la surface du rotor. En effet, la perméabilité des aimants est souvent très proche de celle de l'air. Pour ces machines, la matrice d'inductance de la machine, saine ou en défaut, comporte des éléments indépendants de la position du rotor, ce qui permet de les estimer ou les identifier par des méthodes relativement simples.

Les pertes fer au stator et rotor sont négligées : Les pertes au rotor (dans les aimants et dans les parties ferromagnétiques du rotor) sont dues aux harmoniques d'espace de la FMM statorique, des harmoniques temporels du courant statorique, générés par les tensions de sortie des onduleurs qui alimentent ces machines, et l'impact de la denture statorique.

Les phénomènes capacitifs des bobines statoriques sont négligés car les modèles établis ne considèrent pas le comportement de la machine à très haute fréquence. Leur prise en compte devient nécessaire si notamment les courants de mode commun d'alimentation par un onduleur doivent être pris en compte. Cela ne fait pas partie des objectifs de modélisation dans cette thèse.

L'effet amortissement au rotor est négligé : Cette hypothèse se justifie par le fait que la présence d'amortisseurs au rotor des MSAP autopilotées alimentées par des onduleurs de structure tension est nuisible. En effet, dans ce cas la présence d'amortisseurs au rotor conduirait à des pertes excessives pouvant entraîner l'échauffement des aimants notamment à basse vitesse. Pour cette raison, dans la plupart des machines synchrones à aimants collés sur la surface du rotor les frettes lorsqu'elles existent sont peu ou non conductrices.

La machine est supposée non saturée : Pour une MSAP bien dimensionnée il peut exister une saturation localisée de certaines parties telle que l'épanouissement des dents statoriques. Cependant, l'impact de cette saturation localisée reste négligeable, sachant que la composante directe du courant qui peut entraîner la machine en saturation n'est pratiquement jamais positive dans les MSAP autopilotées à rotor lisse.

Le bobinage statorique des MSAP saines triphasées à rotor lisse est supposé équilibré. De ce fait, les éléments diagonaux de leur matrice d'inductance (inductances propres des bobines des phases) sont égaux ainsi que leurs éléments non diagonaux (inductances mutuelles entre les bobines des phases). Il est évident qu'en présence d'un défaut électrique entre spires dans une phase, le bobinage triphasé n'est plus équilibré et le nombre de circuits (nombre de bobines parcourues par des courants différents) augmente d'un circuit (d'une bobine). On admet uniquement que les éléments de la matrice d'inductance des machines en défaut sont indépendants de la position du rotor (rotor supposé lisse).

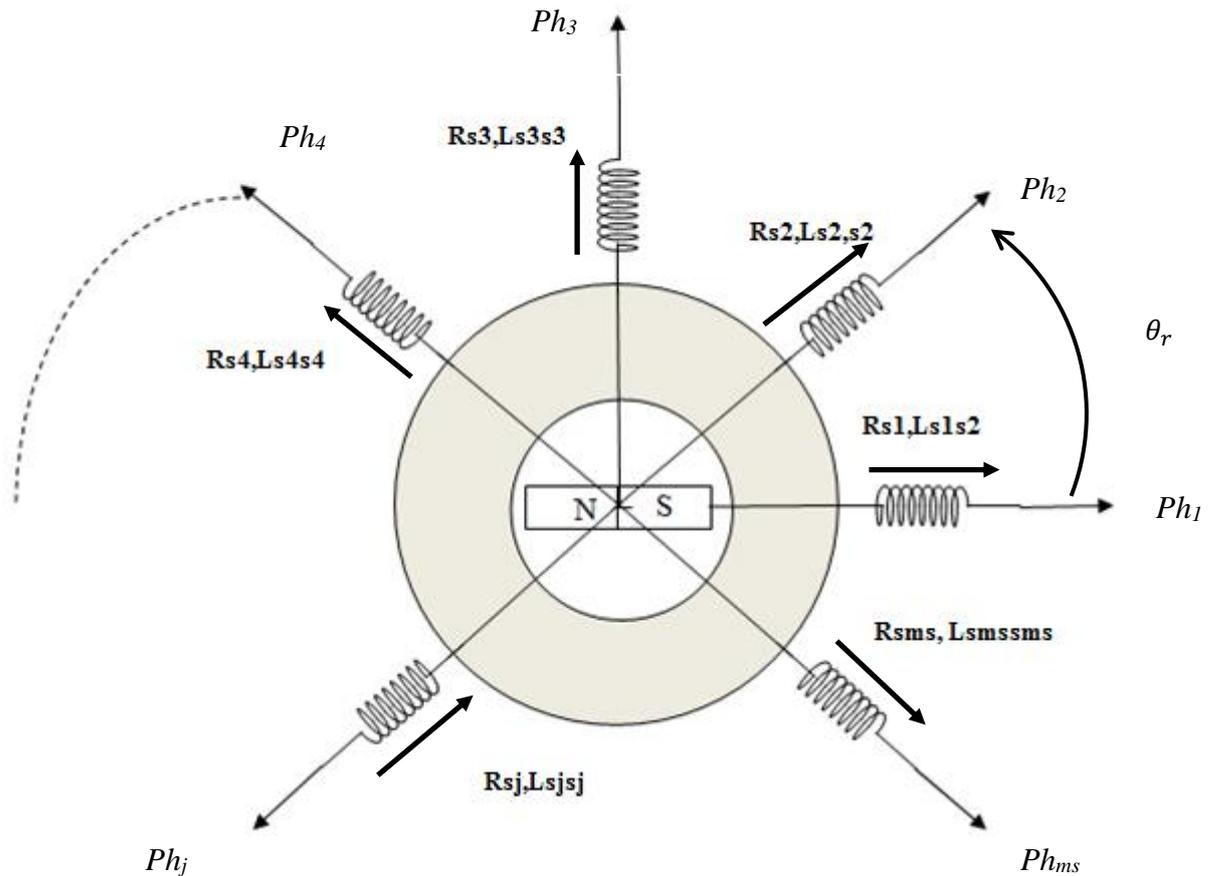


Figure. II.5. Représentation symbolique d'une machine synchrone bipolaire.

II.4.2. Mise en équation

II.4.2.1 Equations Electriques

L'écriture matricielle des équations différentielles régissant le comportement des m_s phases constituant cette machine est donnée :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{sj} \\ \vdots \\ v_{sm_s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{sj} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & R_{sm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ \vdots \\ I_{sj} \\ \vdots \\ I_{sm_s} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \vdots \\ \varphi_j \\ \vdots \\ \varphi_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

II.4.2.2. Equations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout courant i , parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit est le quotient du flux de ce champ magnétique φ par l'intensité du courant traversant le circuit.

Étant donné une machine à aimants permanents à m_s enroulements au stator, les interactions magnétiques entre enroulements agissant sur une bobine j font intervenir les inductances propres $L(\theta_r)$, les inductances mutuelles $M(\theta_r)$ ainsi que le flux mutuel avec l'aimant permanent.

Les inductances dépendent des chemins magnétiques des flux, elles sont donc fonctions de la position relative du rotor par rapport au stator.

Si on appelle φ le flux d'enroulement du circuit de rang j , son expression en fonction des inductances et des courants i traversant les circuits k est (la dépendance en temps des courants et flux est supprimée pour alléger l'écriture) :

$$\varphi_j = L_{sj}(\theta_r).I_{sj} + \sum_{j \neq k}^{ms} M_{sjk}(\theta_r).I_{sk} + \sum_{j=1}^{ms} \varphi_{sjpm}(\theta_r) \quad (\text{II.2})$$

Il est pratique de formuler les équations d'une machine électrique sous forme matricielle. Ainsi les flux s'écrivent sous la forme générale suivante :

$$[\varphi(\theta_r)] = [L(\theta_r)][I_s] + [\varphi_{pm}(\theta_r)] \quad (\text{II.3})$$

Sous forme explicite, on écrit :

$$\begin{pmatrix} \varphi_1(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_j(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_{m_s}(\theta_r) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s1s1}(\theta_r) & M_{s1s2}(\theta_r) & \cdots & M_{s1sj}(\theta_r) & \cdots & M_{s1sm_s}(\theta_r) \\ M_{s1s2}(\theta_r) & L_{s2s2}(\theta_r) & \cdots & M_{s2sj}(\theta_r) & \cdots & M_{s2sm_s}(\theta_r) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \vdots \\ M_{sjs1}(\theta_r) & \cdots & \cdots & L_{sjsj}(\theta_r) & \cdots & M_{sjsm_s}(\theta_r) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sm_s s1}(\theta_r) & M_{sm_s s2}(\theta_r) & \cdots & M_{sm_s sj}(\theta_r) & \cdots & L_{sm_s sm_s}(\theta_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ \vdots \\ i_{sj} \\ \vdots \\ i_{sm_s} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{1pm}(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_{2pm}(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_{m_s pm}(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les flux dus aux aimants permanents et embrassant les enroulements du stator s'écrivent comme suit :

$$[\varphi_{pm}(\theta_r)] = \begin{pmatrix} \varphi_{1pm}(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_{2pm}(\theta_r) \\ \vdots \\ \varphi_{m_s pm}(\theta_r) \end{pmatrix} = \varphi_{\max} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \vdots \\ \cos(\theta_r - j\alpha) \\ \vdots \\ \cos(\theta_r - N_{ms} \cdot \alpha) \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec

Cette écriture peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left[[L(\theta_r)][I_s] + [\varphi_{pm}(\theta_r)] \right] \quad (\text{II.6})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left[[L(\theta_r)][I_s] \right] + \frac{d}{dt} [\varphi_{pm}(\theta_r)] \quad (\text{II.7})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + [I_s] \cdot \frac{d[L(\theta_r)]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d[\varphi_{pm}(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad (\text{II.8})$$

$$[V_s] = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{sj} \\ \vdots \\ v_{sm_s} \end{pmatrix}, \quad [I_s] = \begin{pmatrix} I_{s1} \\ \vdots \\ I_{sj} \\ \vdots \\ I_{sm_s} \end{pmatrix}, \quad (\text{II.9})$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_{s1} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{sj} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & R_{sm_s} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.4.2.3. Energie magnétique emmagasinée

La figure (II.6) représente la courbe de variation du flux généré par une bobine en fonction du courant qui la traverse. L'énergie magnétique totale emmagasinée dans un enroulement de rang j est :

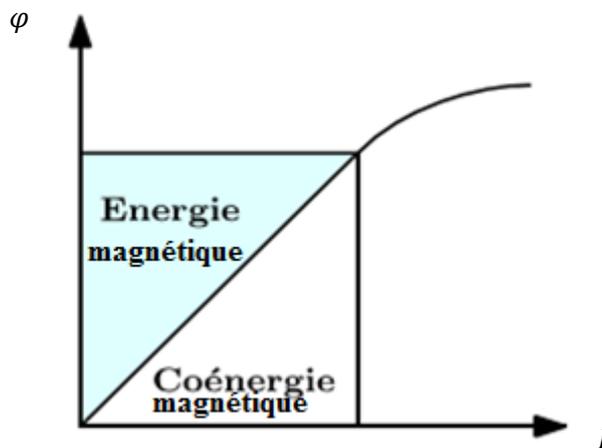


Figure II.6. Flux en fonction du courant.

$$W_{mag}(t) = \int_0^\varphi I_j(t) d\varphi_j \quad (\text{II.11})$$

L'aire sous la courbe de la figure (II.6) est la coénergie définie par :

$$W'_{mag}(t) = \int_0^\varphi \varphi_j(t) dI_j \quad (\text{II.12})$$

On obtient :

$$W'_{mag}(t) + W_{mag}(t) = \int_0^\varphi \varphi_j(t) \cdot I_j(t) \quad (\text{II.13})$$

Pour un système d'enroulements on peut généraliser l'équation précédente :

$$W'_{mag} + W_{mag} = [\varphi_s^{tr}] \cdot [I_s] \quad (\text{II.14})$$

Sous l'hypothèse 3 de linéarité, l'énergie magnétique emmagasinée dans le moteur vaut la coénergie :

$$W'_{mag} = W_{mag} = \frac{1}{2} [\varphi_s^{tr}] \cdot [I_s] \quad (\text{II.15})$$

Remplaçons φ par son expression :

$$W'_{mag} = W_{mag} = \frac{1}{2} [I_s]^{tr} \cdot [L(\theta_r)]^{tr} \cdot [I_s] = \frac{1}{2} [I_s]^{tr} [L(\theta_r)] \cdot [I_s] \quad (\text{II.16})$$

Sachant que $[L(\theta_r)]^{tr} = [L(\theta_r)]$ du fait de la réciprocité des inductances mutuelle ($M_{ij}(\theta) = M_{ji}(\theta)$)

II.4.2.4. Génération du couple électromagnétique

Sous les hypothèses classiques, une machine électrique, en fonctionnement moteur, absorbe de l'énergie électrique, et la transforme en partie en énergie mécanique utile. Une autre partie sera dissipée sous forme d'énergie thermique dans le circuit résistif (par effet Joule) et une dernière partie sera stockée dans le circuit inductif sous forme d'énergie magnétique. Le bilan de puissance d'un moteur électrique est donc le suivant [87] :

$$P_{in} = P_{meca} + P_J + P_{mag} \quad (\text{II.17})$$

Où P_{in} , P_{meca} , P_J et P_{mag} sont, respectivement, la puissance électrique absorbée par la machine :

$$P_{in} = [I_s]^T \cdot [V_s] \quad (\text{II.18})$$

La puissance mécanique fournie sur l'arbre de la machine

$$P_{meca} = C_m \cdot \Omega \quad (II.19)$$

La puissance thermique dissipée par effet Joule dans le circuit résistif

$$P_J = [I_s]^T \cdot [R_s] \cdot [I_s] \quad (II.20)$$

et la puissance magnétique emmagasinée dans le circuit inductif

$$P_{mag} = \frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \cdot [I_s]^T \cdot [L(\theta_r)] \cdot [I_s] \right) = [I_s]^T [L(\theta_r)] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{1}{2} [I_s]^T \frac{\partial [L(\theta_r)]}{\partial \theta_r} \cdot [I_s] \cdot \omega_r \quad (II.21)$$

Remplaçons (II.20) et (II.21) dans (II.17) :

$$P_{in} = [I_s]^T [V_s] = [I_s]^T [R] [I_s] + [I_s]^T [L(\theta_r)] \frac{d[I_s]}{dt} + [I_s]^T \frac{\partial [L(\theta_r)]}{\partial \theta_r} [I_s] \omega_r \quad (II.22)$$

La puissance mécanique :

$$P_{meca} = P_{in} - P_J - P_{mag} = [I_s]^T \frac{\partial [L(\theta_r)]}{\partial \theta_r} [I_s] \omega_r \quad (II.23)$$

L'expression générale du couple est donc la suivante :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_s]^T \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} [I_s] \quad (II.24)$$

II.4.2.5. Equation de mouvement

Le comportement mécanique de la machine dépend de l'inertie J , du couple électromagnétique C_{em} , du couple mécanique résistant C_{cr} et de couple de frottement fluide $C_f = f_v \cdot \omega_r$ où f_v est la constante de frottement fluide.

L'équation mécanique est définie par :

$$J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + f_v \cdot \omega_r(t) = C_{em}(t) - C_{cr} \quad (II.25)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.26)$$

II.4.2.6.Représentation d'état

Dans une machine synchrone, l'expression du couple est une fonction des courants traversant les enroulements et de la position du rotor (équation (II.24)).

La dynamique du courant dépend de la vitesse et de la position du rotor (équation (II.19)). La commande en couple (ou en vitesse) d'une machine AC nécessite, alors, la connaissance des courants et des vitesses et position du rotor. Il convient donc de choisir le vecteur d'état ci-dessous pour la représentation d'état :

$$X = \begin{bmatrix} I_s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.27})$$

Le système complet d'équations différentielles réagissant le fonctionnement de cette machine s'écrit :

$$\begin{cases} [V_s] = \left([R_s] + \frac{\partial [\varphi_{pm}(\theta_r)]}{\partial \theta_r} \right) [I_s] + [L(\theta_r)] \frac{d[I_s]}{dt} \\ -C_r = -\left(\frac{1}{2} \cdot [I_s]^T \cdot \frac{\partial [\varphi_{pm}(\theta_r)]}{\partial \theta_r} \right) [I_s] + J \frac{d\omega_r}{dt} + f_v \cdot \omega_r \\ 0 = -\omega_r + \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Soit le système équivalent :

$$[U] = [A] \cdot \dot{X} + [B][X] \quad (\text{II.29})$$

$$[U] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.30})$$

$$[X] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.31})$$

$$[B] = \begin{pmatrix} \left([R_s] + \frac{\partial \varphi_{pm}(\theta_r)}{\partial \theta_r} \right) & 0 & 0 \\ -\left(\frac{1}{2} [I_s]^T \cdot \frac{\partial \varphi_{pm}(\theta_r)}{\partial \theta_r} \right) & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad [A] = \begin{pmatrix} [L_{ss}] & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.32})$$

II.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée dans le repère naturel (a,b,c)

On se propose de réaliser la modélisation de la machine synchrone triphasée à aimants permanents possédant des enroulements statoriques tels qu'ils produisent une force magnétomotrice (F.M.M) sinusoïdale et soient le siège d'une F.E.M induite sinusoïdale.

Les machines synchrones à aimants permanents sont des moteurs sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques.

II.5.1. Représentation schématique de la (MSAP) triphasée

Les modèles dynamiques des (MSAP) dans les repères statoriques (fixe) et rotoriques (tournant) sont déjà connus. Pour ces modèles, le repère tournant est généralement préféré à cause de plusieurs simplifications qu'il occasionne en régime transitoire et permanent [49] [51]. La représentation schématique de la MASP est donnée par la figure (II.7).

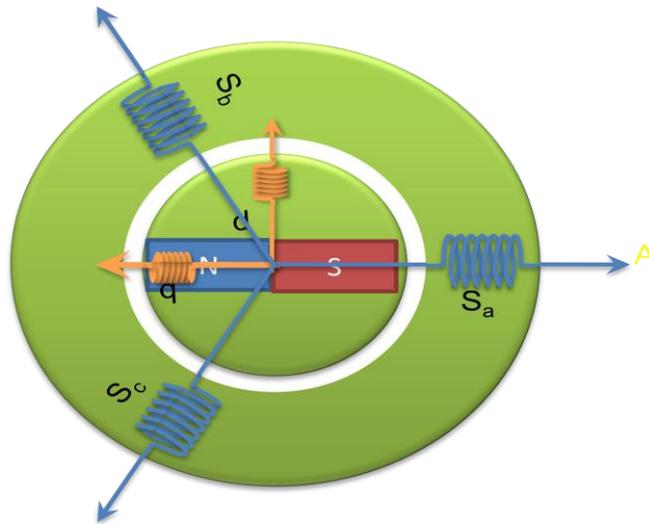


Figure. II.7. Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents.

II.5.2. Modèle de la (MSAP)

Sans saturation magnétique, le modèle électrique de la machine à trois phases dans le repère 'abc' est le suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{s1}(\theta_r) \\ \varphi_{s2}(\theta_r) \\ \varphi_{s3}(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Cette équation peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s(\theta_r)]}{dt} \quad (\text{II.34})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left[[L(\theta_r)][I_s] + [\varphi_{pm}(\theta_r)] \right] \quad (\text{II.35})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + [I_s] \cdot \frac{d[L(\theta_r)]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d[\varphi_{pm}(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad (\text{II.36})$$

$$[V_s] = [v_{s1} \quad v_{s2} \quad v_{s3}]^T \quad (\text{II.37})$$

$$[I_s] = [I_{s1} \quad I_{s2} \quad I_{s3}]^T \quad (\text{II.38})$$

$$\varphi_s(\theta_r) = [\varphi_{s1}(\theta_r) \quad \varphi_{s2}(\theta_r) \quad \varphi_{s3}(\theta_r)]^T \quad (\text{II.39})$$

Pour les machines à aimants permanents, le flux magnétique $\varphi_s(\theta_r)$ dans l'équation est généré par deux sources différentes : le flux crée par les bobines statoriques et celui provenant des aimants situés sur le rotor. Ainsi, $\varphi_s(\theta_r)$ peut être exprimé par l'équation matricielle suivante :

$$[\varphi_s(\theta_r)] = [L_{ss}(\theta_r)][I_s] + [\varphi_{pm}(\theta_r)] \quad (\text{II.40})$$

Où $\varphi_s(\theta_r)$ est la partie du flux crée par les aimants, $[L_{ss}(\theta_r)]$ est la matrice des inductances statoriques comme définis dans l'équation (II.40). 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.

$$[\varphi_{pm}(\theta_r)] = \begin{pmatrix} \varphi_{1pm}(\theta_r) \\ \varphi_{2pm}(\theta_r) \\ \varphi_{3pm}(\theta_r) \end{pmatrix} = \varphi_{max} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.41})$$

$$[L_{ss}(\theta_r)] = \begin{pmatrix} L_{s1s1}(\theta_r) & M_{s1s2}(\theta_r) & M_{s1s3}(\theta_r) \\ M_{s2s1}(\theta_r) & L_{s2s2}(\theta_r) & M_{s2s3}(\theta_r) \\ M_{s3s1}(\theta_r) & M_{s3s2}(\theta_r) & L_{s3s3}(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{cases} L_{s1s2} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r) \\ L_{s2s2} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{s3s3} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

$$\begin{aligned} M_{s1s2} = M_{s2s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + -L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{s1s3} = M_{s3s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + -L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_{s2s3} = M_{s3s2} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + -L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

L'équation électrique peut être écrite sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[L_{ss}(\theta_r)]}{dt} [I_s] + L_{ss}(\theta_r) \cdot \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[\varphi_{pm}(\theta_r)]}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad (\text{II.45})$$

II.5.3. Expression du couple électromagnétique

La forme matricielle du couple électromagnétique :

$$\begin{aligned} C_{em} = p & \begin{pmatrix} I_{s1} & I_{s2} & I_{s3} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} + \\ & \begin{pmatrix} I_{s1} & I_{s2} & I_{s3} \end{pmatrix} \cdot \varphi_{\max} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.46})$$

II.5.4. Modèle d'état

En associant l'équation mécanique (II.25) et celle du couple (II.46), nous obtenons le modèle d'état suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} \quad (II.47)$$

$$\begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dL_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dL_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_{s1}^{pm}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ \omega_r \frac{dL_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dL_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_{s2}^{pm}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ \omega_r \frac{dL_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dL_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + \omega_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_{s3}^{pm}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (II.48)$$

$$\left\{ \overset{\circ}{X} \right\} = [A]^{-1} \cdot (\{U\} - [B]\{X\}) = [A]^{-1} \cdot \{U\} - [A]^{-1} \cdot [B]\{X\} \quad (II.48)$$

Avec :

$$[U] = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} & C_m - C_r & 0 \end{bmatrix}^{tr} : \text{Est le vecteur de commande.}$$

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{s1} & I_{s2} & I_{s3} & \omega_r & \theta_r \end{bmatrix}^{tr} : \text{Est le vecteur d'état.}$$

En détaillant les différents termes de l'inductance. On obtient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} \\
 \\
 \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \\
 \\
 \begin{pmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \phi_{s1}^{pm} \cdot \cos(\theta_r) & 0 \\ \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & R_b^s + \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \omega_r \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & \phi_{s2}^{pm} \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \omega_r \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & R_c^s + \omega_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \phi_{s3}^p \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.49})
 \end{aligned}$$

II.6.Cas d'une machine à pôles lisses

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 :

$$L_{s1s1} = L_{s2s2} = L_{s3s3} = L_{ls} + L_m \quad (\text{II.50})$$

$$M_{s1s2} = M_{s2s1} = M_{s1s3} = M_{s3s1} = M_{s2s3} = M_{s3s2} = -\frac{1}{2}L_{ls} \quad (\text{II.51})$$

La matrice de l'inductance L_{ss} , dans le cas de (MSAP) à pole lisse, prend alors la forme :

$$L_{ss} = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ls} \\ -\frac{1}{2}L_{ls} & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_{ls} \\ -\frac{1}{2}L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ls} & L_{ls} + L_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.52})$$

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

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[\Phi_{pm}]}{d\theta_r} \cdot \omega_r \quad (\text{II.53})$$

II.6.1. Expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_{abc}^s] \frac{d[\Phi_{pm}]}{d\theta_r} \quad (\text{II.54})$$

II.6.2. Etablissement du modèle d'état

En remplace l'équation (II.47) dans l'équation(II.46) .En associant l'équation mécanique (II.56) et celle du couple (II.17), nous obtenons le modèle d'état suivant :

$$\begin{pmatrix} [V_s] \\ -C_r \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [R_s] & \frac{d[\Phi_{pm}]}{d\theta_r} & [0] \\ \frac{p}{2} \frac{d[\Phi_{pm}]}{d\theta_r} & f_v & 0 \\ [0] & -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [I_s] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} [L_{ss}] & [0] & [0] \\ [0] & J & 0 \\ [0] & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [I_s] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.55})$$

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

$$[A] = \begin{pmatrix} R_a^s & 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & R_a^s & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_a^s & C_3 & 0 \\ \frac{p}{2}.C_1 & \frac{p}{2}.C_2 & \frac{p}{2}.C_3 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.56})$$

$$[B] = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ls} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}L_{ls} & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_{ls} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ls} & L_{ls} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.57})$$

$$c_1 = \frac{d\varphi_{ma}^s}{d\theta_r} = \varphi_m \omega_r \sin(\theta_r), c_2 = \frac{d\varphi_{mb}^s}{d\theta_r} = \varphi_m \omega_r \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right), c_3 = \frac{d\varphi_{mc}^s}{d\theta_r} = \varphi_m \omega_r \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$$

II.7. Modélisation des défauts

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.

On suppose qu'un défaut de court-circuit entre spires produit dans la phase (b) d'une machine à aimants permanents, la figure (II.8) montre le bobinage de la machine avec une branche supplémentaire. Ainsi, pour prendre en compte le défaut de court-circuit entre spires n'importe quelle phase dans le modèle, le bobinage est réparti en deux parties [36][89] :

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.

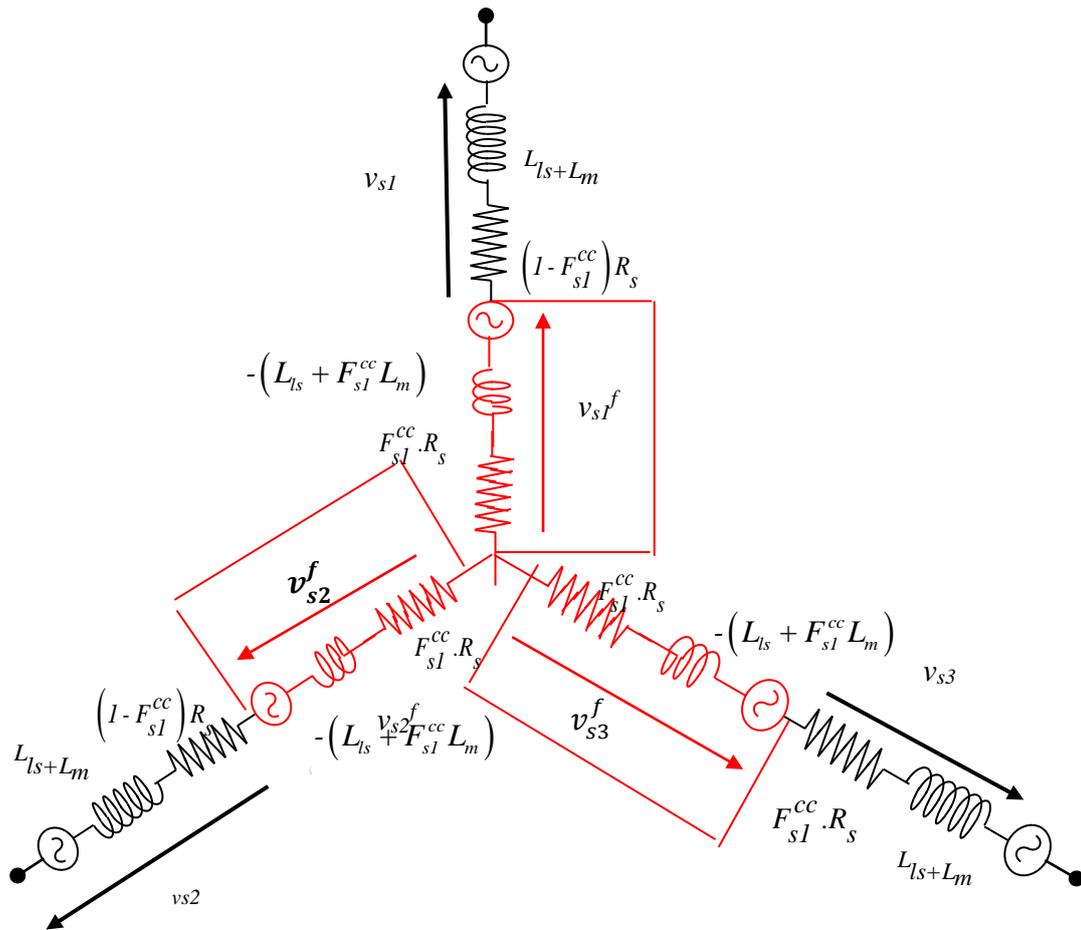


Figure. II.8. Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents en mode de défauts de court-circuit.

Le système d'équations régissant le fonctionnement de la MSAP en régime sain et en présence des défauts peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_s^f] \end{bmatrix} &= [R_s] \begin{bmatrix} [I]_{(3 \times 3)} & [-I]_{(3 \times 3)} \\ [F_s^{cc}]_{(3 \times 3)} & -I_{(3 \times 3)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [F_s^{cc}] \cdot [I_s^f] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_s] & [-L_s] \\ [F_{cc}] & [L_f] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [F_s^{cc}] [I_s] \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\varphi_s(\theta_r)] \\ [\varphi_{pmf}(\theta_r)] \end{bmatrix} \quad (II.58)
 \end{aligned}$$

Les vecteurs courants et tensions statoriques sont définis comme suit :

$$[V_s] = [v_{s1} \quad v_{s2} \quad v_{s3}]^{tr} \quad (\text{II.59})$$

$$[V_s^f] = [v_{s1}^f \quad v_{s2}^f \quad v_{s3}^f]^{tr} \quad (\text{II.60})$$

$$[I_s] = [I_{s1} \quad I_{s2} \quad I_{s3}]^{tr} \quad (\text{II.61})$$

$$[I_s^f] = [I_{s1}^f \quad I_{s2}^f \quad I_{s3}^f]^{tr} \quad (\text{II.62})$$

$$F_s^{cc} = \begin{bmatrix} F_{s1}^{cc} & 0 & 0 \\ 0 & F_{s2}^{cc} & 0 \\ 0 & 0 & F_{s3}^{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Le flux mutuel entre l'aimant et la phase en défaut se divise en deux parties ϕ_{j1} et ϕ_{j2} , $j = \{1, 2, 3\}$

$$[\phi_{pm,f}(\theta_r)] = \Phi_m \begin{pmatrix} F_{s1}^{cc} \cdot \sin\theta_r \\ F_{s2}^{cc} \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{s3}^{cc} \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad [\phi_s(\theta_r)] = \Phi_m \begin{pmatrix} \sin\theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.64})$$

Φ_m le flux maximal de l'aimant et θ_r l'angle électrique du rotor. Dans le cas de défaut, la matrices, $[R_f]$ et $[L_f]$, deviennent en fonction de F_{s1}^{cc} , F_{s2}^{cc} et F_{s3}^{cc} . Pour un défaut dans n'importe quelle phase, la résistance R' est donnée par l'expression suivante :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} (1 - F_{s1}^{cc})R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{s1}^{cc}R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1 - F_{s2}^{cc})R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{s2}^{cc}R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1 - F_{s3}^{cc})R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{s3}^{cc}R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

$$[L_f] = \begin{bmatrix} -(L_{ls} + F_{s1}^{cc} L_m) & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s2}^{cc} L_m) & \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s3}^{cc} L_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants statoriques est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} I_{s1} & I_{s2} & I_{s3} \end{bmatrix} \cdot \Phi_m \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{s1}^f & I_{s2}^f & I_{s3}^f \end{bmatrix} \cdot \Phi_m \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} F_{s1}^{cc} \cos(\theta_r) \\ F_{s2}^{cc} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ F_{s3}^{cc} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.67})$$

En régime sain F_{s1}^{cc} , F_{s2}^{cc} et F_{s3}^{cc} sont nuls. Il suffit de les remplacer dans le système (II.63) pour négliger l'état de défaut.

En associant l'équation électrique à l'équation mécanique on aura le système suivant

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_s^f \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_f] & \frac{d\varphi_{abc}^{pm_cc}}{d\theta_r} & 0 \\ \frac{d\varphi_{abc}^{pm_cc}}{d\theta_r} & f & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_s^f \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_f] & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_s^f \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

Après avoir décrit le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, un programme écrit sous l'environnement **Matlab** nous a permis de mettre en évidence le comportement de la machine et pour la résolution du système différentiel nous avons utilisé la méthode de Runge-kutta, comme illustré dans l'organigramme suivant :

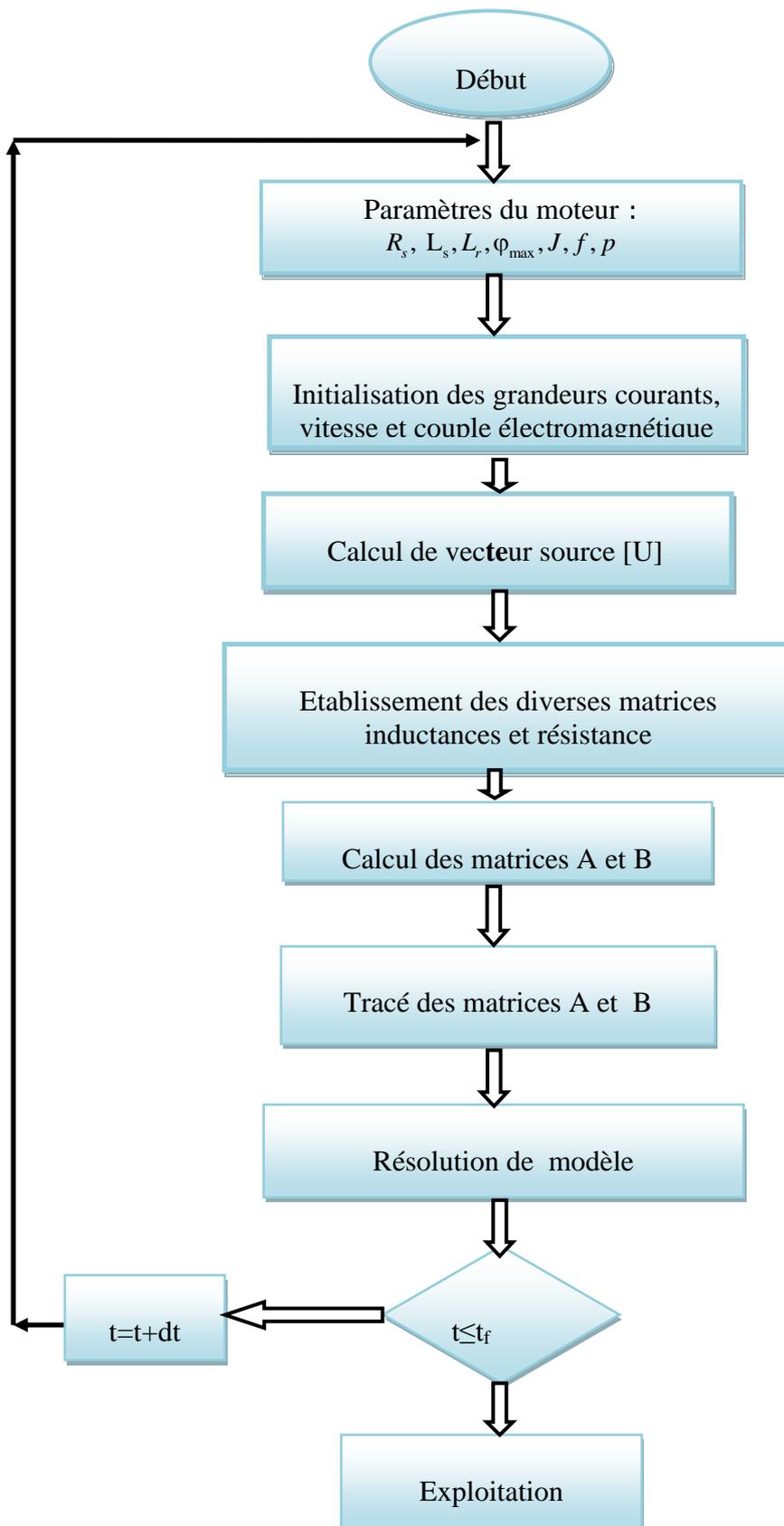


Figure II.9. Organigramme de résolution de système différentiel.

II.8.Résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée

Le modèle complet de la machine synchrone à aimants permanents triphasée est maintenant connu, nous pouvons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique en mode sain et en mode de défaut.

- **Paramètres de la machine**

Les paramètres de la machine utilisés dans cette modélisation sont groupés dans le tableau II.1 [89].

Table 1.2 Paramètres de simulation

Puissance nominale	335W
Tension maximale	33V
Fréquence	50Hz
Résistance statorique	1.5Ω
Inductance statorique	0.0032H
Inductance mutuelle	0.0013H
Nombre de pôles	3
Vitesse	1000tr /mn

II.8.1.Résultats du fonctionnement en mode sain

Nous allons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants et la vitesse rotorique lorsque la machine ne présente aucune défaillance.

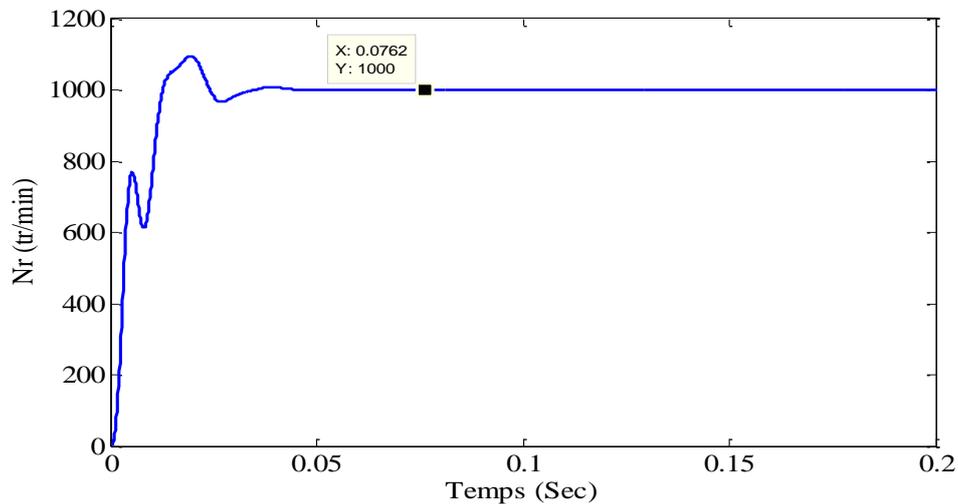


Figure II.10. Vitesse de rotation à vide

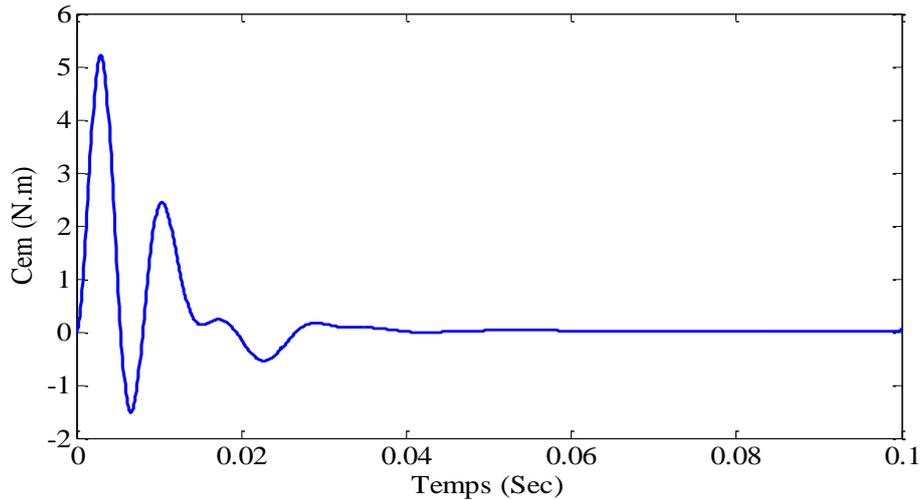


Figure. II.11. Couple électromagnétique en régime à vide.

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 (Figure (II.10) figure (II.11), figure (II.12) et figure (II.13)) détaillent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique à vide et en 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 trois paires de pôles. Le couple électromagnétique à vide, au démarrage, il atteint une valeur maximale. Après disparition du régime transitoire, le couple s'attend vers une valeur, cette valeur représente le couple de frottement ; en charge il équilibre le couple résistant.

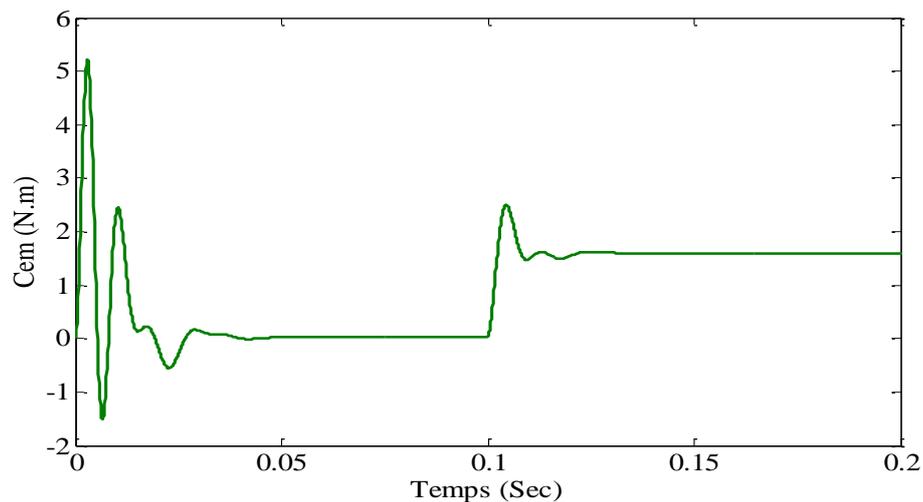


Figure. II.12. Couple électromagnétique en régime à vide et en charge.

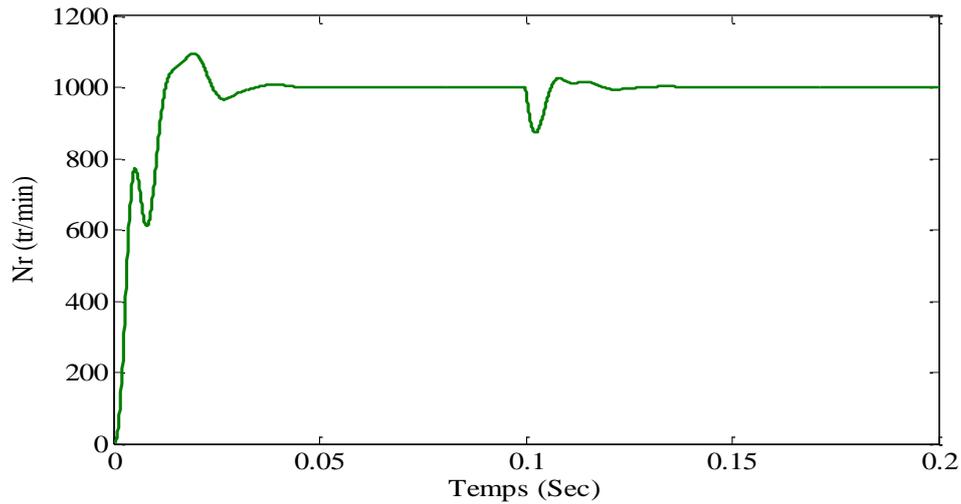


Figure. II.13. Vitesse de rotation en régime à vide et en charge.

La figure (II.14) 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 atteint son régime de fonctionnement normal.

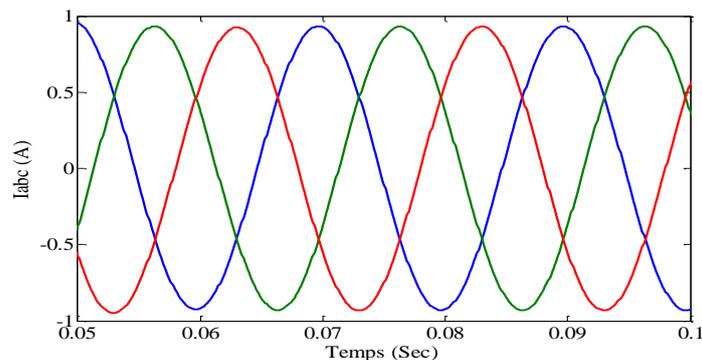
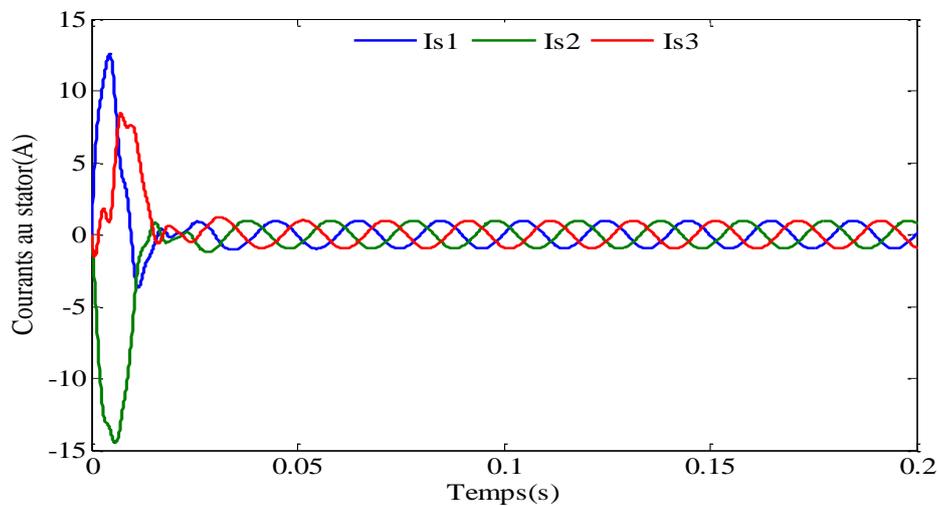


Figure. II.14. Courants statoriques à vide.

Les figures (II.14, II.15, II.16) représentent l'évolution des courants des trois phases statoriques de la machine en charge. Une fois la machine est chargée nous remarquons une augmentation de courant.

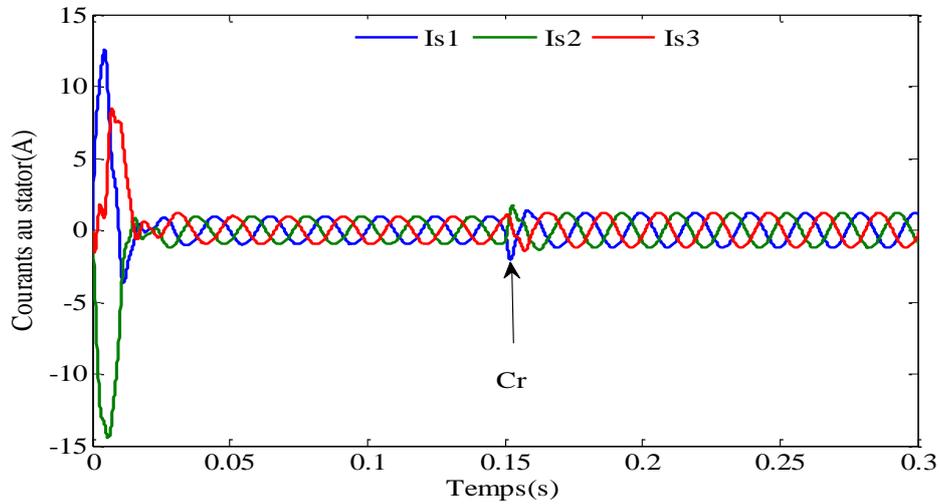


Figure. II.15. Courants statoriques à demi-charge.

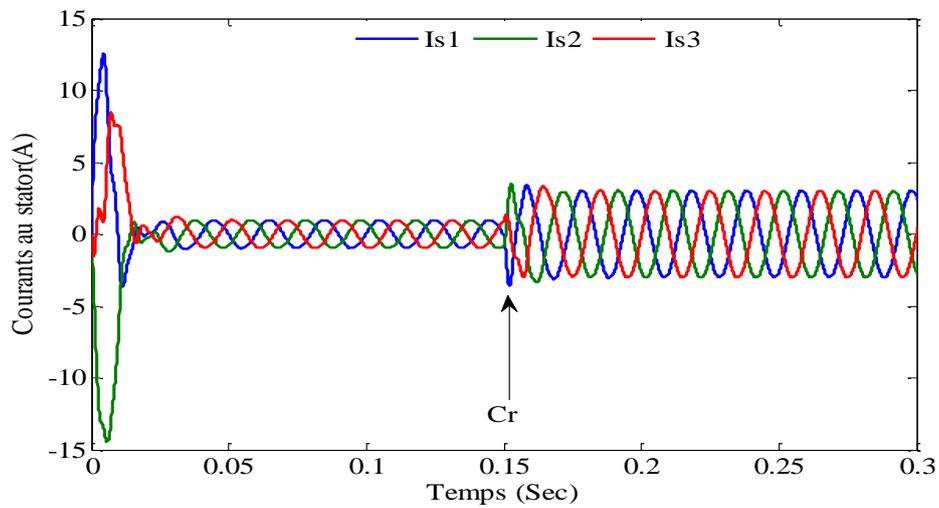


Figure. II.16 Courants statoriques (simulation en plein charge)

II.8.2. En mode de défaut

Les figures (II.17, II.18, II.19, II.20, II.21) représentent l'évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique respectivement. Lors de l'application de défaut de 5%, 10% et 15% de spires en court-circuit, nous remarquons que la vitesse augmente et oscille avec des ondulations, causées par le défaut, ces ondulations croissent en augmentant le nombre de spires en court-circuit.

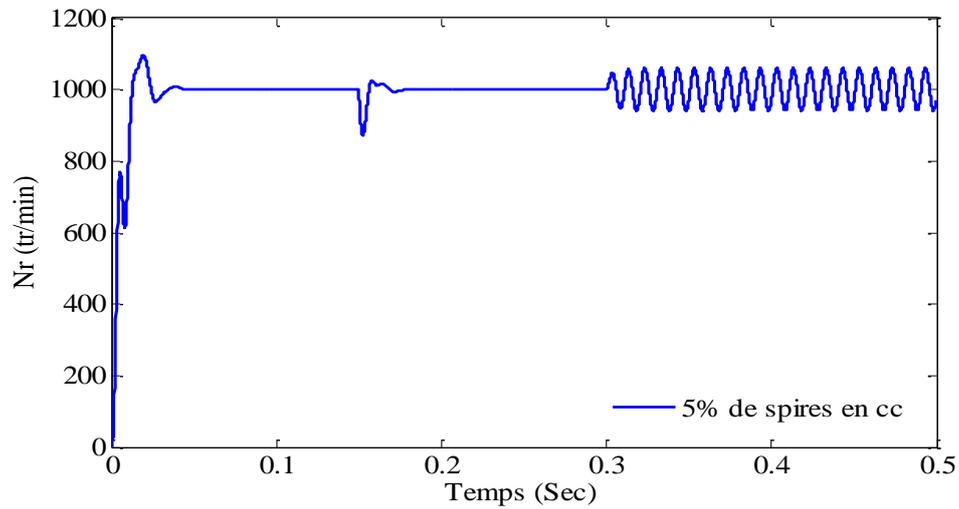


Figure. II.17. Vitesse de rotation

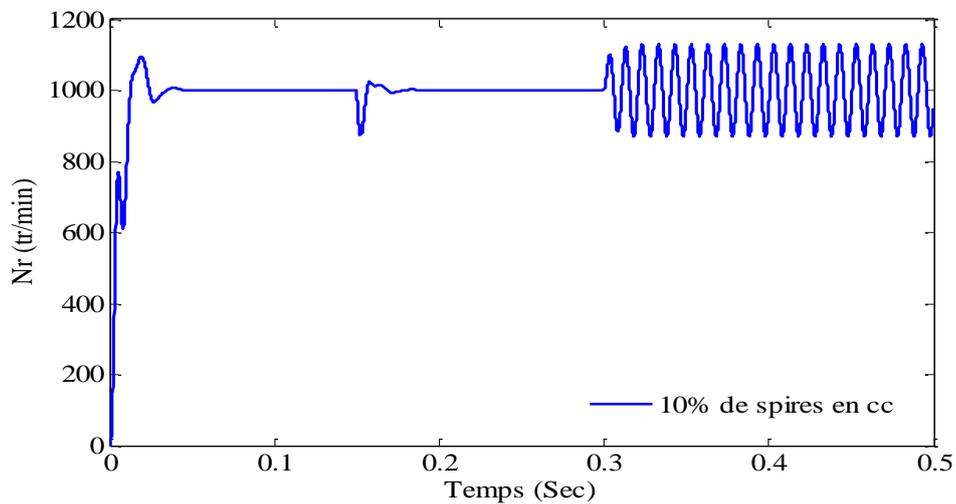


Figure. II.18. Vitesse de rotation

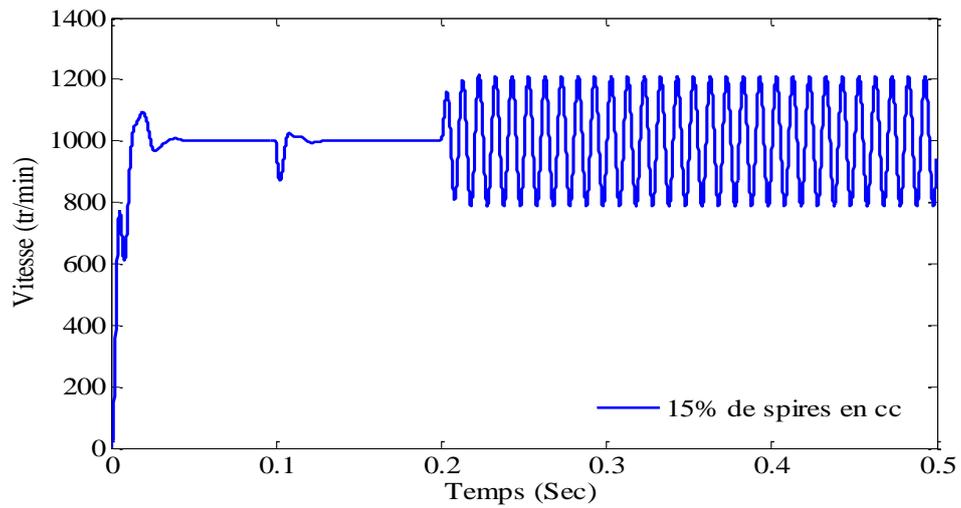


Figure. II.19. Vitesse de rotation

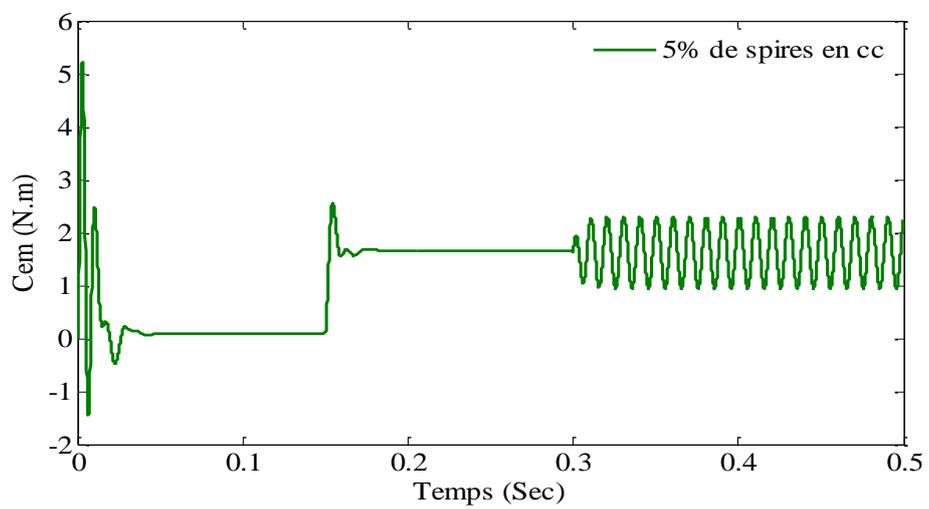


Figure. II.20. Couple électromagnétique.

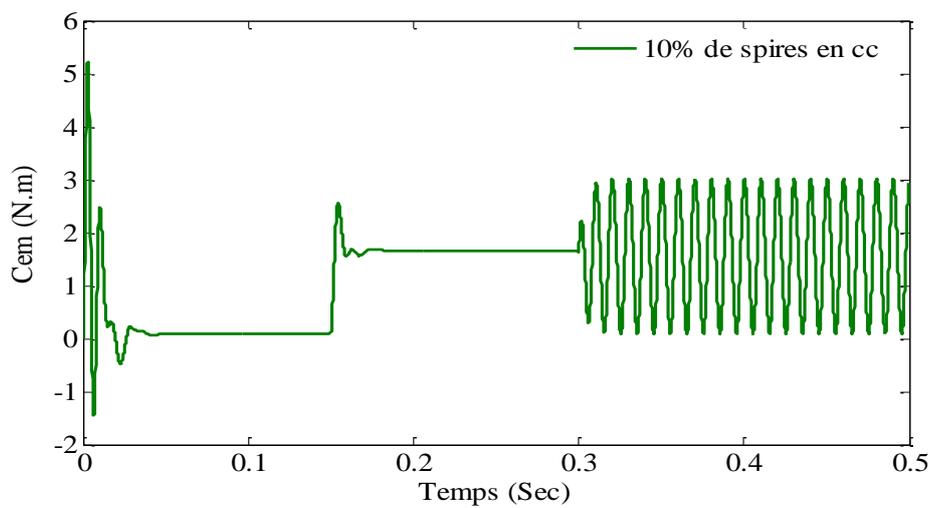


Figure. II.21. Couple électromagnétique.

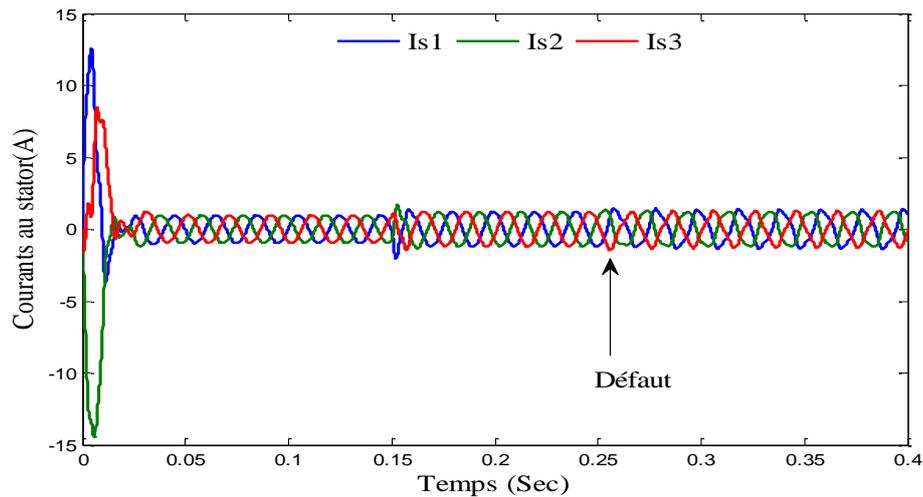


Figure II.22. Courants statoriques dans le cas de 5% en cc dans la phase a.

Les figures. (II.22, II.23, II.24) montrent l'évolution du courant dans les trois phases du stator suite à un défaut lors de 2%, 5% et 10% de court-circuit dans la phase as. Nous constatons que pour un défaut de 2% de court-circuit, le courant croît brusquement et oscille avec des ondulations dans les trois phases ce qui est dû au couplage magnétique des trois phases statoriques, ces ondulations croissent en augmentant le nombre de spires en court-circuit.

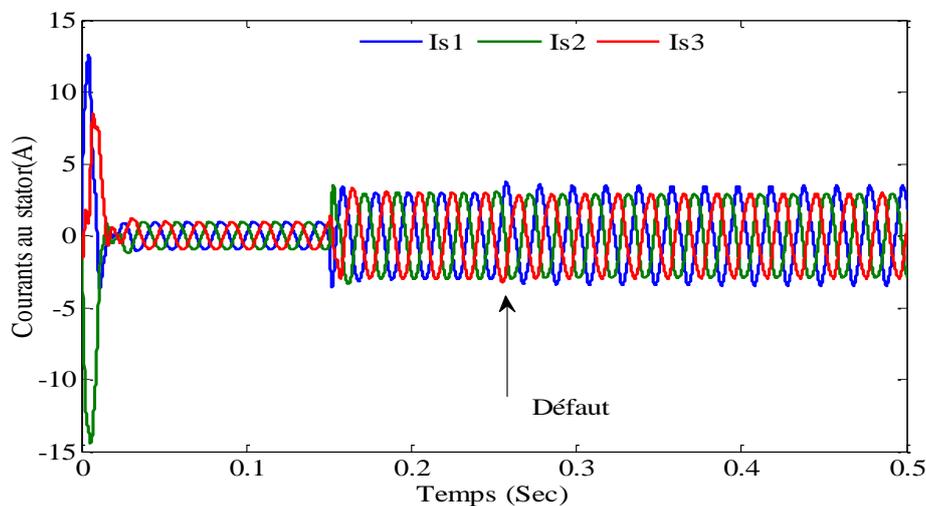


Figure II.23. Courants statoriques dans le cas de 10% en cc dans la phase s1.

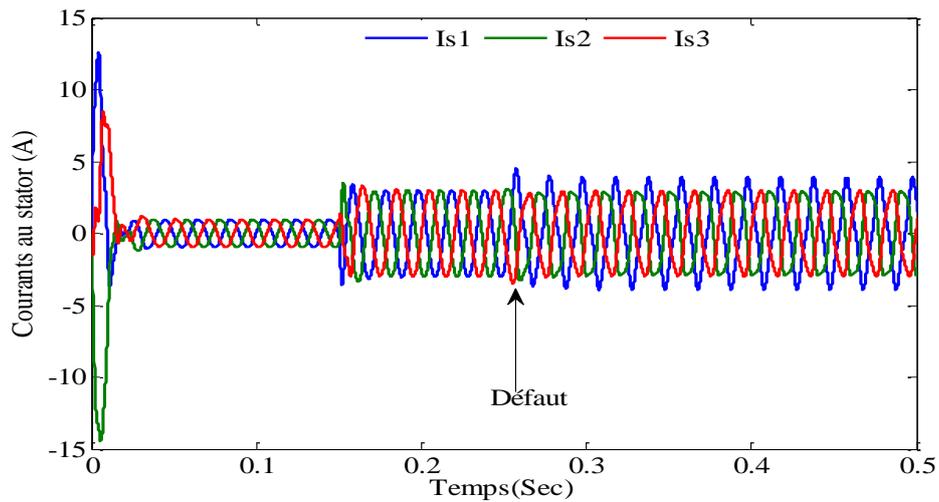


Figure II.24. Courants statoriques dans le cas de 15% en cc dans la phase s1.

II.9. Application à une machine penta-phasée dans le repère (abcde)

La MSAP à cinq phases étudiée dans cette partie est une machine sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques. Le flux d'excitation vient des aimants situés sur ou à l'intérieur du rotor. Les lois de Kirchhoff sont appliquées pour développer le modèle électrique de la machine montrée dans la figure (II.24), la machine est constituée de 5 Phases.

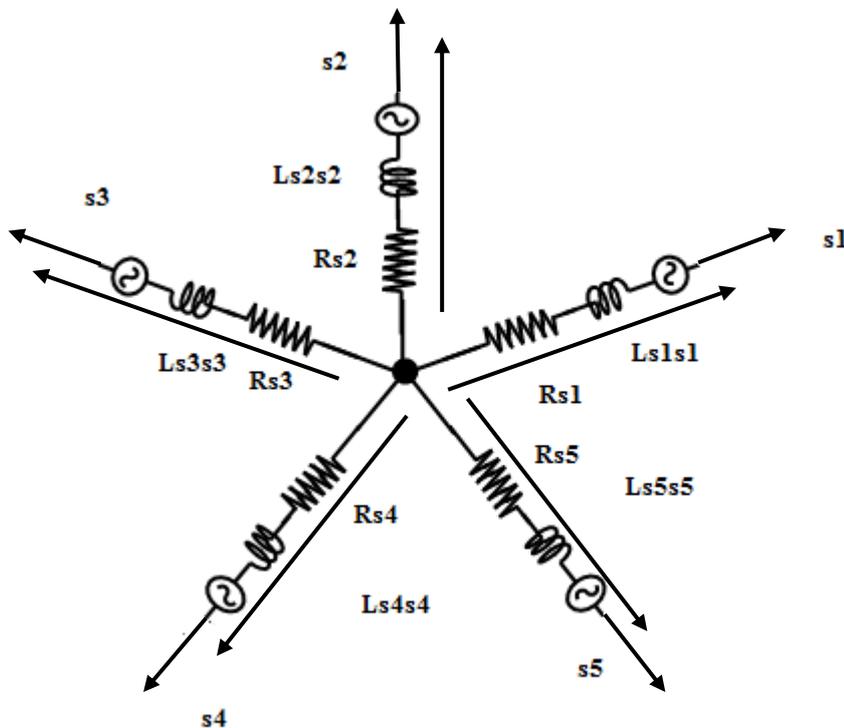


Figure II.25. Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents penta-phasée.

Le modèle électrique de la machine synchrone penta-phasée (5 phases) dans le repère (abcde) statorique est le suivant :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s(\theta_r)]}{dt} \quad (\text{II.69})$$

$[V_s]$, $[\varphi_s]$, $[R_s]$ et $[I_s]$ indiquent les grandeurs et les paramètres électromagnétiques des cinq phases, exprimés sous forme matricielle, avec :

$$[V_s] = [v_{s1} \quad v_{s2} \quad v_{s3} \quad v_{s4} \quad v_{s5}]^T \quad (\text{II.70})$$

$$[I_s] = [I_{s1} \quad I_{s2} \quad I_{s3} \quad I_{s4} \quad I_{s5}]^T \quad (\text{II.71})$$

$$[\varphi_s(\theta_r)] = [\varphi_{s1}(\theta_r) \quad \varphi_{s2}(\theta_r) \quad \varphi_{s3}(\theta_r) \quad \varphi_{s4}(\theta_r) \quad \varphi_{s5}(\theta_r)]^T \quad (\text{II.72})$$

$$[\varphi_{pm}(\theta_r)] = \varphi_m \left[\sin \theta_r \quad \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \right]^T \quad (\text{II.73})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s5} \end{bmatrix} \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & M_{s1s2} & M_{s1s3} & M_{s1s4} & M_{s1s5} \\ M_{s2s1} & L_{s2s2} & M_{s2s3} & M_{s2s4} & M_{s2s5} \\ M_{s3s1} & M_{s3s2} & L_{s3s3} & M_{s3s4} & M_{s3s5} \\ M_{s4s1} & M_{s4s2} & M_{s4s3} & L_{s4s4} & M_{s4s5} \\ M_{s5s1} & M_{s5s2} & M_{s5s3} & M_{s5s4} & L_{s5s5} \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_{s4} = R_{s5} = R$$

La matrice d'inductance L_s , est en fonction de la position angulaire électrique du rotor. En général, cette relation peut être exprimée comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{s1s1} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r) \\ L_{s2s2} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{s3s3} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{s4s4} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\ L_{s5s5} = L_{ls} + L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.75})$$

$$\begin{aligned}
M_{s1s2} = M_{s2s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right), & M_{s1s3} = M_{s3s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\
M_{s1s4} = M_{s4s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right), & M_{s1s5} = M_{s5s1} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \\
M_{s2s3} = M_{s3s2} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right), & M_{s2s4} = M_{s4s2} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\
M_{s2s5} = M_{s5s2} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right), & M_{s3s4} = M_{s4s3} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\
M_{s3s5} = M_{s5s3} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right), & M_{s4s5} = M_{s5s4} &= -\frac{1}{2}L_{ls} + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right)
\end{aligned} \tag{II.76}$$

Le couplage entre les inductances et l'angle de position du rotor s'annule lorsque le moteur a un entrefer uniforme. C'est le cas des MSAP à pôles lisses. Dans ce cas $L_{\Delta m}$ devient égale à zéro D'où L_s sera définie comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \tag{II.77}$$

L'angle de position du rotor et la vitesse angulaire électrique sont deux variables inconnues qui doivent être calculées avant de résoudre les équations. Pour ce faire, les équations dynamiques mécaniques de PMSM sont incorporées.

Le couple électromagnétique en fonction des courants du stator est exprimé par:

$$C_{em}(t) = p \left(\frac{1}{2} (I_s)^r \frac{\partial L_s}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_s]^r \cdot \varphi_m \begin{pmatrix} \sin\theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \end{pmatrix} \right) \tag{II.78}$$

Incorporer l'équation de flux dans les équations de tension (II.69) et l'expression du couple électromagnétique (II.78) dans l'équation mécanique (II.25), nous pouvons écrire le système d'équation différentielle qui régit le comportement des PMSM penta-phasées.

$$\left\{ \begin{aligned} [V_s] &= \left([R_{ss}] + \Omega_r \frac{d}{d\theta_r} [\varphi_{pm}] \right) [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] \\ -C_r &= -C_{em} + J \frac{d\omega_r}{dt} + f_v \omega_r \\ 0 &= -\omega_r + \frac{d\theta_r}{dt} \end{aligned} \right. \quad (II.79)$$

II.10. Modèle général de la machine synchrone penta-phasée en présence de défaut.

Un défaut inter-spires indique une isolation entre les enroulements dans la même phase du stator. La défaillance d'isolation est modélisée par une résistance, dont la valeur dépend de la faille. Gravité. La conséquence de tels défauts de court-circuit est de modifier la liaison entre les spires des circuits électriques, et donc de modifier le nombre d'équations différentielles du nouveau modèle de défaut. Le stator d'une machine PMSM avec des défauts inter-spires est représenté sur la figure.

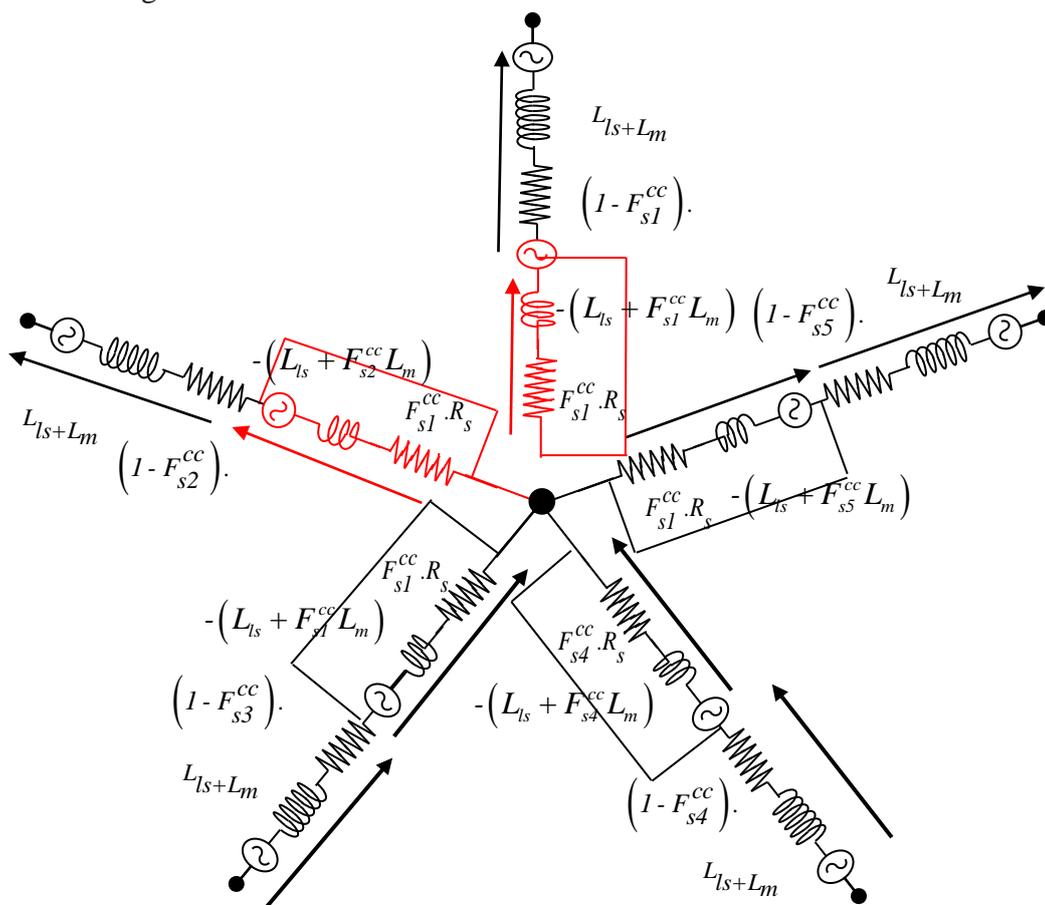


Figure II.26. Schéma équivalent électrique d'une MSAP penta-phasée

Selon la théorie des circuits de base des lois de Kirchhoff et les hypothèses classiques, le modèle original des axes de phase de la machine PMS à cinq phases peut être exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_s^f \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} [I]_{(3 \times 3)} & [-I]_{(3 \times 3)} \\ [F_s^{cc}]_{(3 \times 3)} & -I_{(3 \times 3)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [F_s^{cc}] \cdot [I_s^f] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_s] & [-L_s] \\ [F_{cc}] [L_s] & [L_f] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [F_s^{cc}] [I_s] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Phi_s(\theta_r)] \\ [\Phi_{pmf}(\theta_r)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

$$[V_s] = [v_{s1} \quad v_{s2} \quad v_{s3} \quad v_{s4} \quad v_{s5}]^{tr} \quad (\text{II.81})$$

$$[V_s^f] = [v_{s1}^f \quad v_{s2}^f \quad v_{s3}^f \quad v_{s4}^f \quad v_{s5}^f]^{tr} \quad (\text{II.82})$$

$$[I_s] = [I_{s1} \quad I_{s2} \quad I_{s3} \quad I_{s4} \quad I_{s5}]^{tr} \quad (\text{II.83})$$

$$[I_s^f] = [I_{s1}^f \quad I_{s2}^f \quad I_{s3}^f \quad I_{s4}^f \quad I_{s5}^f]^{tr} \quad (\text{II.84})$$

$$[F_s^{cc}] = \begin{bmatrix} F_{s_1}^{cc} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{s_2}^{cc} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{s_3}^{cc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{s_4}^{cc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{s_5}^{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

Avec

$F_{s_j}^{cc}$ Représente le rapport entre le nombre de spires en court-circuit sur le nombre totale de spires avec $k = (1, 2, 3, 4, 5)$

Les matrices de résistance et d'inductance R, L, Lf sont données

$$F_s^{cc} = \begin{bmatrix} (1-F_{s1}^{cc}) \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{s1}^{cc} \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-F_{s2}^{cc}) \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{s2}^{cc} \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1-F_{s2}^{cc}) \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{s3}^{cc} \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (1-F_{s3}^{cc}) \cdot R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{s4}^{cc} \cdot R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (1-F_{s5}^{cc}) \cdot R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{s5}^{cc} \cdot R_s \end{bmatrix}$$

(II.86)

$$[L_f] = \begin{pmatrix} -(L_{ls} + F_{s2}^{cc} L_m) & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s1}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s2}^{cc} L_m) & \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s2}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s3}^{cc} L_m) & \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s3}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s4}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s4}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s4}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s4}^{cc} L_m) & \frac{F_{s4}^{cc}}{2} \cdot L_m \\ \frac{F_{s5}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s5}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s5}^{cc}}{2} \cdot L_m & \frac{F_{s5}^{cc}}{2} \cdot L_m & -(L_{ls} + F_{s5}^{cc} L_m) \end{pmatrix} \quad (II.87)$$

$$[L] = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m \\ -\frac{1}{2} L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m \\ -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m \\ -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_m \\ -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & -\frac{1}{2} L_m & L_{ls} + L_m \end{pmatrix} \quad (II.88)$$

Les vecteurs de flux magnétique entre les phases du stator et les aimants sont donnés comme suit:

$$\begin{aligned}
 \left[\varphi_s^{pm}(\theta_r) \right] &= \begin{pmatrix} F_{s1}^{cc} \cdot \sin \theta_r \\ F_{s2}^{cc} \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \\ F_{s3}^{cc} \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \\ F_{s4}^{cc} \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \\ F_{s5}^{cc} \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \end{pmatrix} & \left[\varphi_s^{pm}(\theta_r) \right] &= \begin{pmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.89})
 \end{aligned}$$

En régime sain F_{s1}^{cc} , F_{s2}^{cc} et F_{s3}^{cc} sont nuls. Il suffit de les remplacer dans le système (II.63) pour négliger l'état de défaut.

Le modèle d'état dans ce cas peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \left[\begin{matrix} [V_s] \\ [V_s^f] \\ -C_r \\ 0 \end{matrix} \right] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [R_f] & d \frac{[\varphi_r(\theta_r)]}{d\theta_r} & [0] \\ d \frac{[\varphi_r(\theta_r)]}{d\theta_r} & f & 0 \\ [0] & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \left[\begin{matrix} [I_s] \\ [I_s^f] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{matrix} \right] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} [L_f] & [0] & [0] \\ [0] & J & 0 \\ [0] & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \left[\begin{matrix} [I_s] \\ [I_s^f] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{matrix} \right] \end{pmatrix}$$

(II.90)

Après avoir décrit le modèle de la machine synchrone penta-phasée, un programme écrit sous l'environnement **Matlab** nous a permis de mettre en évidence le comportement de la machine. Pour la résolution du système différentiel nous avons utilisé la méthode de Rung-kutta selon l'organigramme illustré dans la figure (II.19).

II.11. Résultats de simulation de la machine penta-phasée

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans le tableau ci-dessous

Table 1.2 Paramètres de simulation

Puissance nominale 1.5Kw	
Tension maximale	50 V
Fréquence	66.67
Résistance statorique	1.4Ω
Inductance statorique	2.8 mH
Inductance mutuelle	-28 mH
Nombre de paires pôles	4
Vitesse	1000tr /mn

- **En mode sain**

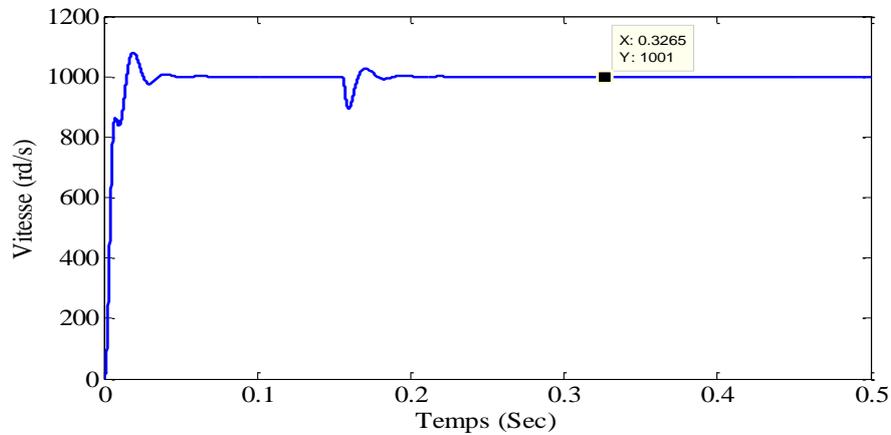


Figure .II.27. Vitesse de rotation

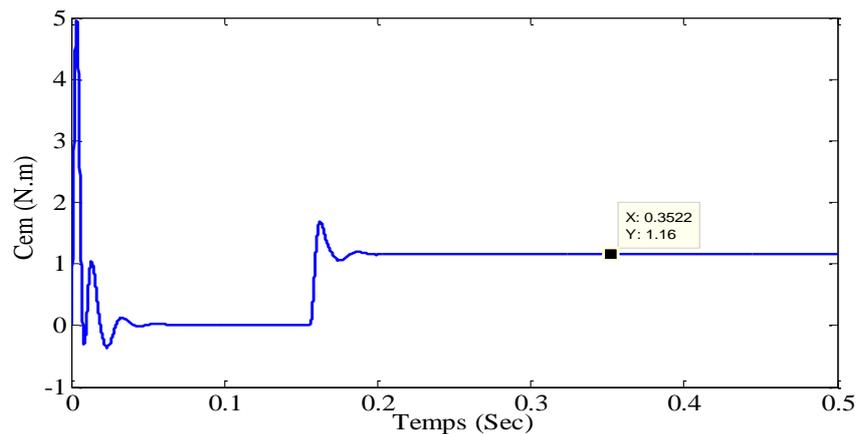


Figure .II.28. Couple électromagnétique

La figure (II.27) montre que la vitesse de rotation de la partie tournante (rotor) de la machine synchrone à aimants permanents passe d'un régime transitoire où la vitesse du démarrage atteint une valeur importante pendant une durée du temps de (0,05s).

Toutefois, en régime permanent la vitesse se stabilise à une vitesse constante où la vitesse de rotation égale à la vitesse de champ tournant.

La figure (II.28) relative au couple électromagnétique fait apparaître deux régimes :

- Un régime transitoire : fait apparaître des oscillations où la machine développe un couple maximal de démarrage important pour arriver à vaincre l'inertie de la masse rotorique.
- Un régime permanent où la machine à vide développe un couple de faible valeur, une fois la machine est en charge ($C_r=1$ N.m), le couple électromagnétique développe une valeur sensiblement équivalente au couple résistant qui va faire en sorte avec le nouveau point de fonctionnement nominal.

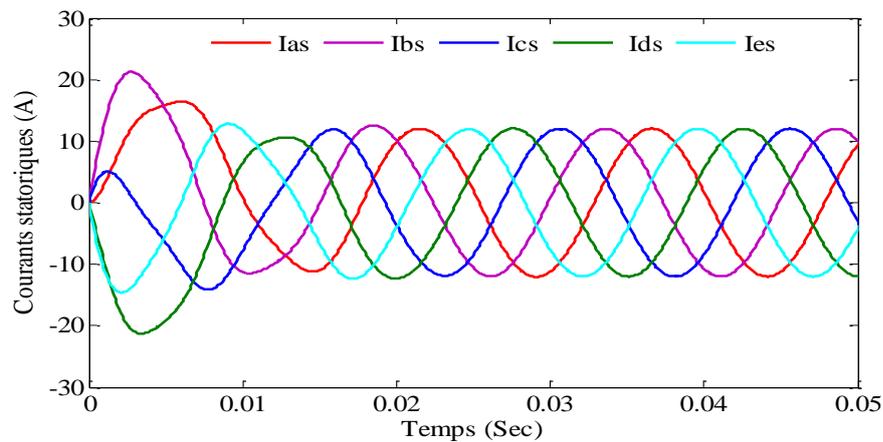


Figure .II.29. Courants statoriques

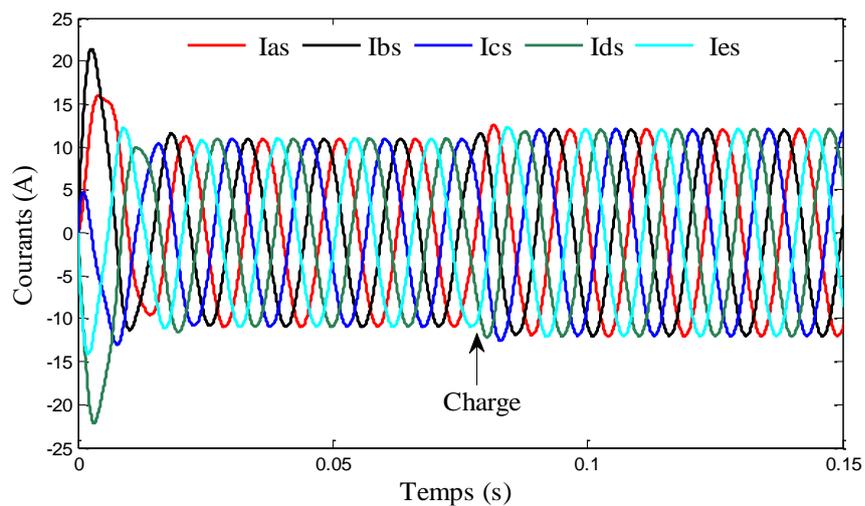


Figure. II.30. Courants statoriques

- La figure (II.29), qui représente les courants statoriques, fait apparaître un courant de démarrage avec des valeurs maximales importantes (les pics de courant) et un déséquilibre dû à la variation maximale des flux de la machine, ce régime transitoire prend une durée de temps courte à cause du démarrage à vide, et un régime permanent correspondant à des courants stabilisés et équilibrés sous forme d'ondes sinusoïdales équilibrées ce qui implique des courants avec des amplitudes constantes, on remarque une augmentation de l'amplitude des courants causée par l'affectation d'un couple résistant figure (II.30).

• En mode de défaut

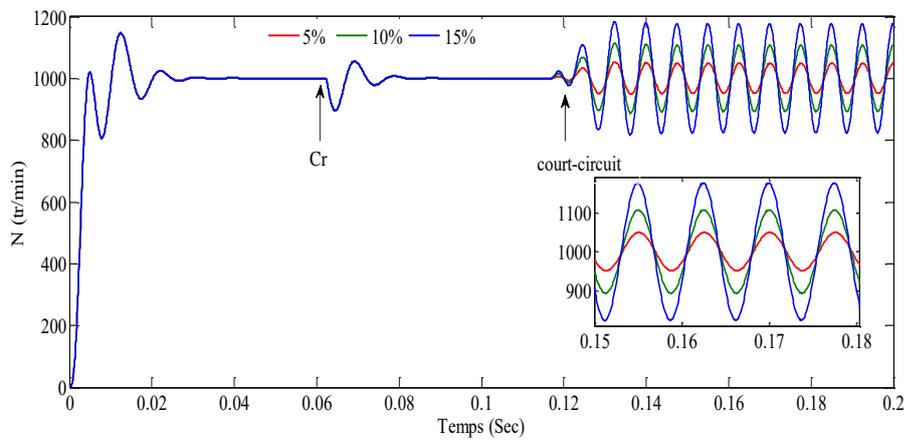


Figure.II.31 Evolution de la vitesse de rotation en fonction de nombre de spires en cc.

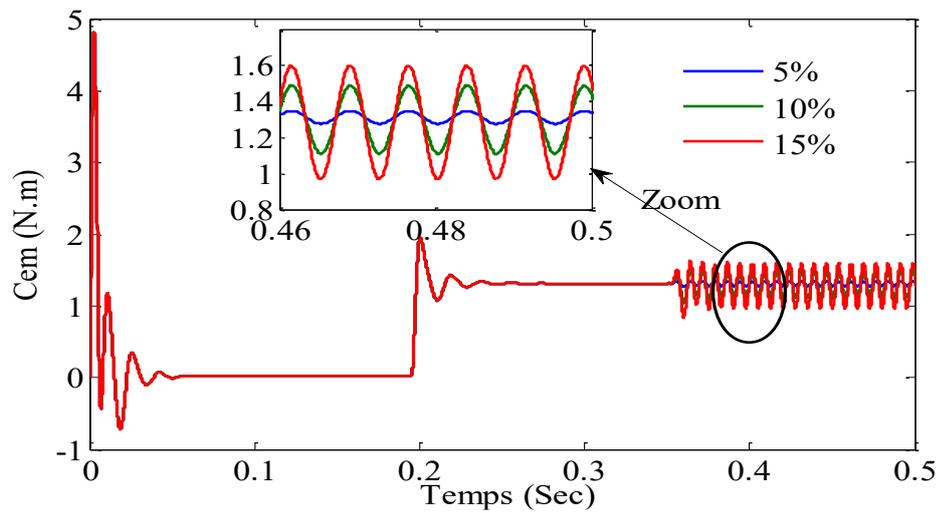


Figure.II.32. Evolution de couple électromagnétique de nombre de spires en cc.

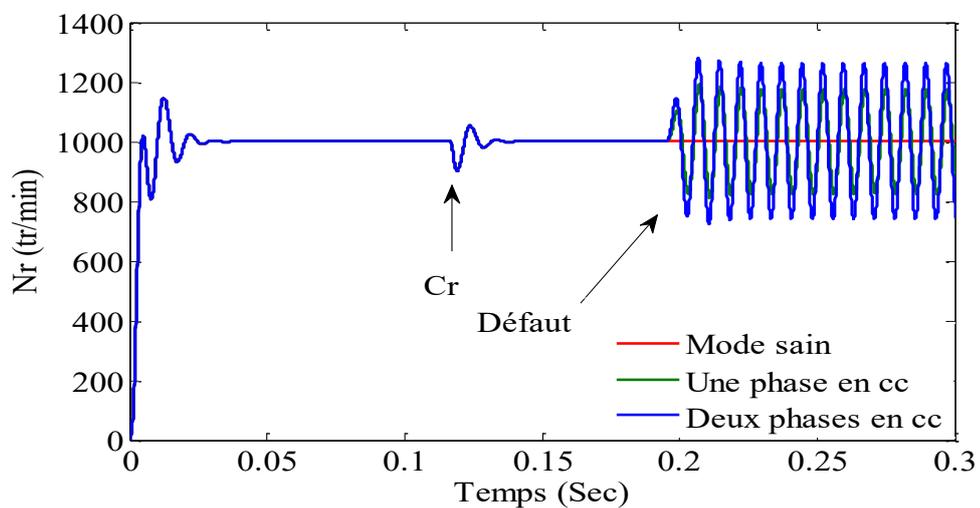


Figure. II.33. Vitesse de rotation en fonction de nombre de phases en cc.

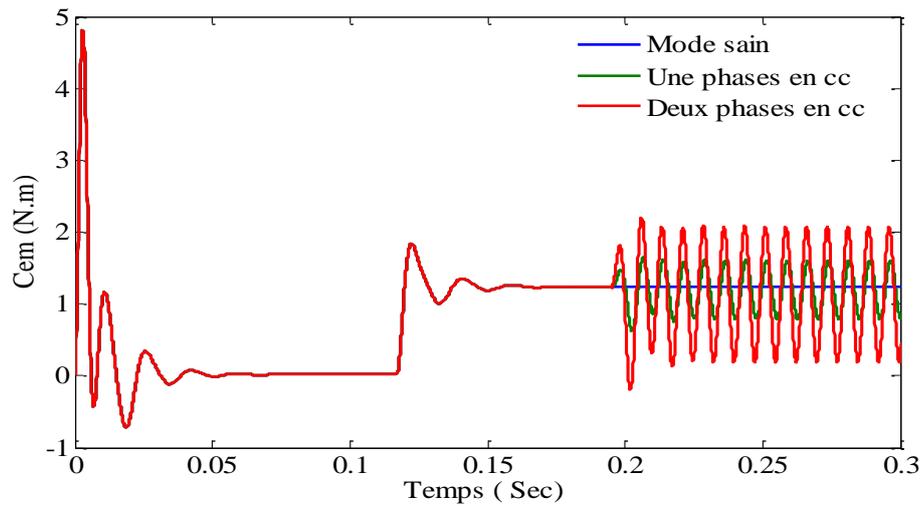


Figure.II.34. Couple électromagnétique en fonction de nombre de phase en défaut

Les figures (II.30, II.31, II.32, II.33) montrent que le défaut de court-circuit inter spires engendre des vibrations mécaniques significatives au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation, à cause de l'effet du défaut de court-circuit inter spires qui perturbe la répartition spatiale du champ tournant. L'augmentation de ces signatures (les ondulations) est d'autant plus importante que le nombre des spires en court-circuit élevé et le nombre de phase en défaut.

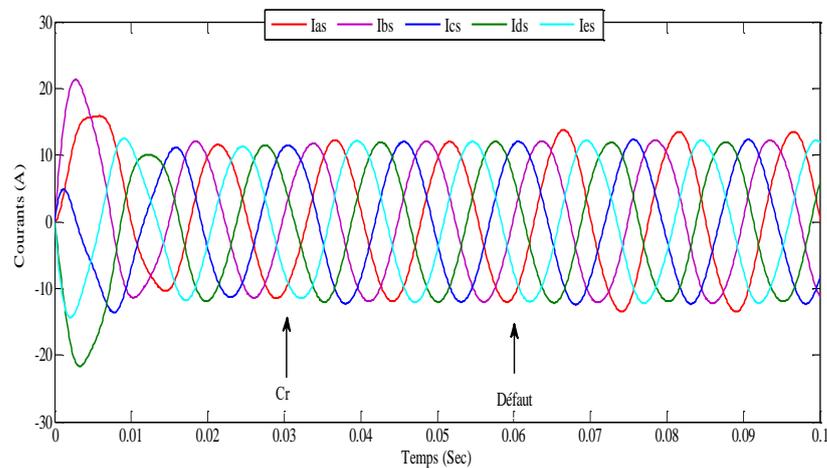


Figure II.35. Courants statoriques pour % 5 de spires en cc.

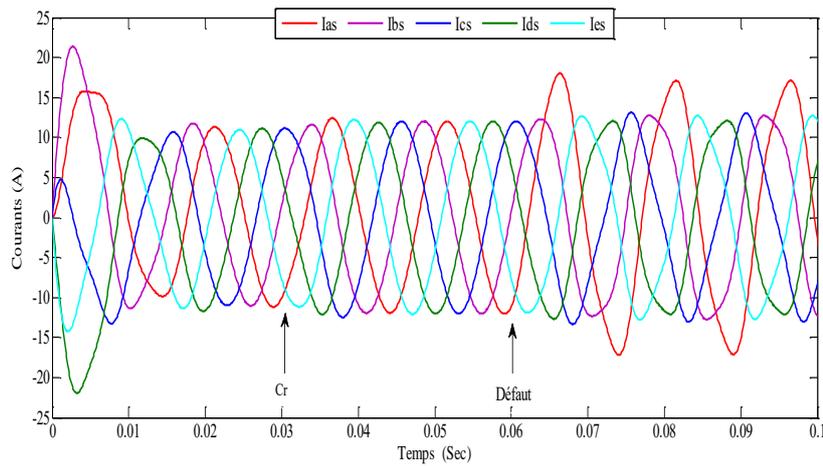


Figure II.36. Courants statoriques pour % 10 de spires en cc dans la phase a.

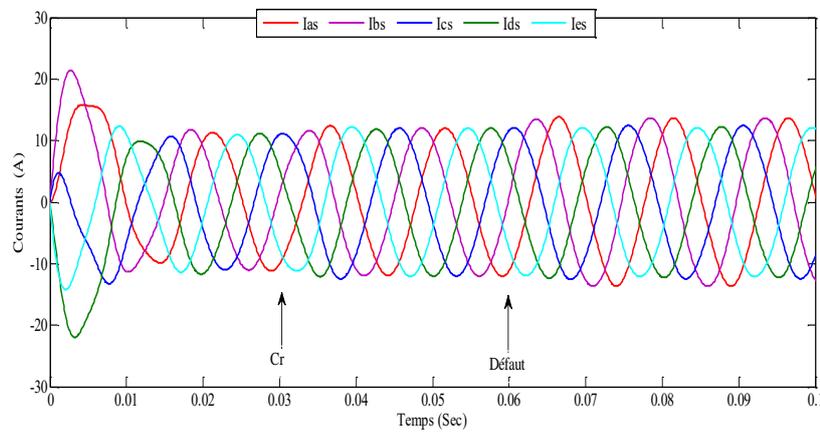


Figure II.37. Courants statoriques pour % 5 de spires en cc dans la phase a et la phase b.

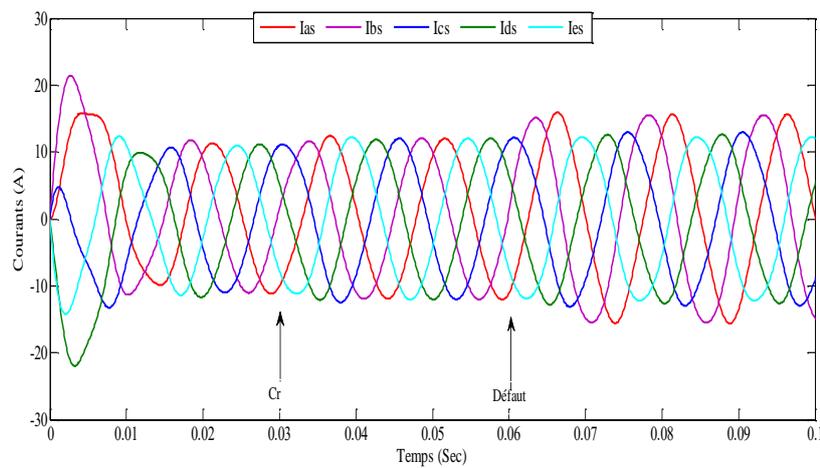


Figure II.38. Courants statoriques pour % 15 de spires en cc dans la phase a et la phase b.

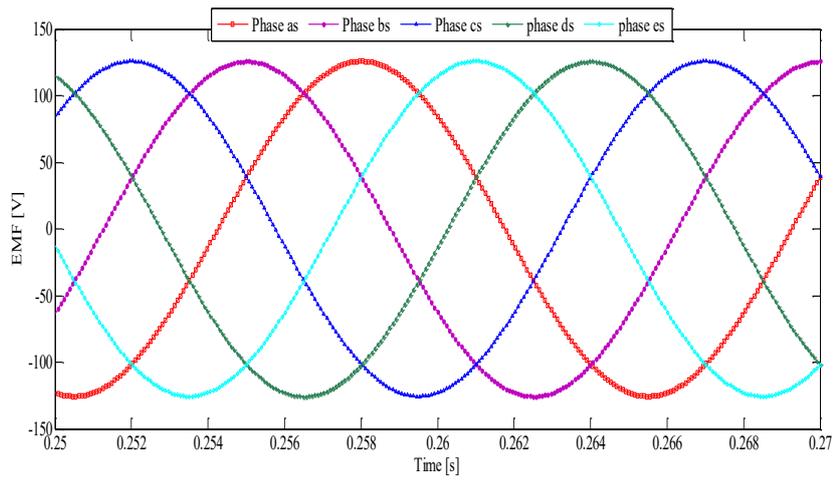


Figure.II.39. Forme de la F.E.M dans le cas de 5% spire en cc dans la phase a .

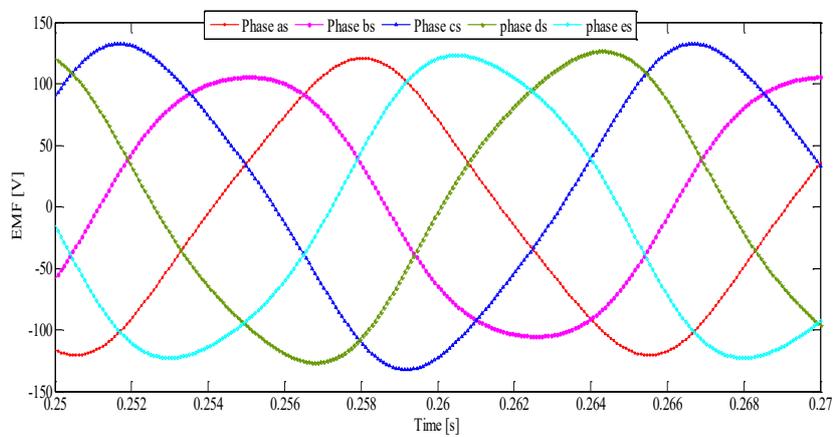


Figure.II.40. Forme de la F.E.M dans le cas de 10% spire en cc dans la phase a .

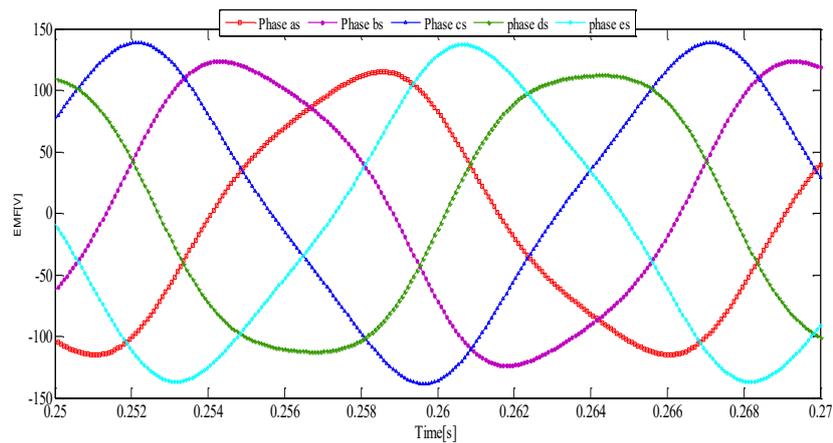


Figure. II.41 .Forme de la F.E.M dans le cas de 15% spire en cc dans la phase a et b.

Dans les figures(II.34, II.35 ,II.36)on note une augmentation visible de l'amplitude de courant dans les phases en défaut. Les courants dans les autres phases augmentent aussi mais l'augmentation est moins importante par rapport aux phases défectueuses.

II.12.Analyse fréquentielle des courants statoriques

Le court-circuit entre spires de la même phase peuvent apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches ; Ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de la bobine. Ce type des défauts peut être détecté par l'analyse spectrale du courant statorique.en surveillant la composante de fréquence ($3k.f_s$)qui correspond au troisième harmonique [36]. Cet harmonique prend également naissance lors d'un déséquilibre dans les tensions statoriques.

Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor. Le défaut peut être détecté en montant quatre enroulements symétriques dans les quatre quadrants du cercle du moteur.

L'analyse spectrale des courants statoriques (Figure II.42, II.43,II.44,II.45) montrent une apparition de la composante ($3.k.f_s$),avecfs c'est la fréquence d'alimentation, nous remarquons que l'amplitude de ces raies augmente avec le nombre de spire en court circuit et aussi avec le nombre de phase défectueuses.

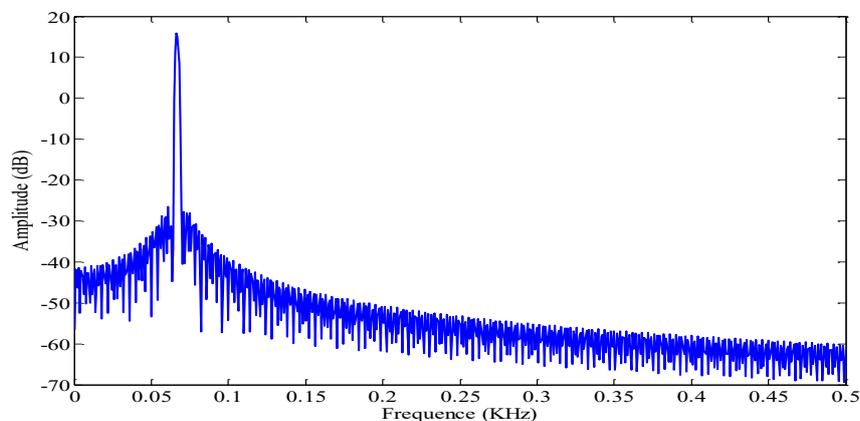


Figure II. 42. Spectre du courant en régime sain

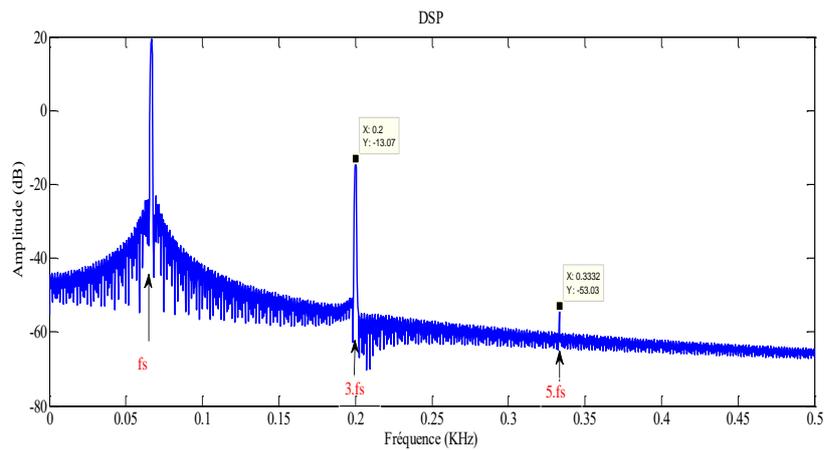


Figure.II.43.spectre du courant dans le cas de 5% de spire en cc dans la phase a.

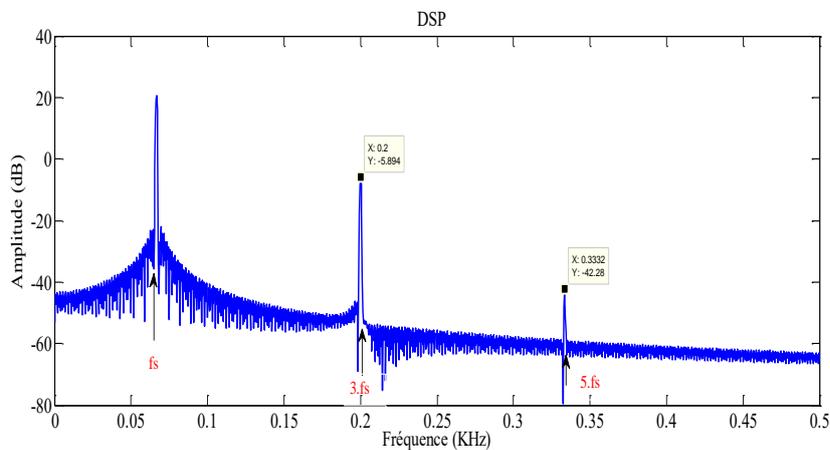


Figure II.44. Spectre de courant dans le cas de 10% de spires en cc dans la phase a.

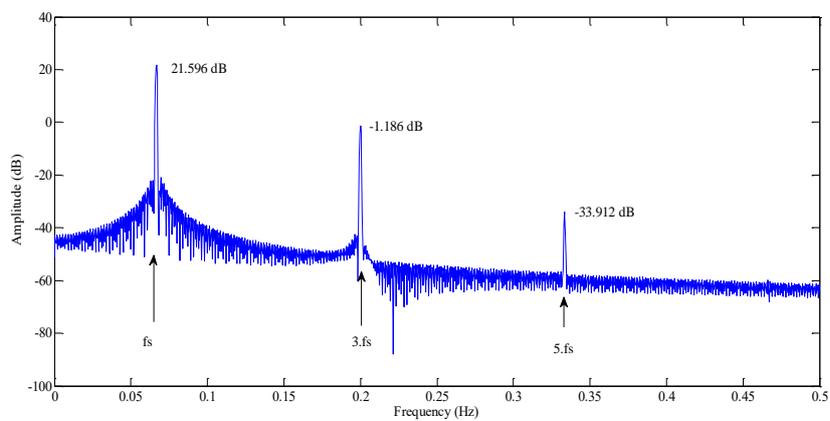


Figure II. 45.Spectre de courant dans le cas de 15% de spires en cc Dans la phase a.

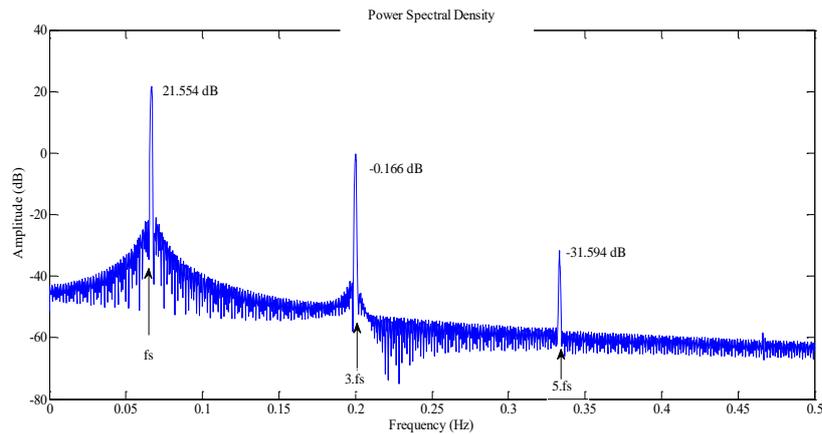


Figure.II 46. Spectre de courant statorique dans le cas de 5% de spires en cc
Dans la phase a et b.

II.13. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle du MSAP polyphasée dans le repère naturel en utilisant la méthode des Circuit Electriques Magnétiquement couplés (*CEMC*). La méthode (*CEMC*) est une méthode simple à utiliser car son principe est basé sur les lois fondamentales de l'électricité et sa simplicité lors de son implémentationsur *MATLAB*. Cela nous offre l'avantage d'obtenir les performances dynamiques du moteur synchrone à aimants permanents dans différents modes de fonctionnements qui peuvent être intégrées dans divers systèmes industriels. Deux modèles ont été présentés de deux types de MSAP, triphasée et penta-phasées, en régime sain et en défaut de court circuit inter-spires.

Les équations de ce modèle sont décomposées en deux parties : les équations pour machine saine d'une part et les termes qui apparaissent à cause de défauts d'autre part. Cette décomposition facilite la compréhensiondes effets induits dans les paramètres, normaux de la machine suite au défaut.

Les résultats de simulation ne montrent qu'un défaut entre spiresse traduit par une asymétrie dans les impédances de la machine ce qui cause un déséquilibre dans les courants statoriques. Cependant, une source d'alimentation déséquilibrée ou saturation de la machine peuvent être aussi à l'origine de ce problème. Ce type de défaut produit desondulations dans le couple et la vitesse.

Les méthodes basées sur l'examen du courant statorique sont désignées sous le nom de "l'analyse des signatures des courants du moteur" (**MCSA**). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse et la partie expérimentale est facile à exécuter. Elle est très populaire dans la détection des défauts statoriques et plus particulièrement des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique. Parmi les auteurs à l'avoir utilisé nous pouvons citer Gentile et ces coauteurs qui montrent que certains composants fréquentiels augmentent en amplitude lorsqu'un défaut de court-circuit apparaît. Cependant, ils pensent qu'il est difficile de préciser le

pourcentage du défaut car les amplitudes des composants harmoniques sont également affectées par la saturation magnétique des dents rotoriques ainsi que le déséquilibre d'alimentation.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation du modèle multi spires de la MSAP en défaut de court-circuit inter-spire dans une seule phase de stator.

Chapitre III

Modélisation multi-spires de la machine synchrone à aimants permanents

III.1. Introduction

La machine synchrone à aimants permanents, malgré ses qualités peut présenter des défauts structurels parmi lesquels les court-circuits inter spires de la même phase ou dans les spires de phase différentes.

Un outil permettant la synthèse des signaux de toute une gamme des machines synchrones, en présence de plusieurs types de défaillance, avec des temps de simulation acceptables, sera d'une grande utilité pour arriver à :

- Comprendre la genèse de ces défauts, de manière à prévoir leurs gravités et leurs développements.
- Analyser leurs impacts sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, a posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle multi-spaires de la MSAP qui permet de prendre en compte les défauts de court circuit inter-spaires.

III.2. Modélisation multi-spaires du stator

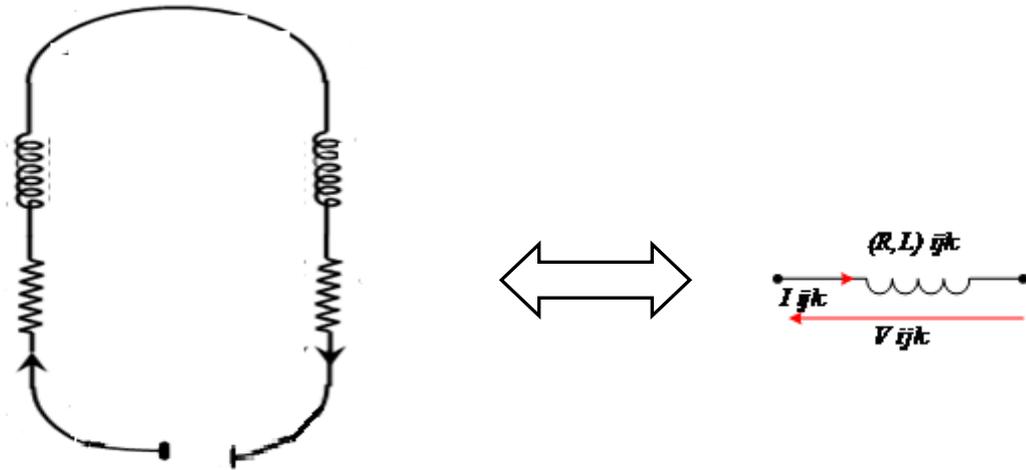
III.2.1. Modèle électrique d'une spire

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à la modélisation multi-enroulements du stator de la machine synchrone à aimants permanents, par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). Les expressions matricielles, ici développées, peuvent servir pour une implémentation purement analytique ou pour une implémentation différée.

Nous adopterons, dans ce qui suit, une démarche modulaire et incrémentale de construction du modèle, en définissant les sous-modèles dans leur ordre d'appartenance : enroulement, paire de pôles, phase puis stator. C'est cette démarche, de construction modulaire qui va nous permettre, dans un premier temps, de définir une méthodologie de modèle de la machine synchrone à aimants permanents [48] [90].

Ainsi, la modélisation du stator suivra les étapes suivantes :

1. Définir le modèle d'une spire élémentaire,
2. Définir le modèle d'une bobine (une paire de pôles) en intégrant les modèles, déjà définis, des spires la constituant, et en spécifiant le couplage magnétique entre ses enroulements.
3. Définir le modèle d'une phase en intégrant les modèles des bobines la constituant et en définissant le couplage magnétique entre ses bobines.
4. Définir le modèle du stator en intégrant les modèles des phases le constituant,
5. Ce modèle sera combiné par la suite avec celui du rotor pour former le modèle global de la machine synchrone, en intégrant le couplage entre les enroulements du stator et ceux du rotor.



(a)-Schéma électrique équivalent d'une spire (b) -Schématisation compacte

Figure.III.1. Modèle électrique d'une spire.

L'équation différentielle régissant le comportement de ce dipôle électrique s'écrit :

$$V_{ijk} = R_{ijk} \cdot i_{ijk} + \frac{d(L_{ijk} \cdot i_{ijk})}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

i : Est le numéro de la phase.

j : Est le numéro de la bobine (paire de pôles) appartenant à la phase i .

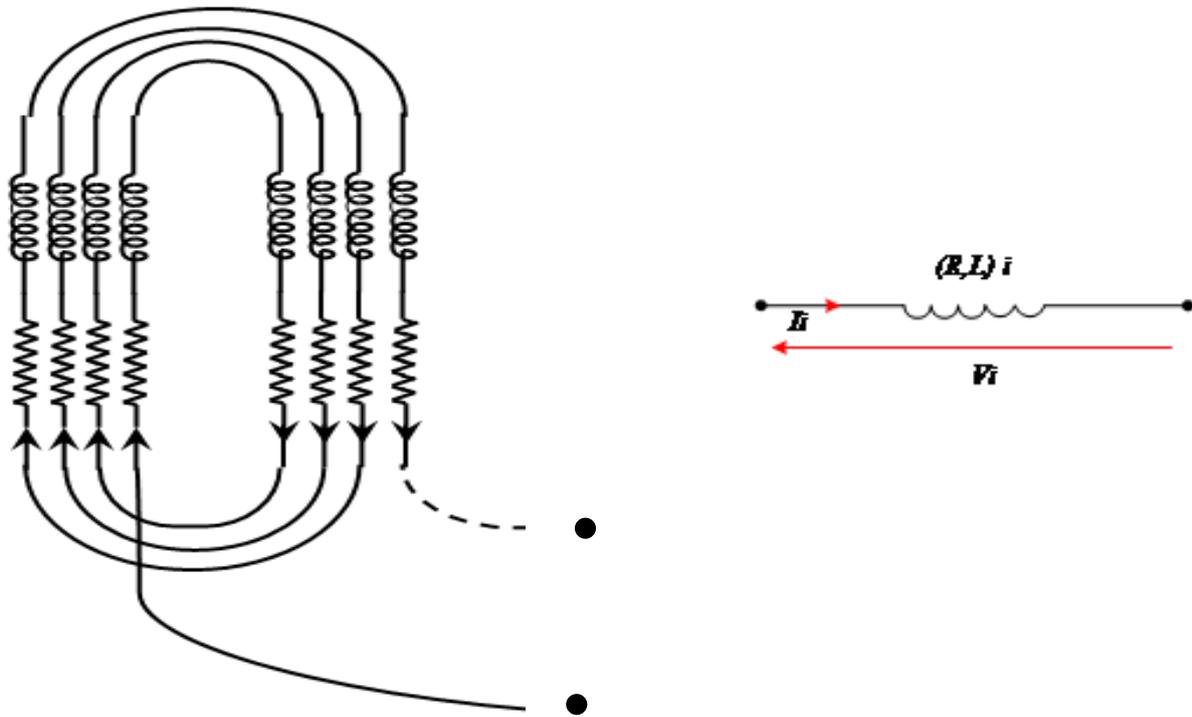
k : Est le numéro de la spire appartenant à la bobine j et à la phase i .

R_{ijk} : La résistance de la spire ijk .

L_{ijk} : La somme de l'inductance propre $L_{p_{ijk}}$ et de l'inductance de fuite $L_{f_{ijk}}$ de l'enroulement ijk .

III.2.2. Modèle électrique d'une bobine

Prenons, maintenant, l'ensemble de N_s spires formant la bobine d'indice ij du stator, on définit lors deux modes de représentation : Une schématisation compacte, celle de la figure (III.2.2(b)), et une schématisation éclatée décrite par la figure (III.2.2(a)).



(a)- Schéma électrique équivalent d'une bobine

(b)- Schématisation compacte

Figure.III .2. Modèle électrique d'une bobine comportant N_s spires.

III.2.2.1. Mise en équation

L'écriture matricielle des équations différentielles régissant le comportement des N_s spires constituant cette bobine donne :

$$[V]_{ij}^{spires} = [R]_{ij}^{spires} \cdot [I]_{ij}^{spires} + \frac{d[\varphi]_{ij}^{spires}}{dt} \tag{III.2}$$

Avec :

$$[V]_{ij}^{spires} = [V_{ij1} \quad V_{ij2} \quad \dots \quad V_{ijN_s}]^{tr} \tag{III.3}$$

$$[I]_{ij}^{spires} = [I_{ij1} \quad I_{ij2} \quad \dots \quad I_{ijN_s}]^{tr} \tag{III.4}$$

Ainsi que :

$$[R]_{ij}^{spires} = \begin{bmatrix} r_{ij1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{ij2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & r_{ijN_s} \end{bmatrix} \tag{III.5}$$

Et :

$$[\varphi]_{ij}^{spires} = \begin{bmatrix} L_{ij1} & M_{ij1 \rightarrow ij2} & \cdots & M_{ij1 \rightarrow ijNs} \\ M_{ij1 \rightarrow ij2} & L_{ij2} & \cdots & M_{ij2 \rightarrow ijNs} \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ M_{ij1 \rightarrow ij2} & M_{ij1 \rightarrow ij2} & \cdots & L_{ijNs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ij1} \\ i_{ij2} \\ \vdots \\ i_{ijNs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

III.2.2.2. Matrice de passage spires bobine

Chaque bobine est constituée de N_s spires mises en série (voir figure (III.2.2.a)), ce qui implique que le courant $I_{ijk} = I_{ij} \forall k \in \{1 \cdots N_s\}$ nous a signalé que le courant I_{ij} représente la valeur scalaire de courant circulant dans ces deux paires de pôles.

L'écriture matricielle de cette égalité donne :

$$[I]_{ij}^{spires} = \begin{bmatrix} I_{ij1} \\ I_{ij2} \\ \vdots \\ I_{ijNs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N_s \times 1} \cdot I_{ij} \quad (\text{III.7})$$

D'où la matrice de passage des grandeurs de bobines à partir des grandeurs de spires peut être déduite comme suit :

$$[I]_{ij}^{spires} = \begin{bmatrix} I_{ij1} \\ I_{ij2} \\ \vdots \\ I_{ijNs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N_s \times 1} \cdot I_{ij} \quad (\text{III.8})$$

Et la relation des tensions :

$$V_{ij} = \sum_{Z=1}^{N_s} V_{ijk} = []_{ij}^{spires \rightarrow bob^l} \cdot [V]_{ij}^{bob} \quad (\text{III.9})$$

Remplaçons la valeur de $[I]_{ij}^{spires}$ par $[D]_{ij}^{spires \leftarrow bob} \cdot I_{ij}$ Dans l'expression (III.2) :

$$[V]_{ij}^{bob} = [R]_{ij}^{spires} []_{ij} \cdot I_{ij} + \frac{d [L]_{ij}^{spires} []_{ij}^{spires \leftarrow bob} \cdot I_{ij}}{dt} \quad (\text{III.10})$$

Multiplions les deux membres de l'expression (III.10) par $[D]_{ij}^{spires \leftarrow bob^t}$, on obtient :

$$[D]_{ij}^{spires \leftarrow bob^l} [V]_{ij}^{spires} = [R]_{ij}^{spires} [D]_{ij} \cdot I_{ij} + \frac{d \left([D]_{ij}^{spires} [L]_{ij}^{spires \leftarrow bob} [D]_{ij}^{spires} \cdot I_{ij} \right)}{dt} \quad (\text{III.11})$$

La résistance équivalente R_{ij} ainsi que l'inductance équivalente L_{ij} de cette bobine se déduisent par :

$$\bullet \quad R_{ij} = [D]_{ij}^{spires \leftarrow bob} [R]_{ij}^{spires} [D]_{ij}^{spires \leftarrow bob} \quad (III.12)$$

$$\bullet \quad L_{ij} = [D]_{ij}^{spires \leftarrow bob} [L]_{ij}^{spires} [D]_{ij}^{spires \leftarrow bob} \quad (III.13)$$

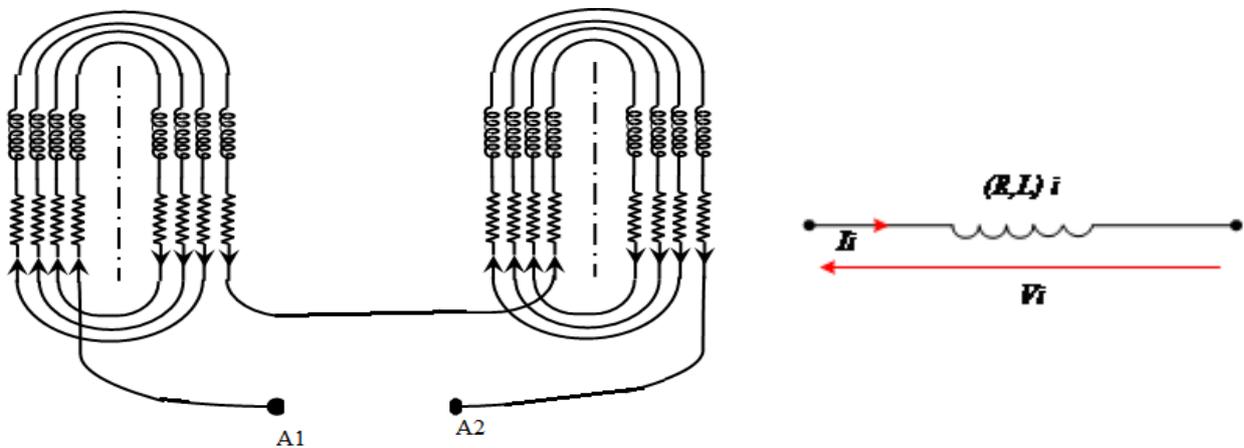
La relation (III.10) devient :

$$V_{ij} = R_{ij} \cdot I_{ij} + \frac{d(L_{ij})}{dt} \quad (III.14)$$

III.2.3. Modèle électrique d'une phase

III.2.3.1. Modèle électrique

Chaque phase est constituée par N_{bob} bobines dont chaque bobine est constituée par N_{spires} en série comme décrit dans la section précédente. Cette représentation nous donne la possibilité d'étudier des phénomènes asymétriques au sein du stator, et de pouvoir simuler des défauts sur l'une des paires de pôles seulement. Nous schématisons l'ensemble des p bobines, représentées par la figure (III.3(a)), par le schéma compact de la figure (III.3(b)).



(a) Schéma électrique équivalent d'une phase

(b) Schématisation compacte

Figure.III.3. Modèle électrique d'une phase à p paires de pôles.

III.2.3.2. Mise en équation

Le modèle de chaque phase est formé, en grande partie, des modèles de N_{bob} bobines la constituant. Les matrices formant le modèle de cette phase sont basées sur la concaténation et l'assemblage des matrices de ses bobines.

$$[V]_i^{bob} = [R]_i^{bob} \cdot I_{ij} + \frac{d([\varphi]_i^{bob})}{dt} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$[V]_i^{bob} = [V_{i1} \ V_{i2} \ \dots \ V_{ibob}]^{tr} \quad (\text{III.16})$$

$$[I]_i^{bob} = [I_{i1} \ I_{i2} \ \dots \ I_{ibob}]^{tr} \quad (\text{III.17})$$

Ainsi que la matrice résistances des bobines formant une phase est donnée par:

$$[R]_i^{bob} = \begin{bmatrix} R_{i1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{i2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & R_{iN_{bob}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Et

$$[\varphi]_i^{bob} = \begin{bmatrix} L_{i1} & M_{i1 \rightarrow i2} & \dots & M_{i1 \rightarrow iN_{bob}} \\ M_{i1 \rightarrow i2} & L_{i2} & \dots & M_{i2 \rightarrow iN_{bob}} \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ M_{i1 \rightarrow i2} & M_{i1 \rightarrow i2} & \dots & L_{iN_{bob}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{i1} \\ i_{i2} \\ \vdots \\ i_{iN_{bob}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

III.2.3.3. La matrice de passage $[D]_i^{bob \leftarrow ph}$

Détaillons le cas présenté par la figure (III.3 (a)), la mise en série des paires de pôles se traduit par :

$$I_i = I_{ij} \ \forall j \{1 \dots N_{bob}\} \quad (\text{III.20})$$

L'écriture matricielle de cette égalité donne :

$$[I]_i^{BOB} = \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \\ \vdots \\ I_{iN_{bob}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N_{bob} \times 1} \cdot I_i \quad (\text{III.21})$$

Et

$$V_i = \sum_{j=1}^{N_{bob}} V_{ij} = [1 \ 1 \ \dots \ 1] \cdot \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ \vdots \\ V_{iN_{bob}} \end{bmatrix} = [D]^{bob \leftarrow ph} \cdot [V]_i^{bob} \quad (\text{III.22})$$

Nous appelons $[D]_i^{bob \leftarrow ph}$ la matrice de passage entre les grandeurs électriques de phase et les grandeurs électriques de bobines de la phase i comme décrit par l'équation (III.22), elle permet aussi de définir la matrice des résistances de bobines $[R]_i^{bob}$ et la matrice des inductances de bobines $[L]_i^{bob}$ de cette phase.

Ainsi, la relation des tensions s'écrit :

$$V_i = \sum_{j=1}^{N_{bob}} \sum_{k=1}^m V_{jk} = [D]_i^{bob \leftarrow ph} \cdot [V]_i^{bob} \quad (III.23)$$

Remplaçons $[I]_i^{bob}$ par $([D]_i^{bob \leftarrow ph} \cdot I_i)$ dans l'expression (III.15) :

$$[V]_i^{bob} = [R]_i^{bob} [I]_i^{bob} + \frac{d([\varphi]_i^{bob})}{dt} \quad (III.24)$$

$$[V]_i^{bob} = [R]_i^{bob} [D]_i^{bob \leftarrow ph} I_i + \frac{d([L]_i^{bob} [D]_i^{bob \leftarrow ph} I_i)}{dt} \quad (III.25)$$

En multiplions les deux membres de l'expression (III.25) par $[D]_i^{bob \leftarrow ph^t}$:

$$[D]_i^{bob \leftarrow ph^t} [V]_i^{bob} = [D]_i^{bob \leftarrow ph^t} [R]_i^{bob} [D]_i^{bob \leftarrow ph} I_i + \frac{d([D]_i^{bob \leftarrow ph^t} [L]_i^{bob} [D]_i^{bob \leftarrow ph} I_i)}{dt} \quad (III.26)$$

Tel que :

- $R_i = [D]_i^{bob \leftarrow ph^t} \cdot [R]_i^{bob} \cdot [D]_i^{bob \leftarrow ph}$ (III.27)

- $L_i = [D]_i^{bob \leftarrow ph^t} \cdot [L]_i^{bob} \cdot [D]_i^{bob \leftarrow ph}$ (III.28)

La relation (III.26) devient alors :

$$V_i = R_i I_i + \frac{d(L_i \cdot I_i)}{dt} \quad (III.29)$$

III.3. Application de modèle multi spires à une machine synchrone à aimants permanents triphasée

III.3.1. Modèle électrique

La machine étudiée est une machine qui possède 3 paires de pôles, chaque phase comporte trois bobines.

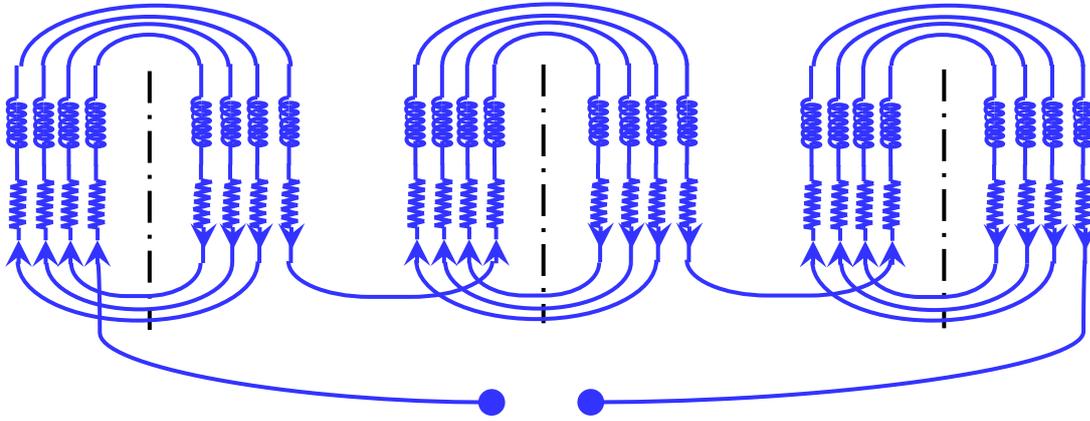


Figure.III.4.Modèle électrique d'un stator d'une MSAP.

III.3.2. Mise en équation

Nous gardons toujours le même principe de mise en équation.. L'équation différentielle régissant le comportement du stator peut être écrite :

$$[V]_s = [R]_s [I]_s + \frac{d([L]_s [I]_s)}{dt} \quad (III.30)$$

$$[V]_s = [[V]_{s1} \quad [V]_{s2} \quad [V]_{s3}]^T \quad (III.31)$$

$$[I]_s = [[I]_{s1} \quad [I]_{s2} \quad [I]_{s3}]^T \quad (III.32)$$

Avec :

$$[R]_s = \begin{bmatrix} [R]_{s1} & [0] & [0] \\ [0] & [R]_{s2} & [0] \\ [0] & [0] & [R]_{s3} \end{bmatrix} \quad [L]_s = \begin{bmatrix} [L]_{s1} & [M]_{s1s2} & [M]_{s1s3} \\ [M]_{s2s1} & [L]_{s2} & [M]_{s2s3} \\ [M]_{s3s1} & [M]_{s3s2} & [L]_{s3} \end{bmatrix} \quad (III.33)$$

$$[V]_{s1} = [V_{111} \quad V_{112} \quad \dots \quad V_{11N_s}, V_{121} \quad V_{122} \quad \dots \quad V_{12N_s}, V_{131} \quad V_{132} \quad \dots \quad V_{13N_s}]^T \quad (III.34)$$

$$[I]_{s1} = [I_{111} \quad I_{112} \quad \dots \quad I_{11N_s}, I_{121} \quad I_{122} \quad \dots \quad I_{12N_s}, I_{131} \quad I_{132} \quad \dots \quad I_{13N_s}]^T \quad (III.35)$$

Ainsi que :

$$[R]_{s1} = \begin{bmatrix} [R]_{i1}^{spires} & [0] & [0] \\ [0] & [R]_{i2}^{spires} & [0] \\ [0] & [0] & [R]_{i3}^{spires} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Sachant que $i = 1,2,3$

Sachant que $[R]_{s1}^{spires}$ est définie par l'expression (III.36),

$$[L]_{s1} = \begin{bmatrix} [L]_{i1}^{spires} & [M]_{1\leftarrow 2}^{spires} & [M]_{1\leftarrow 3}^{spires} \\ [M]_{2\leftarrow 1}^{spires} & [L]_{i2}^{spires} & [M]_{2\leftarrow 3}^{spires} \\ [M]_{3\leftarrow 1}^{spires} & [M]_{3\leftarrow 2}^{spires} & [L]_{i3}^{spires} \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Avec, les matrices diagonales sont définies par l'expression(III.14), la matrice des mutuelles entre la phase 3et la phase 1est construite en se basant sur les matrices des mutuelles définissant le couplage magnétique entre les paires de pôles de chaque phase :

$$[M]_{1\leftarrow 3}^{spires} = \begin{bmatrix} [M]_{11\leftarrow 31}^{spires} & [M]_{11\leftarrow 32}^{spires} \\ [M]_{21\leftarrow 31}^{spires} & [M]_{12\leftarrow 32}^{spires} \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

Détaillons, aussi, la mtrice des mutuelles entre la deuxième bobine de la phase 1 et la première bobine de la phase 3.

$$[M]_{12\leftarrow 31}^{spires} = \begin{bmatrix} L_{ij1} & M_{ij1\leftarrow ij2} & \cdots & M_{ij1\leftarrow ijN_s} \\ M_{ij2\leftarrow ij1} & L_{ij2} & \cdots & M_{ij2\leftarrow ijN_s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{ijN_s\leftarrow ij1} & M_{ijN_s\leftarrow ij2} & \cdots & L_{ijN_s} \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

III.3.3.La matrice de passage. $[D]_s^{spires\leftarrow bob}$

Cette matrice permet de déduire les garndeurs des bobines de grandeurs de spires c'est une matrice diagonale par bloc,dont chaque bloc est la matrice de passage d'une phase :

$$[D]_s^{spires\leftarrow bob} = \begin{bmatrix} [D]_1^{spires\leftarrow bob} & [0] & [0] \\ [0] & [D]_2^{spires\leftarrow bob} & [0] \\ [0] & [0] & [D]_3^{spires\leftarrow bob} \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

$$[D]_s^{spires \leftarrow bob} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N_s} \quad (\text{III.41})$$

Sachant que $i = 1,2,3$

Le premier rôle de cette matrice est de garantir le passage entre les courants et les tensions de bobines et ceux des spires :

$$[D]_s^{spires \leftarrow bob} = \begin{bmatrix} [D]_1^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_1^{bob} \\ [D]_2^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_2^{bob} \\ [D]_3^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_3^{bob} \end{bmatrix} = [D]_1^{spires \leftarrow bob} \cdot \begin{bmatrix} [I]_1^{bob} \\ [I]_2^{bob} \\ [I]_3^{bob} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Donc :

$$[I]_{s(9 \times 1)}^{bob} = [D]_{1(N_s \times 9)}^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_{s(N_s \times 1)}^{spires} \quad (\text{III.43})$$

Tel que :

$$[I]_{s(9 \times 1)}^{bob} = \begin{bmatrix} [I]_1^{bob} \\ [I]_2^{bob} \\ [I]_3^{bob} \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

Et

$$[V]_{s(9 \times 1)}^{bob} = \begin{bmatrix} [V]_1^{bob} \\ [V]_2^{bob} \\ [V]_3^{bob} \end{bmatrix} = [D]_{s(6 \times 24)}^{spires \leftarrow bob^r} \cdot [V]_{s(24 \times 1)}^{spires} \quad (\text{III.45})$$

Le deuxième rôle de cette matrice est d'assurer le passage entre les matrices de résistances et d'inductances des spires et celles de bobines. Appliquons cette matrice de passage à l'expression (III.30) :

$$[D]_{s(9 \times 1)}^{spires \leftarrow bob^r} = [D]_s^{spires \leftarrow bob^r} \cdot [R]_s^{spires} [D]_s^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_s^{bob} + \frac{d \left([D]_s^{spires \leftarrow bob^r} \cdot [L]_s^{spires} [D]_s^{spires \leftarrow bob} \cdot [I]_s^{bob} \right)}{dt} \quad (\text{III.46})$$

Tel que :

$$\bullet [R]_s^{bob} = [D]_s^{spires \leftarrow bob^{tr}} \cdot [R]_s^{spires} [D]_s^{spires \leftarrow bob} \quad (III.47)$$

$$\bullet [L]_s^{bob} = [D]_s^{spires \leftarrow bob^{tr}} \cdot [L]_s^{spires} [D]_s^{spires \leftarrow bob} \quad (III.48)$$

L' équation différentielle régissant le comportement des bobines sont :

$$[V]_s^{bob} = [R]_s^{bob} \cdot [I]_s^{bob} + \frac{d\left([L]_s^{bob} [I]_s^{bob}\right)}{dt} \quad (III.49)$$

Avec :

$$[V]_s^{bob} = [V_{11} \ V_{12} \ V_{13}; V_{21} \ V_{22} \ V_{23}; V_{31} \ V_{32} \ V_{33}]^{tr} \quad (III.50)$$

$$[I]_s^{bob} = [I_{11} \ I_{12} \ I_{13}; I_{21} \ I_{22} \ I_{23}; I_{31} \ I_{32} \ I_{33}]^{tr} \quad (III.51)$$

$$[R]_s^{bob} = \begin{bmatrix} [R]_{s1}^{bob} & [0] & [0] \\ [0] & [R]_{s1}^{bob} & [0] \\ [0] & [0] & [R]_{s1}^{bob} \end{bmatrix} \quad [L]_s^{bob} = \begin{bmatrix} [L]_{s1}^{bob} & [M]_{s1 \leftarrow s2}^{bob} & [M]_{s1 \leftarrow s3}^{bob} \\ [M]_{s2 \leftarrow s1}^{bob} & [L]_{s2}^{bob} & [M]_{s2 \leftarrow s3}^{bob} \\ [M]_{s3 \leftarrow s1}^{bob} & [M]_{s2 \leftarrow s3}^{bob} & [L]_{s3}^{bob} \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

$$[R]_{s_i}^{bob} = \begin{bmatrix} R_{i1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{i2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{i3} \end{bmatrix} \quad [L]_{s_i}^{bob} = \begin{bmatrix} L_{i1} & M_{i1 \leftarrow i2} & M_{i1 \leftarrow i3} \\ M_{i2 \leftarrow i1} & L_{i2} & M_{i2 \leftarrow i3} \\ M_{i2 \leftarrow i3} & M_{i2 \leftarrow i3} & L_{i3} \end{bmatrix} \quad (III.53)$$

Sachant que $i = 1,2,3$

III.3.4. La matrice de connexion $[D]_s^{bob \leftarrow ph}$

Cette matrice permet de déduire les grandeurs de bobines à partir des grandeurs de phases, et elle se déduit par :

$$[D]_s^{bob \leftarrow ph} = \begin{bmatrix} [D]_{s1}^{bob \leftarrow spires} & [0] & [0] \\ [0] & [D]_{s2}^{bob \leftarrow spires} & [0] \\ [0] & [0] & [D]_{s3}^{bob \leftarrow spires} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.54)$$

Le premier rôle de cette matrice est de garantir le passage entre les courants et les tensions de phases et ceux de bobines :

$$[I]_s^{bob} = \begin{bmatrix} [I]_1^{bob} \\ [I]_2^{bob} \\ [I]_3^{bob} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [D]_1^{bob \leftarrow ph} \cdot I_1 \\ [D]_2^{bob \leftarrow ph} \cdot I_2 \\ [D]_3^{bob \leftarrow ph} \cdot I_3 \end{bmatrix} = [D]_s^{bob \leftarrow ph} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.55})$$

Donc :

$$[I]_{s(9 \times 1)}^{bob} = [D]_{s(9 \times 3)}^{bob \leftarrow ph} \cdot [I]_{s(9 \times 1)}^{ph} \quad (\text{III.56})$$

Tel que :

$$[I]_{s(3 \times 1)}^{ph} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.57})$$

Et

$$[I]_s^{bob} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = [D]_s^{bob \leftarrow ph^tr} \begin{bmatrix} [V]_1^{bob} \\ [V]_2^{bob} \\ [V]_2^{bob} \end{bmatrix} \quad (\text{III.58})$$

Donc :

$$[V]_{s(3 \times 1)}^{ph} = [D]_{s(3 \times 9)}^{bob \leftarrow ph^tr} \cdot [V]_{s(9 \times 1)}^{bob} \quad (\text{III.59})$$

Avec :

$$[V]_s^{bob} = \begin{bmatrix} [V]_1^{bob} \\ [V]_2^{bob} \\ [V]_2^{bob} \end{bmatrix} \quad (\text{III.60})$$

Le deuxième rôle de cette matrice est d'assurer le passage entre les matrices de bobines et les matrices de phases et définir les matrices des inductances et des résistances de phase :

$$[V]_s^{ph} = [D]_s^{bob \leftarrow ph^tr} \cdot [R]_s^{bob} \cdot [D]_s^{bob \leftarrow ph} [I]_s^{ph} + \frac{d \left([D]_s^{bob \leftarrow ph^tr} \cdot [L]_s^{spires} [D]_s^{bob \leftarrow ph} \cdot [I]_s^{bob} \right)}{dt} \quad (\text{III.61})$$

Tel que :

- $[R]_s^{ph} = [D]_s^{bob \leftarrow ph^tr} \cdot [R]_s^{bob} [D]_s^{bob \leftarrow ph}$ (III.62)

$$\bullet \quad [R]_s^{ph} = [D]_s^{bob \leftarrow ph^r} \cdot [R]_s^{bob} [D]^{bob \leftarrow ph} \quad (III.63)$$

$$[R]_{s_i}^{ph} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} \quad [L]_s^{ph} = \begin{bmatrix} L_{s1} & M_{s1 \leftarrow s2} & M_{s1 \leftarrow s3} \\ M_{s2 \leftarrow s1} & L_{s2} & M_{s2 \leftarrow s3} \\ M_{s3 \leftarrow s1} & M_{s3 \leftarrow s2} & L_{s3} \end{bmatrix} \quad (III.64)$$

III.4. Défaut de court circuit de spires au sein de la même phase

Nous reprenons la modélisation d'une bobine élémentaire, en introduisant la possibilité de provoquer un court-circuit de spires au sein de cette bobine.

III.4.1. Principe de modélisation

III.4.1.1. Modèle électrique d'une bobine en court-circuit

Nous schématisons à présent une bobine, d'indice ij et à n_{ij} spires, et ayant un défaut de court-circuit de spires, par le schéma de la figure (III.5).

Nous venons d'introduire, via cette schématisation, un point d'accès inter-spires, ainsi qu'une résistance de court-circuit R_{ij}^{cc} .

Une valeur non nulle de cette résistance peut expliquer deux contextes de court-circuit. Le premier est que le contact non nul. Le deuxième est le fait de mettre, délibérément, une résistance de court-circuit non nulle ; dans le but de se rapprocher des conditions réelles expérimentales. En effet, nous avons eu recours à cette technique lors des essais expérimentaux, afin de limiter le courant de court-circuit I_{ijk}^{cc} à une valeur efficace [90].

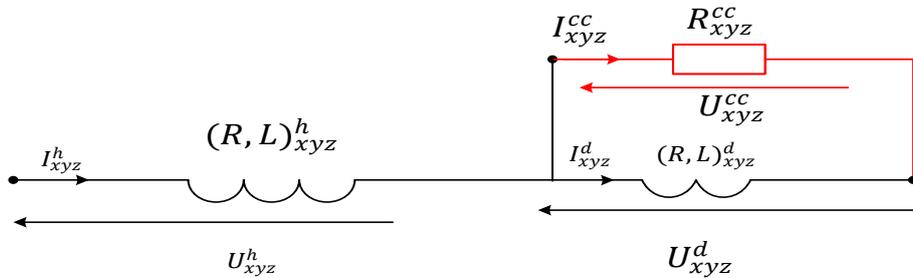


Figure III.5. Modèle électrique d'une bobine avec un défaut de court-circuit de n_{ijk}^d spires

Le système d'équation différentielle régissant le comportement de ce dipôle s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ij}^s = R_{ij}^h \cdot I_{ij} + \frac{d(L_{ij}^h \cdot I_{ij} + M_{ij}^{h \leftarrow d} \cdot I_{ij}^d)}{dt} \\ V_{ij}^{cc} = R_{ij}^{cc} \cdot I_{ij}^{cc} \\ V_{ij}^h = R_{ij}^d \cdot I_{ij}^d + \frac{d(L_{ij}^d \cdot I_{ij}^d + M_{ij}^{h \leftarrow d} \cdot I_{ij}^h)}{dt} \\ V_{ij}^{cc} = R_{ij}^{cc} \cdot I_{ij}^{cc} \end{array} \right. \quad (III.65)$$

Avec :

R_{ij}^s : est la résistance de la partie non court-circuitée de la bobine ij .

R_{ij}^f : est la résistance de n_{ij}^d spires court-circuitées de la bobine ij .

R_{ij}^{cc} : est la résistance de court circuit de la bobine ij .

L_{ij}^s : est l'nductance de la partie non court-circuitée de la bobine ij .

L_{ij}^f : est l'nductance de la partie court-circuitée de la bobine ij .

III.4.1.2.Mise en équation

L'écriture matricielle du système d'équations différentielles (III.66) donne :

$$[V]_{ij}^{bob} = [R]_{ij}^{bob} \cdot [I]_{ij}^{bob} + \frac{d\left([L]_{ij}^{bob} [I]_{ij}^{bob}\right)}{dt} \quad (III.66)$$

Avec :

$$[V]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} V_{ij}^s \\ V_{ij}^{cc} \\ V_{ij}^f \end{bmatrix} \quad [I]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} I_{ij}^s \\ I_{ij}^{cc} \\ I_{ij}^f \end{bmatrix} \quad (III.67)$$

Ainsi que :

$$[R]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} R_{ij}^s & 0 & 0 \\ 0 & R_{ij}^s & 0 \\ 0 & 0 & R_{ij}^s \end{bmatrix} \quad [L]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} L_{ij}^s & 0 & M_{ij}^{s \leftarrow f} \\ 0 & L_{ij}^{cc} & 0 \\ M_{ij}^{f \leftarrow s} & 0 & L_{ij}^f \end{bmatrix} \quad (III.68)$$

III.4.1.3.Prise en considération de la topologie électrique

Ce système à trois équations différentielles ne peut être résolu tel qu'il est, il faut transformer en un système d'équation différentielle indépendante.

Une telle transformation peut se faire de plusieurs manières nous adoptons toujours la même démarche que le chapitre précédent et nous définissons les boucles de résolutions présentées par la figure(III.6) [48].

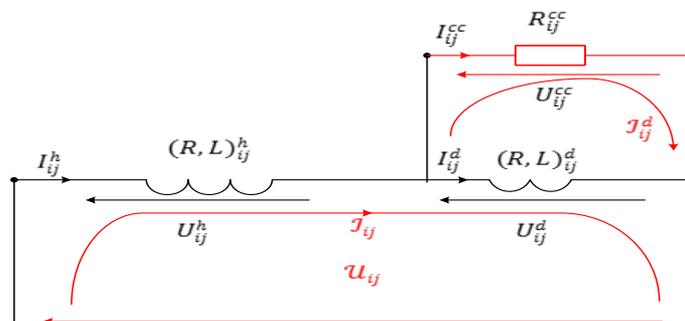


Figure.III.6. Les boucles adoptées pour une bobine en défaut.

La matrice de connexion $[D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob}$, permettant de faire le passage entre les grandeurs de branches et les grandeurs de boucles de cette bobine.

$$[I]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{ij} \\ J_{ij}^d \end{bmatrix} = [D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob} \cdot [I]_{ij}^{bob} \quad (\text{III.69})$$

Et

$$[I]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} V_{ij} \\ V_{ij}^d \end{bmatrix} = [D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob^{tr}} \cdot [V]_{ij}^{bob} \quad (\text{III.70})$$

Avec : $V_{ij}^d = 0$ pour un défaut de court-circuit au sein d'une même phase.

En faisant intervenir cette matrice dans le système d'équations différentielles de l'expression (III.66), nous introduisons les nouvelles matrices $[R]_{ij}^{bob}$ et $[L]_{ij}^{bob}$. Ces matrices définissent le nouveau système d'équation différentielle indépendante de l'expression (III.71).

$$[V]_{ij}^{bob} = [D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob^{tr}} \cdot [R]_{ij}^{Bob} [D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob} \cdot [I]_{ij}^{bob} + \frac{d \left([D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob^{tr}} [L]_{ij}^{spires} [D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob} [I]_{ij}^{bob} \right)}{dt} \quad (\text{III.71})$$

$$[I]_{ij}^{bob} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{12} \\ J_{12}^d \end{bmatrix} = [D]_{12}^{bob \leftarrow Bob} \cdot [I]_{12}^{bob} \quad (\text{III.72})$$

La matrice de passage entre les grandeurs de branches et les grandeurs de boucles $[D]_{ij}^{bob \leftarrow Bob}$

$$\begin{pmatrix} I_{11}^s \\ I_{11}^{cc} \\ I_{11}^f \\ I_{12} \\ I_{13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{11} \\ J_{11}^f \\ J_{12} \\ J_{13} \end{pmatrix} = [D]_{12}^{bob \leftarrow Bob} \cdot [I]_{12}^{Bob} \quad (\text{III.73})$$

Cette matrice permet, aussi, de définir la matrice des résistances $[R]_{ij}^{Bob}$ et la matrice des inductances $[L]_{ij}^{Bob}$.

III.4.1.3.1. Au niveau de phase

Nous exposons dans ce qui suit le principe de l'extension dynamique du modèle d'une phase en fonction des courts-circuits qui y apparaissent au cours d'un exercice de simulation. Supposant, qu'une bobine de cette phase présente un défaut de circuit-circuit. La figure (III.7) donne un aperçu de cette situation et des boucles adoptées.

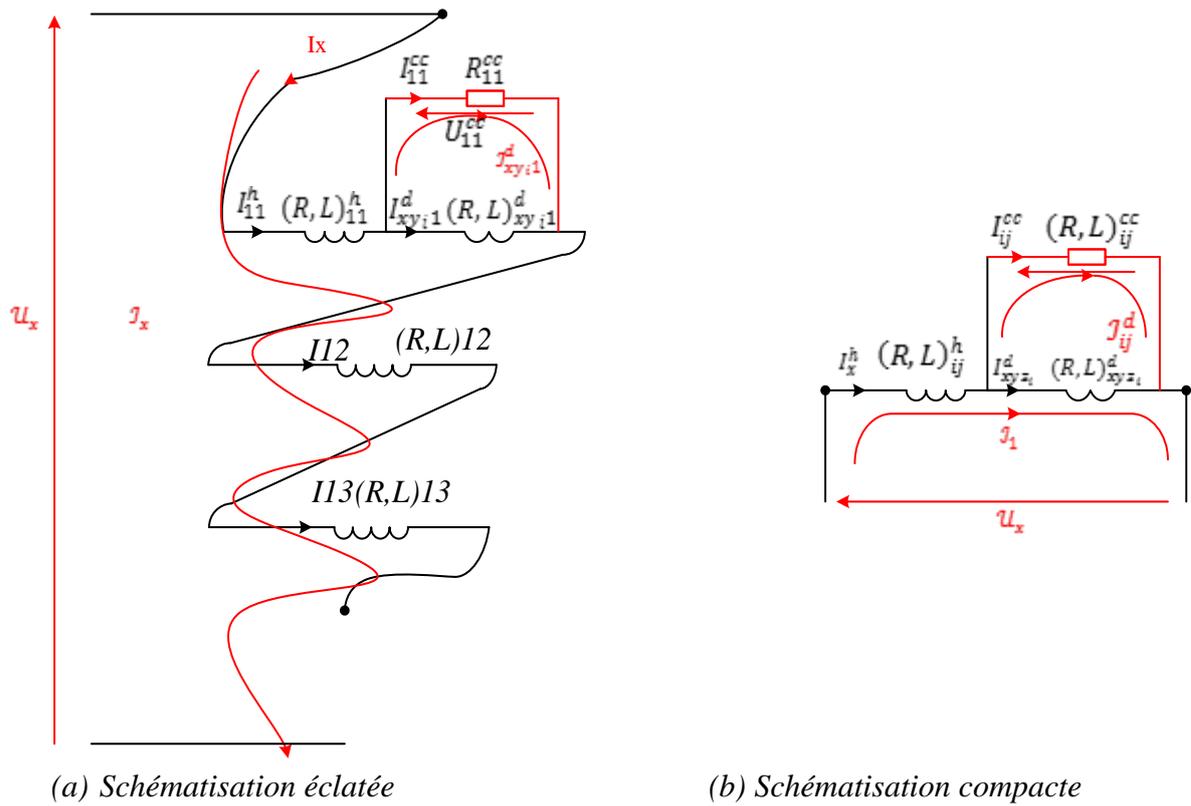


Figure.III.7.Modèle d'une phase en présence de court-circuit.

III.5. Modèle global du stator

L'équation différentielle du stator est donnée par :

$$[V]_s = [R]_s [I]_s + \frac{d([L]_s [I]_s)}{dt} \tag{III.74}$$

$$[V]_s = [V_{11}^s \quad V_{11}^{cc} \quad V_{11}^f \quad V_{12} \quad V_{13}; V_{21} \quad V_{22} \quad V_{23}; V_{31} \quad V_{32} \quad V_{33}]^{tr} \tag{III.75}$$

$$[I]_s = [I_{11}^s \quad I_{11}^{cc} \quad I_{11}^f \quad I_{12} \quad I_{13}; I_{21} \quad I_{22} \quad I_{23}; I_{31} \quad I_{32} \quad I_{33}]^{tr} \tag{III.76}$$

Avec les matrices résistance et inductances des bobines sont définies par :

$$[R]_s = \begin{bmatrix} [R]_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & [R]_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & [R]_{s3} \end{bmatrix}, [L]_s = \begin{bmatrix} [L]_{s1} & [M]_{s1 \leftarrow s2}^{bob} & [M]_{s1 \leftarrow s2}^{bob} \\ [M]_{s1 \leftarrow s2}^{bob} & [L]_{s2} & [M]_{s2 \leftarrow s3}^{bob} \\ [M]_{s3 \leftarrow s1}^{bob} & [M]_{s3 \leftarrow s2}^{bob} & [L]_{s3} \end{bmatrix} \tag{III.77}$$

Tel que : $[R]_{s1}$, $[R]_{s2}$ et $[R]_{s3}$ représentent les matrices des résistances des bobines.

On suppose que le court-circuit a été introduit au niveau de la première bobine de la première phase,

$$[R]_{s1} = \begin{bmatrix} [R]_{11}^{cc} & [0] & [0] \\ [0] & R_{12} & 0 \\ [0] & 0 & R_{13} \end{bmatrix} \quad [L]_{s1} = \begin{bmatrix} [L]_{11}^{cc} & [M]_{11 \leftarrow 12} & [M]_{11 \leftarrow 13} \\ [M]_{12 \leftarrow 11} & L_{12} & M_{12 \leftarrow 13} \\ [M]_{13 \leftarrow 11} & M_{13 \leftarrow 12} & L_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{III.78})$$

Sachant que $[R]_{11}^{cc}$ et $[L]_{11}^{cc}$ sont données par les équations (II.68)

III.6. Modèle global de la machine MSAP

L'équation électrique qui régit le fonctionnement de la machine est donnée par :

$$[V]_s = [R]_s [I]_s + \frac{d([L]_s [I]_s)}{dt} + \frac{d[\varphi]_s}{d\theta_r} \quad (\text{III.79})$$

$$[\varphi]_s = [\varphi_{11}^s \quad \varphi_{11}^{cc} \quad \varphi_{11}^f \quad \varphi_{12} \quad \varphi_{13}; \varphi_{21} \quad \varphi_{22} \quad \varphi_{23}; \varphi_{31} \quad \varphi_{32} \quad \varphi_{33}]^{tr} \quad (\text{III.80})$$

$$[\varphi]_s = [\varphi_{s1} \quad \varphi_{s2} \quad \varphi_{s3}]^{tr} \quad (\text{III.81})$$

Le flux mutuel entre les trois phases statorique et l'aimant sont données par :

$$[\varphi]_{s1} = [\varphi_{s1} \quad \varphi_{s2} \quad \varphi_{s3}]^{tr} = \begin{pmatrix} \varphi_m^s \cdot \cos(\theta_r) \\ 0 \\ \varphi_m^f \cdot \cos(\theta_r) \\ \varphi_m^f \cdot \cos(\theta_r) \\ \varphi_m^f \cdot \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{III.82})$$

$$[\varphi]_{s2} = [\varphi_{s1} \quad \varphi_{s2} \quad \varphi_{s3}]^{tr} = \begin{pmatrix} \varphi_m \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.83})$$

$$[\varphi]_{s2} = [\varphi_{s1} \quad \varphi_{s2} \quad \varphi_{s3}]^{tr} = \begin{pmatrix} \varphi_m \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (III.84)$$

En associant l'équation du couple (II.7) à l'équation mécanique (II.7) on aura le système d'équation suivant :

$$[U]^s = \begin{cases} \left([R]_s + \Omega_r \frac{\partial [L]_s}{\partial t} \right) [I]_s + [L]_s \frac{d[I]_s}{dt} \\ -C_r = -\left(\frac{1}{2} [I]^{tr} \frac{\partial [L]^s}{\partial \theta_r} \right) [I]^s + J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \Omega_r \\ 0 = -\Omega_r + \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (III.85)$$

III.7. Résultats de simulation

Le modèle proposé pour le défaut de court-circuit a été mis en œuvre dans le logiciel MATLAB. Les figures (III.8, III.9, III.10, III.14, III.15, III.16, III.17) montrent les différentes grandeurs de la machine avant et après le court-circuit.

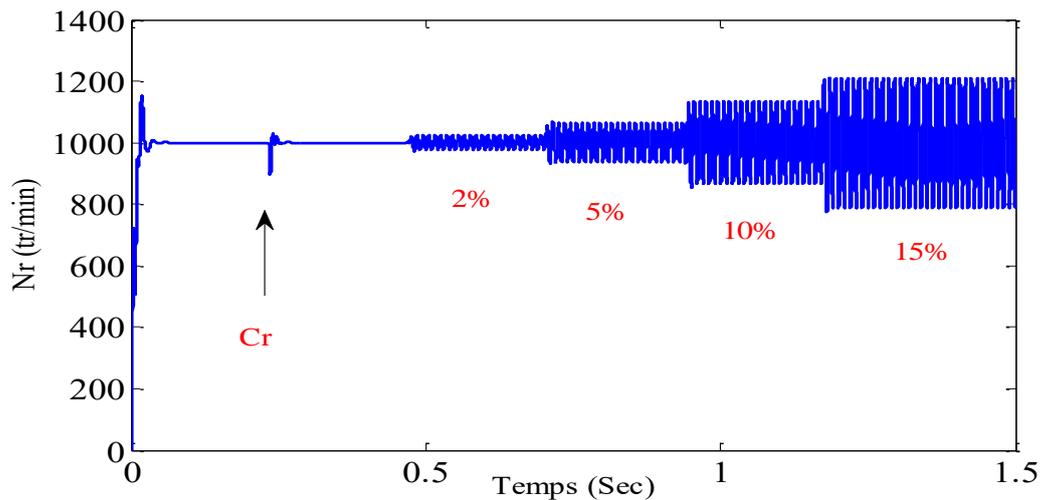


Figure.III.8. Evolution de la vitesse en fonction de nombre de spires en cc.

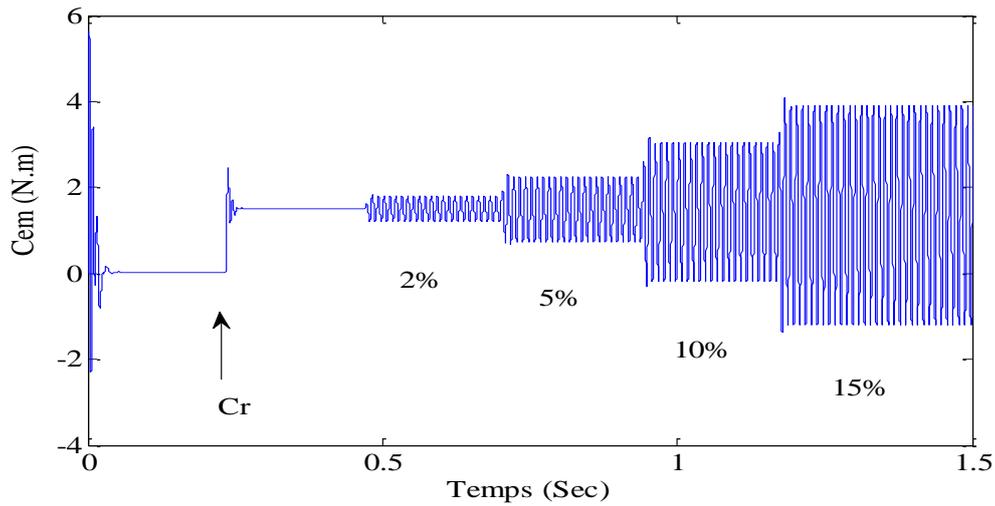
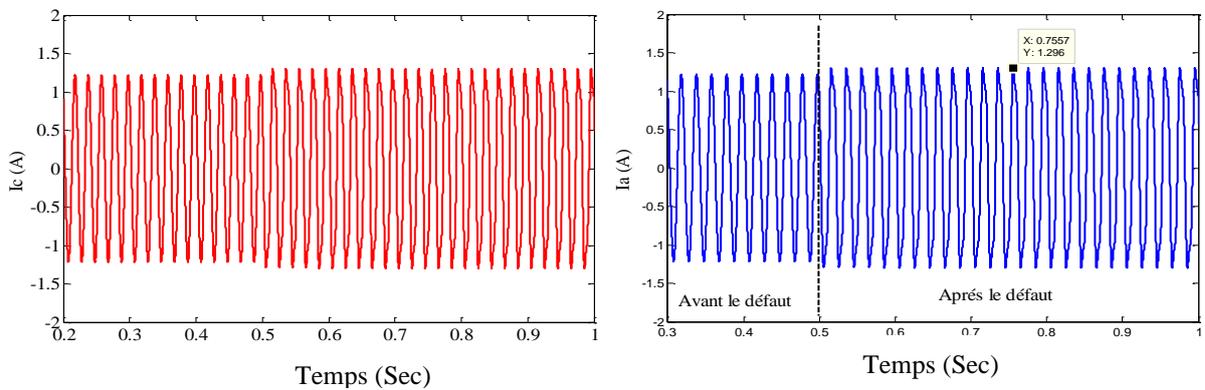
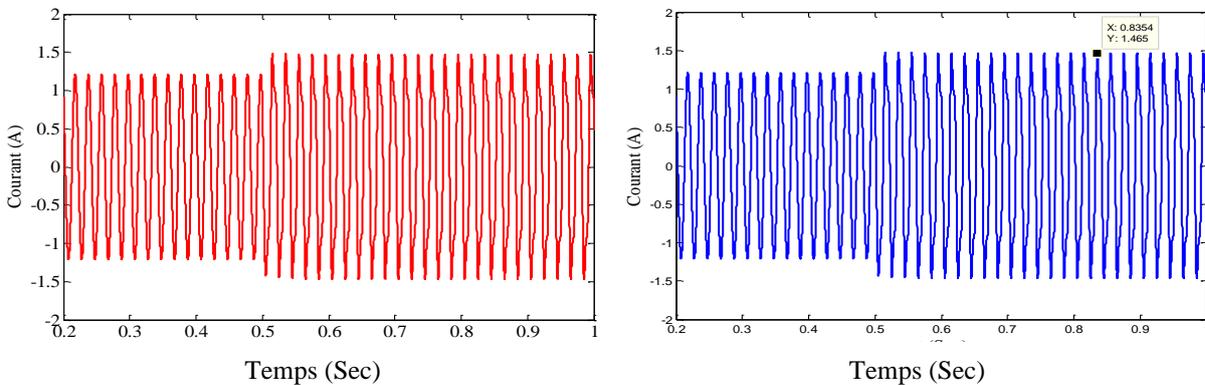


Figure.III.9. Evolution de couple électromagnétique en fonction de nombre de spires en cc.

Les Figure (III.8) et (III.9) montrent que le défaut de court-circuit entre spires engendre des vibrations mécaniques significatives au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation dès l'apparition du défaut à $t=0.5$ Sec, à cause de l'effet du défaut qui perturbe la répartition spatiale du champ tournant. L'augmentation de ces signatures (les ondulations) est d'autant plus importante que le nombre des spires en court-circuit élevé [3] [4] [5].



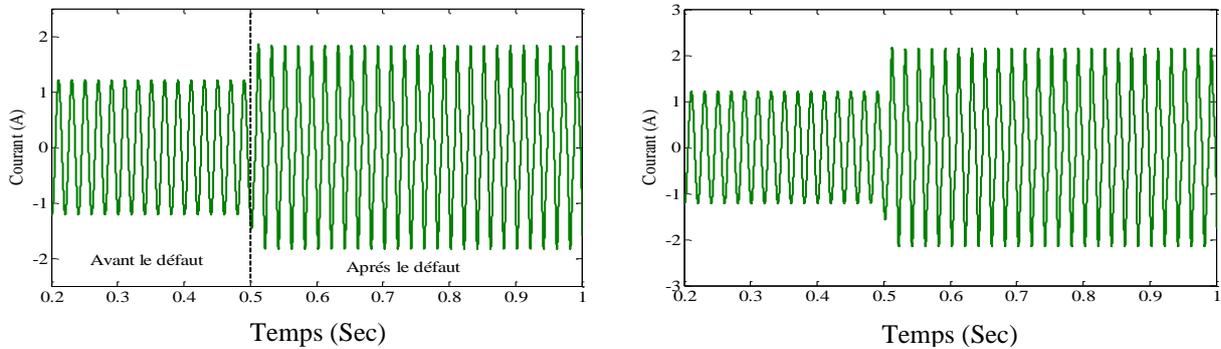
(a)-Courant dans la phase c pour 10 % de spires.(b)-Courant dans la phase3 pour 10% de spires.



(c)-Courant dans la phase1 pour 15 % de spires.(d)-Courant dans la phase3 pour 15% de spires.

Figure.III.10.Incidence d'un court-circuit sur le courant dans les phases saine à demi charge.

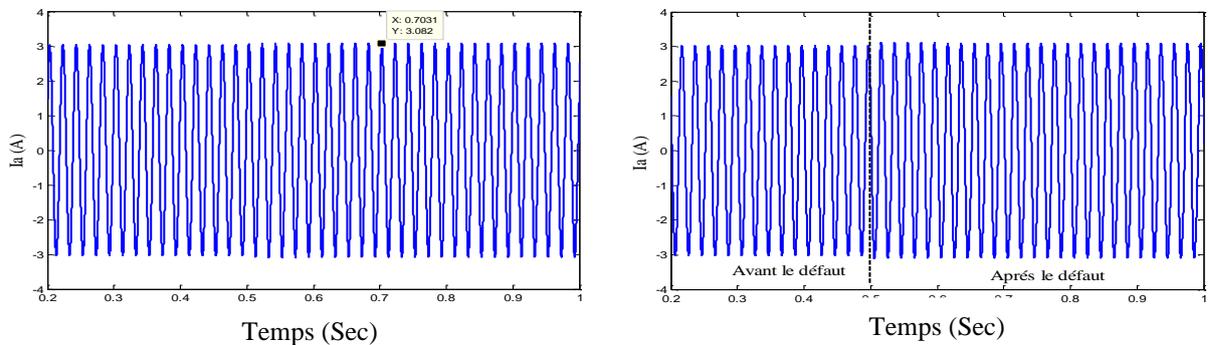
Concernant les courants dans les phases saines, la figure(III.10) nous permet de comparer les amplitudes des courants dans la phase 1 et la phase 3 lors de l'apparition d'un défaut sur la phase 2. Les figures (III.10(a)etIII.10(b)) représentent les courants dans les phases 1 et 3 lors d'un défaut de 10% de spires en cc, Les figures (III.10(c)etIII.10(d)) représentent les mêmes courants mais pour 15% de spires en cc.



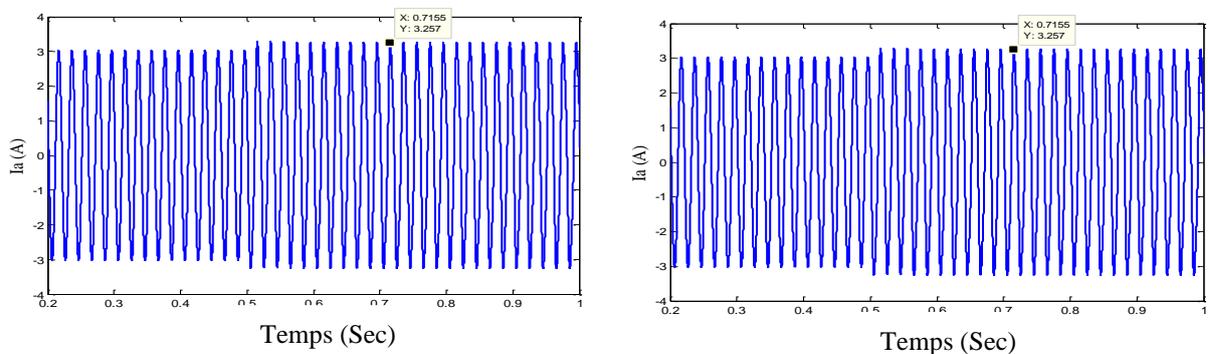
(a)- Courant dans la phase en défaut pour 15 % (b)- Courant dans la phase en défaut pour 10 % de spires en cc.

Figure.III.11.Incidence d'un court-circuit sur la phase en défaut à mi-charge.

Les figures (III.11 (a)) et (III.11 (b)) montrent que le défaut de court-circuit inter spires engendre des augmentations significatives du courant dans la phase incriminée par le défaut. L'augmentation des courants est d'autant plus importante que le nombre de spires en court-circuit est élevé [91].

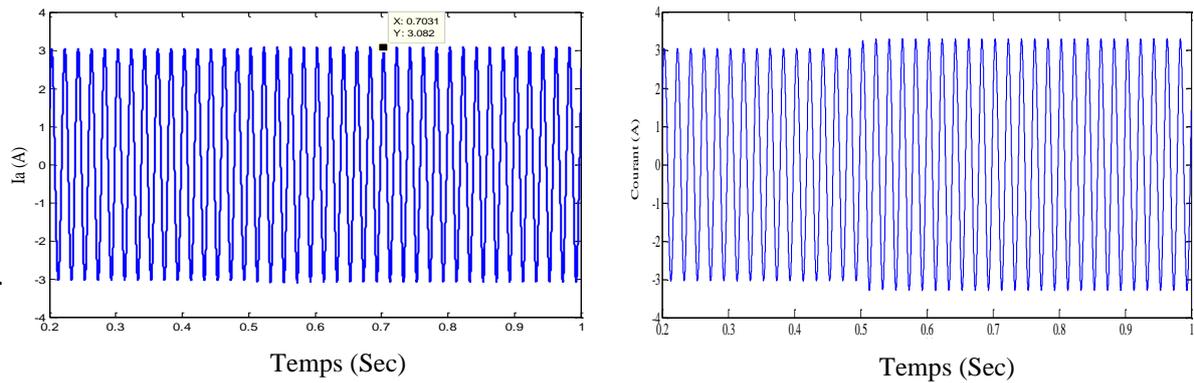


(a)-Courant dans la phase2 .pour 10 % de spires.(b)-Courant dans la phase3.pour 10 % de spires.



(c)-Courant dans la phase2.pour 15 % de spires.(d)-Courant dans la phase3.pour 20 % de spires.

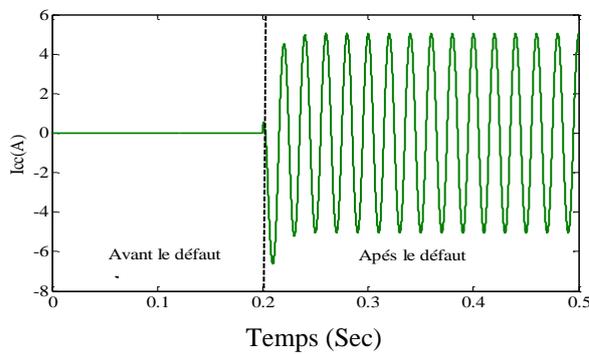
Figure.III.12.Incidence d'un court-circuit sans limitation le courant de défaut à plein charge.



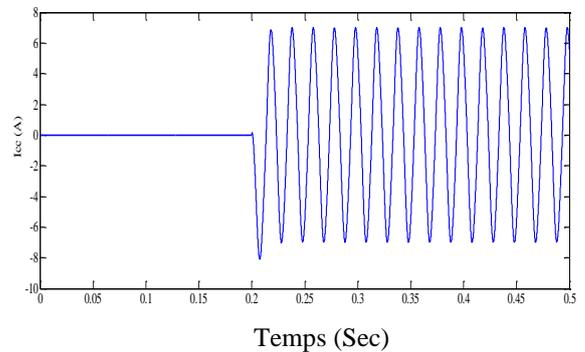
(a) Courant dans la phase en défaut pour 10 % (b) Courant dans la phase en défaut pour 15 % de spires en cc de spires en cc.

Figure.III.13. Courant dans la phase en défaut sans limitation le courant de défaut à pleine charge.

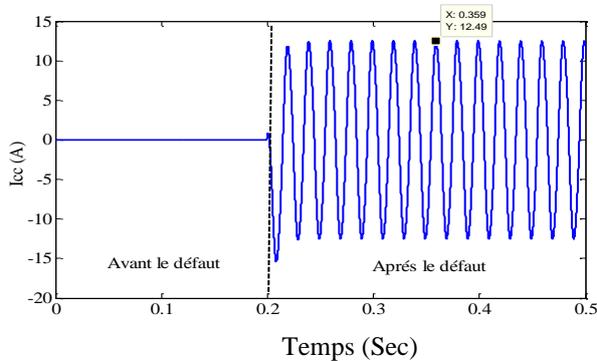
Un court-circuit sur une phase, aura pour effet de faire baisser le courant réactif dans cette dernière et d'augmenter la puissance active consommée par cette phase (selon la valeur de la résistance R_{cc}), ce qui se traduit par une baisse du déphasage entre la tension et le courant dans cette phase. Le couplage magnétique au niveau des enroulements statoriques fait en sorte que ce défaut se transmet aux autres phases, ce qui explique le fait que le déphasage entre les tensions et les courants des phases b et c change aussi [48].



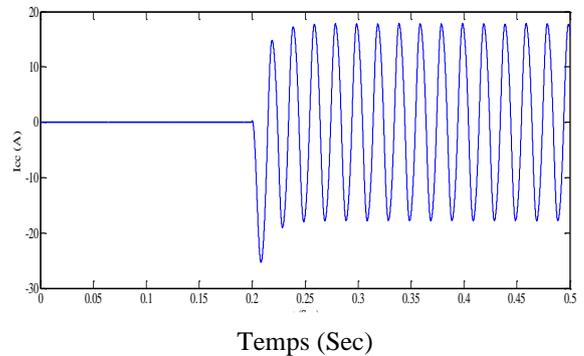
(a)- Courant de cc pour 5%.



(b)- Courant de cc pour 10%.

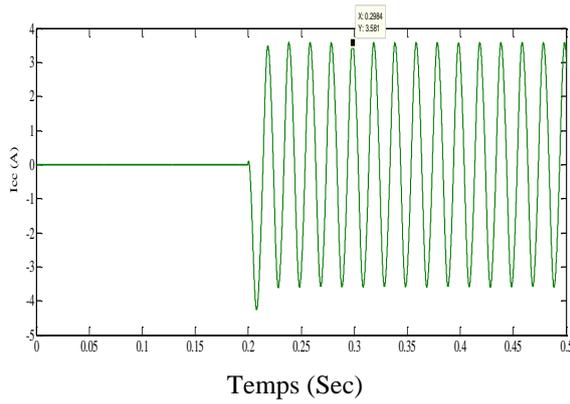


(c)- Courant de cc pour 15%.

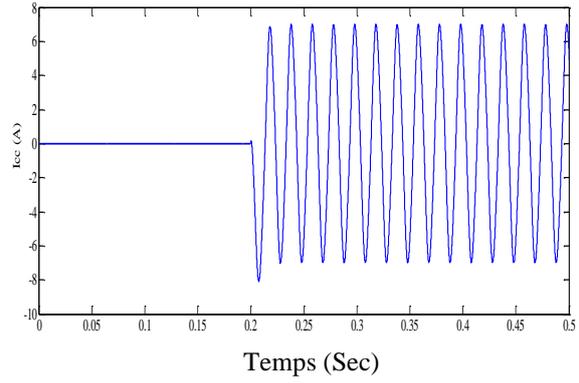


(d)- Courant de cc pour 20%.

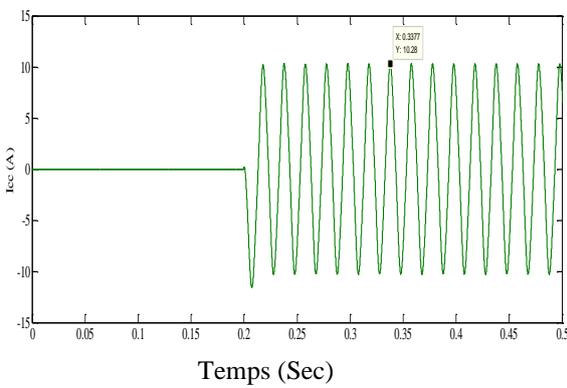
Figure.III .14. Courant de cc sans limitation de courant de défaut à mi charge



(a)- Courant de cc pour 5%.



(b)- Courant de cc pour 10%.



(c)- Courant de cc pour 15% .(d)- Courant de cc pour 15%.

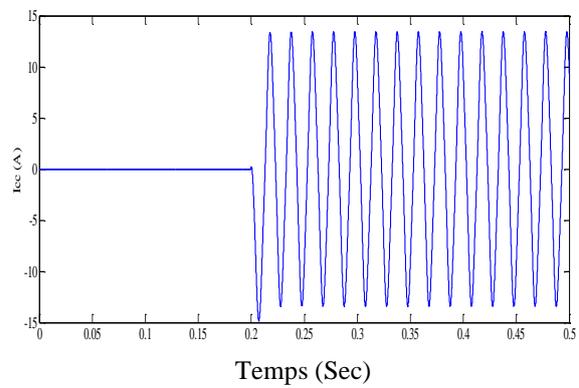


Figure.III .15.Courant de cc avec limitation de courant de défaut à mi charge.

III.8. Analyse fréquentielle

L'analyse spectrale du courant statorique par FFT se réalise avec un fenêtrage de type Hanning, la période d'échantillonnage est de 10^{-4} pour le cas d'une machine saine et avec défaut de court-circuit entre spires au stator.

La figure (III.16) représente le spectre du courant i_{as} à l'état sain on observe aucune raie latérale autour de la fondamentale 50 Hz.

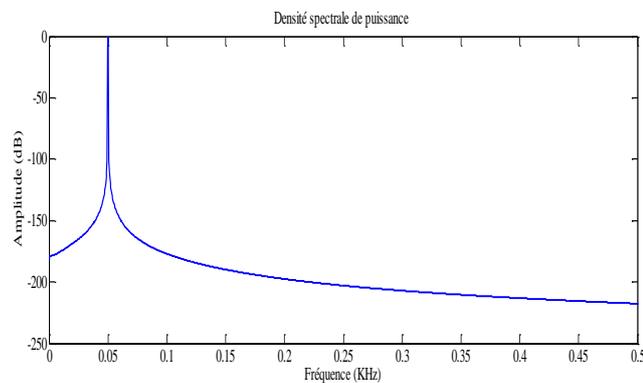


Figure.III.16. Analyse spectrale du courant dans la phase 1

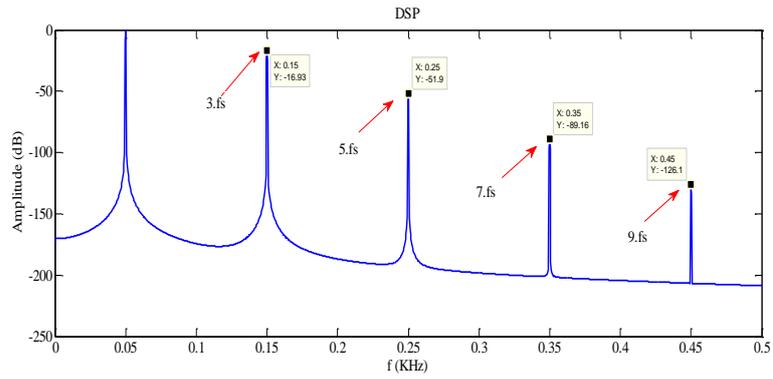


Figure.III.17. Analyse spectrale du courant dans la phase en défaut pour 5% de spires en cc à mi-charge.

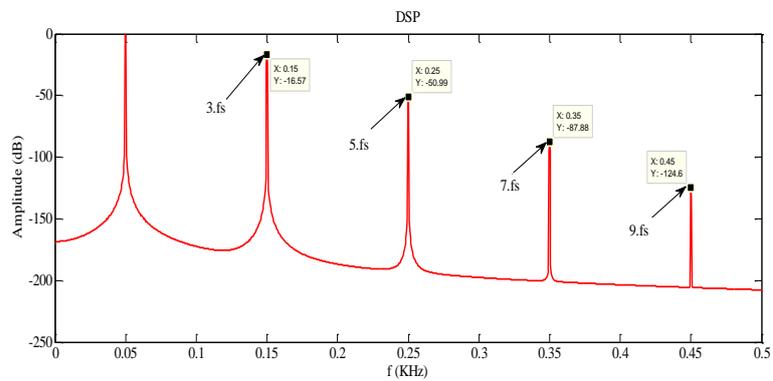


Figure.III.18. Densité spectrale de puissance du courant dans une phase saine à demi-charge.

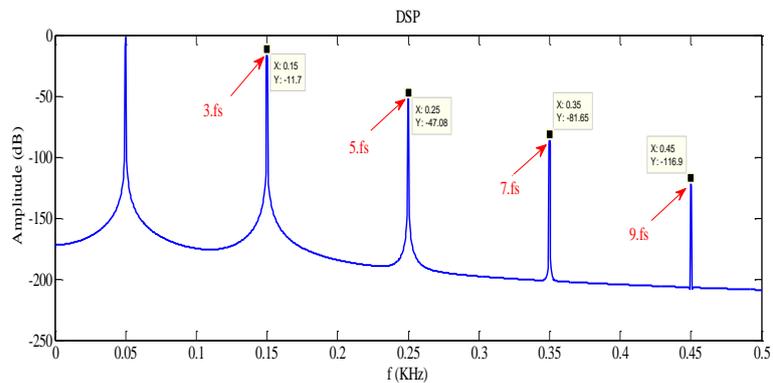


Figure. III .19. Analyse spectrale de courant en défaut pour 10% de spires en cc à demi -charge.

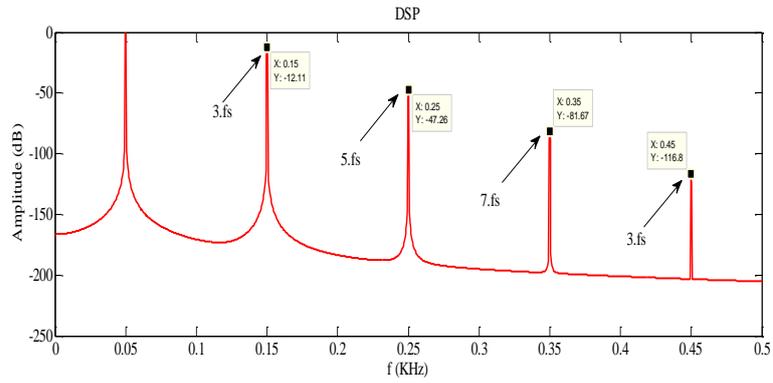
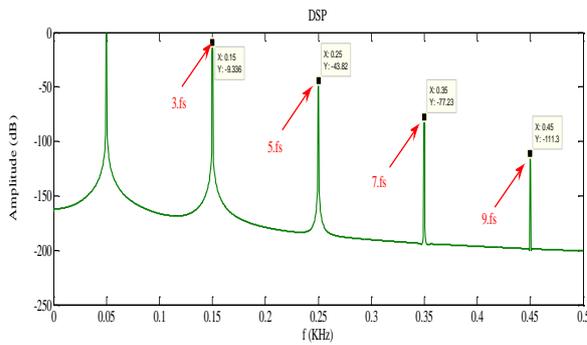
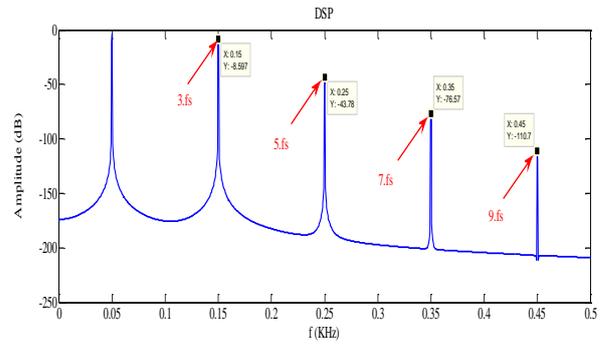


Figure.III.20. Analyse spectrale de courant d'une phase saine pour 10% de spires en cc à demi charge.

D'après la figure (III.17), on observe des nouvelles composantes de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamentale de rang impair ($3.k.f_s$) durant le défaut de court-circuit entre spires dans la phase I, avec des amplitudes différentes ces amplitudes augmentent avec le nombre de spires en cc comme le montre les figures (III.18, III.19, III.120)[49][51].

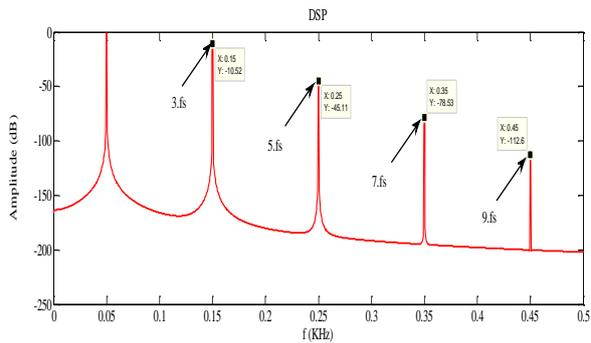


(a)- A demi charge

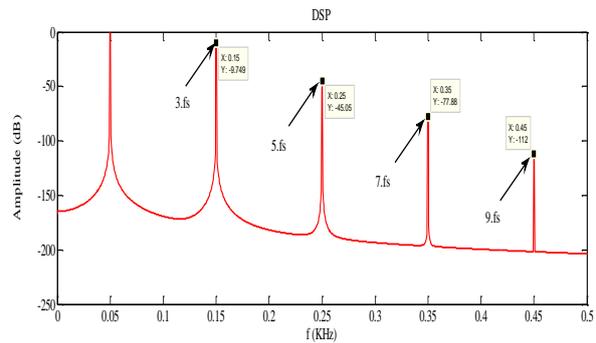


(b)-A pleine charge

Figure.III.21. Densité spectrale de puissance du courant pour 15%.



(a)- AMi charge



(b)- A pleine charge

Figure.III.22. Analyse spectrale de courant dans une phase saine (15%)

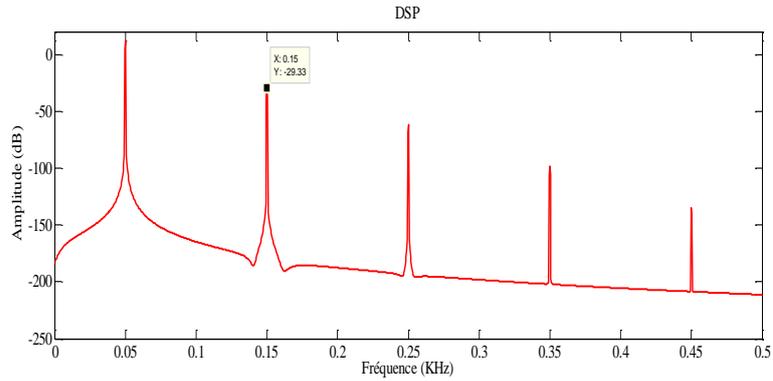


Figure.III.23.Analyse spectrale de courant dans la résistance R_{cc} (5%).

L’amplitude de raies correspondant aux fréquences $3.f_s$ et en fonction de nombre de spires en cc à mi charge et en plein charge sont données dans le tableau suivant $5.f_s$

Tableau III.1.1 Amplitudes des raies $3.f_s$ et $5.f_s$ en fonction de nombre de spires en cc.

Composante (Hz)	5%		10%		15%	
	Mi-charge (dB)	Pleine charge (dB)	Mi- charge (dB)	Pleine charge (dB)	Mi-charge (dB)	Pleine charge
$3.f_s$	-16.93	-15.65	-11.7	-14.65	-9.33	-8.59
$5.f_s$	-51.9	-49.76	-47.08	-39.15	-43.82	-43.78
$7.f_s$	-89.16	-93.5	81.65	-72.02	77.23	-76.57

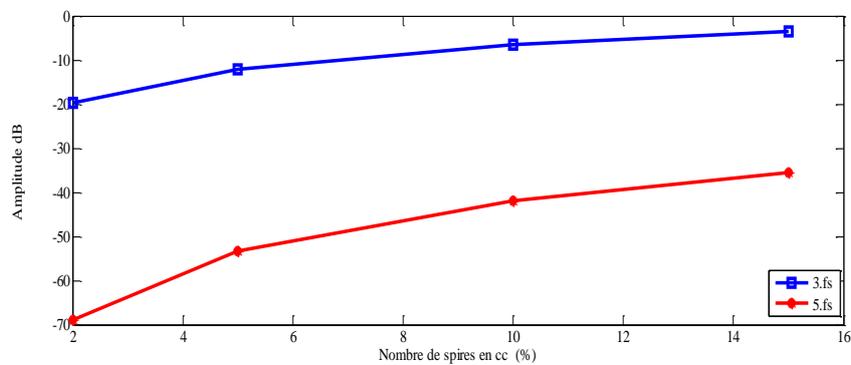


Figure.III.24.Incidence de nombre de spires en cc sur l’amplitude des harmoniques de rang 3 et 5.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé modèle multi spires de **la MSAP** pour la simulation d'un défaut de court-circuit au sein d'une même phase. Dans un premier temps nous avons présenté un modèle multi spires de la machine en régime sain. Ensuite nous avons appliqué le modèle développée sur une machine synchrone à aimants permanents triphasée. Ce modèle prend en considération la topologie du bobinage du stator ce qui permis de présenter l'influence de l'emplacement du C-C sur le fonctionnement en défaut du modèle. Le modèle proposé et utilisé reflète fidèlement le comportement des différentes variables des machines synchrones saines ou en présence de défaut. Ceci n'est pas le cas de certains modèles.

Une étude spectrale des courants a montré que les courants de la machine synchrone restent pratiquement sinusoïdaux pour une grande valeur de résistance de défaut. Par contre, l'apparition de l'harmonique de rang 3 dans les formes d'onde des courants des phases en cas de défaut est mise en évidence. La détection de cet harmonique dans la forme d'onde du courant d'une phase peut alors être considérée comme une signature d'un défaut électrique ; la sévérité de défaut pourrait également être évaluée par l'importance de son amplitude. On pourrait aussi déterminer la phase en défaut en détectant la phase qui a le taux le plus élevé d'harmonique de rang 3.

L'étude des composantes symétriques montre que le déséquilibre des courants devient détectable lorsque la sévérité de défaut dépasse un certain niveau. Ce déséquilibre des courants conduit à l'apparition d'une part de la composante inverse du courant et d'autre part des ondulations de couple d'une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation. Le déséquilibre des courants en cas de défaut induit aussi des modifications dans les composantes directes et en quadrature du courant statorique. Ces effets peuvent être également utilisés comme des signatures pertinentes de défauts électriques, notamment celui de court-circuit entre spires.

Chapitre IV

Modélisation des machines asynchrones polyphasées dédiées au diagnostic des défauts

IV.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone polyphasée à travers l'utilisation de la méthode 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 asynchrone, ce type de modélisation offre un bon compromis en terme de précision et de temps de calcul, de plus, elle permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, et les défauts de type rupture de barre rotorique[76].

Nous présentons en premier lieu les différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques caractérisant le modèle de la machine asynchrone polyphasée. 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 à savoir les résistances et les inductances.

Nous allons ensuite à partir de modèle générale le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné en régime sain et en régime de défaut de court circuit inter-spires ainsi que le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil en mode sain et en mode de défaut. Les défauts étudiés sont les ruptures de barres et d'anneaux de court circuit, le court circuit inter-spireset le défaut d'excentricité.

IV.2. Modèle de la machine asynchrone polyphasée dans le repère naturel

La machine généralisée, pour laquelle les principes de modélisation sont présentés, est une machine :

- Polyphasée au stator, ayant m_s circuits magnétiques (enroulements) statoriques,
- Multipolaire, à p paires de pôles,
- Avec un rotor bobiné polyphasé à m_r enroulements.

Tout type de modélisation ne peut se faire sans effectuer quelques hypothèses qui font l'objet de la suite de cette partie. Nous développerons ensuite les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques et l'équation de mécanique pour permettre proposer un modèle de la machine. La figure (IV.1) montre une représentation schématique d'une asynchrone polyphasée.

IV.2.1. Hypothèses de départ

Les machines considérées sont des machines asynchrones polyphasées. Les phases de la machine sont supposées identiques et régulièrement décalées entre elles d'un angle ($2\pi / m_s$) pour la staor et ($2\pi / m_r$) pour le rotor. Chaque phase est modélisée par une résistance R_s et une inductance L_s au stator et R_r en série avec une inductance L_r au rotor. Certaines hypothèses classiques sont admises pour la modélisation des machines électriques. Certaines hypothèses classiques sont admises pour la modélisation des machines électriques. La répartition spatiale des conducteurs statoriques est sinusoïdale, la distribution spatiale de la force magnétomotrice (*m.m.f.*) l'est aussi ; les harmoniques spatiales de la distribution du flux sont négligées ; les pertes par hystérésis et par

courant de Foucault sont supposées nulles ;la composante homopolaire est supposée nulle pour les grandeurs statoriques, i.e. le système polyphasé est équilibré.

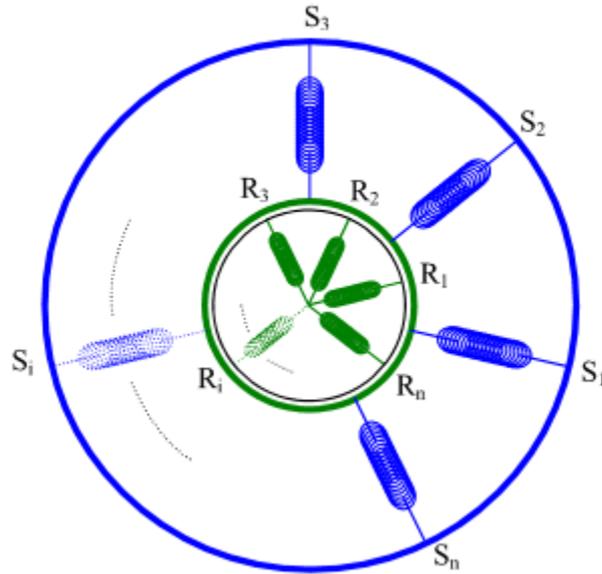


Figure. IV.1.Représentation schématique d'une machine asynchrone à m_s phases statoriques et de m_r phases rotoriques

IV.2.2. Equation du stator

Dans un souci de clarté, les composants de la $j^{\text{ème}}$ phase statorique porteront l'indice s_j , par exemple la résistance de la $j^{\text{ème}}$ phase statoriques s'écrit R_{s_j} :

La loi d'Ohm pour une phase s'écrit :

$$V_{s_j} = R_{s_j} \cdot i_{s_j} + \frac{d\varphi_{s_j}}{dt} \quad (\text{IV.1})$$

$$V_{s_j} = R_{s_j} \cdot i_{s_j} + \frac{d(\varphi_{ssjj} + \varphi_{ssij} + \varphi_{srjk})}{dt} \quad (\text{IV.2})$$

φ_{ssjj} Flux propre des bobinages statoriques.

φ_{ssij} Flux mutuelle des enroulements du stator.

φ_{srjk} Flux mutuelle stator-rotor.

Ces deux flux peuvent être explicités à l'aide de différentes inductances :

$$\varphi_{ssjj} = (L_{ssjj} + L_{\sigma s_j}) \cdot I_{s_j} \quad (\text{IV.3})$$

$L_{\sigma s_j}$ Inductance de fuite de la $j^{\text{ème}}$ phase statorique.

L_{ssjj} Inductance propre de la $j^{\text{ème}}$ phase statorique.

$$\varphi_{ssij} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{m_s} L_{ssji} \cdot I_i \quad (\text{IV.4})$$

L_{srjk} Inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique.

$$\varphi_{srk} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{m_r} M_{srjk} \cdot I_{rk} \quad (\text{IV.5})$$

L_{srjk} l'inductance mutuelle entre la phase j du stator et la phase k du rotor et le flux s'exprime en fonction du courant rotorique i_{rk} de la phase

La loi d'Ohm pour la phase j s'écrit :

$$v_{sj} = R_{sj} \cdot I_{sj} + \frac{d}{dt} \left((L_{ssjj} + L_{\sigma sj}) \cdot I_{sj} + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^{m_s} L_{ssjn} \cdot I_{sjn} + \sum_{k=1}^{m_r} M_{srjk} \cdot I_{rk} \right) \quad (\text{IV.6})$$

IV.2.3. Equations au rotor

La loi d'Ohm pour une phase s'écrit :

$$V_{rk} = R_{rk} \cdot i_{rk} + \frac{d\varphi_{rk}}{dt} \quad (\text{IV.7})$$

$$V_{rk} = R_{rk} \cdot i_{rk} + \frac{d(\varphi_{rrkk} + \varphi_{rrk} + \varphi_{srjk})}{dt} \quad (\text{IV.8})$$

φ_{rrkk} Flux propre des bobinages rotoriques.

φ_{rrk} Flux mutuelle des enroulements du rotor.

φ_{srjk} Flux mutuelle rotor-stator.

Ces deux flux peuvent être explicités à l'aide de différentes inductances :

$$\varphi_{rrkk} = (L_{rrkk} + L_{\sigma rk}) \cdot i_{rk} \quad (\text{IV.9})$$

$$\varphi_{rrkm} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^{m_r} L_{rrkj} \cdot I_{rm} \quad (\text{IV.10})$$

$$\varphi_{srkj} = \sum_{j=1}^{m_r} M_{rskj} \cdot I_{sj} \quad (\text{IV.11})$$

$L_{\sigma rk}$ Inductance de fuite de la k^{ième} phase rotorique.

L_{rrkk} Inductance propre de la phase rotorique.

L_{rskj} Inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique.

La loi d'OHM pour la phase j s'écrit :

$$v_{rk} = R_{rk} i_{rk} + \frac{d}{dt} \left((L_{rrkk} + L_{\sigma rk}) I_{rk} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{mr} L_{rrki} I_{ri} + \sum_{j=1}^{m_s} M_{rskj} I_{sj} \right) \quad (\text{IV.12})$$

- **Au stator**

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d([\varphi_s][I_s])}{dt} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{s2} \end{pmatrix} \quad [I_s] = \begin{pmatrix} I_{s1} \\ \vdots \\ I_{s2} \end{pmatrix} \quad [\varphi_s] = \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \vdots \\ \varphi_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{s2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_s & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ \vdots \\ I_{s2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_{s1s2} & \cdots & L_{s1sm_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sm_s s1} & \cdots & L_{sm_s sm_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ \vdots \\ I_{s2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{s1r1}(\theta_r) & \cdots & M_{s1rm_r}(\theta_r) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sm_s r1}(\theta_r) & \cdots & M_{sm_s rm_r}(\theta_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ \vdots \\ I_{rm_r} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

- **Au rotor**

$$[v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d([\varphi_r][I_r])}{dt} \quad (\text{IV.16})$$

$$[v_r] = \begin{pmatrix} v_{r1} \\ \vdots \\ v_{r2} \end{pmatrix} \quad [I_r] = \begin{pmatrix} I_{r1} \\ \vdots \\ I_{r2} \end{pmatrix} \quad [\varphi_r] = \begin{pmatrix} \varphi_{r1} \\ \vdots \\ \varphi_{r2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

Ainsi que :

$$\begin{pmatrix} v_{r1} \\ \vdots \\ v_{r2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_r & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ \vdots \\ I_{r2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_{r1r2} & \cdots & L_{r1rm_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{rm_r r1} & \cdots & L_{rm_r rm_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ \vdots \\ I_{r2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{s1r1}(\theta_r) & \cdots & M_{s1rm_r}(\theta_r) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sm_s r1}(\theta_r) & \cdots & M_{sm_s rm_r}(\theta_r) \end{pmatrix}^{tr} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ \vdots \\ I_{rm_r} \end{pmatrix}$$

(IV.18)

L'écriture matricielle des équations différentielles régissant le comportement des phases statoriques et rotoriques constituant cette machine est donnée :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ \vdots \\ v_{sm_s} \\ \hline v_{r1} \\ \vdots \\ v_{rm_r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{s1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{sm_s} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \\ \hline \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} R_{r1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{rm_r} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ \vdots \\ i_{sm_s} \\ \hline i_{r1} \\ \vdots \\ i_{r2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \\ \hline \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{pmatrix}$$

(IV.19)

L'expression des flux en fonction des courants est donnée par :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \vdots \\ \varphi_{sm_s} \\ \hline \varphi_{r1} \\ \vdots \\ \varphi_{rm_r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{s1s2} & \cdots & L_{s1s2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{s1s2} & \cdots & L_{sm_s sm_s} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} M_{s1r1}(\theta_r) & \cdots & M_{s1rm_r}(\theta_r) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sm_s r1}(\theta_r) & \cdots & M_{sm_s rm_r}(\theta_r) \end{pmatrix} \\ \hline \begin{pmatrix} M_{s1r1}(\theta_r) & \cdots & M_{s1rm_r}(\theta_r) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sm_s r1}(\theta_r) & \cdots & M_{sm_s rm_r}(\theta_r) \end{pmatrix}^{tr} & \begin{pmatrix} L_{r1r2} & \cdots & L_{r1r2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{r1r2} & \cdots & L_{rm_r rm_r} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ \vdots \\ i_{sm_s} \\ \hline i_{r1} \\ \vdots \\ i_{r2} \end{pmatrix}$$

(IV.20)

Les équations électriques de la machine asynchrone sont à l'origine :

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [M_{SR}] \\ [M_{RS}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = [L][I]$$

(IV.21)

L'équation mécanique est définie par l'équation (II.25) au chapitre II.

IV.2.4. Expression du couple électromagnétique

Le calcul du couple électromagnétique est déterminé en étudiant la Co-énergie magnétique. Comme nous avons montré au chapitre II, le couple électromagnétique se calcul en dérivant cette dernière par rapport à la position θ_r que prend le rotor vis-à-vis du stator. L'expression du couple électromagnétique C_{em} peut finalement être déterminée grâce à la relation :

$$C_{em}(t) = \frac{p}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_r} \cdot [I] \quad (IV.22)$$

Le système complet d'équations différentielles réagissant le fonctionnement de cette machine s'écrit :

$$\begin{cases} [V] = \left([R] + \omega_r \frac{\partial [L]}{\partial \theta_r} \right) [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} \\ -Cr = - \left(\frac{1}{2} [I]^T \frac{\partial [L]}{\partial \theta_r} \right) + J \frac{d\omega_r}{dt} + f_v \omega_r \\ 0 = -\omega_r + \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (IV.23)$$

IV.3. Application à une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné

IV.3. 1. Représentation de modèle

Le moteur asynchrone est constitué de trois bobinages répartis au stator alimentés en triphasé par un système de tension, et de trois enroulements en court circuit au rotor.

On modélise la machine asynchrone dans le repère a, b, c en émettant les hypothèses simplificatrices citées précédemment.

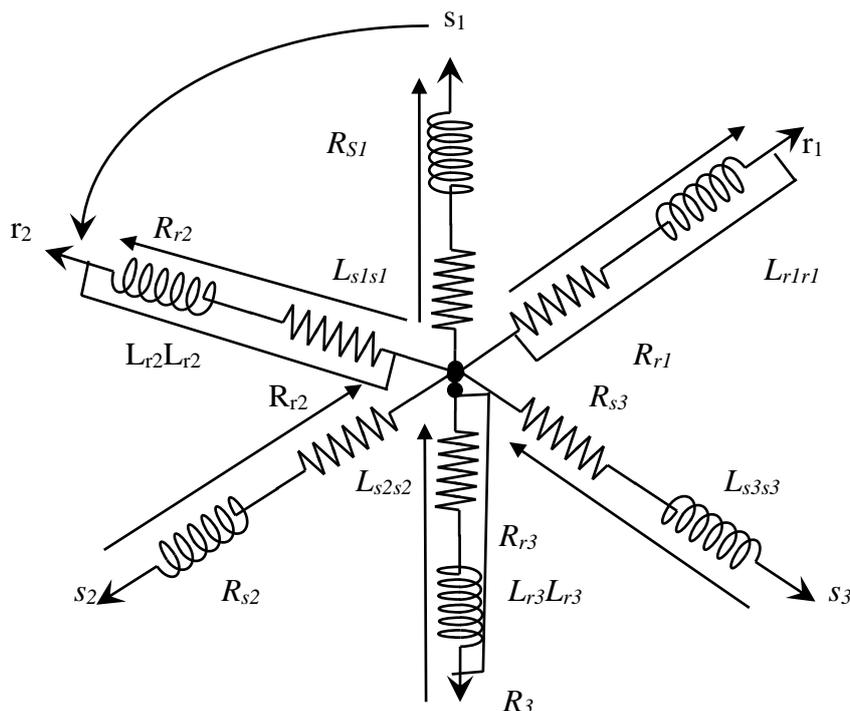


Figure. IV.2. Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé.

La figure(IV.2) montre la représentation spatiale d'une machine asynchrone comprenant un enroulement triphasé au stator (s_1, s_2, s_3) comme au rotor (r_1, r_2, r_3). Le système d'alimentation en tension est sinusoïdal.

IV.3.2. Equations électriques de la machine

Les équations au stator et au rotor sont alors données sous formes matricielles suivantes :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.24})$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s_1s_1} & M_{s_1s_2} & M_{s_1s_3} \\ M_{s_2s_1} & L_{s_2s_2} & M_{s_2s_3} \\ M_{s_3s_1} & M_{s_3s_2} & L_{s_3s_3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{s_1r_1} & M_{s_1r_2} & M_{s_1r_3} \\ M_{s_2r_1} & M_{s_2r_2} & M_{s_2r_3} \\ M_{s_3r_1} & M_{s_3r_2} & M_{s_3r_3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

$$L_{s_1s_1} = L_{s_2s_2} = L_{s_3s_3} = L_s = L_{sp} + L_{fs}$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ_r entre l'axe du stator et celui du rotor est défini :

$$[M_{sr}(\theta_r)] = m_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

$$\begin{pmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{r_1r_1} & M_{r_1r_2} & M_{r_1r_3} \\ M_{r_2r_1} & L_{r_2r_2} & M_{r_2r_3} \\ M_{r_3r_1} & M_{r_3r_2} & L_{r_3r_3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{s_1r_1} & M_{s_1r_2} & M_{s_1r_3} \\ M_{s_2r_1} & M_{s_2r_2} & M_{s_2r_3} \\ M_{s_3r_1} & M_{s_3r_2} & M_{s_3r_3} \end{pmatrix}^{tr} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

$$L_{r_1r_1} = L_{r_2r_2} = L_{r_3r_3} = L_r = L_{rp} + L_{fr}$$

Les équations matricielles peuvent être écrites sous formes condensées :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r]) \quad (IV.29)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s]) \quad (IV.30)$$

Avec

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^{tr} \quad (IV.31)$$

IV.3.3. Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique C_{em} peut être déterminée par la relation

$$C_{em} = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta_r)] \\ [M_{rs}(\theta_r)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

$$[I] = [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{s3} \ I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3}] \quad \text{Vecteur courant}$$

IV.3.4. Etablissement du modèle d'état

En posant $[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix}$ et en sachant que le vecteur $[V_r]$ est nul, et En associant l'équation mécanique (II.13), et celle du couple (II.12) nous obtenons le modèle d'état suivant :

$$\begin{pmatrix} [V_s] \\ [V_r] \\ -C_r \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] & [0] & [0] \\ [M_{sr}]^{tr} & [L_r] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & J & 0 \\ [0] & [0] & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [I_s] \\ [I_r] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} [L_s] & \omega_r \frac{d[M_{sr}]}{dt} & [0] & [0] \\ \omega_r \frac{d[M_{sr}]^{tr}}{dt} & [L_s] & [0] & [0] \\ C_1 \dots & C_6 & f_v & 0 \\ [0] & [0] & -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [I_s] \\ [I_r] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (IV.33)$$

IV.4. Modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné avec défaut de court-circuit

Le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases parcourues par des courants triphasés. Pour prendre en compte l'existence de spire en court circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire dite de court-circuit dont le nombre de spires est égale au nombre de spires en défaut dans la machine[2]. Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages triphasés statoriques d'axes a_s, b_s, c_s et rotoriques d'axes a_r, b_r, c_r , un bobinage court-circuité B_{cc} parcouru par un courant de court-circuit à l'origine du flux magnétique φ_{cc} par rapport au stator, créé en situation de défaut. Figure (IV.3).

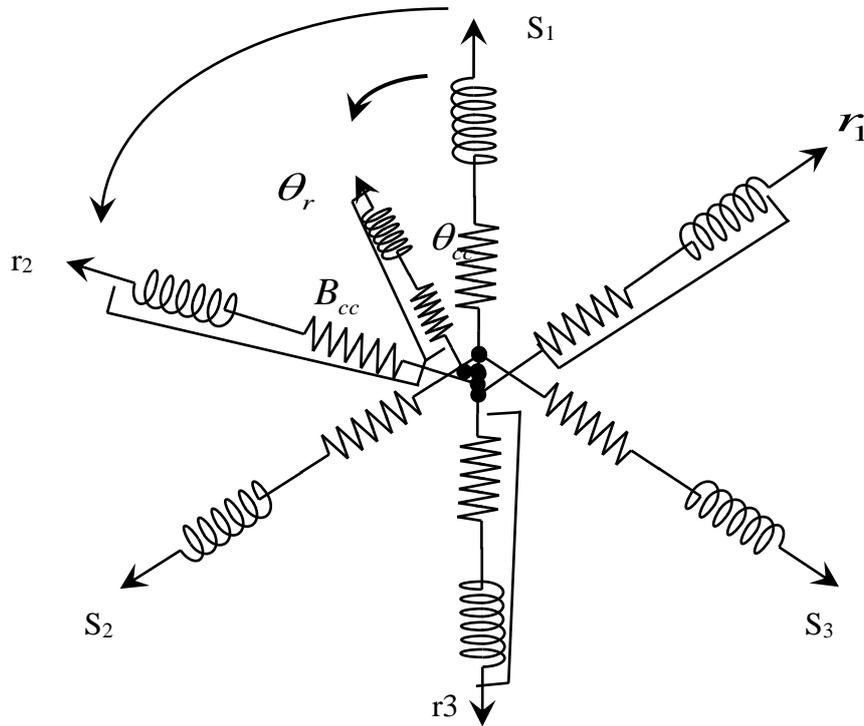


Figure. IV.3. Court circuit de la phase bs du stator.

On constate que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage B_{cc} . Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres :

- L'angle électrique, noté θ_{cc} , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase s_1 . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et

$$\text{ne peut prendre que les trois valeurs } \begin{cases} \theta_{cc} = 0 & \text{phase } s_1 \\ \theta_{cc} = -\frac{2\pi}{3} & \text{phase } s_2 \\ \theta_{cc} = \frac{2\pi}{3} & \text{Phase } s_3 \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

- Le rapport de court-circuit noté η_{cc} égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut.

$$\eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} \quad (\text{IV.35})$$

IV.4.1. Modélisation dans le repère triphasé dans le repère naturel

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone, en faisant l'hypothèse de la linéarité, cette situation est donc équivalente à un fonctionnement commun produisant un champ tournant, et d'un fonctionnement différentiel à l'origine d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut figure(IV.3).

Les équations de tension et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (IV.36)$$

$$0 = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (IV.37)$$

$$0 = R_{cc} i_{cc} + \frac{d\varphi_{cc}}{d\theta} \quad (IV.38)$$

$$[\varphi_s] = ([L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta_r)][I_r]) + [M_{scc}] \cdot I_{cc} \quad (IV.39)$$

$$[\varphi_r] = ([L_r][I_r] + [M_{sr}(\theta_r)]^{tr}[I_r]) + [M_{rcc}] \cdot I_{cc} \quad (IV.40)$$

Les matrices $[L_s], [L_r], [M_{sr}(\theta_r)]$ sont définies dans le paragraphe précédent. La résistance R_s est proportionnelle au nombre de spires, la résistance R_{cc} de bobinage B_{cc} est donnée en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sans défaillances [88] [92] :

$$R_{cc} = \eta_{cc} R_s \quad (IV.41)$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine B_{cc} en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut. Les différentes inductances de la bobine B_{cc} par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine sont données par les relations suivantes :

$$[M_{scc}] = \eta_{cc} L_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \cos\left(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (IV.42)$$

$$[M_{rcc}(\theta_r)] = \eta_{cc} L_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc} - \theta) & \cos\left(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (IV.43)$$

$$[MM_{ccr}(\theta_r)] = \eta_{cc} \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot p \begin{bmatrix} \sin(\theta_{cc} - \theta_r) & \sin\left(\theta_{cc} - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_{cc} - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (IV.44)$$

$$[MM_{ccr}(\theta_r)] = [MM_{rcc}(\theta_r)]^{tr} \quad (IV.45)$$

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^T \quad (IV.46)$$

$$[M_{rcc}(\theta_r)] = [M_{ccr}(\theta_r)]^{tr} \quad (IV.47)$$

$[M_{scc}]$ (Respectivement $[M_{rcc}(\theta_r)]$) : inductances mutuelles statorique (respectivement rotorique), de bobinage en court-circuit.

IV.4.2 Représentation d'état de modèle de défaut

Dans le cas où la machine présente un défaut de court-circuit entre-spires, le système donné par l'équation (IV.48) s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} V \\ u_{cc} \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta_r)] & [M_{ccs}] & 0 & 0 \\ [M_{sr}(\theta_r)] & [L_r] & [M_{ccr}(\theta_r)] & 0 & 0 \\ [M_{scc}] & [M_{rcc}(\theta_r)] & L_{cc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \\ I_{cc} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\omega_r \cdot \frac{dM_{sr}(\theta_r)}{dt} \right] & 0 & 0 & 0 \\ \left[\omega_r \cdot \frac{dM_{rs}(\theta_r)}{dt} \right] & [R_r] & MM_{rcc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & MM_{ccr} & R_{cc} & 0 & 0 \\ C_1 \dots\dots & C_6 & 0 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \\ I_{cc} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (IV.48)$$

Le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné en présence de défaut de court-circuit au stator étant maintenant connu, nous pouvons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique.

IV.5. Application à une machine asynchrone à cage d'écureuil

Dans cette partie, nous allons présenter le modèle réel de la machine asynchrone à cage en utilisant la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés. Dans cette approche de modélisation, les inductances propres et mutuelles des différents bobinages de la machine prennent une place importante car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone. Ces inductances sont calculées par le biais de l'induction d'entrefer, ce dernier étant l'endroit par excellence de la conversion d'énergie électromagnétique [93].

IV.5.1 Modélisation du stator

Le stator de la machine étudiée est un stator triphasé de m encoches statoriques. Une phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches du stator. Ces bobines statoriques sont placées de sorte à obtenir une distribution de la force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible le long de l'entrefer. La figure (IV.4) donne une représentation de la modélisation choisie pour les trois phases statoriques de la machine asynchrone.

La valeur des inductances est fonction du nombre de bobines ainsi que du type de bobinage mise en place dans les encoches statoriques (concentrique, imbriqué,...), celle des résistances dépend essentiellement de la longueur, de la section et de type de cuivre utilisé.

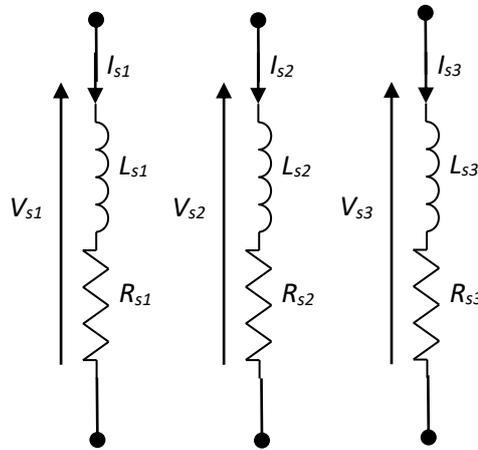


Figure. IV.4. Circuits électriques adoptés pour la modélisation des trois phases statoriques.

L'équation électrique du stator s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.49})$$

Avec

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s1s1} & M_{s1s2} & M_{s1s3} \\ M_{s2s1} & L_{s2s2} & M_{s2s3} \\ M_{s3s1} & M_{s3s2} & L_{s3s3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} + m_{sr} \cdot \begin{pmatrix} M_{s1r1} & M_{s1r2} & \dots & M_{s1rk} & \dots & M_{s1rmr} \\ M_{s2r1} & M_{s2r2} & \dots & M_{s2rk} & \dots & M_{s2rm} \\ M_{s3r1} & M_{s3r2} & \dots & M_{s3r2} & \dots & M_{s3rmr} \end{pmatrix}^{tr} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.50})$$

M_{sirk} est l'inductance mutuelle entre la $i^{ème}$ phase statorique la $k^{ème}$ maille rotorique.

VI.5.2. Modélisation du rotor

La cage rotorique de la machine se compose de m_r encoches rotoriques qui peuvent être soit ouvertes soit fermées sur l'entrefer. La cage rotorique peut se composer en $(m_r + 1)$ circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si nous considérons deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les segments d'anneaux de court-circuit les reliant, nous obtenons une boucle rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique. Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire, ce qui porte le nombre de boucle totale à $(m_r + 1)$. Nous associons à chacune de ces boucles un courant, ce qui nous amène à calculer $(m_r + 1)$ courants rotoriques [94] [95].

L'équation électrique du rotor à cage peut être obtenue en s'appuyant sur le schéma équivalent de la figure (IV.5). Les barres de la cage, chacune représentée par une résistance R_b en série avec une inductance de fuite L_{ob} sont connectées par une portion d'anneau de court circuit représenté par une résistance R_e en série avec une inductance de fuite L_e . Ainsi une maille de la cage est constituée par deux barres consécutives reliées par deux portions d'anneaux de court circuit d'un côté et de l'autre du rotor. Le rotor est donc modélisé par q mailles plus une maille représentant l'un des deux anneaux de court circuit.

Soit une maille k de la cage. La loi d'Ohm permet d'écrire :

$$R_b \cdot i_{rk-1} + 2(R_b + R_e) \cdot i_{rk} - R_b \cdot i_{rk+1} - R_e \cdot i_e + \frac{d(\varphi_{rk})}{dt} + \frac{d(\varphi_{sk})}{dt} = 0 \quad (IV.51)$$

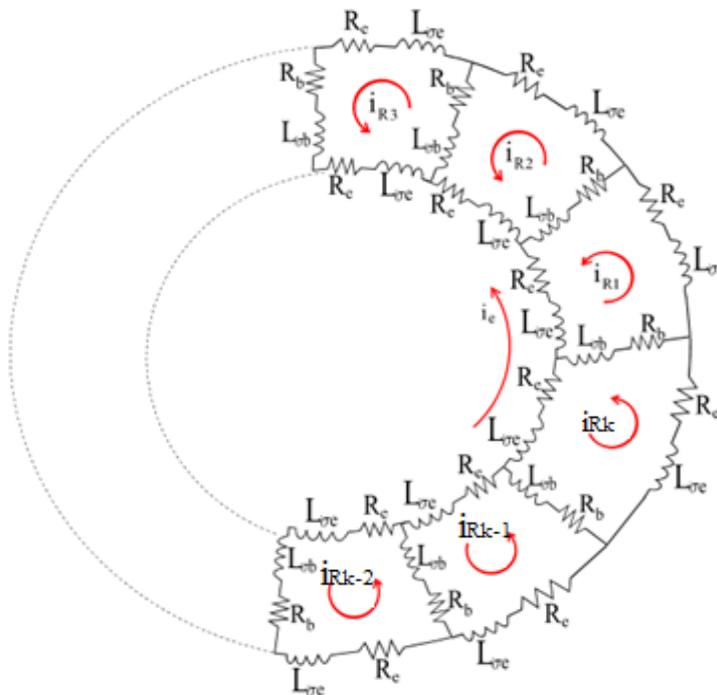


Figure. IV.5. Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique.

Chapitre IV Modélisation des machines asynchrones polyphasées dédiées au diagnostic des défauts

Avec R_{sk} et φ_{rk} les flux créés respectivement par la cage et les bobinages statoriques et traversant la maille k. Pour la suite φ_{rkk} désignera l'inductance mutuelle entre les mailles k et n de la cage rotorique, et φ_{rskn} l'inductance mutuelle entre la maille k du rotor et la phase n du stator.

Les flux φ_{rk} et φ_{sk} s'écrivent en fonction des courants de mailles et de phases de la façon suivante :

$$\varphi_{rk} = L_{\sigma b} \cdot (2.i_{rk} - i_{rk-1} - i_{rk+1}) + L_{\sigma e} \cdot (2.i_{rk} - i_{re}) + L_{rrkk} \cdot i_{rk} + \sum_{\substack{n=1 \\ k \neq 1}}^q L_{rrkn} \cdot i_{rn} \quad (\text{IV.52})$$

$$\varphi_{rk} = (L_{rrkk-1} - L_{\sigma b}) \cdot i_{rk-1} + (L_{rrkk} + 2(L_{\sigma b} + L_{\sigma e})) \cdot i_{rk} + (L_{rrkk+1} - L_{\sigma b}) \cdot i_{rk+1} - L_{\sigma e} i_e + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k-1 \\ n \neq k \\ n \neq k+1}}^q L_{rrkn} \cdot i_{rn} \quad (\text{IV.53})$$

$$\varphi_{sk} = \sum_{n=1}^3 L_{rskn} i_{sn} \quad (\text{IV.54})$$

Les équations précédentes sont valables pour toutes les mailles du rotor exceptés pour l'anneau de court circuit dont l'équation, en considérant qu'il y'as pas de flux axial dans la machine s'écrit :

$$qR_e i_e - \sum_{n=1}^3 R_e i_e + \frac{d}{dt} \cdot \left(q \cdot L_{re} \cdot i_e - \sum_{n=1}^q L_{\sigma e} i_e \right) = 0 \quad (\text{IV.55})$$

Les équations précédentes (IV.48) (IV.52) , et permettent d'écrire l'équation du rotor sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & 0 \dots & \cdot & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots & \cdot & 0 & -R_e \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ 0 & -R_e & -R_e & \dots & \cdot & -R_e & N_r R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{N_r} \\ i_e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_{N_r} \\ \varphi_e \end{bmatrix} \quad (\text{IV.56})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \varphi_{rmr} \\ \varphi_{rmr+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2(L_b + L_{\sigma e}) & M_{rr} - L_{\sigma e} & M_{rr} & \dots & \dots & M_{rr} - L_{\sigma e} & -L_{\sigma e} \\ M_{rr} - L_{\sigma e} & L_{rp} + 2(L_b + L_{\sigma e}) & M_{rr} - L_{\sigma e} & \dots & \dots & M_{rr} & -L_{\sigma e} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_{\sigma e} & \vdots & \vdots & \dots & \dots & L_{rp} + 2(L_b + L_{\sigma e}) & -L_{\sigma e} \\ -L_{\sigma e} & -L_{\sigma e} & \vdots & \dots & \dots & -L_{\sigma e} & m_r L_{\sigma e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ i_{N_r} \\ i_e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{r1s1} & M_{r1s2} & M_{r1s3} \\ M_{r2s1} & M_{r2s2} & M_{r2s2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rks1} & M_{rks2} & M_{rks2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rmrs1} & M_{rmrs1} & M_{rmrs1} \\ M_{rmr+1rs1} & M_{rmr+1rs1} & M_{rmr+1rs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ \vdots \\ I_{s3} \end{bmatrix}$$

(IV.57)

IV.5.3.Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique C_{em} peut finalement être déterminée grâce à la relation :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_s]^T \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}(\theta_r)] [I_r] \quad (IV.58)$$

IV.5.4.Système d'équation global

Le modèle d'état de la machine dans ce cas est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] & [S_o] & [S_o] \\ [M_{rs}] & [L_r] & [S_o] & [S_o] \\ [S_o]^T & [S_o]^T & J_t & 0 \\ [S_o]^T & [S_o]^T & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & [S_o]^T & [S_o]^T \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & [S_o]^T & [S_o]^T \\ C_{stator} & C_{rotor} & f_v & 0 \\ [S_o] & [S_o] & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (IV.59)$$

Avec

$$[S_o] = [000 \dots \quad 0] \text{Vecteur nul de dimension } (m_r + 1) \quad (IV.60)$$

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = -m_{sr} \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \cdots & g_{1 m_r+1} \\ g_{21} & g_{22} \cdots & g_{2 m_r+1} \\ g_{31} & g_{32} \cdots & g_{3 m_r+1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.61})$$

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = -m_{sr} \begin{bmatrix} \Omega_r \cdot p \sin(\theta_r) & \Omega_r \cdot p \sin(p \cdot \theta_r + a) & \dots & \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p \cdot \theta_r + (m_r + 1) \cdot a) \\ \Omega_r \cdot p \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \Omega_r \cdot p \sin\left(p \cdot \theta_r + \frac{2\pi}{3} + a\right) & \dots & \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta_r + \frac{2\pi}{3} + (m_r + 1) \cdot a\right) \\ \Omega_r \cdot p \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \Omega_r \cdot p \sin\left(p \cdot \theta_r - \frac{2\pi}{3} + a\right) & \dots & \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta_r - \frac{2\pi}{3} - (m_r + 1) \cdot a\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.62})$$

Les constantes C_{stator} , C_{rotor} sont définies comme suit

$$C_{stator} = 0.5 \cdot p \cdot [I_r] [H]^T \quad (\text{IV.63})$$

$$C_{rotor} = 0.5 \cdot p \cdot [I_s] [H] \quad (\text{IV.64})$$

$$[H] = M_{sr} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \sin(p \cdot \theta_r + a) & \dots & \sin(p \cdot \theta_r + (m_r + 1) \cdot a) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p \cdot \theta_r + \frac{2\pi}{3} + a\right) & \dots & \sin\left(p \cdot \theta_r + \frac{2\pi}{3} + (m_r + 1) \cdot a\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p \cdot \theta_r - \frac{2\pi}{3} + a\right) & \dots & \sin\left(p \cdot \theta_r - \frac{2\pi}{3} + (m_r + 1) \cdot a\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.65})$$

IV.6 Calcul des inductances et des mutuelles [96][97]

IV.6.1 Inductances statoriques

Nous avons dans le stator de la machine trois bobines identiques, l'angle mécanique entre elles est $\frac{2\pi}{3}$, l'intensité de champ magnétique H produite par une bobine statorique dans le fer est très faible par rapport à sa valeur dans l'entrefer.

La décomposition en série de Fourier de l'expression de l'induction dans l'entrefer fournit le fondamentale:

$$B_{sm}(\theta_r) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \cdot \frac{N_s}{e \cdot p} I_{sm_s} \cos\left(p \theta_r - m_r \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.66})$$

L'expression d'induction maximale dans l'entrefer est donnée par :

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \cdot N_s I_{sm}}{pe} \quad (IV.67)$$

L'expression du flux principale d'un enroulement statorique est

$$\varphi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \cdot \frac{N_s^2}{e \cdot p^2} \cdot R \cdot L \cdot I_{sm} \quad (IV.68)$$

D'après l'équation du flux, l'expression de l'inductance principale d'un enroulement statorique est donnée :

$$L_{sp} = \frac{\varphi_{sp}}{I_{sm}} = \frac{4\mu_0 N_s^2}{ep^2\pi} R \cdot L \quad (IV.69)$$

Les termes R, L, e, L_s représentent le rayon moyen au milieu de l'entrefer, la longueur active du circuit magnétique, l'épaisseur de l'entrefer et le nombre d'encoches statoriques.

Les hypothèses du système à trois axes et de répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice permettent de passer directement aux expressions des inductances mutuelles entre bobinages statoriques M_s et l'inductance cyclique L_{sc}

$$M_{s1s2} = M_{s1s3} = M_{s2s3} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (IV.70)$$

$$L_{sc} = \frac{4\mu_0 N_s^2}{e\pi} \cdot RL + L_{sf} \quad (IV.71)$$

IV.6.2 Inductances rotoriques

La figure (IV.6) montre l'allure de l'induction magnétique, en fonction de θ_r , produite par une maille rotorique dans l'entrefer.

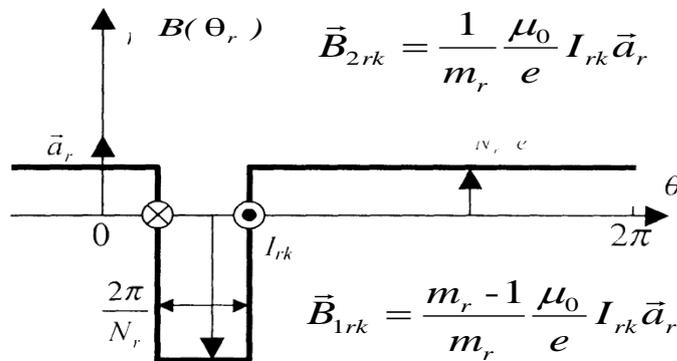


Figure. IV.6. Induction produite par une maille [98].

A partir de cette répartition, on calcule l'induction principale ainsi que la mutuelle entre deux mailles rotoriques

$$B_{prk} = I_{rk} \left(\frac{m_r - 1}{m_r} \right) \frac{\mu_0}{e} \quad (\text{IV.72})$$

$$B_{mrk} = I_{rk} \left(\frac{1}{m_r} \right) \frac{\mu_0}{e} \quad (\text{IV.73})$$

L'inductance principale d'une maille rotorique:

$$L_{rp} = \frac{m_r - 1}{m_r^2} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot 2\pi \cdot L \cdot R \quad (\text{IV.74})$$

L'inductance mutuelle entre deux mailles k et j:

$$M_{rr} = -\frac{1}{m_r^2} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot 2\pi \cdot L \cdot R \quad (\text{IV.75})$$

V.6.3 Inductances stator-rotor

L'inductance produite par la bobine statorique de la phase m induit dans la maille k le flux

$$\varphi_{smrk} = \int_{Srk} \vec{B} \cdot d\vec{s}_{sk} = - \int_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{m_r} - \frac{\pi}{m_r}}{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{m_r} + \frac{\pi}{m_r}}} B_{sm}(\theta_r') \cdot L \cdot R \cdot d\theta_r' \quad (\text{IV.76})$$

$$\varphi_{smrk} = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{e \cdot p} \cdot N_s \cdot I_{sm} \cdot L \cdot R \cdot \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta_r' - m_s \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{m_r} - \frac{\pi}{m_r}}{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{m_r} + \frac{\pi}{m_r}}} \quad (\text{IV.77})$$

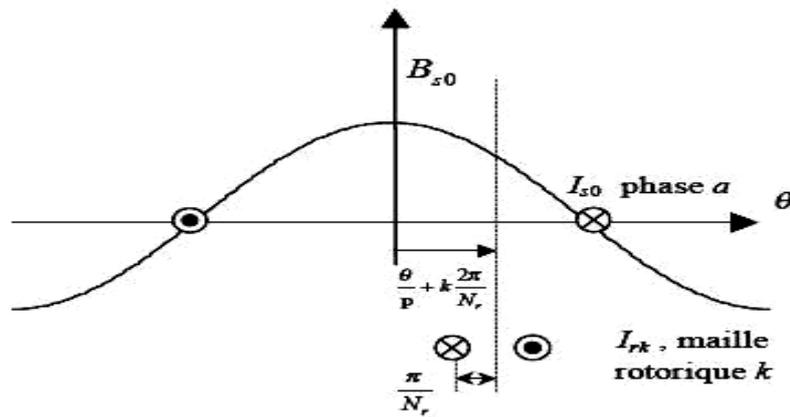


Figure .IV.7. Position de la maille rotorique k par rapport à une phase statorique.

La mutuelle stator- rotor entre la phase m_s et la maille rotorique k

$$M_{smrk} = -m_{sr} \cdot \cos \left(\theta - m \frac{2\pi}{3} + k.a \right) \quad (\text{IV.78})$$

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e \cdot p^2} \cdot N_s \cdot L \cdot R \cdot \sin \left(\frac{a}{2} \right) \quad (\text{IV.79})$$

$a = p \cdot \frac{2\pi}{m_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

Le tableau suivant résume les expressions des différentes inductances de la machine asynchrone à cage qu'on a l'utiliser

Tableau IV.1

INDUCTANCES	EXPRESSIONS
L'induction principale d'une phase statorique	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 RI}{e\pi p_2}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{s_1s_1} = L_{s_2s_2} = L_{s_3s_3} = L_s = L_{sp} + L_{fs}$
L'inductance principale d'une maille rotorique	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{2\pi\mu_0}{e} RI$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$L_{rp} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{2\pi\mu_0}{e} RI$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{r(k-1)} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{rksa} = L_{sr} \cos(\omega_r t + ka)$ avec $L_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s RI}{e\pi p^2} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

IV.7. Défaut de cassure de barres rotoriques

Le problème des ruptures de barres dans les machines à induction a été l'objet de plusieurs travaux de recherches : [98] [99] [100] l'information de la rupture de barre se trouve donc portée par le flux magnétique, et par conséquent dans le courant absorbé du réseau électrique. Il est donc nécessaire de connaître les fréquences résultant d'une rupture de barres afin de pouvoir les détecter à travers une analyse spectrale de ces courants.

Comme le montre [101], suite à une rupture de barre, les circuits rotoriques créent en plus du champ rotorique direct, un champ magnétique inverse de pulsation $-gf_s$ et qui est dû au déséquilibre des enroulements rotoriques figure (IV.8). Cela a pour effet d'induire des forces électromotrices dans les circuits statoriques de fréquences $(1-2g)f_s$, et donc des composantes de courant à ces fréquences selon la relation:

$$F_{\text{défaut}} = f_r - gf_s = (1-g)f_s - gf_s = (1-2g)f_s \quad (\text{IV.80})$$

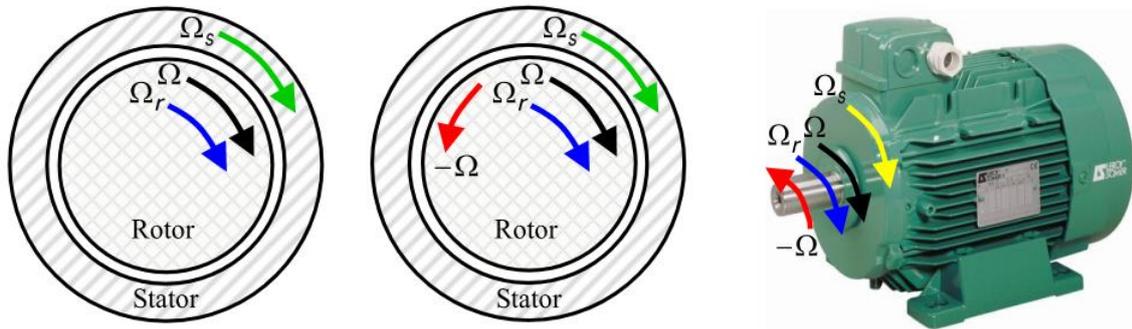


Figure .IV.8.Schéma de fonctionnement d'un rotor en défaut.

Produite par l'interaction du champ direct et inverse, les forces électromotrices dues au défaut sont alors de fréquences $(1 \pm 2g)f_s$. Les champs créés par les courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses de fréquences $\pm 3gf_s$. Ainsi, au stator, des courants de fréquences $(1 \pm 4g)f_s$ sont générées selon le même processus. Par conséquent, des composantes de fréquences $(1 \pm 2kg)f_s$, où k est un entier positif, se retrouvent dans les courants absorbés par la machine [100].

IV.7.1.Modélisation de la MAS en présence de rupture de barres au rotor

Il est assez difficile de d'écrire exactement la succession des phénomènes physiques entrant en jeu lors d'une rupture d'une barre. La simulation de ce type de défaillance peut être faite en utilisant deux méthodes différentes, le but étant d'annuler le courant qui traverse la barre incriminée. Le circuit électrique rotorique donné par la figure (IV.9) doit être reconsidéré pour permettre la prise en compte du défaut rotorique dans le modèle de la machine.

- La simulation de ce type de défaut peut se faire en utilisant deux méthodes différentes. Une première méthode consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans cette approche, la barre rotorique défaillante est enlevée du circuit électrique, donc recalculer les matrices résistances $[R_r]$ et inductances $[L_r]$. En effet, la suppression d'une barre de la cage nous donne une matrice $[R_r]$ et $[L_r]$ de rang inférieure à celle développée pour la machine saine. La modification de l'ordre des matrices rotoriques oblige à recalculer les lois électriques et magnétiques de la boucle k [102] [103].
- La seconde approche consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible du zéro en régime permanent. En comparaison avec la première méthode, la structure
- du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique. Par conséquent, le programme de simulation s'adaptera à cette nouvelle contrainte et nous donnera l'évolution temporelle des différents signaux pour un fonctionnement de la machine avec ce type de défaut [104] [105].

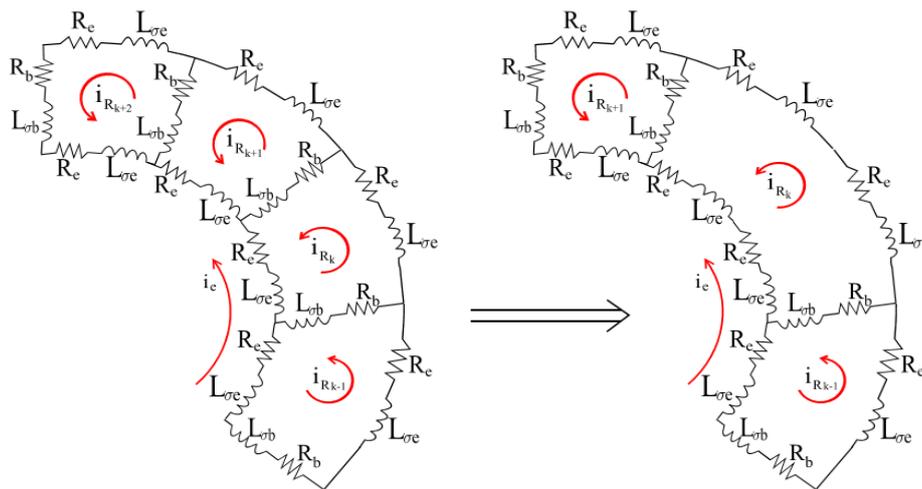


Figure IV.9. Schéma équivalent de la cage rotorique avec une barre cassée.

V.7.2. Rupture d'une portion d'anneaux de court circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court circuit est similaire à une rupture de barre mais plus simple en ce sens qu'elle ne modifie pas les mailles avoisinantes (figure IV.10). Ainsi les fonctions de distribution n'étant pas modifiées, une rupture de portion d'anneau de court-circuit se résume à imposer le courant dans la maille concernée à zéro, à travers une augmentation conséquente de la résistance de l'anneau.

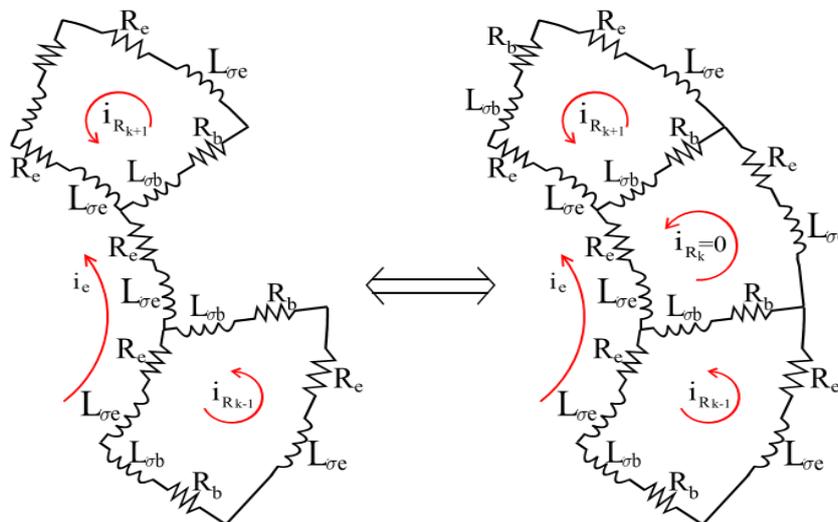


Figure IV.10. Schéma équivalent de la cage rotorique avec une rupture d'un segment

IV.8. Simulation des modèles de la machine asynchrone

Une fois les modèles de la machine asynchrone sont établis, nous pouvons aborder la simulation de celles-ci. Les programmes sont implémentés sous environnement **Matlab**. Cela permet de mettre en évidence le comportement de moteur asynchrone en mode sain et mode de défauts.

IV.8.1. Paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné

A.1.1 Caractéristiques nominales

Puissance nominale	$P_n=3 \text{ Kw}$
Tensions nominales	220V/380V
Fréquence	50Hz
Nombre de paires de pôles	$p=1$
Couple nominale	$C_n=10\text{N.m}$

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Résistance de l'enroulement statorique	R_s	2.86	$[\Omega]$
Résistance de l'enroulement rotorique	R_r	2.756	$[\Omega]$
Inductance propre de l'enroulement statorique	L_s	0.397	$[\text{H}]$
Inductance propre de l'enroulement rotorique	L_r	0.397	$[\text{H}]$
Inductance de fuite au stator	L_{sf}	0.009594	$[\text{H}]$
Inductance de fuite au rotor	L_{rf}	0.009594	$[\text{H}]$
Inductance cyclique de l'enroulement statorique	L_{sc}	0.6099	$[\text{H}]$
Inductance cyclique de l'enroulement rotorique	L_{rc}	0.6099	$[\text{H}]$
Inductance mutuelle entre le stator et le rotor	M_{sr}	0.3953	$[\text{H}]$
Moment d'inertie	J	0.023976	$[\text{Kg.m}^2]$
Coefficient de frottement visqueux	f	0.0014439	$[\text{N.m.s / rd}]$

IV.8.2. Résultats de simulation de la machine asynchrone à rotor bobiné

- **En mode sain**

Les figures (IV.11, IV.12, IV.13, IV.14) montrent l'évolution de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants rotoriques et les courants statoriques.

Le démarrage s'effectue à vide sous tension nominale avec une alimentation équilibrée.

A l'instant $t=1\text{s}$ la machine a été soumise à un couple résistant nominale $C_r=10\text{N.m}$, le couple électromagnétique répond pour équilibrer le couple résistant, la vitesse chute et le courant augmente et atteint sa valeur nominale.

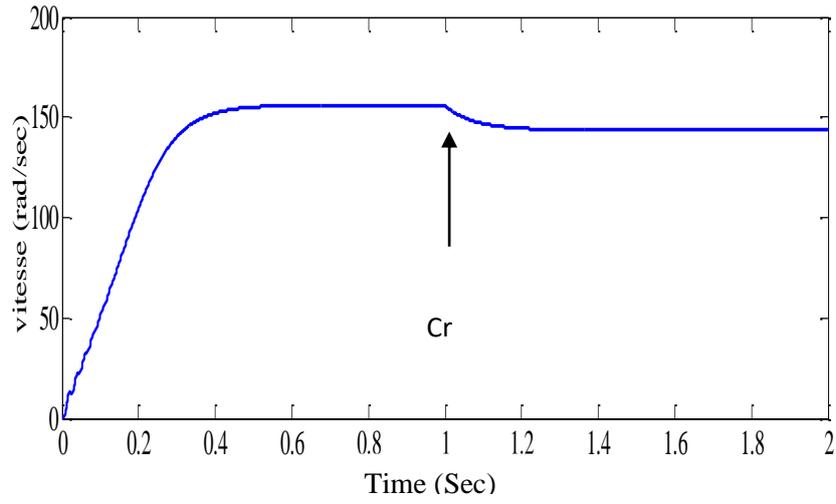


Figure. IV.11. Vitesse de rotation.

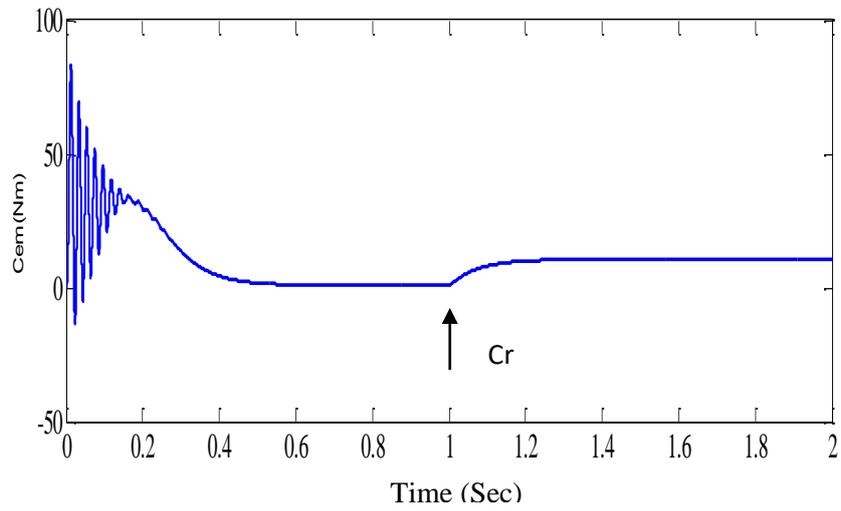


Figure. IV.12. Couple électromagnétique.

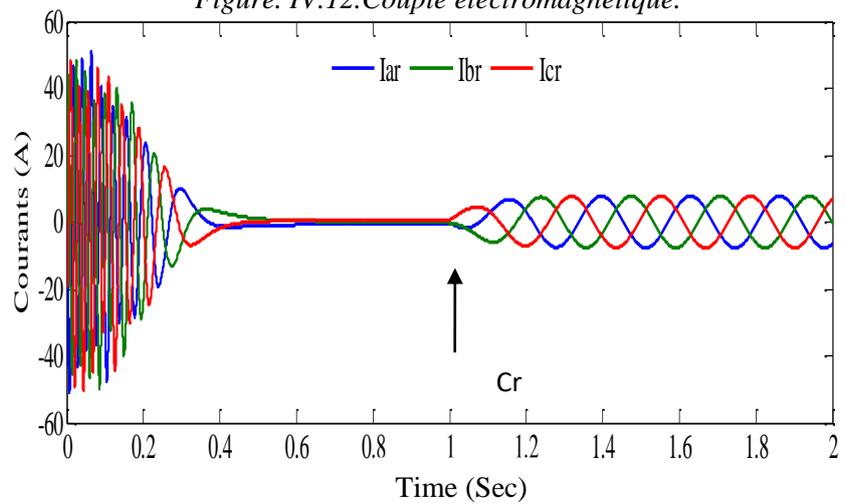
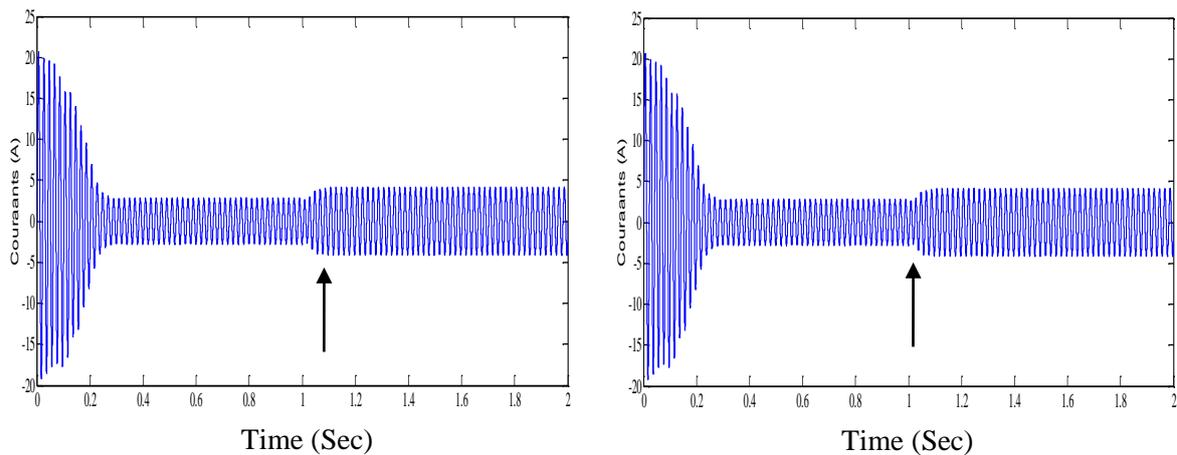
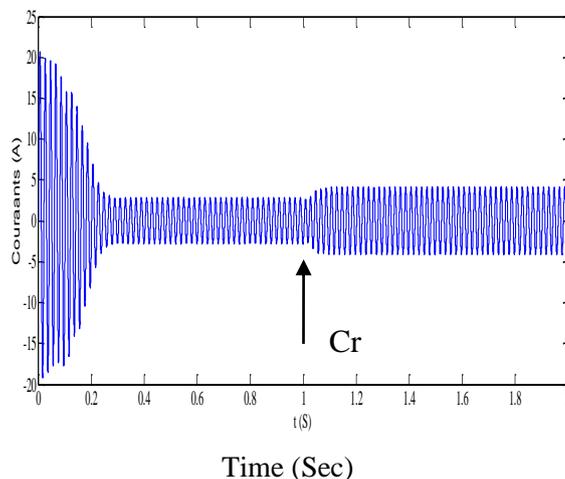


Figure. IV.13. Courants rotoriques.



a-Courant dans la phase s_1 b- Courant dans la phase s_2



c -Courant dans la phase s_3

Figure.IV. 14. Courant des trois phases statoriques.

- **En mode de défaut de court-circuit inter-spires**

Le court-circuit entre spires de la même phase entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et dans le cas des machines asynchrones, il amplifie les courants dans le circuit rotorique. La contrainte thermique amenée par le courant de court-circuit risque d'entraîner la propagation du défaut à d'autres spires, ce qui peut conduire au déclenchement des protections électriques dans l'alimentation [106] [107].

Un court-circuit entre phases peut arriver en tout point du bobinage, mais les plus fréquents apparaissent dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. L'influence de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut. Si le court-circuit est proche de l'alimentation entre phases, il induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation provoquant un arrêt net de la machine. Si le court-circuit est proche du neutre entre deux phases,

il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de fusion des conducteurs.

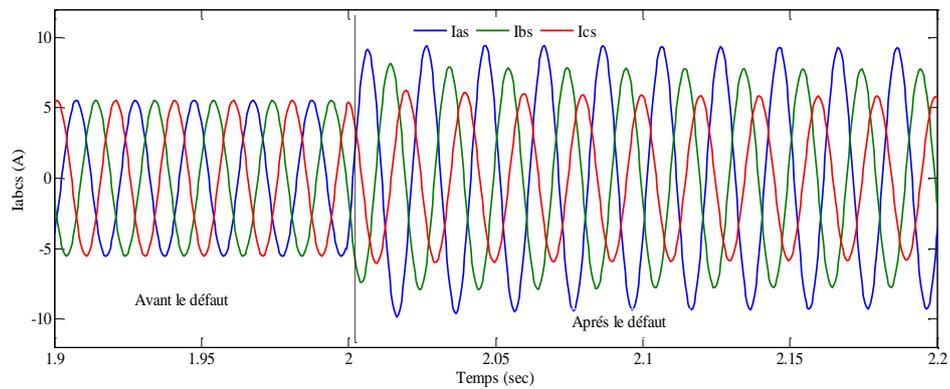


Figure.IV. 15. Courants statoriques pour un défaut de 12 spires en cc dans la phase s_1

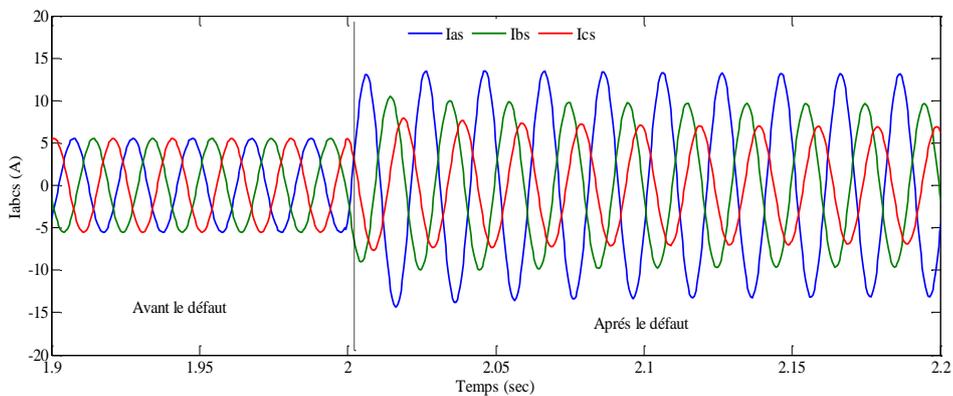


Figure.IV. 16. Courants statoriques pour un défaut de 24 spires en cc dans la phase s_1

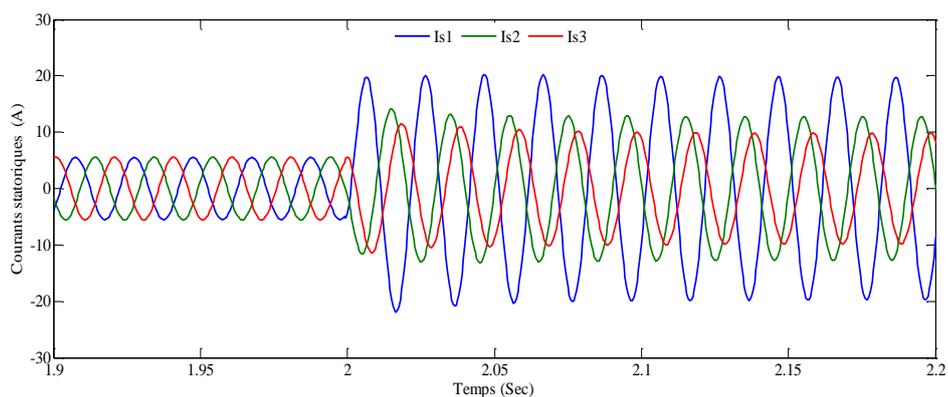


Figure. IV.17. Courants statorique pour un défaut de 48 spires en cc dans la phase s_1

Les figures (IV. 15,IV.16, IV.17) donnent l'évolution des courants statoriques dans les trois phases lors d'un défaut de 5% 10%, 20% (soit de 12, 24 et 48 spires) de court-circuit

respectivement. Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante au niveau de la phase où s'est produit le défaut et une augmentation moins importante dans les deux autres phases. Ces résultats concordent avec ceux trouvées par d'autres auteurs.

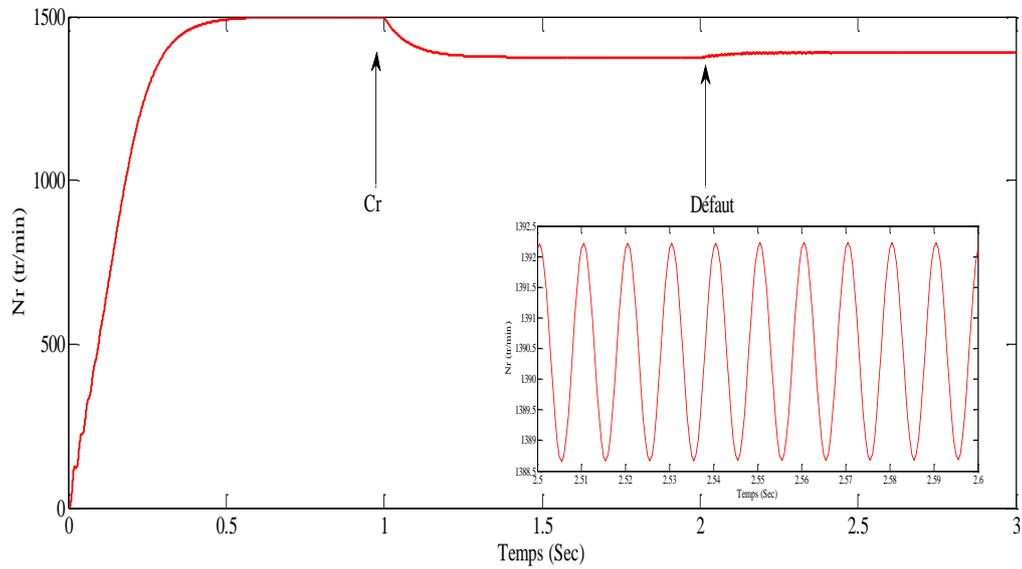


Figure. IV.18. Vitesse de rotation pour un défaut de 12 spires en cc.

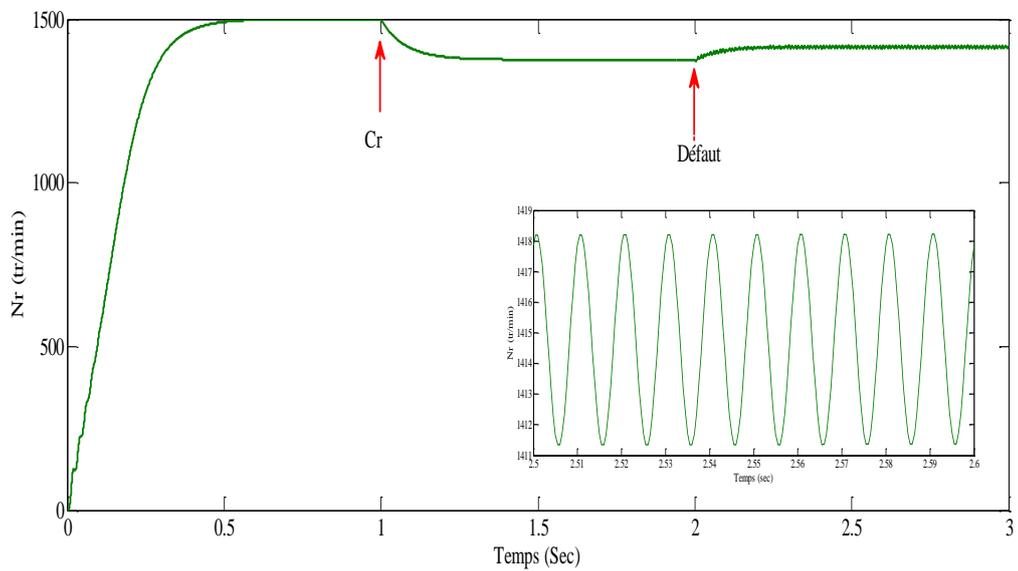


Figure. IV.19. Vitesse de rotation pour un défaut de 24 spires en cc

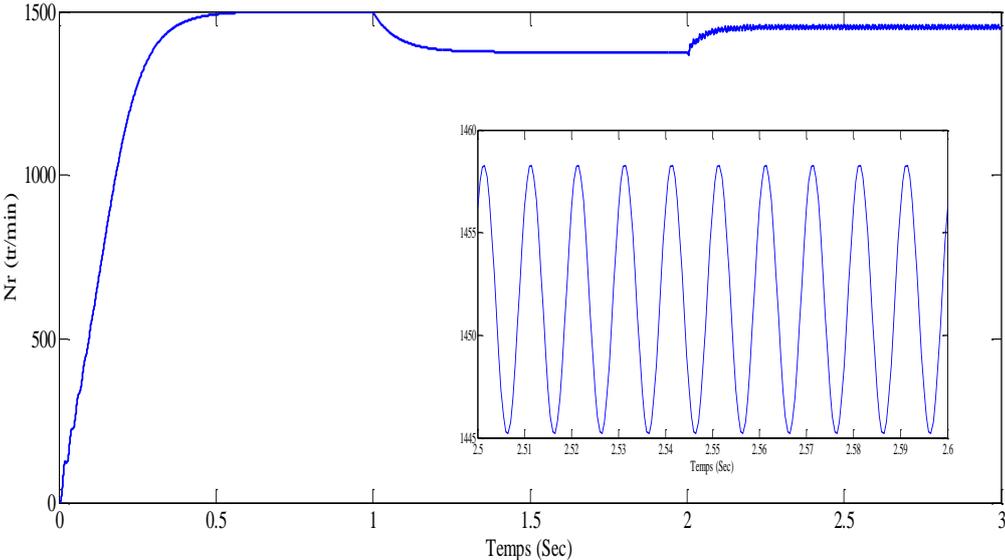


Figure. IV.20. Vitesse de rotation pour un défaut de 48 spires en cc

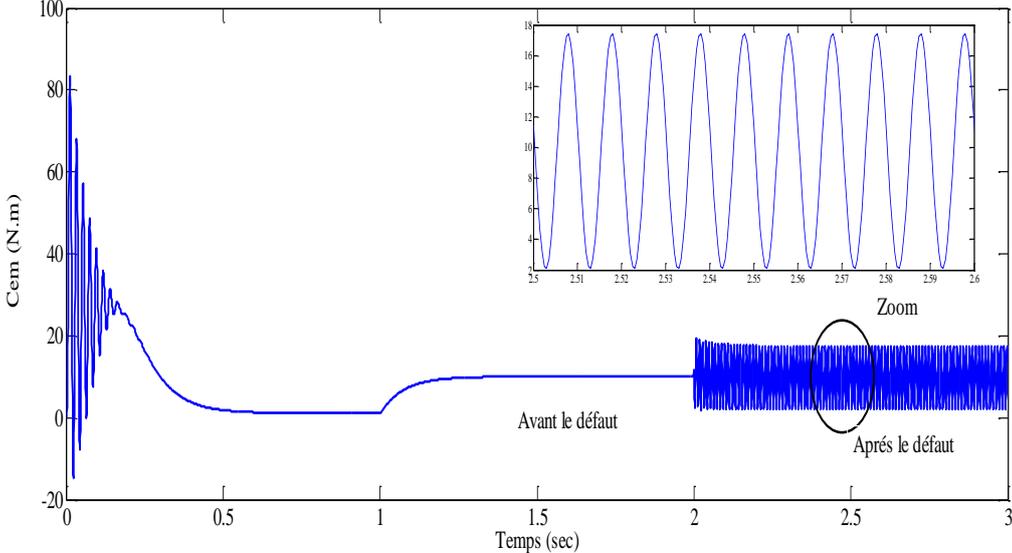


Figure. IV.21. Couple électromagnétique pour un défaut de 12 spires en cc.

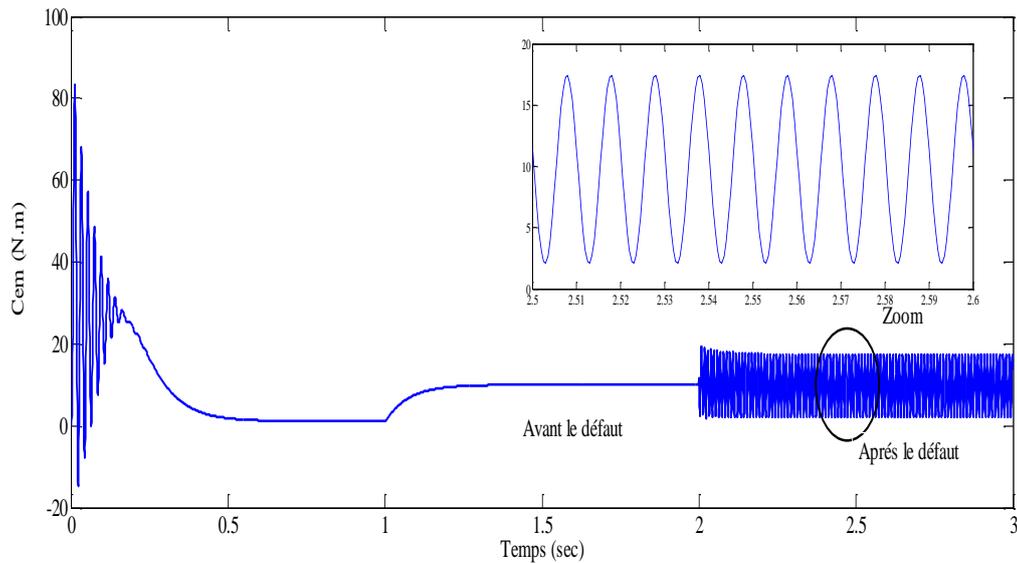


Figure . V.22.Couple électromagnétique pour un défaut de 24 spires en cc.

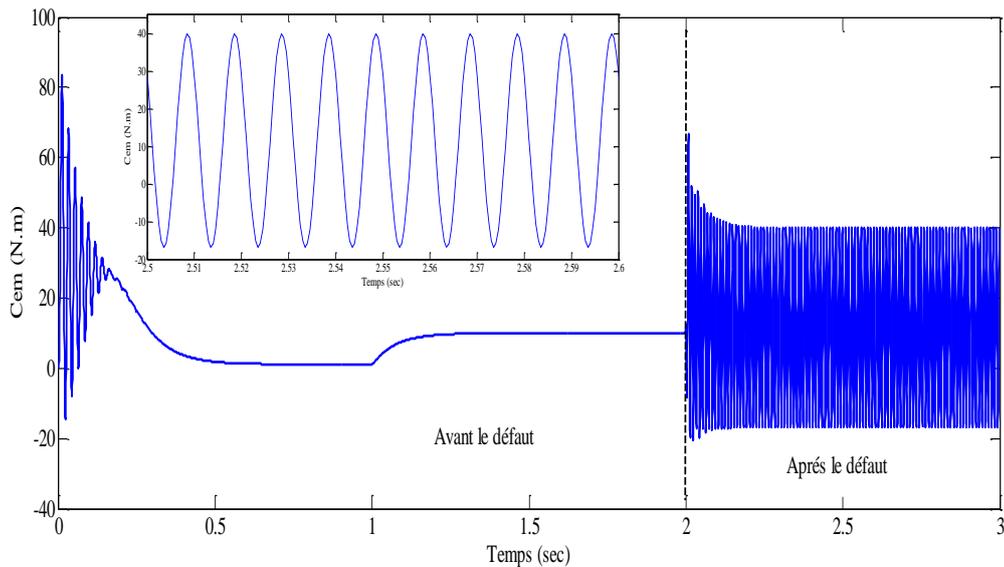


Figure. IV.23.Couple électromagnétique pour un défaut de 48 spires en cc.

La figure (IV.18) représente l'allure de la vitesse de rotation, lors de l'application de défaut de 12 spires en court-circuit, nous remarquons qu'à l'instant de l'apparition de ce défaut, la vitesse augmente et oscille avec des ondulations causées par le défaut d'amplitude, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit comme le montre les figures (IV.19), (IV.20).

Le couple électromagnétique dans les trois cas de fonctionnement (à vide, en charge et en défaut) est illustré dans la figure (IV.21), en présence de défaut de 12 spires en cc, le couple augmente et oscille avec des ondulations qui sont à l'origine de l'interaction créée entre la bobine court-circuitée et le rotor. Nous remarquons que ces ondulations s'amplifient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit figures (IV.22, IV.23).

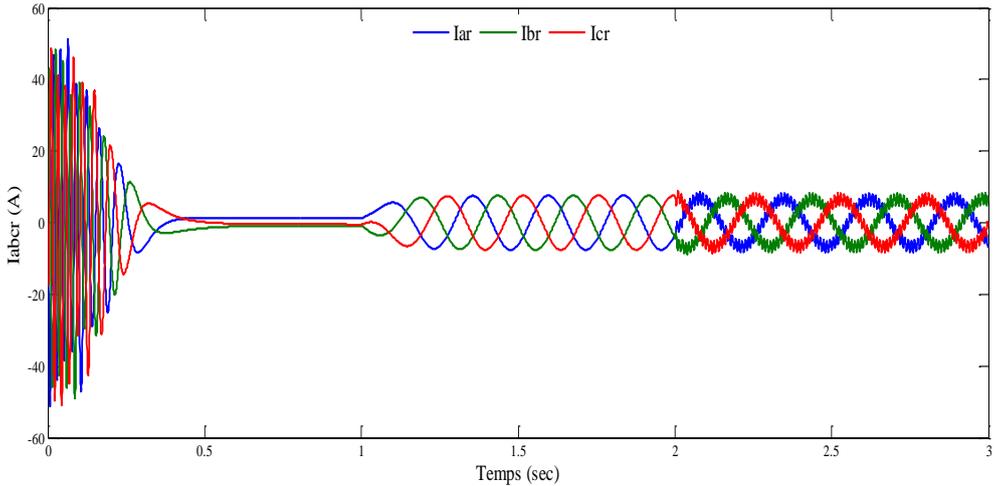


Figure. IV.24. Courants rotoriques pour un défaut de 12 spires en cc.

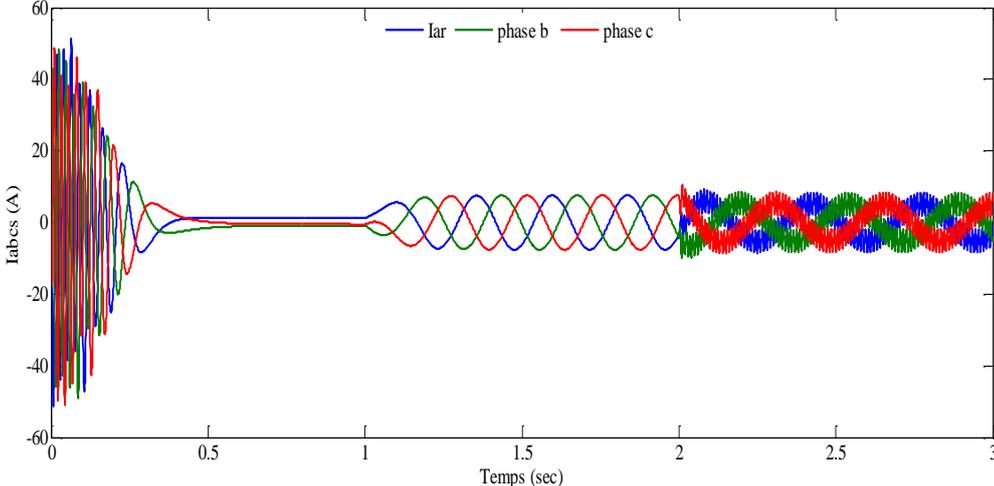


Figure. IV.25. Courants rotoriques pour un défaut de 24 spires en cc.

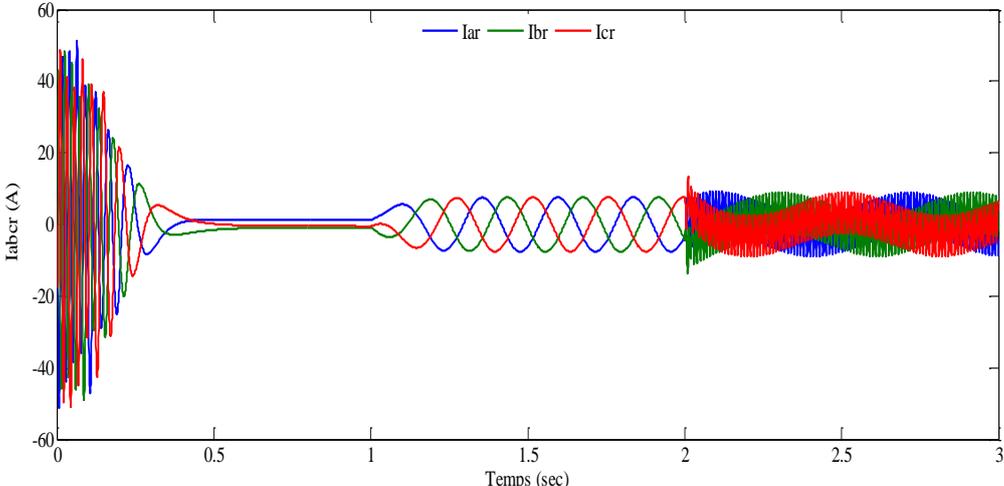


Figure. IV.26. Courants rotoriques pour un défaut de 48 spires en cc.

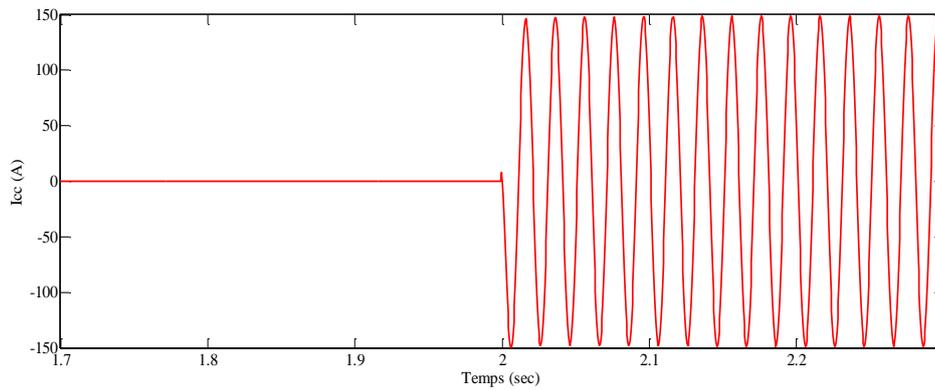


Figure. IV.27. Courant de court circuit pour un défaut de 12 spires en cc.

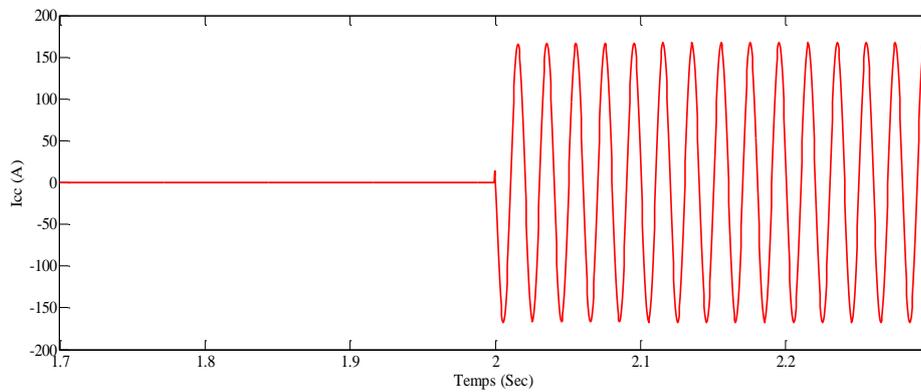


Figure. IV.28. Courant de court circuit pour un défaut de 24 spires en cc.

IV.9. Analyse fréquentielle

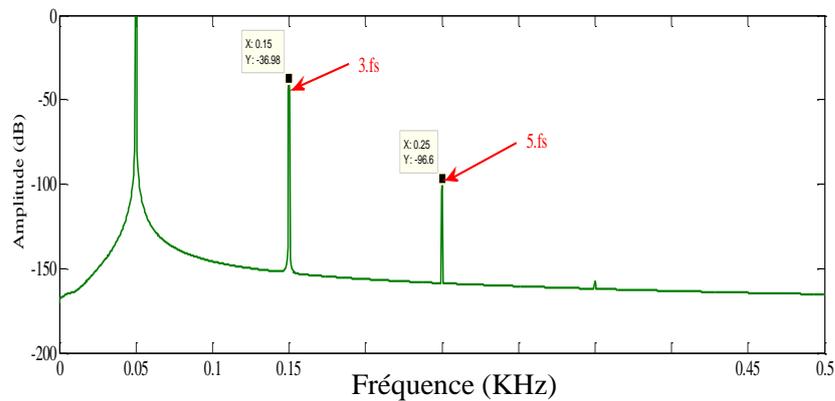


Figure. IV.29. Analyse spectrale de courant I_{s1} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à faible charge.

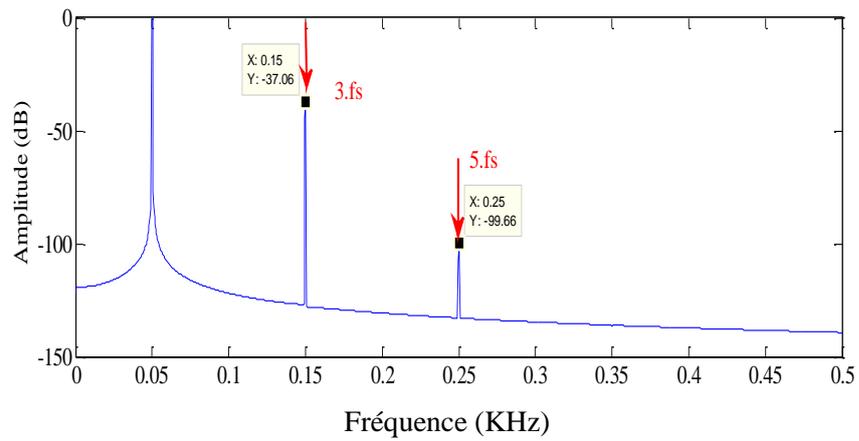


Figure. IV.30. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à faible charge.

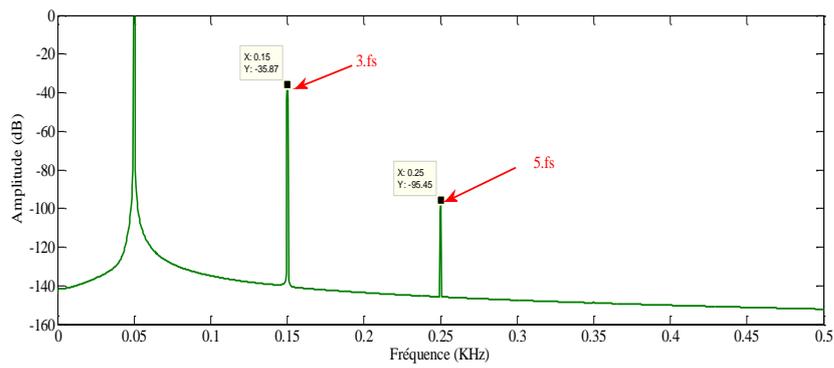


Figure. IV.31. Analyse spectrale de I_{s1} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à demi-charge.

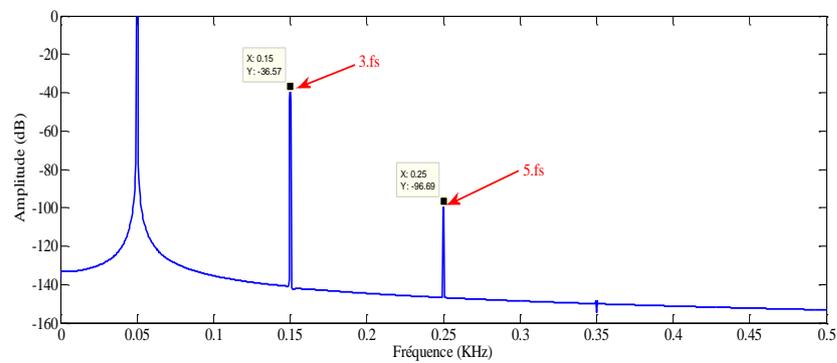


Figure. IV.32. Analyse spectrale de I_{s1} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à demi-charge.

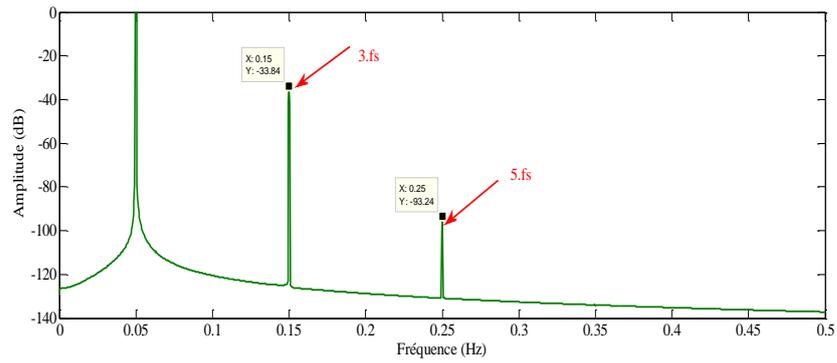


Figure. IV.33. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase S_1 à demi-charge.

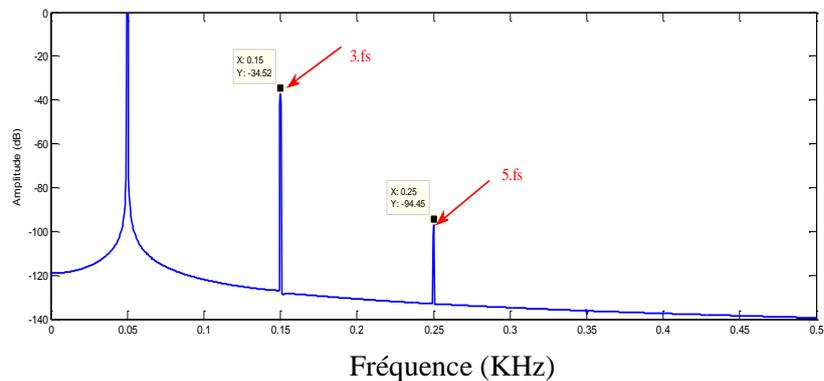


Figure. IV.34. Analyse spectrale de I_{s2} pour 36 spires en cc dans la phase s_1 à plein charge

Les figures (IV.29, IV.30, IV.31, IV.32, IV.33 et IV.34) montrent l'analyse spectrale du courant statorique dans le cas d'un court-circuit entre spires. La DSP (Densité spectrale de puissance) montre clairement l'apparition de la composante $3.k.f_s$ dans les cas correspondants aux machines défectueuses, l'amplitude de ces composantes augmentent légèrement avec l'augmentation de la charge.

L'apparition de ces composantes peut être considérée un résultat d'asymétrie dans l'enroulement statorique.

IV.10. Simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

- paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Chapitre IV Modélisation des machines asynchrones polyphasées dédiées au diagnostic des défauts

La machine asynchrone à cage utilisée, est une machine de 1.1Kw, de deux paires de pôles. Le stator de cette machine se compose de 160 encoches alors que la cage se compose de 16 barres. La longueur active du rotor est de 65 m, l'épaisseur d'entrefer est de 0.00025m, et le rayon de la machine au milieu de l'entrefer 0.03575m

A.2.1Caractéristiques nominales

Puissance nominale	$P_n=1.1$ Kw
Tension nominale	220V/380V
Courant nominal	$I_n= 4.5/2.6$
Vitesse nominale	$\Omega_n=2850$ tr/mn
Nombre pairs de pôles	$p=1$

A.2.2 paramètres de la machine

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Résistance d'une barre rotorique saine	R_b	150.10^{-6}	[Ω]
Résistance totale de l'anneau de court circuit	R_e	72.10^{-6}	[Ω]
Inductance principale statorique	L_s	0.018	[H]
Inductance d'une barre rotorique	L_b	10^{-7}	[H]
Inductance totale de l'anneau de court-circuit	L_e	10^{-7}	[H]
Inductance de fuite statorique	L_{fs}	0.0018	[H]
Moment d'inertie	J	0.006093	[Kg.m ²]
Coefficient de frottement visqueux	f	0.000725	[N.m.s / rd]

La figure (IV.35) représente l'évolution de la vitesse de rotation de la machine .Nous remarquons que la montée en vitesse est globalement linéaire au début de régime transitoire, qui en régime permanent se stabilise à 3000tr/min, puisque la machine possède une paire de pôles. A l'application du couple résistant à $t=1s$, à partir de cet instant la vitesse décroît puisqu' elle est inversement proportionnelle à la charge, puis elle se stabilise à une certaine valeur.

Le couple électromagnétique est représenté par la figure (IV.36), au démarrage, le couple est fortement pulsatoire, il atteint une valeur maximale de 7 N.m, ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après l'extinction de régime transitoire, le couple tend vers zéro, cette valeur représente le couple de frottement, jusqu'à l'instant d'application de couple résistant, ou la machine développe un couple électromagnétique pour équilibrer le couple résistant.

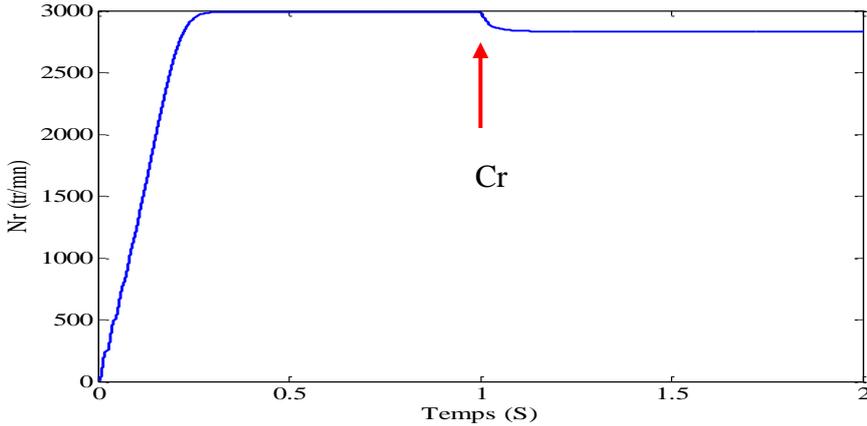


Figure.IV.35.Vitesse de rotation.

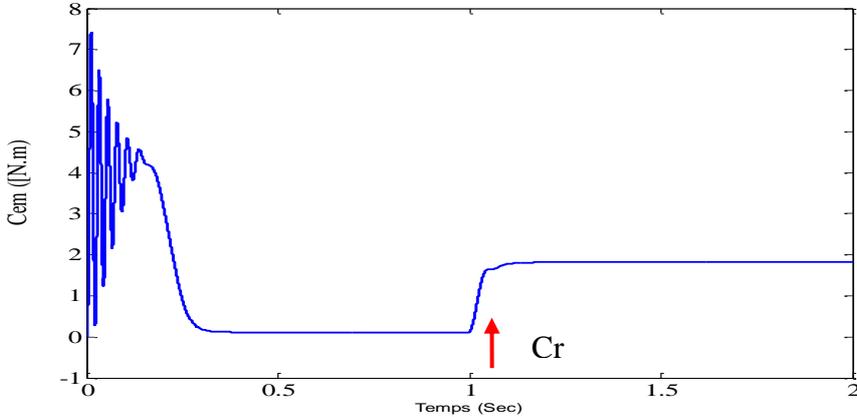


Figure. IV.36.Couple électromagnétique à vide en charge.

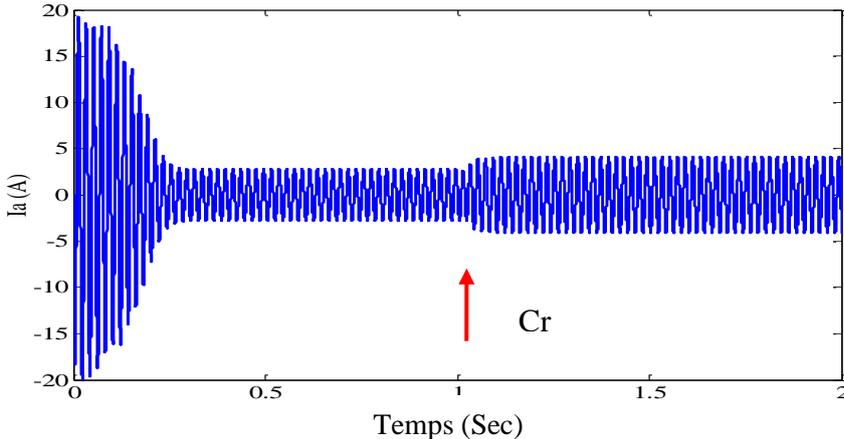


Figure. IV.37.Courant statorique

L'évolution des courants statoriques absorbés par les trois phases du stator est illustrée par la figure (IV.37), à la suite d'un régime transitoire, les courants se stabilisent à une valeur efficace de 2A en régime permanent. Après l'application de couple résistant les courants augmentent pour atteindre une valeur maximale de 6A, cela est dû au fait que la machine faisant appel à un courant pour faire face à ce couple résistant.

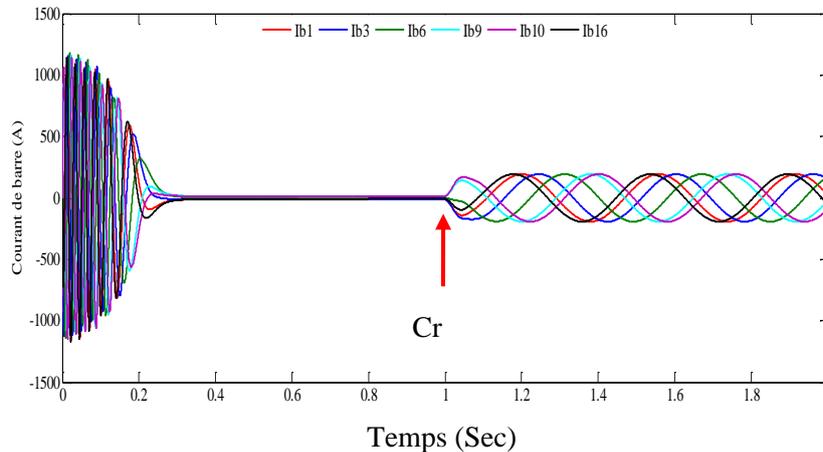


Figure. IV.38. Courants rotoriques.

La figure (IV.38) représente l'évolution des courants rotoriques, nous remarquons qu'au démarrage, les courants oscillent autour d'une valeur de 1000A, ce qui illustre le régime transitoire, en régime permanent la vitesse de rotor s'approche de celle du champ tournant statorique (vitesse de synchronisme), les courants chutent à une valeur presque nulle. Lors de l'application de couple résistant, des ondulations sont apparues et oscillent autour de l'axe de zéro, ainsi le courant varie sinusoïdalement.

IV.10.1. Simulation de la M.A.S à cage en présence des défauts rotoriques

Afin d'analyser l'effet de la rupture de barre sur l'évolution temporelle des grandeurs de la machine, nous avons imposé une résistance de barre 200 fois supérieure à celle donnée en fonctionnement sain, cette valeur a été choisie de telle sorte à ce que le courant qui traverse la barre défaillante soit le plus proche de zéro. Nous présentons dans ce qui suit l'évolution des courants, du couple, et de la vitesse, lorsque nous passons d'un fonctionnement sain à un fonctionnement défaillant, en procédant à un échelon de couple résistant de 3.5 N.m à l'instant $t=1$ seconde.

Introduction d'un défaut de rupture de barres

$A t=0$: Démarrage à vide (machine saine)

$A t= 1s$: Application du couple résistant

$A t= 2s$: Introduction de défaut de rupture de barres

IV.10.2. Caractéristiques mécaniques

La figure (IV.39) montre l'évolution de la vitesse rotorique, nous constatons l'apparition d'ondulations lorsque, la rupture de la barre rotorique r_{b10} apparaît. Ces ondulations augmentent avec le nombre de barres cassées figure (IV.40). Cette variation de vitesse est très faible car elle dépend essentiellement de l'inertie J de l'ensemble machine-charge. Plus l'inertie est grande, moins la variation de vitesse est importante.

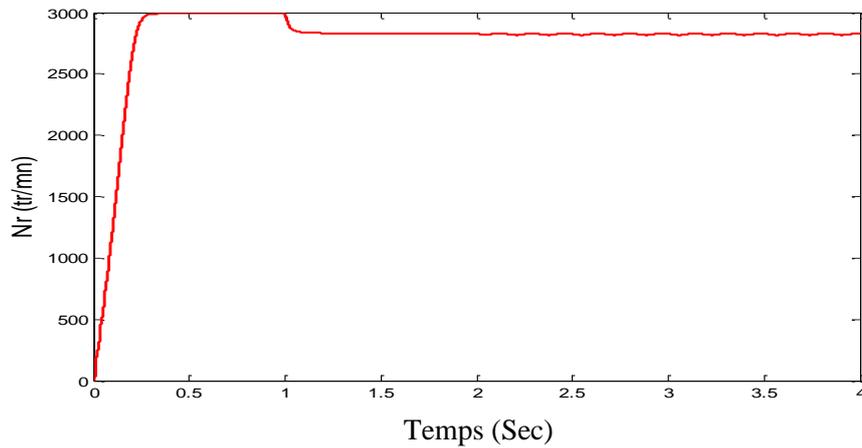


Figure. IV.39. Vitesse de rotation en fonction de nombre de barres cassées.

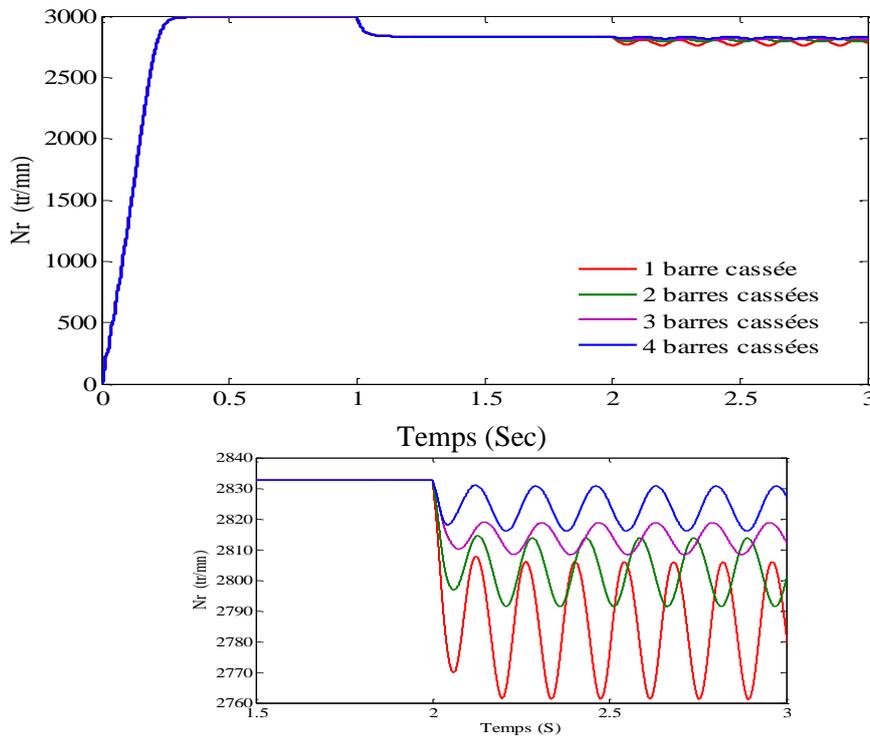


Figure. IV.40. Incidence de nombre de barres sur la vitesse de rotation.

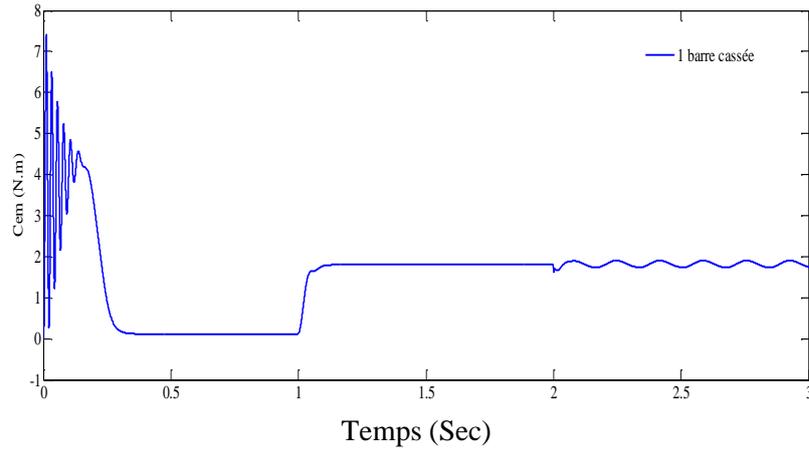


Figure. IV.41. Couple électromagnétique.

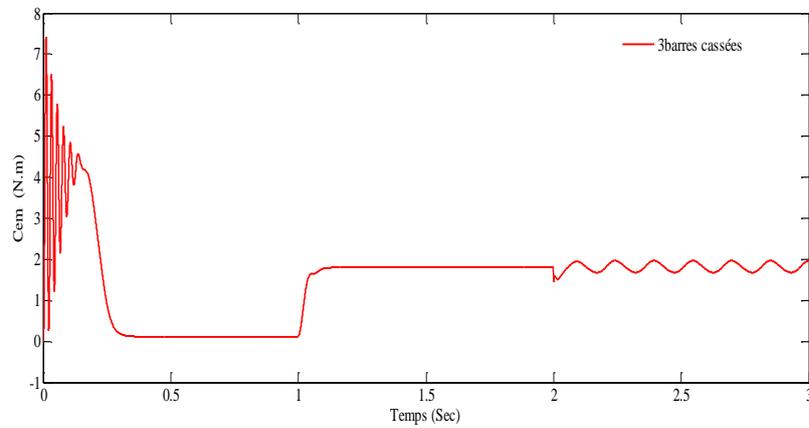


Figure. IV.42. Couple électromagnétique

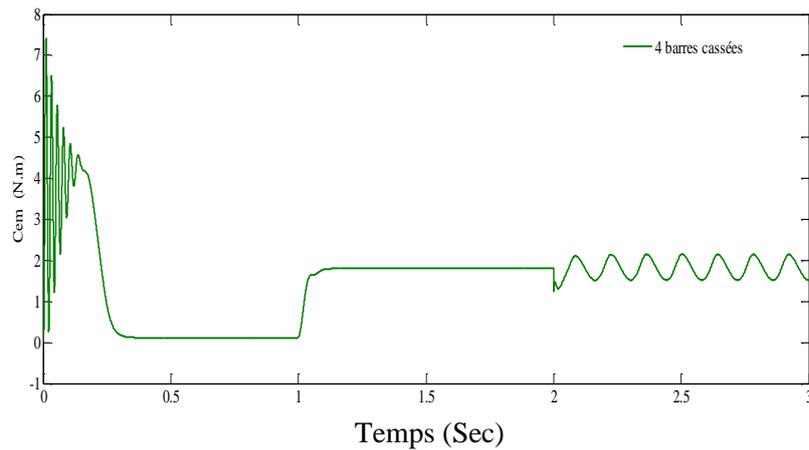


Figure. IV.43. Couple électromagnétique.

L'analyse du couple électromagnétique figure (IV.41), montre une modification importante de son allure lorsque le défaut rotorique apparaît. Nous notons qu'une légère modulation vient perturber l'évolution du couple lorsque la première barre est cassée. Nous remarquons aussi que cette modulation prend plus d'importance avec l'apparition de défaut de deux et quatre barres cassées. Ces résultats ont été vérifiés par [108][109].

IV.10.3. Courants dans les phases statoriques

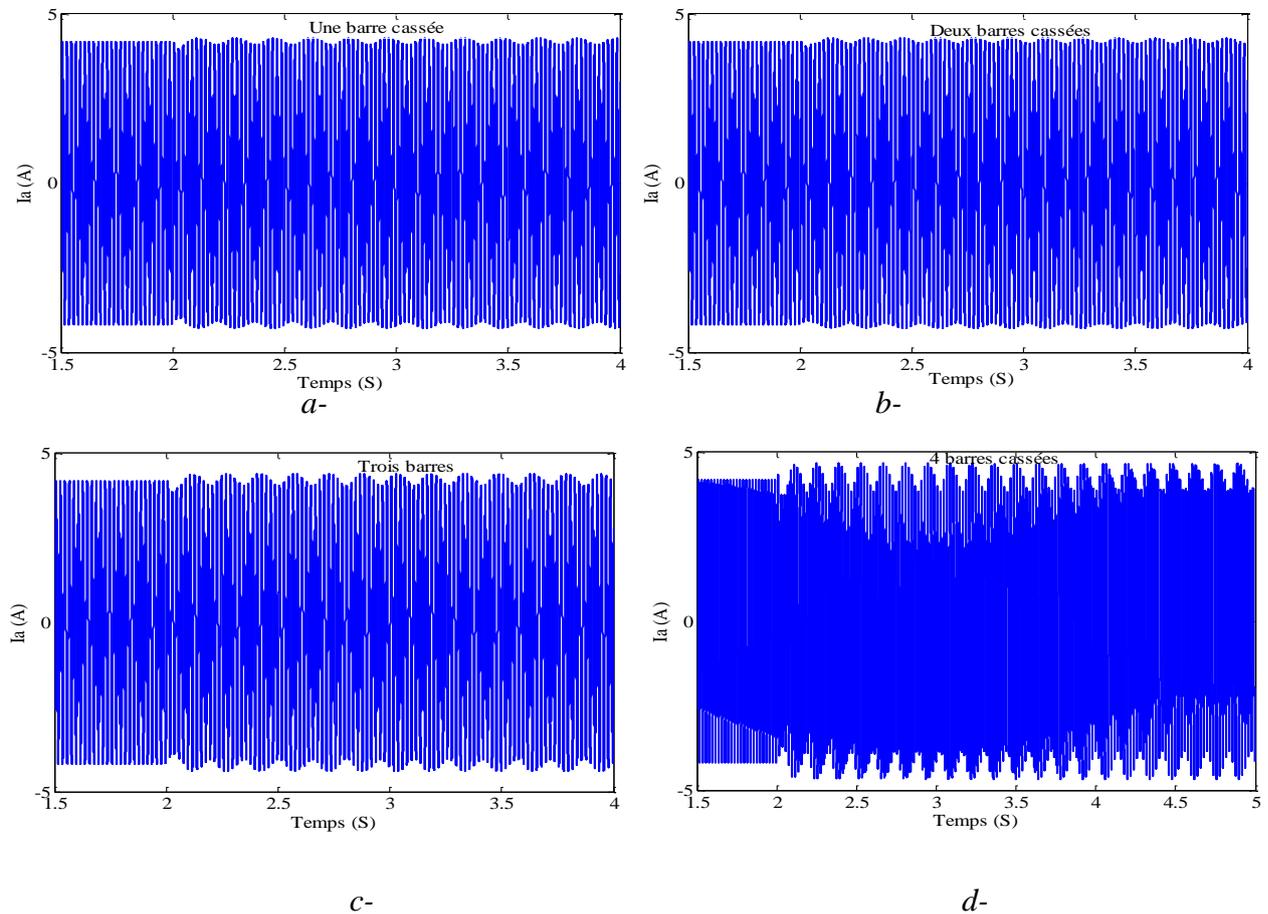


Figure. IV.44. Courants statoriques en régime de défauts de cassure de barres.

La figure (IV.44) représente l'évolution du courant absorbé par une phase statorique. Comme les deux grandeurs précédentes, le défaut rotorique induit une modulation d'amplitude de courant qui augmente avec le nombre de barres cassées(phénomène de battement).

La modification du circuit représentant le rotor implique un changement direct des courants qui circulent dans ce circuit, ce qui rend leur observation intéressante. En observant les courants de barres issus de la simulation, on voit clairement que les amplitudes des courants des barres adjacentes aux barres cassées augmentent considérablement et atteignent le doubleFigure (4.14), voir plus, du courant dans les autres barres. En effet le courant qui circule dans la barre défaillante se partage dans les barres rotoriques adjacentes.

IV.10.4. Courants dans les barres rotoriques

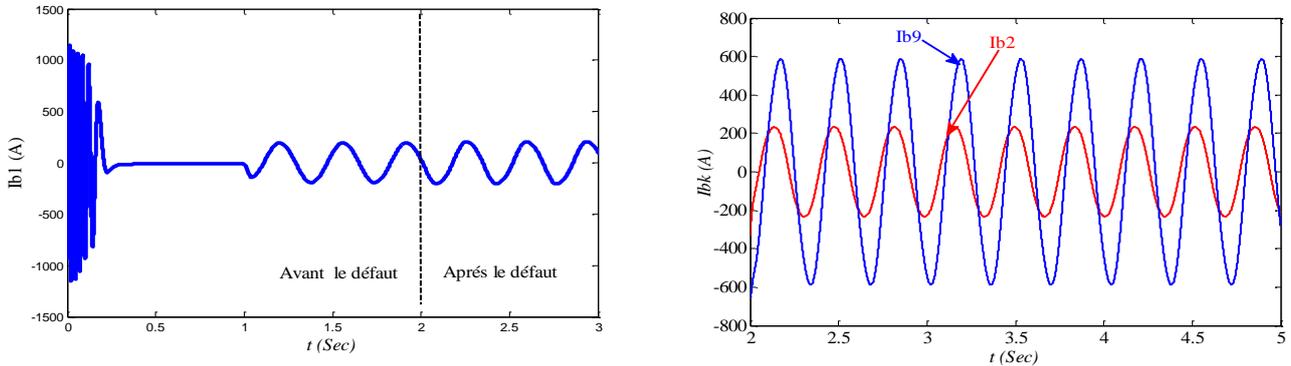


Figure. IV.45. Courants rotoriques dans le cas d'une cassure de la barre N°10

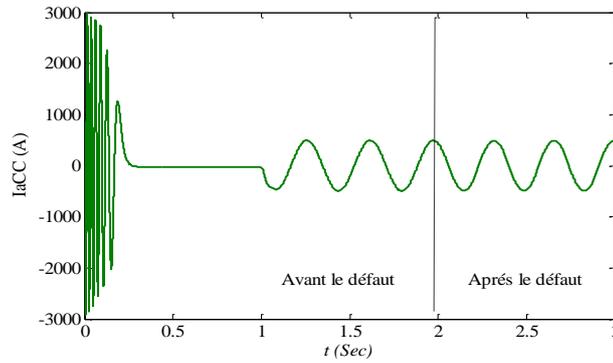
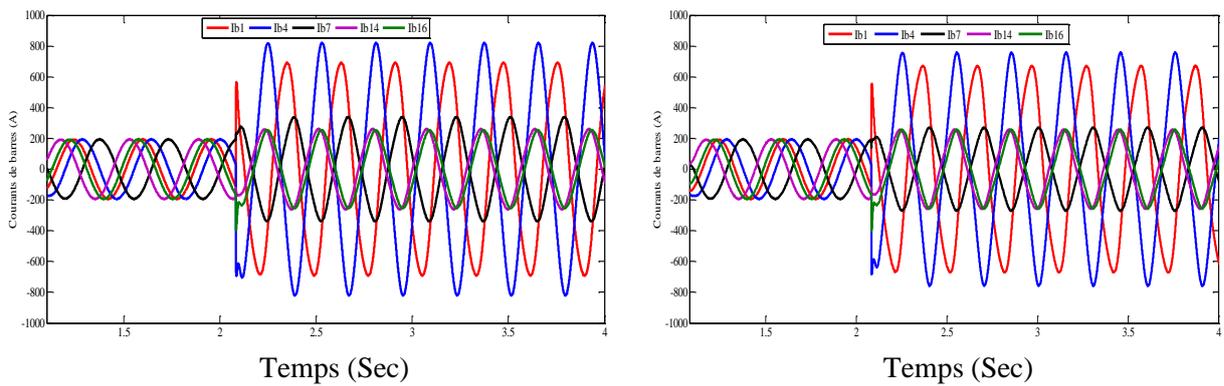


Figure. IV.46. Courant d'anneau de cc.



(c) Machine avec trois barres cassées (d) Machine avec quatre barres cassées

Figure. IV.47. Courants rotoriques en défaut de cassures de barres

IV.11. Etude de la machine en présence des défauts de court circuit

L'apparition de ce type de défaut dans le cas des machines asynchrones, provoque une augmentation des courants dans les barres ainsi que dans les anneaux du rotor à cage [110].

Nous avons effectué des simulations pour trois sévérités (5% spires, 10% spires, 15% spires et 20%) de court-circuit entre spires pour voir l'effet de ce défaut sur le comportement de la machine. Les figures (IV.48, IV.49, IV.50, IV.51) représentent les courants statoriques simulés pour un court- circuit entre spires affectant la phase s_1 .

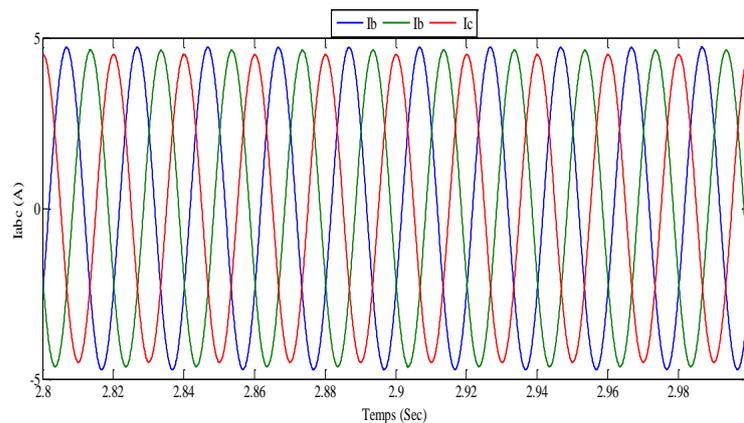


Figure. IV.48. Evolution des courants statoriques.

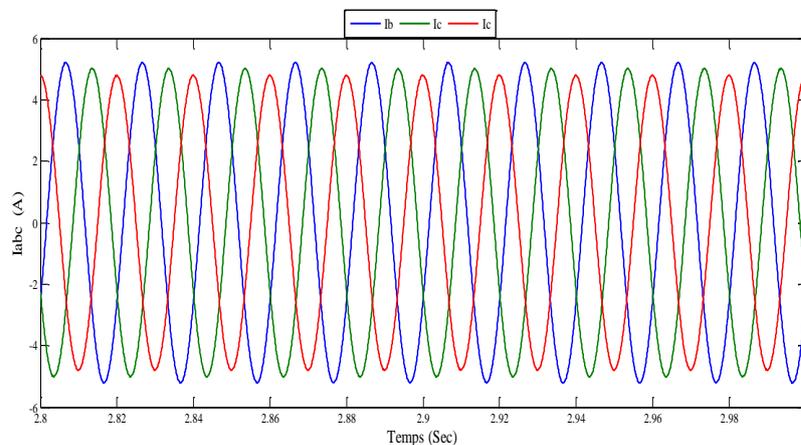


Figure. IV.49. Evolution des courants statoriques.

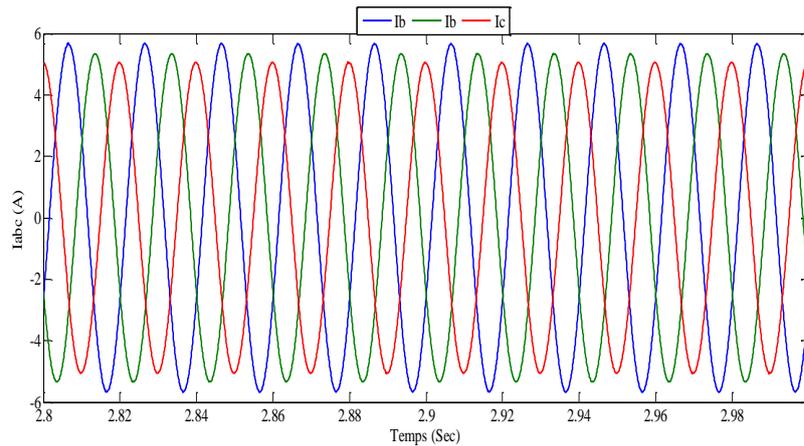


Figure. IV.50. Evolution des courants statoriques

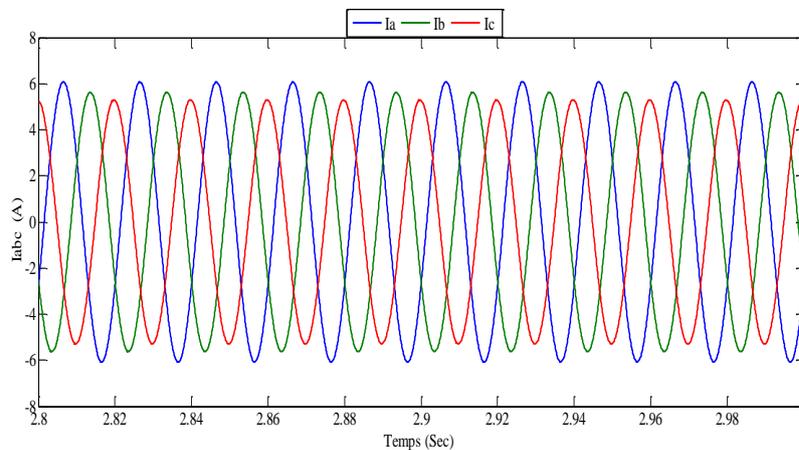


Figure. IV.51. Evolution des courants statoriques

Nous remarquons que l'amplitude du courant dans la phase détériorée est supérieure au courant dans les deux autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas du moteur sain. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants. La dissymétrie entre les courants des phases non affectées par le défaut est expliquée par le déséquilibre dû au déplacement du neutre entre les trois phases [111][112].

Nous remarquons que le comportement du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation est affecté par le défaut. Cependant, le taux d'oscillation du couple augmente et sa valeur moyenne baisse légèrement.

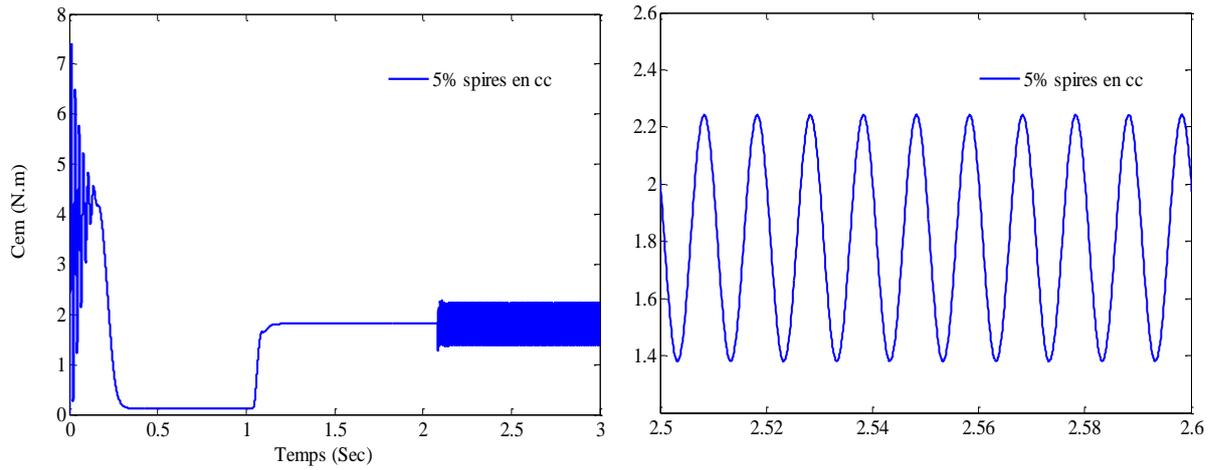


Figure IV.52. Vitesse de rotation avec 5% de spires en cc.

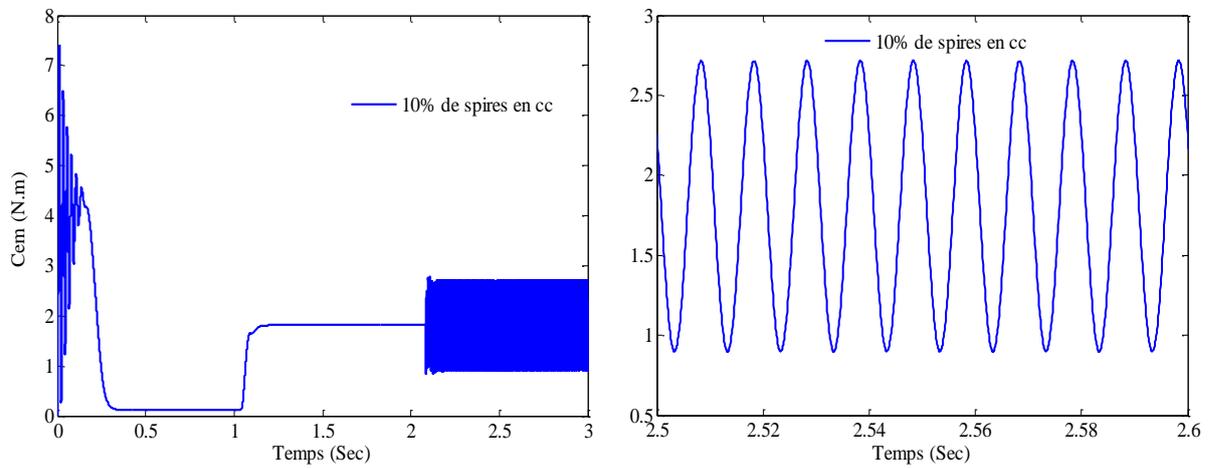


Figure IV.53. Vitesse de rotation avec 10% de spires en cc

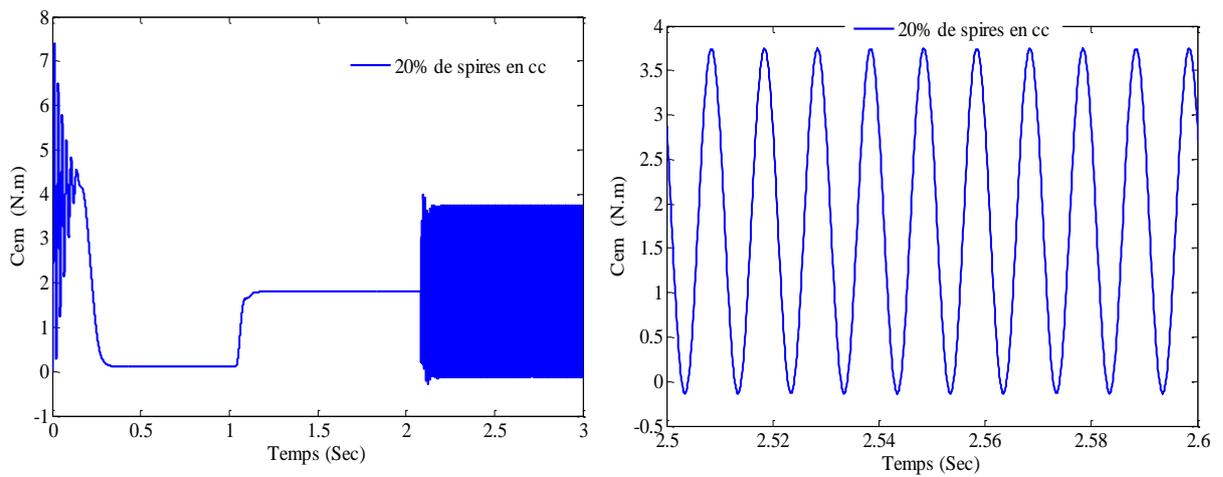
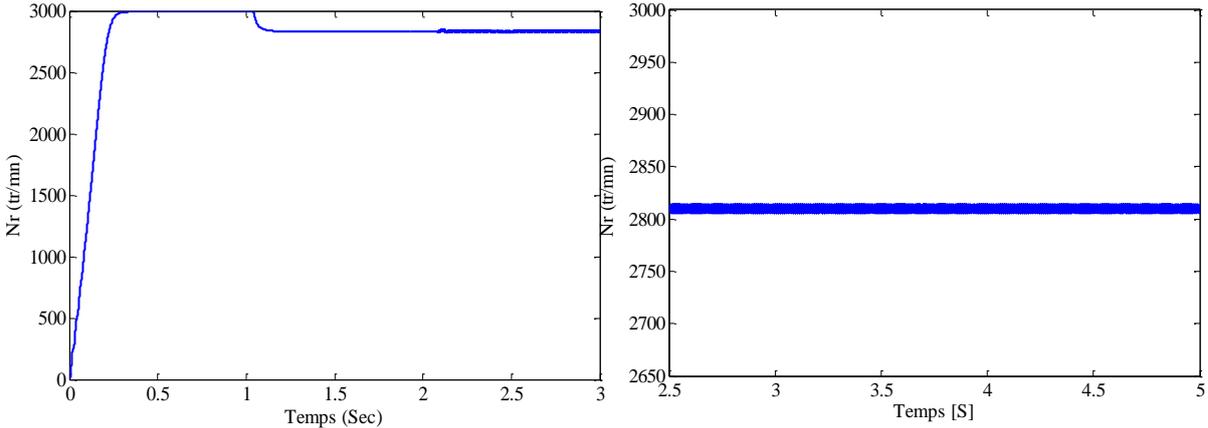
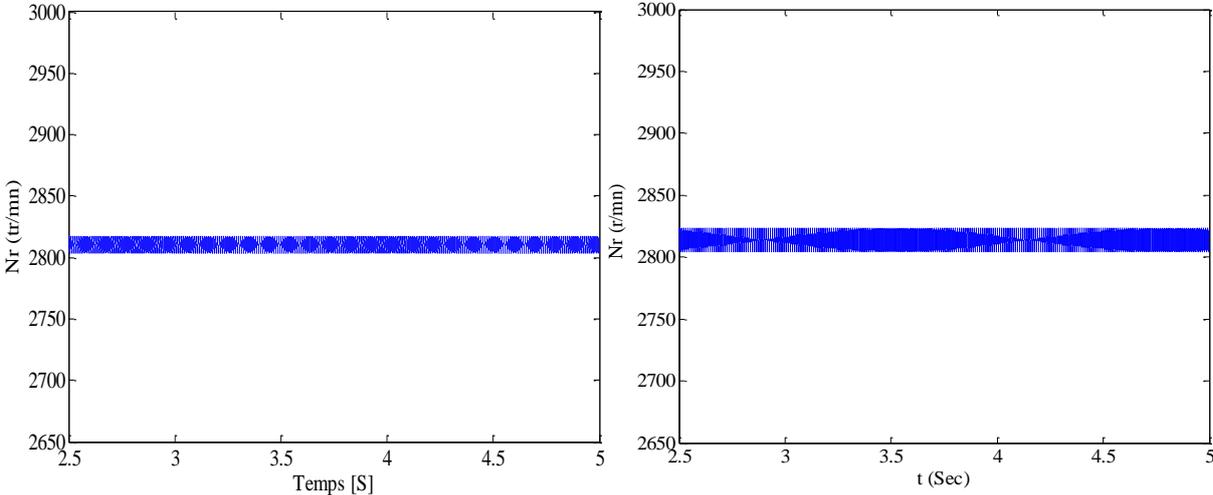


Figure IV.54. Vitesse de rotation avec 20% de spires en cc.



a- Machine avec 5% de spires en cc

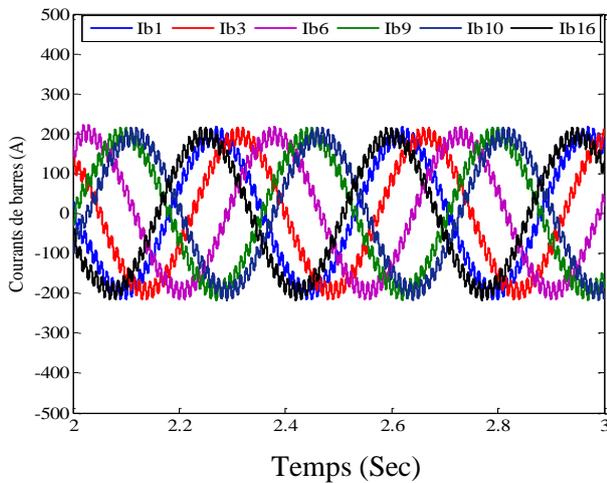
b- Machine avec 10% de spires en cc



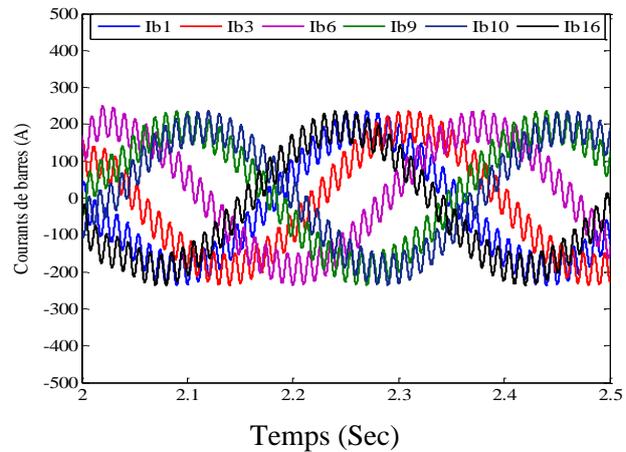
a- Machine avec 15% de spires en cc

d- Machine avec 20% de spires en cc

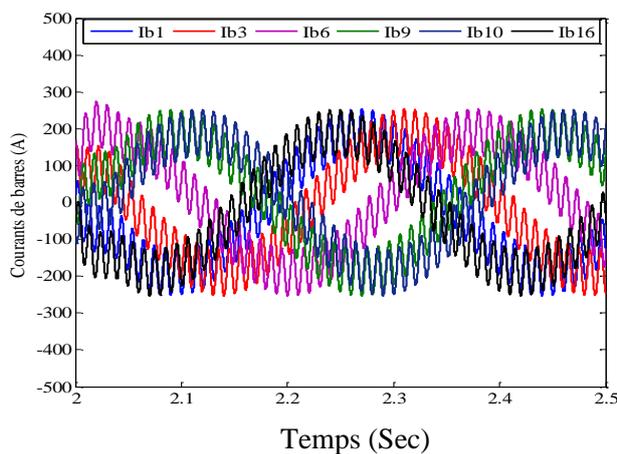
Figure IV.55. Vitesse de rotation.



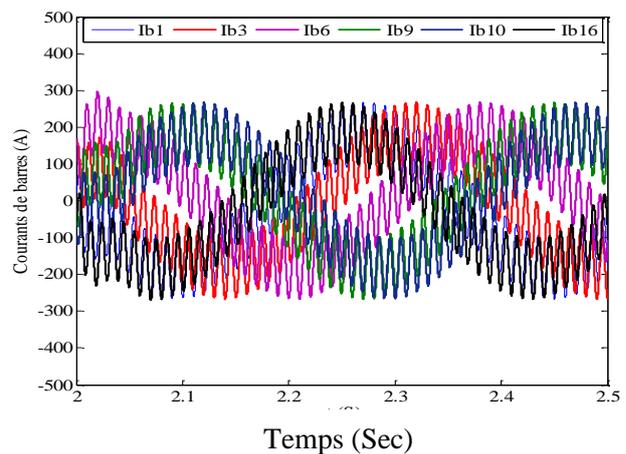
a- Machine avec 5% de spires en cc



b- Machine avec 10% de spires en cc



c- Machine avec 15% de spires en cc



d- Machine avec 20% de spires en cc

Figure IV.56. Courants dans les barres rotoriques en régime de défaut de cc inter-spires.

IV.12. Modélisation de la MAS en présence de défauts Mécaniques

Bien que la machine à cage soit conçue pour être symétrique et ne doit pas comporter d'excentricité, il est presque impossible de la construire sans que l'excentricité ne soit présente. Ceci justifie l'importance qu'il faut attacher à l'étude de ce type de non uniformité de l'entrefer.

Dans cette partie, on étudiera un type des défauts mécaniques le plus fréquents dans les machines asynchrones, il s'agit de l'excentricité du rotor. On se limitera toutefois à simuler une excentricité dynamique. L'intérêt de l'étude réside dans l'analyse de l'influence des défauts sur certaines caractéristiques de fonctionnement telles que la distribution de l'intensité du champ magnétique dans l'entrefer, les courants dans les phases statoriques et la distribution des courants dans les barres rotoriques.

IV.12.1. Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité statique et dynamique.

Dans cette partie, on étudiera un type des défauts mécaniques le plus fréquent dans les machines asynchrones, il s'agit de l'excentricité du rotor. On se limitera toutefois à simuler une excentricité dynamique. L'intérêt de l'étude réside dans l'analyse de l'influence des défauts sur certaines caractéristiques de fonctionnement tels les courants dans les phases statoriques.

IV.12.1.1. Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité statique

Un mauvais centrage du rotor par rapport au stator est également un défaut mécanique que l'on appelle excentricité statique comme l'illustre la figure (IV.57).

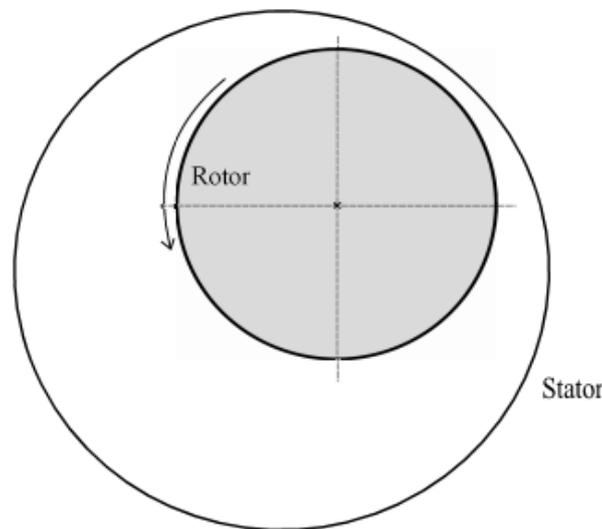


Figure IV.57. Représentation de l'excentricité statique.

Les flasques qui obturent de part et d'autre la machine peuvent aussi être source de problèmes. En effet, un mauvais usinage ou un vieillissement peut entraîner un désalignement de l'axe central de la machine provoquant une excentricité dynamique. Elle se traduit par un mouvement de rotation du rotor autour de l'axe statorique tel que l'illustre la figure (IV.58).

Ces problèmes d'excentricités impactent directement le fonctionnement de la machine. En effet, l'entrefer n'étant plus constant, les inductances propres et mutuelles de la machine sont modifiées. Il s'agit donc d'un problème majeur dans le fonctionnement des génératrices asynchrones d'autant plus qu'il se manifeste régulièrement.

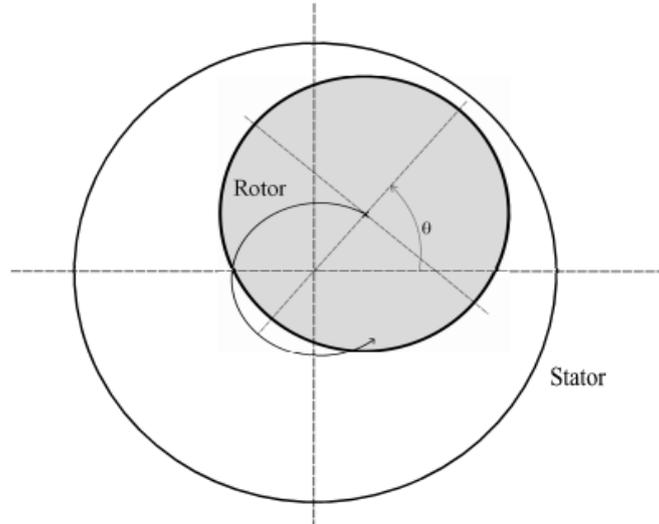


Figure IV.58.Représentation de l'excentricité dynamique.

○ **Excentricité statique, dynamique et mixte**

L'excentricité statique modifie uniquement le profil d'entrefer. Dans la relation (IV.81), l'entrefer qui, dans le cas d'une machine saine était constant, vaut maintenant [113] :

$$e(\theta_s) = e_0(1 - \delta_s \cdot \cos(\theta_s)) \quad (\text{IV.81})$$

Avec

δ_s : Le degré d'excentricité statique.

Comme pour l'excentricité statique, la dynamique modifie le profil d'entrefer. Cependant, si l'on reprend la relation (IV.82), l'entrefer dépend dans ce cas, non seulement de θ_s , mais aussi de l'angle θ et s'exprime par la relation suivante :

$$e(\theta_s, \theta) = e_0(1 - \delta_s \cdot \cos(\theta_s - \theta)) \quad (\text{IV.82})$$

Avec

δ_d : Le degré d'excentricité dynamique.

L'excentricité mixte est la combinaison des deux précédentes et s'exprime de la manière suivante :

$$e(\theta_s, \theta) = e_0(1 - \delta_s \cdot \cos(\theta_s) - \delta_d \cdot \cos(\theta_s - \theta)) \quad (\text{IV.83})$$

IV.12.2.Excentricité dynamique

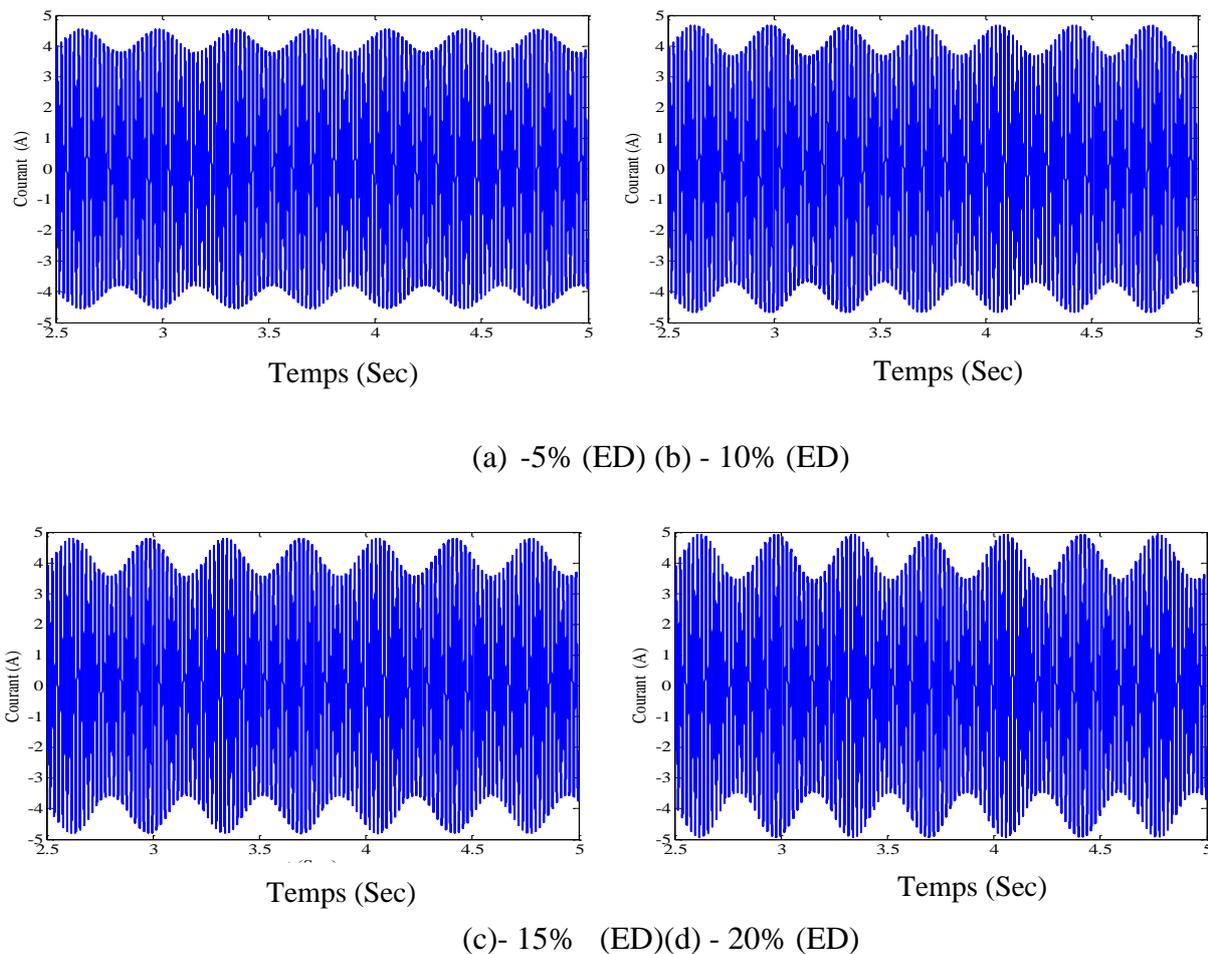


Figure IV.59.Courants statoriques.

IV.13.Analyse fréquentielle

IV.13.1.Étude de défauts de rupture des barres rotoriques

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel pour la détection de la rupture des barres rotoriques reste la méthode la plus utilisée car le spectre résultant contient une source d'information sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \mp 2k)fs$ dans le spectre du courant renseigne sur l'état de la cage rotorique.

On impose à ces machines une charge constante de l'ordre de 25% ,50% 100% de celle nominale.

Les simulations effectuées sont les suivantes :

- Machine saine sans défaut
- Machine avec 1 barre cassée
- Machine avec 2 barres cassées
- Machine avec 3 barres cassées
- Machine avec 4 barres cassées.

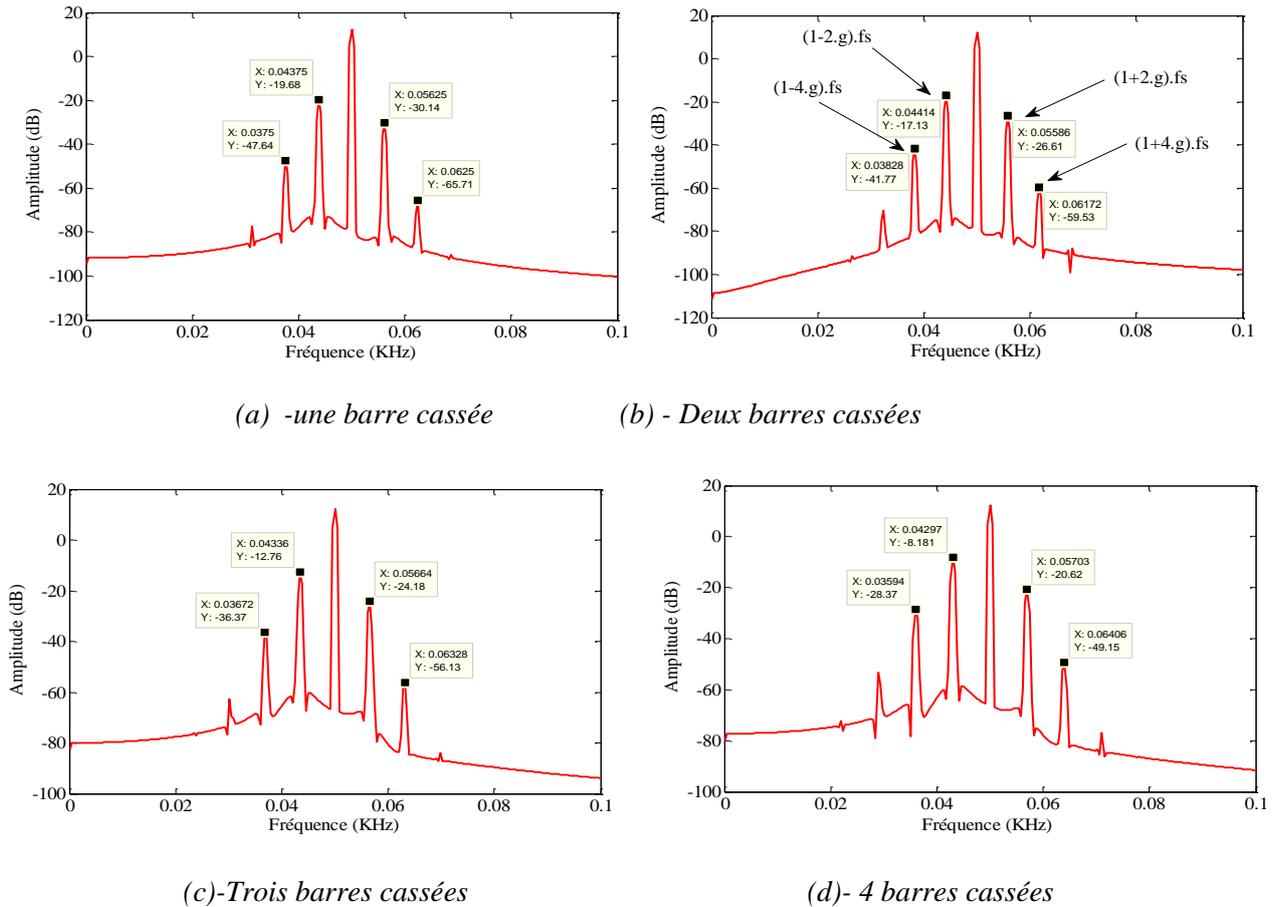


Figure IV.60. Analyse spectrale des courants statoriques à pleine charge.

Les figures(IV.61, IV.62 et IV.63) présentent respectivement la densité spectrale de puissance des courants statoriques, en présence de barres cassées, ces résultats montrent que les amplitudes des raies caractéristiques du défaut augmentent avec l'augmentation du taux de défaillance du rotor.

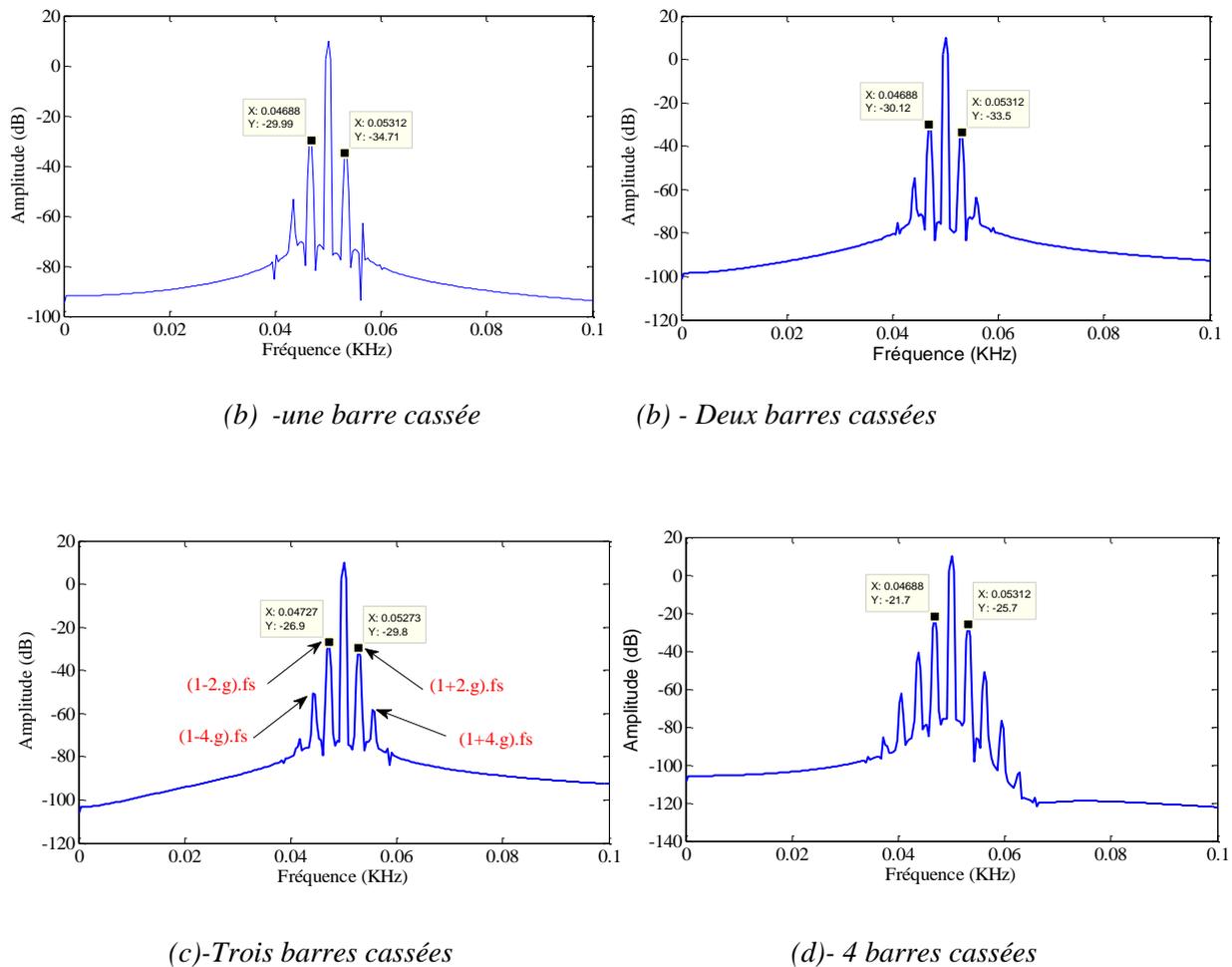


Figure IV.61. Analyse spectrale des courants statoriques à demi-charge.

Les premières composantes de fréquence $(1 \pm 2.g):fs$ apparaissent plus nettement en fonction du nombre des barres cassées. Connaissant le glissement de chaque machine, nous pouvons calculer la fréquence des composantes latérales en utilisant l'expression $(1 \pm 2.k.g).fs$.

Grâce à ces techniques de l'estimation de la PSD, il est toujours possible d'améliorer la séparation entre la machine saine et celles défectueuses. En pratique, une machine électrique n'étant évidemment jamais parfaite et les barres de la cage rotorique ne sont pas identiques et ne possèdent pas les mêmes paramètres électriques. Ce déséquilibre provoque une légère modification de l'induction magnétique dans l'entrefer, ce qui génère dans le spectre du courant statorique des composantes de faible amplitude mais de fréquence identique à celles créées par le défaut de rupture de barres. Pour cette raison, c'est l'amplitude de ces composantes qui sera utilisée comme outil, pour détecter une anomalie dans la cage rotorique [72].

La rupture d'une barre de la cage rotorique produit une perturbation importante de la distribution du flux magnétique dans l'entrefer alors que les défauts tels que l'excentricité du rotor par rapport au stator, l'ovalisation du rotor ou encore une simple variation du couple de charge produisent une perturbation générant des champs tournants harmoniques plus faibles. Par exemple, une variation du couple de charge de fréquence $2.g.fs$, induit dans le spectre du courant statorique, des composantes situées aux mêmes fréquences que celles créées par une rupture de barre.

Chapitre IV Modélisation des machines asynchrones polyphasées dédiées au diagnostic des défauts

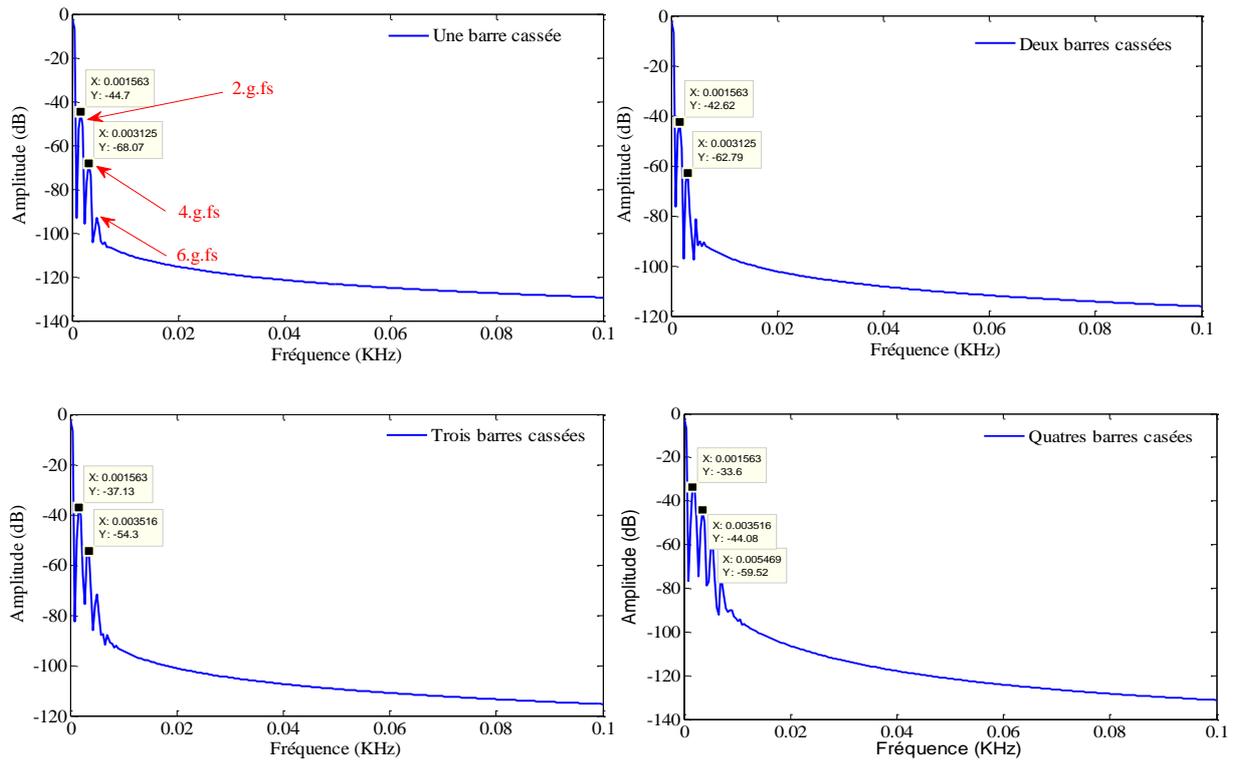


Figure IV.62. Analyse spectrale de couple électromagnétique à faible charge.

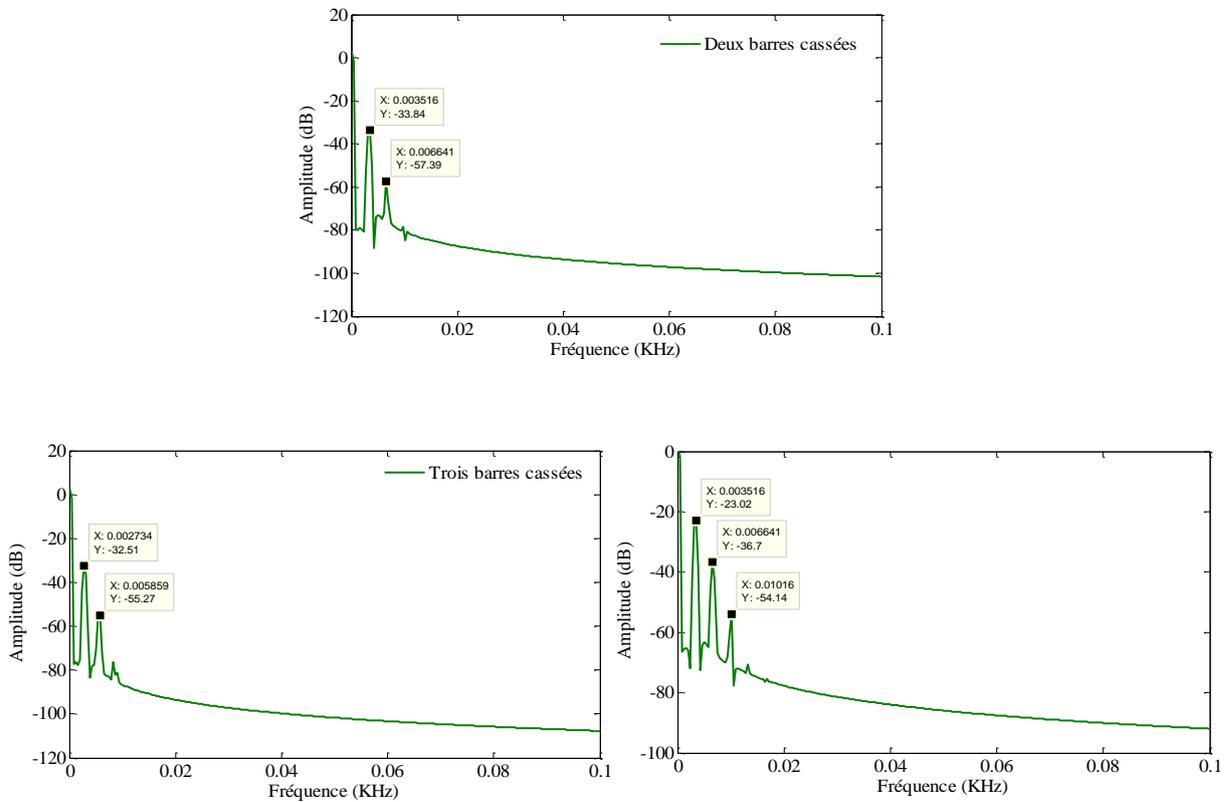


Figure IV.63. Analyse spectrale de couple électromagnétique à demi-charge.

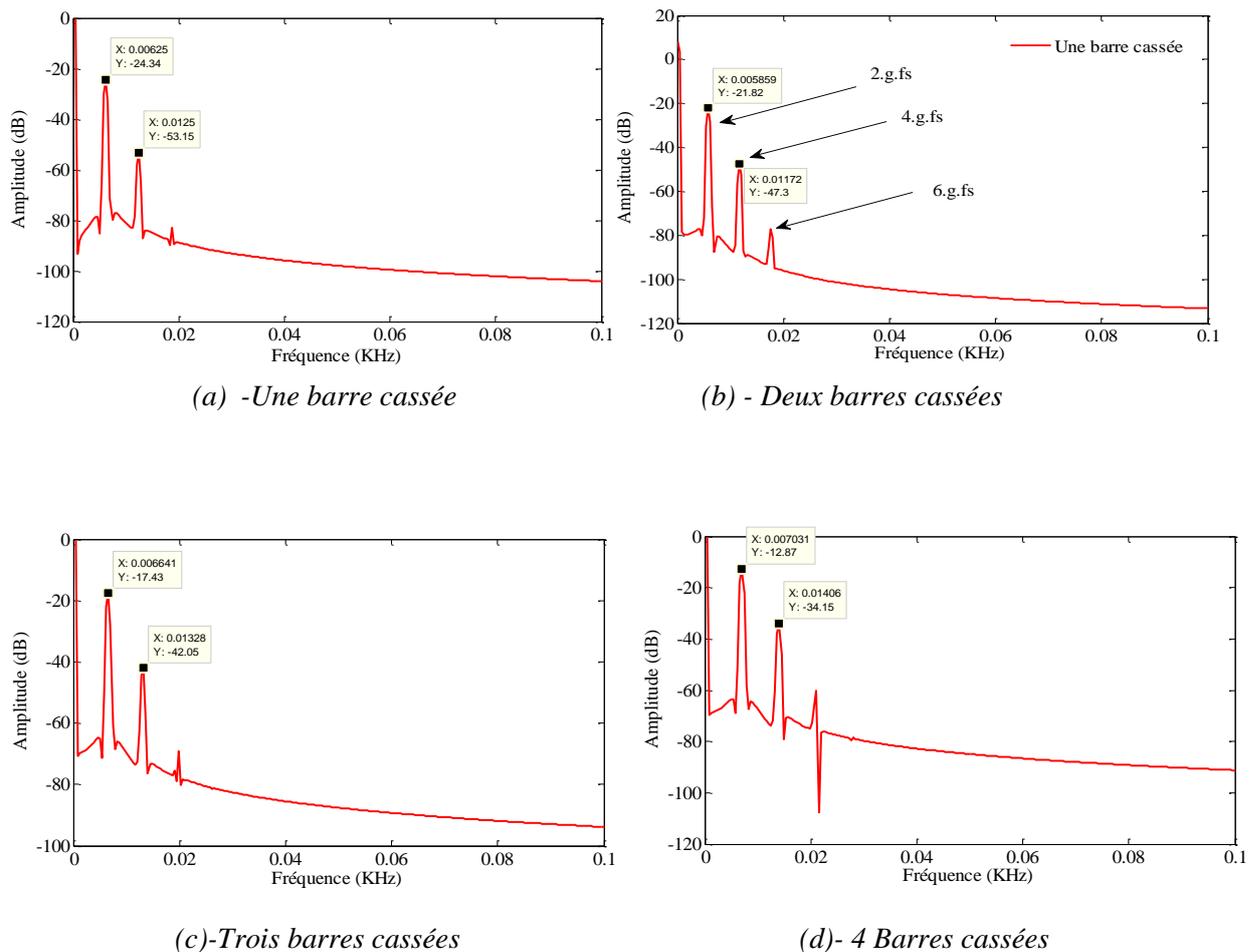


Figure IV.64. Analyse spectrale de couple électromagnétique à pleine charge.

La fréquence de la signature de Le couple électromagnétique dont l'amplitude la plus grande est théoriquement égale à $f=2.f.g$.

- A faible le glissement $g=0.0142$, la fréquence théorique calculée $f=1.42\text{Hz}$, la fréquence issue de la simulation selon la figure (IV.62). $f=1.56\text{ Hz}$ elles sont proches. le défaut cause souvent un léger changement de la charge.

Nous remarquons que l'amplitude des raies augmente avec le nombre de barres cassées, et aussi avec l'augmentation de la charge.

- A demi charge le glissement $g=0.02686$, la fréquence théorique calculée $f=2.86\text{ Hz}$,la fréquence issue de la simulation selon la figure (IV.63) $f=2.73\text{Hz}$, les deux valeurs sont proches .
- A demi charge le glissement $g=0.0558$, la fréquence théorique calculée $f=5.58\text{Hz}$,la fréquence issue de la simulation selon la figure(IV.63) $f=5.85\text{Hz}$, les deux valeurs sont proches .

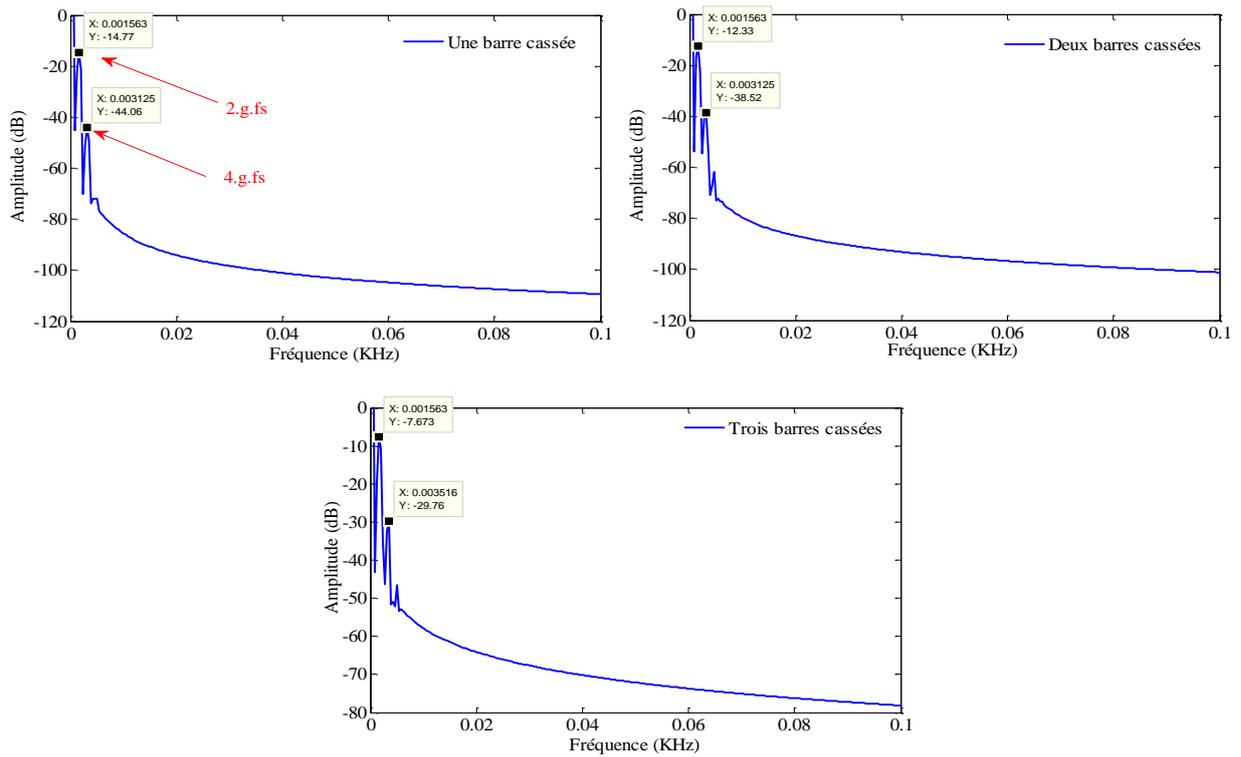


Figure IV.65. Analyse spectrale de la vitesse mécanique à faible-charge.

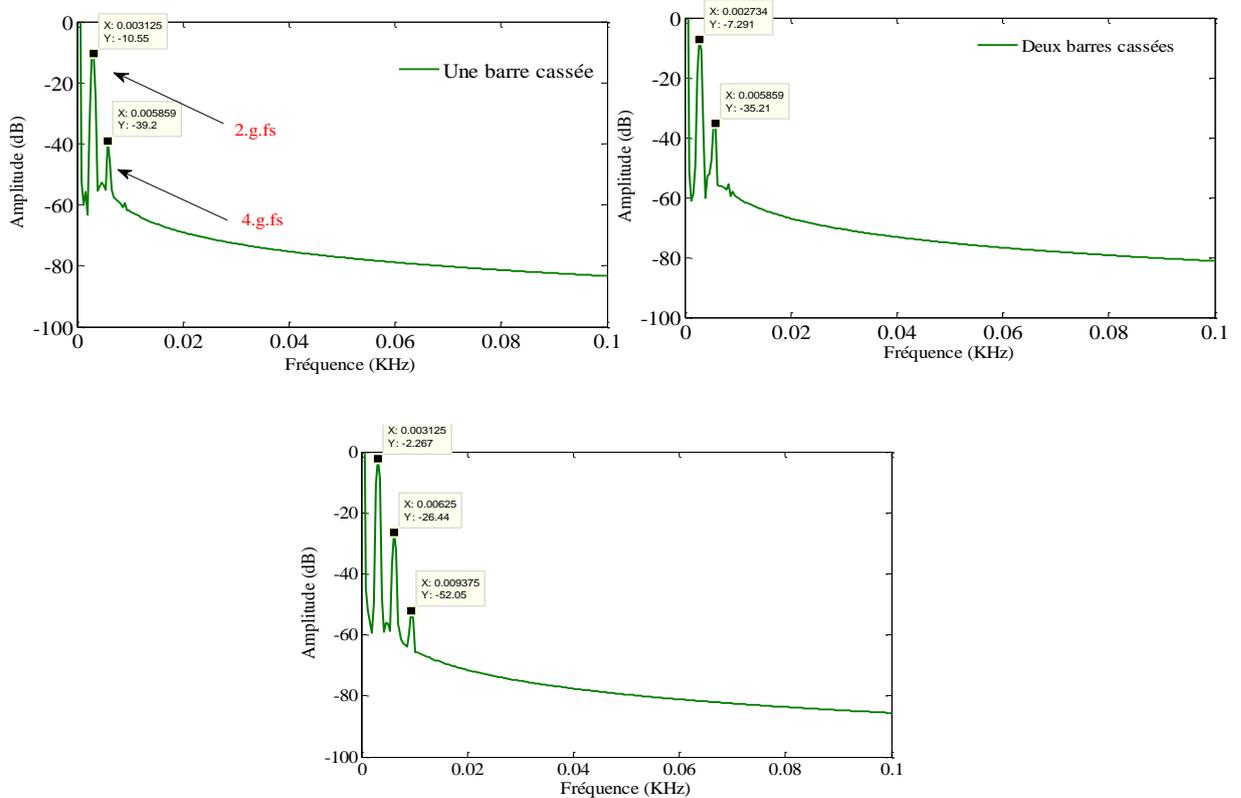


Figure IV.66. Analyse spectrale de la vitesse mécanique à demi-charge.

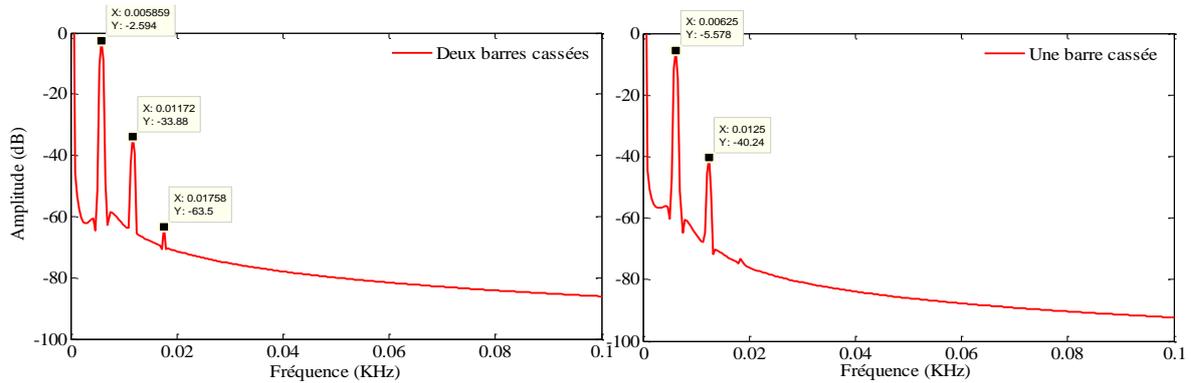


Figure IV.67. Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.

Une représentation de deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrone. Une des plus connus et des plus appropriée repose sur le calcul des courants dits de Park en fonction des courants de phases $i_{s1}(t)$, $i_{s2}(t)$ et $i_{s3}(t)$, les relations de Park peuvent s'écrire

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{s1}(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_{s2}(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_{s3}(t)$$

$$i_q(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}i_{s2}(t) - \sqrt{\frac{1}{2}}i_{s3}(t)$$

En présence d'une barre cassée, le courant absorbé par le moteur asynchrone contient des composantes latérales de part et d'autre de sa composante fondamentale dont les fréquences sont données par la relation $(1 \pm k.g).fs$. Ces composantes seront, par conséquent, aussi présentes dans les courants de PARK $i_d(t), i_q(t)$. Dans ces conditions, il est très simple de montrer que le spectre de module des courants de Park $\sqrt{(i_q(t))^2 + (i_d(t))^2}$ contient une composante continue générée par la composante fondamentale du courant statorique plus des composantes de fréquence $2.k.g.fs$. Il sera plus facile de détecter ces composantes et diagnostiquer la présence d'un défaut rotorique.

Les figures (IV.68, IV.69, IV.70) L'analyse de spectre fréquentiel lorsque la cage d'écureuil présente un défaut montre la présence des composantes spécifiques aux fréquences $2.k.g.fs$.

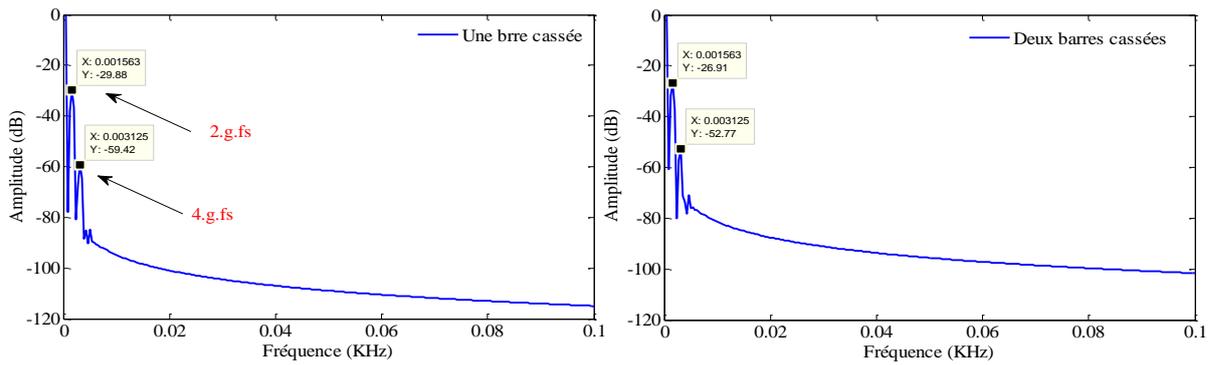


Figure IV.68. Analyse spectrale de module de Park à pleine charge.

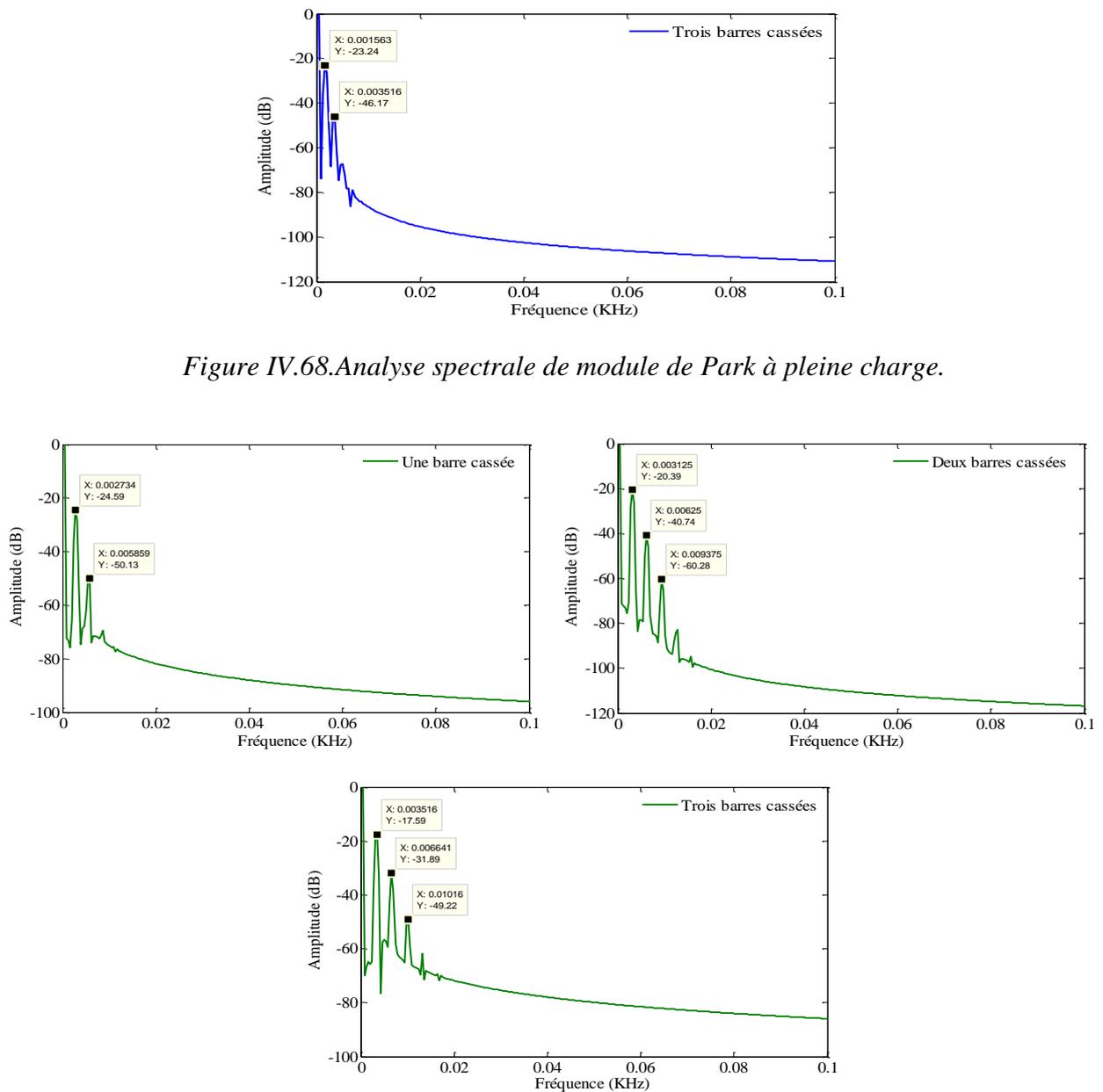


Figure IV.69. Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.

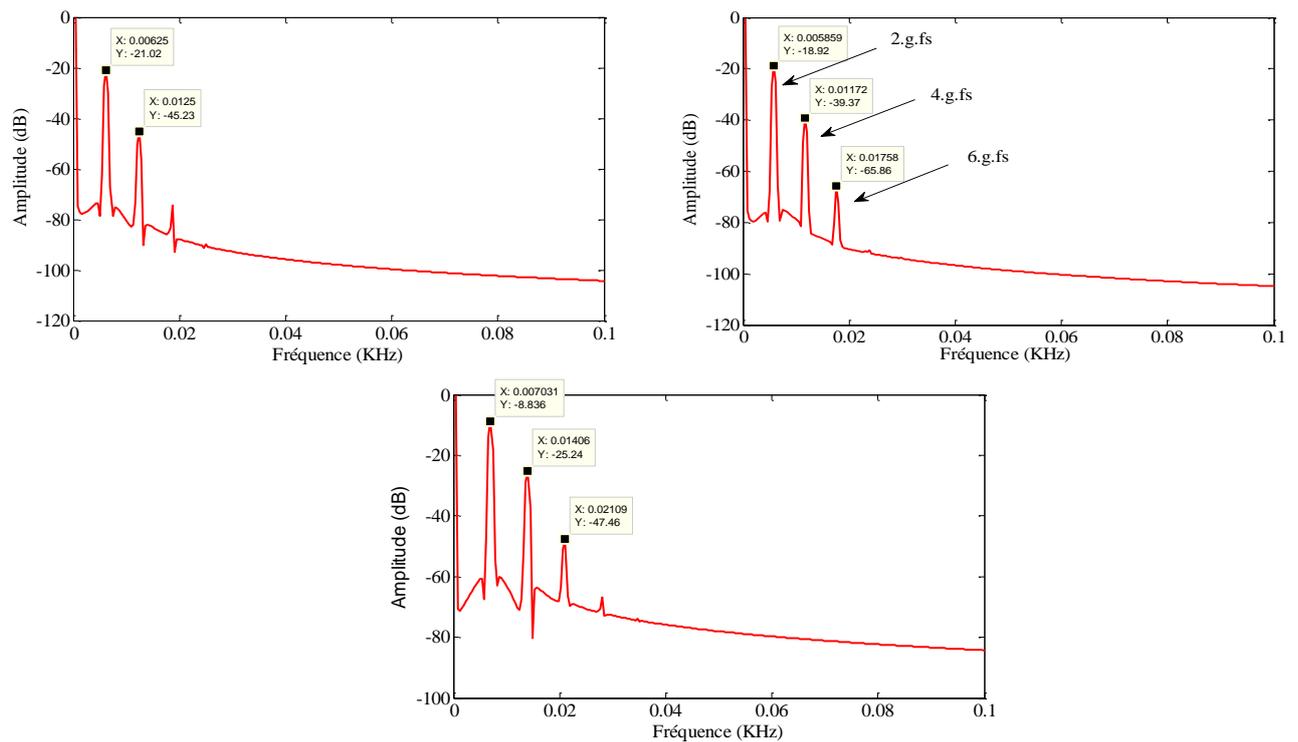


Figure IV.70. Analyse spectrale de la vitesse mécanique à pleine charge.

IV.14. Etude de l'excentricité dynamique

Les résultats de simulation pour l'étude de l'excentricité dynamique sont traités par le calcul de la PSD. Les différents cas de simulation sont les suivants :

- Machine avec 5% d'excentricité dynamique pour une charge de 50%, 75% et 100%.
- Machine avec 10% d'excentricité dynamique pour une charge de 50%, 75% et 100%.
- Machine avec 15% d'excentricité dynamique pour une charge de 50%, 75% et 100%.
- Machine avec 20% d'excentricité dynamique pour une charge de 50%, 75% et 100%.

Toute excentricité dans l'entrefer modifie la densité du flux magnétique, il y a lieu donc de surveiller les composantes fréquentielles dans le spectre du courant statorique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

Pour déterminer f_r , il faut donc connaître au préalable la valeur du glissement g . Pour résoudre ce problème, nous avons choisi de rechercher la valeur de la fréquence caractéristique $f_s \pm k.f_r$ sur le spectre du courant statorique. Pour retrouver la valeur de cette fréquence caractéristique, il est nécessaire de connaître une valeur approximative de f_r et, de ce fait, pouvoir définir une plage de variation autour de cette fréquence.

Les déséquilibres mécaniques provoquent deux harmoniques du premier rang du courant. En raison de l'interaction des courants et des tensions, ces deux harmoniques du courant se traduisent par une seule composante harmonique dans le spectre de la puissance électrique. Des nombreux travaux [25] [26] montrent que la composante sur la puissance est plus facile à localiser que celle sur le courant.

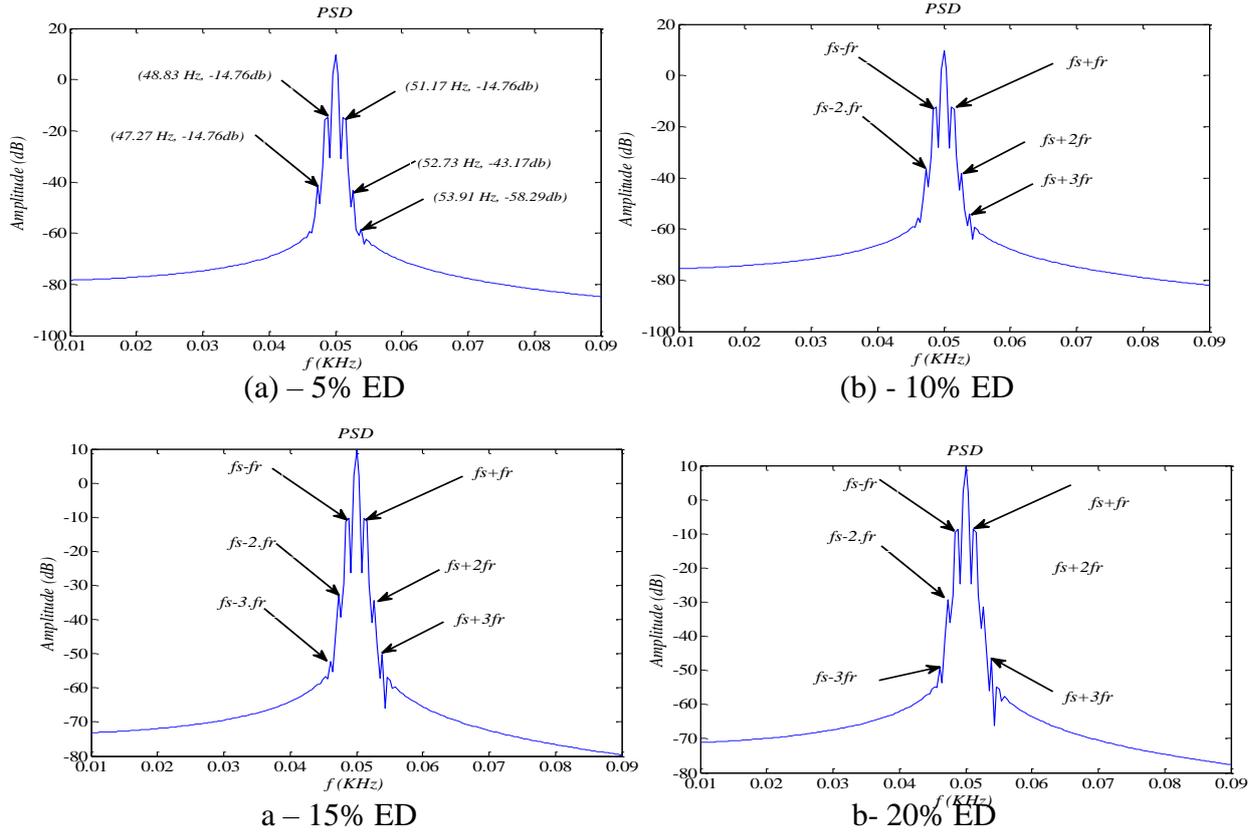


Figure IV.71. Analyse spectrale du courant statorique à 50% de charge.

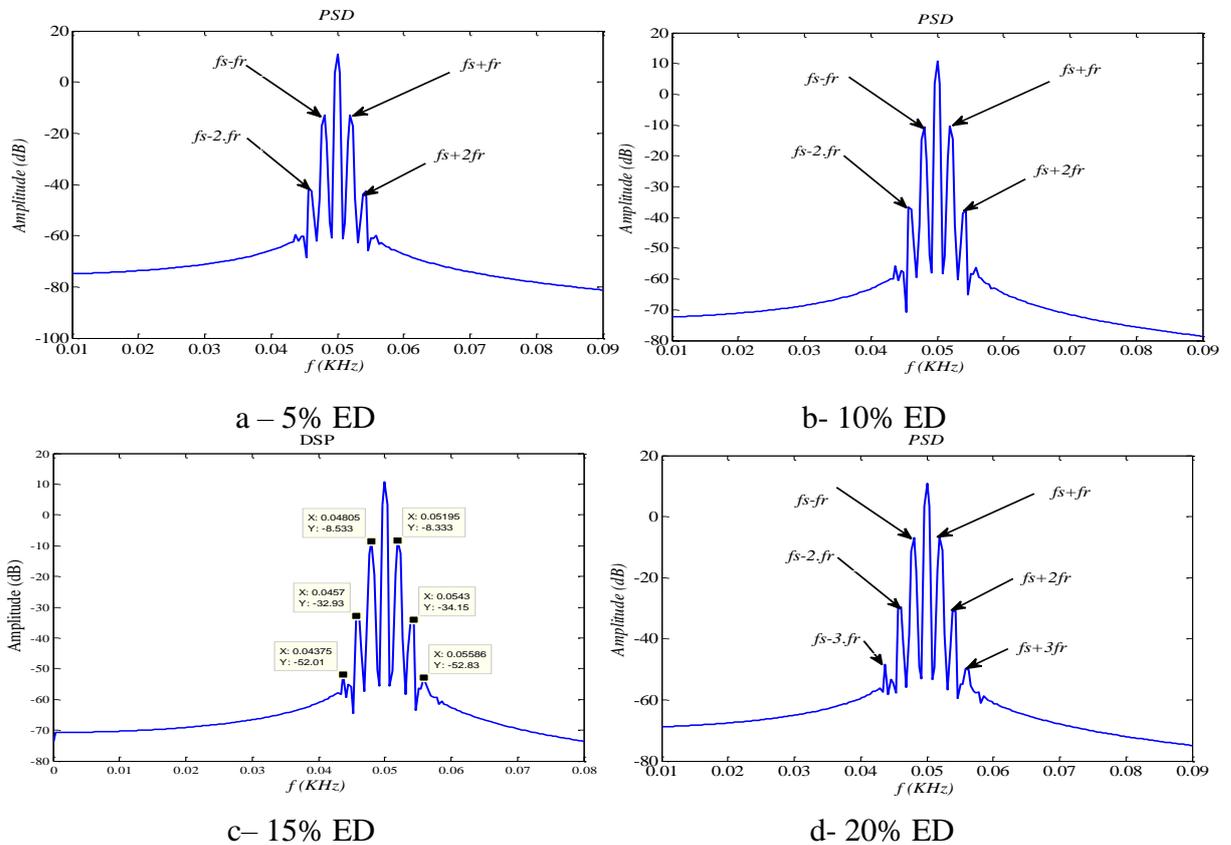


Figure IV.73. Analyse spectrale du courant statorique à 75% de charge .

Les figures (552, 4.53 et 4.54) illustrent l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent de la machine saine ainsi que celle présentant une excentricité dynamique de 10, 15% et 20% en fonctionnant à 50%, 75% et 100% de la charge nominale respectivement,. Nous constatons clairement l'apparition des composantes ($fs \mp fr$) dans tous les spectres pour les machines défectueuses ;

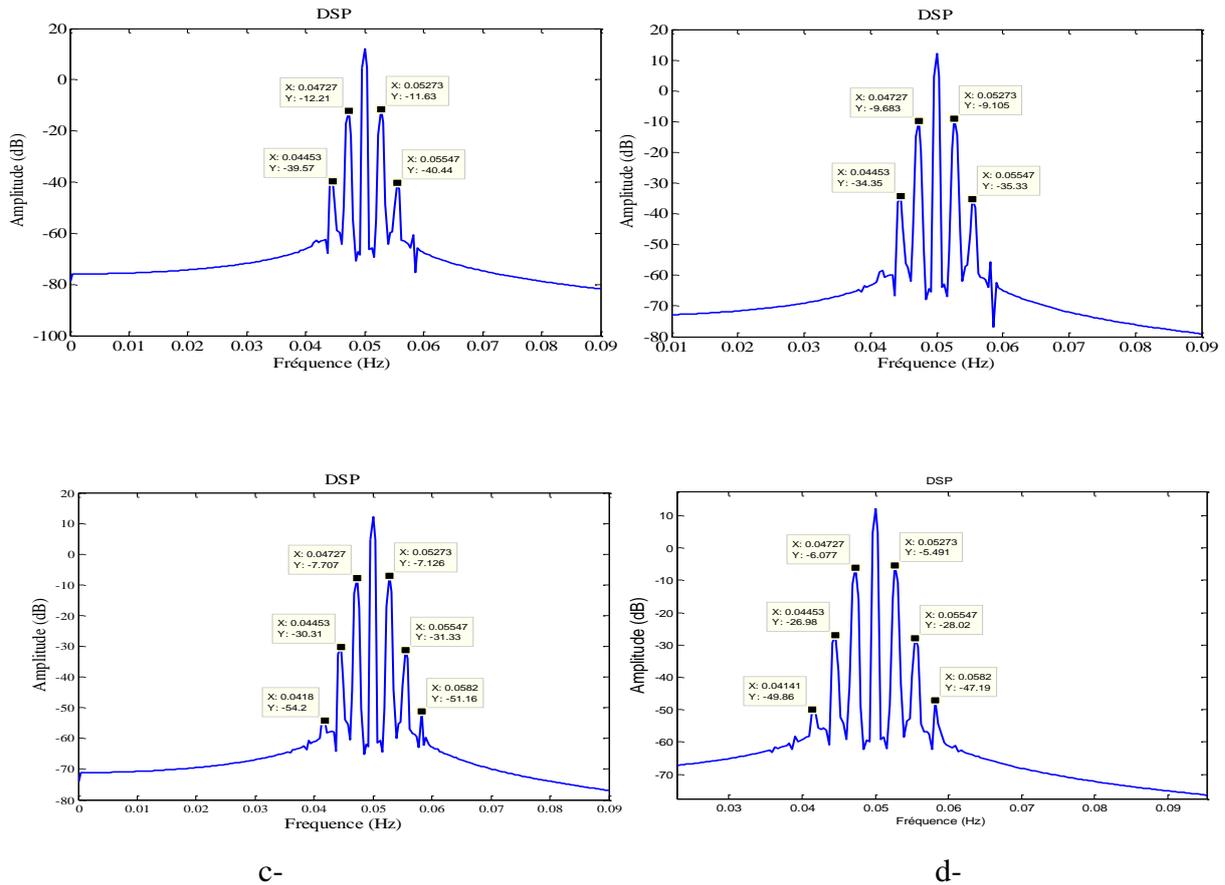


Figure IV.74. Analyse spectrale du courant statorique à pleine charge.

IV.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone polyphasée. Ce modèle a permis de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu lors de l'apparition des déséquilibres causés par un défaut électrique ou mécanique.

Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles spécifiquement dédiés à la simulation des défauts. Il serait intéressant de disposer d'un outil simple et ouvert, utilisable par les différents protagonistes du diagnostic des défauts statoriques et rotoriques de la machine avec des temps de simulation acceptables, et de façon suffisamment juste pour être exploitable pour le diagnostic. C'est dans cet esprit que nous avons développé notre modèle de simulation.

Deux modèles de défaut simple à mettre en œuvre ont été donc définis. Le premier permet d'expliquer un court-circuit inter-spires sur la même phase statorique pour la machine asynchrone à rotor bobiné. Le second tient compte du déséquilibre de la matrice résistances rotoriques en situation de défaut de type rupture de barres pour la machine à cage. Cette modélisation découle de la notion «différentiel », traduit par la création d'un champ magnétique supplémentaire dans la machine en présence de défaut.

Le développement détaillé du modèle de la machine incluant le défaut de court-circuit entre spires nous a montré, au final, qu'un court-circuit de η % entre cc spires provoque la montée en courant sur les trois phases statoriques provoquant des oscillations de couple, donc des mouvements vibratoires perceptibles sur la vitesse de rotation.

Nous avons pu établir aussi que lors de la rupture de barre ou de portion d'anneau au rotor, les barres adjacentes sont les plus sollicitées. Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique et sur les courants absorbés. Les courts-circuits au bobinage statorique augmentent les amplitudes des courants dans les trois phases statoriques et dans le circuit électrique du rotor.

Les résultats de simulation des deux modèles sont convaincants parce qu'ils concordent avec ceux publiés dans plusieurs travaux.

Conclusion générale

Les activités scientifiques dans le domaine du diagnostic des machines électriques ainsi que les intérêts financiers indirects revêtent encore une importance. La technique présentée dans ce mémoire concerne le diagnostic des défauts dans les machines asynchrones et synchrones polyphasées à savoir la MSAP penta-phrasé et la machine asynchrone à cage en utilisant la méthode (*MCSA*) "*l'analyse des signatures des courants du moteur*". Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse. Elle est très populaire dans la détection des défauts statoriques et plus particulièrement des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Elle visait de plus à différencier de manière définitive les défauts de court-circuit entre spires et défauts de rupture de barres rotoriques. Pour cela, nous avons présenté quatre chapitres dans le but de mieux expliciter le diagnostic des défauts au niveau du stator et au niveau du rotor.

Nous avons commencé par présenter les exigences des applications industrielles d'aujourd'hui et dont la sûreté de fonctionnement est devenue une étude fondamentale dans la conception de tout système industriel. L'analyse de la sûreté de fonctionnement s'étale de l'analyse de la défaillance jusqu'aux méthodes de tolérance aux pannes pour l'amélioration de la disponibilité.

Nous avons présenté, également, un état de l'art des conceptions, machines multi-phases suivi des différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines électriques ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

Compte tenu de la difficulté de recréer expérimentalement des situations des défauts, il s'est vite avéré nécessaire de déposer d'un outil de simulation suffisamment représentatif des diverses situations (système sain et défaillant). Concernant la modélisation des machines électriques, la difficulté réside dans l'identification des paramètres du modèle. C'est uniquement sous certaines hypothèses que l'on peut disposer des méthodes d'identification simple et précise, étant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie généralement la répartition des courants dans les phases du stator. De ce fait, les modèles de type couplage magnétique des circuits électriques, à structure simple et similaire en présence des défauts électriques, ont pour ce but de modélisation, cette méthode est basée sur l'établissement des nouvelles expressions analytiques permettant de déterminer notamment les inductances d'une MSAP défaillante en fonction de ses paramètres lorsqu'elle est saine. On a montré que malgré la simplicité de ces expressions elles conduisent à une détermination suffisamment précise des paramètres du modèle en défaut des MSAP non saturées à rotor lisse. L'intérêt de ce type d'approche est qu'il offre un modèle simple de la machine avec un temps de calcul raisonnable, car il n'exige pas de faire des calculs lourds et longs pour chaque configuration de défaut, contrairement aux méthodes numériques.

Dans le deuxième chapitre une modélisation des machines à aimants permanents a été présentée avec une approche générale, de façon à avoir une vision plus large sur les propriétés des modèles. Ce qui nous a permis de définir un modèle unifié, inspiré du modèle simple de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses, en introduisant le concept de flux équivalent qui généralise le flux des aimants permanents.

La deuxième partie de ce chapitre est l'application de modèle générale sur une machine triphasée et une machine penta-phasées à aimants permanents en mode sain et mode de défaut de court circuit statoriques.

Lorsque le rapport des spires court-circuitées (sur le nombre total des spires) est supérieur à un certain seuil, l'amplitude du courant de défaut est croissante avec l'augmentation du nombre des spires en défaut.

En ce qui concerne le défaut de cc entre spires dans la MSAP penta-phasées, un modèle dynamique a été développé, sa caractéristique importante est qu'il met en équation de façon décomposée : équations de la machine saine et celle qui apparaissent lors d'un défaut. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les grandeurs électromagnétique et mécanique (courant,tension,couple, vitesse...) suite au défaut dans une seule phase ou plusieurs phases simultanément. Les résultats de simulation montrent qu'un court-circuit entre spire produit des ondulations de couple électromagnétique et de la vitesse de rotation ainsi qu'augmentation des courants statoriques dans la phase affectée et une légère variation de l'amplitude sur les autres phases.

L'approche basée sur l'analyse fréquentielle des courants statoriques utilisée donne actuellement de nombreux résultats significatifs.L'indice de défauts sera défini par unecomparaison de l'amplitude des composants signataires du défaut avec le seuil de référence calculé lorsque la machine est saine.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté un modèle multi-enroulement de la machine synchrone à aimants permanentes basée sur la méthode des Circuits Électriques Magnétiquement Couplés. Ce modèle permet d'étudier l'influence d'un défaut de court-circuit sur le comportement général du moteur. Pour mener cette étude, nous détaillons le modèle développé dans ce mémoire, en décrivant les parties élémentaires du modèle et la façon de les assembler pour obtenir le modèle de la machine global. Il s'agit d'une modélisation purement analytique, en générant les mutuelles intrinsèques au stator, intrinsèque au rotor et les mutuelles stator-rotor,Cela se traduit par la gestion de matrice de connexion.

Ensuite nous avons enrichi la méthodologie de cette modélisation multi-enroulement, pour prendre en considération la présence de défaut, le défaut qu'on introduire dans le modèle c'est un défaut de court-circuit inter spires au sein de la même phase, nous avons montré comment prendre en compte cette altération topologie normale de la machine plus des interconnexions dues aux défauts de court-circuit statoriques comme pour le cas de la machine saine.

Le quatrième chapitre visait principalement à définir des modèle de simulation suffisamment fiables et précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de la MAS en présence d'un défaut statorique, des rupture de barres rotoriques et les défauts mécaniques et d'en déduire les signatures adéquates pour la détection de ce type de défaut.

L'autre objectif était à la comparaison en amplitude pour différentes signatures de diagnostic des défauts statoriques et rotoriques.

Nous avons utilisé la technique d'analyse spectrale de couple électromagnétique, la vitesse de rotation ainsi que le courant statorique pour les différents défauts : cassures de barres rotoriques et l'excentricité dynamique.

Effectivement, nous avons trouvé qu'il était possible de différencier un défaut de barre d'un défaut de type mécanique (excentricité) en analysant l'évolution de l'amplitude des harmoniques. Nous avons montré, également, que l'utilisation de plusieurs indices permet de conforter et d'améliorer le diagnostic des défauts, en comparaison avec une simple analyse des bandes $(1 \pm 2s)f_s$.

Enfin ce travail de recherche nous a permis de modéliser, de regrouper et de détecter les différents défauts des machines asynchrone ainsi que la machine synchrone à aimants permanents à travers la méthode d'analyse spectrale des grandeurs de la machine telles que les courants statoriques, la vitesse de rotation ainsi que le couple électromagnétique.

En conclusion, ce travail pourrait donner lieu à des études complémentaires tels que

- Approfondir l'étude des défauts dans la machine, en particulier les défauts mécaniques et magnétiques
- L'étude de l'association machine asynchrone- convertisseur et la prise en compte des harmoniques.
- Les méthodes de diagnostic doivent être améliorées.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Emna.BEN SEDRINE,"Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : Modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes», *Thèse de doctorat, Université de* 2014,
- [2]A. CEBAN, " Méthode globale de diagnostic des machines électriques". *Thèse de doctorat, Université Lille (Nord), France, 2 février 2012.*
- [3]Y. Crévits, "Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation", *Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2010.*
- [4] CEA, "Systèmes embarqués pour l'automobile: une nouvelle dynamique pour accélérer l'innovation dans la filière électronique automobile", *Dossier de presse,Septembre 2012.*
- [5] M. Zeraoulia, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 6, pp. 1756-1764, November 2006.
- [6] Z.Q. Zhu and D. Howe, "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles", *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, April 2007.
- [7] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 1, p. 81- 88, January 2007.
- [8] M. Gabsi, A. D. Vries, M. L. Pincart, Y. Bonnassieux, M. Lecrivain, and C. Plasse, "Sine wave current feeding of doubly salient switched reluctance machines. Application to the car starter generator," *In proceeding of ICEM, Cracow, Poland, Sep. 2004*
- [9] G. Filliau, A. Alain Bondu, L. Mazodier, "Le navire tout électrique Propulsion et production d'énergie", *Les techniques de l'ingénieur, réf. D 5 610, 2000.*
- [10]F. Baudart, E. Montagne, B. Dehez, F. Labrique, "Optimal current waveforms for permanent magnet synchronous machines with any number of phases in open circuit", 10th *International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (ELECTRIMACS), Cergy-Pontoise, France, June 2011.*
- [11] J. Dente, "Induction Motor Current Source Inverter Systems with Phase Number Greater Than 3", *In Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 3.143-3.147, Brussels, Oct. 1985.
- [12] E.A. Klingshirn, "High phase order induction motors – Part 1 - Description and theoretical considerations and Part 2 - Experimental results", *IEEE Transaction On Power Apparatus and Systems*, vol. pas-102, no.1, January 1983.

- [13] Y.MAOUCHÉ, "contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, Application à la sûreté de fonctionnement ".*Thèse de doctorat* 2015.
- [14] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines", *Industrial Electronics Society, IECON. 31st Annual Conference of IEEE*, vol., no., pp. 6 pp., Nov. 2005.
- [15] L. Parsa and H.Toliat, "Five-phase Permanent Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 30-37, Jan.-Feb. 2005
- [16] S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliat, L. Parsa, "Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2621-2631, June 2012.
- [17] F. Locment, " Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé", *thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2006*.
- [18] K.Wang, Z.Q.Zhu and G. Ombach, "Torque Improvement Of Five-phase Surface-mounted Permanent Magnet Machine Using Third-order Harmonic", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 735-747, September 2014.
- [19] R.O. C. Lyra, T.A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.38, no.5, pp. 1351-1360, Sep/Oct. 2002.
- [20] A. Mohammadpour, A. Gandhi and Leila Parsa, "Design and Control of Fault-Tolerant Permanent Magnet Machines", *IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD)*, vol., no., pp. 108-116, March 2013.
- [21] B. ASLAN , " Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse",*Thèse de doctorat* 2013.
- [22] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 248-253, Jun. 2002.
- [23] F. Magnussen, C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings", in *Proc. IEEE-IEMDC, Madison*, vol. 1, pp. 333-339, WI, Jun. 2003.
- [24] A.M. El-Refaie, M.R. Shah, J.P. Alexander, S. Galioto, Kum-Kang Huh, W.D. Gerstler, "Rotor end losses in multi-phases fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machines", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, vol., no., pp.1312- 1320, 12-16 Sept. 2010.

- [25] Magnussen, H. Lendenmann, "Parasitic Effects in PM Machines with Concentrated Windings", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol.43, no.5, pp.1223-1232, Sept-Oct. 2007.
- [26] D. Ishak, Z.Q. Zhu, D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole", *Magnetics, IEEE Transaction*, vol.41, no.9, pp. 2462-2469, Sept. 2005.
- [27] B. Aslan "Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse" *École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, thèse de doctorat, ParisTech, 2013.*
- [32] M.OUMAAMAR, surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation déséquilibrée ou déséquilibrée. *Thèse de doctorat Université de Lorraine, 2012.*
- [33] R. Romary, C. Demian, P. Schlupp, J.-Y. Roger, "Offline and Online Methods for Stator Core Fault Detection in Large Generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4084-4092, Sept. 2013.
- [34] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns and S.E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.19, no.4, pp.1108-1116, July 2004.
- [35] H. Berriri, M.-W. Naouar, I. Slama-Belkhdja, "Easy and Fast Sensor Fault Detection and Isolation Algorithm for Electrical Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 490-499, Feb. 2012.
- [36] M.KHOV "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique" *Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.*
- [37] BIANCHI Bolognani S., Pré M.D., « Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor », *IEEE Transaction on industry Applications*, vol.43, no.4, p. 960-970, July-August 2007.
- [38] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [39] W. T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel cage induction motors—past, present and future," in *2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99, Gijon, Spain, 1999*, pp. 3-17.

- [40] M. Zhifeng Dou, "Sûreté de fonctionnement des convertisseurs Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes," *Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 4 novembre 2011.*
- [41] H. A.Tolyat, Xiadong.Liv "Condition motoring and fault diagnosis of electrical motors" *IEEE Trans, on Energy Conversion, Vol 20, no.4, Décembre 2005.*
- [42] S.Nandi, H.Toliyat and Li. Xiaodong. "Condition Monitoring and fault diagnosis of electrical motors A Review " *IEEE Transactions On Energy Conversion, vol, 20,N°4,Décembre 2005.*
- [43] E.Schaeffer. "Diagnostic des machines asynchrones, modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défaut ", *Thèse de doctorat, université de Nantes, Décembre 1999.*
- [44] T. Boumegoura. "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic". *PhD thesis, Ecole Centrale asynchrone et de Lyon, Mars 2001*
- [45] M. Aderiano da Silva, B.S. "Induction motor Fault diagnostic and monitoring methods " *A Thesis submitted to the Faculty Of the Graduate School, Marquette University, In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Electrical and Computer Engineering, Milwaukee, Wisconsin May 2006.*
- [46] A. Abdallah Ali, "Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : application à la traction ferroviaire", *Thèse de doctorat, INPT, France, 2005.*
- [47] M. BRICE AUBERT "Détection des courts circuits inter-spires dans les générateurs synchrones à aimants permanents: Méthode basées modèles et filtres de Kalman étendu" *Thèse de doctorat, 2014.*
- [48] S.BAZINE "Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut". *Thèse de doctorat, Université de Poitiers. 2009.*
- [49] B.VASGHI "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires. Modélisation -réduction de courant de défaut" *Thèse de doctorat, université technique d'Ispahan, 2009.*
- [50] J.AZZOUZI "Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial". Application au cas de l'aérogénérateur" *Université De HAVRE, 2007.*
- [51] J.A.FAROOQ "Etude de problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation de défaut de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents", *Thèse de doctorat, Université de technologies de Belfort, Montbéliard, 2008.*

- [52] S.BAZI, "Contribution à la Détection et au Diagnostic des Défauts dans un Système Machine à Induction-Convertisseur" *Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2016.*
- [53] O.Ondel, " Diagnostic par reconnaissance des formes: Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone," *Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.*
- [54] N.HALEM "Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Méthode des Eléments Finis Diagnostic par la méthode des éléments finis". *Thèse de doctorat, Université Mohamed Kheider –Biskra, 2015.*
- [55] S. R. Kolla, S. D. Altman, "Artificial Neural Network Based Fault Identification Scheme Implementation for a Three-Phase Induction Motor", *ISA Transactions, Vol. 46, PP. 261-266, 2007.*
- [56] V. J. R. G. Pedro, A. Arkkio, "Detection of Stator Winding Fault in Induction Motor Using Fuzzy Logic", *Applied Soft Computing, Vol. 8, PP. 1112-1120, 2008.*
- [57] R. Casimir, "Diagnostic des Défauts des Machines Asynchrones par Reconnaissance Des Formes", *Thèse de Doctorat, L'école Centrale De Lyon, France, 2003.*
- [58] C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni, "Differential Diagnosis Based on Multivariable Monitoring to Assess Induction Machine Rotor Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N°12, PP. 4156-4166, 2008.*
- [59] M. Drif, A. J. M. Cardoso, "Stator Fault Diagnostics in Squirrel Cage Three-Phase Induction Motor Drives Using the Instantaneous Active and Reactive Power Signature Analyses", *IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 10, N°2, PP. 1348-1360, 2014.*
- [60] W. T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", *IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 7, N°4, PP. 26-34, 2001.*
- [61] K. N. Gyftakis, D. V. Spyropoulos, J. C. Kappatou, E. D. Mitronikas, "A Novel Approach for Broken Bar Fault Diagnosis in Induction Motors Through Torque Monitoring", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, N°2, PP. 267-277, 2013.*
- [62] A. Ceban, R. Pusca, R. Romary, "Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, N°5, PP. 2082-2093, 2012.*
- [63] A. Menacer "Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine machine à induction pour diagnostic et développement commande robuste : Robustesse vis-à-vis des défauts" *Thèse de doctorat, Université de Batna, Décembre 200.*

- [64] A. Rezig, A. N'Diaye, M.R. Mekideche, A. Djerdir, "Modelling and detection of bearing faults in Permanent Magnet Synchronous Motors", *Electrical Machines(ICEM), 2012 XXth International Conference on* , vol., no., pp.1778,1782, 2-5 Sept. 2012 doi:10.1109/ICEIMach.2012.6350122.
- [65]N.Bessous"Contribution au Diagnostic des Défauts dans les MachinesAsynchrones : Comparaison entre l'Analyse Vibratoire et l'Analyse du Courant d'Alimentation", *Thèse dedoctorat , Université Mohamed Khider Biskra , Septembre2017.*
- [66] M.Sahraoui, "Contribution au diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage, *Mémoire de magister, Université Mohamed KhiderBiskra , Octobre 2003.*
- [67]V.Kkko, "Condition monitoring of squirrel cage motors by axial magnetic flux measurements "*Academic dissertation University of Oulu, Martch 14th ,2003.*
- [68] A. ALLAL "Nouvelles méthodes et techniques de diagnostic des machines asynchrones à rotor à cage d'écureuil "*Thèse de doctorat, Université de Boumerdés , 2016.*
- [69] R.Romary, R.Corton, D.Thailly,JF.Brundy,"Induction machine fault diagnosis usingan external radial flux sensor, *The European Physical Journal Applied Physics, Vol 32, 2005,pp,125-132.*
- [70] A. Ibrahim, "Contribution au diagnostic de machines Électromécaniques :Exploitation des signaux Électriques et de la vitesse instantanée", *Thèse de Doctorat, Université de Saint Etienne, 2009.*
- [71] S.M.A.Cruz and A.J.M.Cordoso"Rotor cage fault diagnosis in three phase induction motors by total instantaneous power spectral analysis", *IAS annual Meeting Conference, Vol : 1929-1934,1999.*
- [72]A.Bouzida "Diagnostic de défauts des machines asynchronespar la technique du traitement du signal"*École Nationale Polytechnique,2015.*
- [73] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, et Destobbeleer,"Contribution of harmonic barcurrents on the airgap flux density of a faulty squirrel cage induction machine".*CEM'98, volume III, pages 1872–1876, September 1998.*
- [74]A .CEBAN "Méthode globale de diagnostic des machines électriques", *Thèse de doctorat Université Lille de Nord de Franc, École doctorale SPI, 2012.*
- [75] N. KADA BELGHITRI "Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux des réluctances (MRR) d'une machine à réluctance variable",*Thèse de doctoratUniversité des sciences de la technologie, d'Oran, 2015.*

[76]G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence des défaillances", *Thèse de doctorat, Université de Henry Poincaré, Nancy-I, 2004.*

[77] R. Lateb "Modélisation des machines asynchrones et synchrones a 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.*

[78]V. Devanneaux , B. Dagues, J. Faucher, and G. Barakat, "An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults" *Elsevier Mathematics and Computers in Simulation N°.63,PP.377-391,2003.*

[79] G. Houdouin, G. Barakat, B.Dakyo, E.Destobbeleer and C.Nichita "A coupled magnetic circuit based global method for the simulation of cage induction machines under rotor and stator faults" *Electrimacs 2002, August 18-21.*

[80]Tuan Vŭ TRAN " Combinatoires et Modèles Multi-Niveaux pour la Conception Optimale des Machines Électrique " *Thèse de doctorat, école doctorale de Lille, 2009.*

[81]White D. C. and H. H. Woodson, "Electromechanical Energy Conversion", *John Wiley and Sons,1959, chap IX.*

[82]E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson, "Multiphase induction motor drives- A technology status review", *Electric Power Applications, IET, Vol. 1, No. 4, pp. 489-516, July.*

[83]E.E. Ward, H. Härer, "Preliminary [49] investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor", *Proc. of IEE, Vol. 116(6): 980-984, 1969.*

[84]A. bruyere, "Modelisation et commande d'un alterno-demarreurheptaphase pour application automobile micro-hybride, *Thèse de doctorat École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers ,2009.*

[85]A.C. Smith, S. Williamson, C.G. Hodge, "High Torque Dense Naval Propulsion Motor", *IEEE International Conference on Electrical Machine and Drive (IEMDC'03), Vol. 3, pp. 1421-1427, USA, June 2003.*

[86]J. Cros, C. Paynot, J. Figueroa, P. Viarouge, "Multi-Star PM brushless DC motor for traction application", *European Power Electronics conference, EPE'03, Toulouse, France, September 2003.*

[87]M. KOTEICH "Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique" *Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay ,2016.*

[88]S. Bachir, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique à vitesse constante " *Thèse de doctorat, Ecole Supérieur d'ingénieur de Poitiers, 2002.*

- [89] S. MOOSAVI "Analysis and diagnosis of faults in the PMSM drivetrain for serieshybridelectricalvehicles (SHEVs ", *Thèse de doctorat Université de technologies de Belfort, Montbéliard 2013.*
- [90] P. A. Muller et N. Gaertner. "Modélisation objet avec UML ". *Eyrolles, 2000.*
- [91] G. Joksimovic et J. Penman. "The detection of inter-turn short circuits in the statorwindings of operating motor ".*IEEE Transaction on Industrial Electronics, 47 :1078-1084, October 2000.*
- [92] F.BABAA "Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques” *Thèse de doctorat, université de Constantine ,2014.*
- [93] S. BELHAMIDI, ‘‘Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande’’, *Thèse de doctorat, université de Biskra, 2014.*
- [94] A.Menacer, M. Nait said, H.Benakcha and S.Drid, "Stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transform " *Journal Of Electrical Enginnering, Vol, 55 N°, 5-6, 2004, 122-130.*
- [95] D. Dupont, A.Gautriaud "Modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrones pour éolienne et hydrolienne : Mise en point d'un outil de simulation " *projet de fin d'étude, école navale, 2009.*
- [96] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génériques" *,Thèse de doctorat, université de Nancy 1, Javier 1999.*
- [97] A.F.Khatir, K.E.Hemsas, "Diagnostic des machines asynchrones utilisation du modèle multi enroulements ",*4th International Conference on Computer IntegratedManufacturing CIP'2007 ; 03-04 November 2007.*
- [98] G. DIDIER, E. TERNISIEN, O. CASPARY, and H. RAZIK, "Fault detection of broken rotor bars in induction motor using a global fault index", *IEEE ON Industry Application, Vol.42, No.1, Jan/Feb 2006.*
- [99] F. FILIPPETTI, G. FRANCESHINI, C. TASSONI, and P. Vas, "AI Technique in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", *IEEE ON Industry Application, Vol.34, No.1, Jan/Feb 1998.*
- [100] F. FILIPPETTI, G. FRANCESHINI, C. TASSONI, "Broken bar detection in induction machines; comparison between current spectrum approach and parameter estimation approach", *IEEE ON Industry Conf, Vol.1, Denver, USA, Oct 1994.*
- [101] H.A TOLIYAT, and T.A LIPO, "Transient analysis of cage induction machine under stator, rotor bar and end ring faults", *IEEE ON Energy Conversion, Vol.10, Issue.2, Juin 1995.*

Publications Internationales

[1]N. Yassa*, M. Rachek, A. Djerdir and M. Becherif"Detecting of Multi Phase Inter Turn Short Circuit in the Five Permanent Magnet Synchronous Motor'' *International Journal of Emerging Electric Power Systems* ,DOI 10.1515/ijeeps-2016-0084.

N. Yassa, M. Rachek"Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis"*The 5th International Conference on Emerging and Renewable Energy: Generation and Automation (ICEREGA17) July 4th-7th, 2017, Belfort, France.*

Communications Internationales

N. Yassa, M. Rachek, A. Djerdir and M. Becherif"Detecting of Multi Phase Inter Turn Short Circuit in the Five Permanent Magnet Synchronous Motor". *International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications"ICREGA'16 February 8-10, 2016.*

N. Yassa, M. Rachek"Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis"*The 5th International Conference on Emerging and Renewable Energy: Generation and Automation (ICEREGA17) July 4th-7th, 2017, Belfort, France.*

Résumé

Dans ce travail la modélisation des machines à aimants permanents et des machines asynchrone a été présentée avec une approche générale, de façon à avoir une vision plus large sur les modèles. Ce qui nous a permis de définir un modèle unifié, inspiré du modèle simple de ces machines, en s'appuyant sur une approche **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)**. Cette dernière est basée sur la représentation des bobinages de la machine par des circuits électriques distribués sans utiliser aucune transformation. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible, un temps de calcul raisonnable et ne nécessite aucun recours au calcul de champs Application de modèle générale sur une machine triphasée et une machine penta-phasées à aimants permanents en mode sain et mode de défaut, et de court-circuit statoriques et une application sur la machine asynchrone cage d'écureuils en présence des défauts de cassures de barres et d'anneaux de cc.

Nous avons aussi développé la méthodologie des **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)** que nous avons retenu avec une modélisation multi-spires de la machine synchrone. Cette méthodologie décrit le principe avec lequel le Modèle, ici développe, opère afin de proposer un modèle spécifique à la topologie constitutive et géométrique de la machine à simuler.

En second lieu, nous avons utilisé une méthode de traitement de signal de courant statorique à base de la FFT pour détection des défauts statoriques et rotoriques, l'analyse des signatures des courants du moteur" (**MCSA**). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse et la partie expérimentale est facile à exécuter. Elle est très populaire dans la détection des défauts statoriques et plus particulièrement des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique.

Mots clés: diagnostic, machines polyphasées, défauts, analyse spectrale, méthodes des circuits couplés (**CEMC**).

Abstract:

In this work a modeling of permanent magnet machines and asynchronous machines was presented with a general approach, so as to have a broader vision on the models. This allowed us to define a unified model, inspired by the simple model of these machines, based on a **Magnetically Coupled Electrical Circuits (MCEC)** approach. The latter is based on the representation of the windings of the machine by distributed electrical circuits without using any transformation. This type of approach offers a flexible machine model, a reasonable calculation time and does not require any recourse to the calculation of general model application fields on a three-phase machine and a five-phase machine with permanent magnets in healthy mode and fault mode. , and short circuit stator and an application on the squirrel cage asynchronous machine in the presence of defects of bar breaks and cc rings.

We have also developed the methodology of **Magnetically Coupled Electrical Circuits (MCEC)** that we have chosen with a multi-turn modeling of the synchronous machine. This methodology describes the principle with which the Model, here develops, operates in order to propose a specific model to the constitutive and geometric topology of the machine to be simulated. Secondly, we used a FFT-based stator current signal processing method for detecting the stator and the rotor faults. , the analysis of motor current signatures (**MCSA**) This method consists of detecting faults by studying certain frequency components or by checking the variation of some of the existing components. it is simple, inexpensive and the experimental part is easy to perform. It is very popular in the detection of stator faults and more particularly short-circuit faults between turns of the stator winding.

Keywords: Diagnosis, multiphase machine, faults, spectral analysis, coupled circuits (**MCEC**)