

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie



جامعة محمد الصديق بن يحيى - جيجل
كلية العلوم والتكنولوجيا

Département D'Électrotechnique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

Master en Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Diagnostic des Défauts d'une machine synchrone à aimants
permanents par la Technique des Ondelettes**

Par :

Mr / Derbouz Bachir

et

Mr / Reghioua Ali

Travail proposé et dirigé par :

Mr / HadeF Mounir

Promotion 2019

Remerciements

Tout d'abord, louange à « ALLAH » qui nous a guidé sur le droit chemin tout au long du travail et nous a inspiré les bons et les justes réflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas abouti.

*Nous tenons à exprimer mes remerciements et notre gratitude à monsieur **Hadef Mounir**, pour tous ses efforts, ses conseils, son soutien moral et scientifique nous a permis de mener à terme ce travail.*

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.

Mes vifs remerciements vont également à l'ensemble des enseignants de département Génie Electrique de l'université Mohamed Seddik ben Yahia de Jijel, pour la formation qu'ils nous ont assuré au long de notre cursus universitaire et tous ceux à qui nous devons notre formation.

Pour terminer, nous tenons à remercier tous nos collègues et nos amis pour leur soutien moral et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents, mes relatives, qui ont su me motiver afin de réussir dans ma vie, qui ont consacré leur vie en pour mon bonheur et mon bien être.

Mes sœurs et frères, Mes amis qui ont toujours été un grand appui pour moi.

*Mon encadreur monsieur, **HadeF Mounir** qui m'a été d'une grande aide durant la réalisation de ce mémoire.*

Mes enseignants, mes amis et mes collègues durant Cinq ans de ma formation

Enfin, tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Bachir



Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents, ma grand-mère, qui ont su me motiver afin de réussir dans ma vie, qui ont consacré leur vie en oeuvrant pour mon bonheur et mon bien être.

Ma soeur- Ahlem et mes frères Aymen et Mohamed qui ont toujours été un grand appui pour moi.

*Mon encadreur monsieur **Hadef Mounir**, qui m'a été d'une grande aide durant la réalisation de ce mémoire.*

Mes amis et mes collègues des promotions 2019 « 2^{ème} Année Master Electromécanique », « 1^{er} et 2^{ème} Année Master structure et V.O.A », et jamaia « bassma shababiya ».

Enfin, tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Ali



Introduction générale	1
------------------------------	----------

Chapitre 1 Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I-1. Introduction.....	3
I-2. Constitution de la MSAP.....	3
I.2.1 Stator	4
I.2.2 Rotor.....	4
I.3. Structure des aimants de la machine	5
I.4. Les aimants permanents.....	6
I.5. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent.....	8
I.6. Les avantages et les inconvénients de la MSAP	9
I.6.1 Avantages de la MSAP	9
I.6.2 Inconvénients de la MSAP	9
I.7. Domaine d'application	10
I.8. Modélisation de la MSAP dans le repère liée au stator	10
I.8.1. Mise en équations de la MSAP.....	11
I.8.2. Transformation de Park.....	12
I.8.3. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	14
I.8.4. Transformation de Concordia α - β -o	14
I.9. Modélisation de l'association convertisseur–MSAP	16
I.9.1. Onduleur de Tension.....	17
I.9.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	17
I.10. Contrôle direct du couple de la MSAP	19
I.10.1. Principes généraux du contrôle direct du couple	19
I.10.2. Structure générale de la DTC appliqué au MSAP	20
I.10.3. Résultats de la simulation et interprétation.....	21
I.10.3.1. Test de robustesse pour une variation de la charge	22
I.10.3.2. Test de robustesse pour l'inversion de sens de rotation de la machine.....	23
I.11. Conclusion.....	24

Chapitre 2 Modélisation et simulation des défauts statoriques de la MSAP

II.1. Introduction.....	25
II.2. Les défaillances dans les machines électriques.....	25
II.2.1. Défaillances au stator.....	25
II.2.1.1. Court-circuit entre spires.....	25
II.2.1.2. Court-circuit entre phases.....	26
II.2.1.3. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	26
II.2.2. Défauts rotoriques.....	27
II.2.2.1. Défauts des aimants permanents	28

II.2.2.2. Défauts d'excentricité.....	28
II.3. Modèle circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut	29
II.3.1. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)	30
II.3.2. Modèle d'une MSAP dans le repère (α , β) en présence de défaut de C-C	33
II.3.3. Mise sous forme d'état	34
II.4. Résultats de la simulation	35
II.4.1. Résultats simulation de défaut de court-circuit entre-spire avec la variation de Cr ...	35
II.4.2. Simulation de défaut de court-circuit entre spire avec variation de la vitesse.....	36
II.4.3. Interprétation des résultats de simulation	37
II.4.4. Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la MSAP.....	38
II.4.5. Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la MSAP.....	40
II.4.6. Interprétation des résultats.....	43
II.5. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-phases dans le repère (abc)	44
II.5.1. Résultats simulation de défaut de court-circuit entre deux phases avec la variation de Cr	47
II.5.2. Simulation de défaut de court-circuit entre deux phases avec variation de la vitesse.	48
II.5.3. Interprétation des résultats de simulation	49
II.5.4. Influence des gravités des défauts μ_a et μ_b sur la conduite de la MSAP.....	50
II.5.5. Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la MSAP.....	52
II.5.6. Interprétation des résultats de simulation.....	55
II.6. Conclusion.....	56

Chapitre 3 diagnostics des défauts de la MSAP via les ondelettes

III.1. Introduction.....	57
III.2. Définition du diagnostic.....	57
III.3. Méthodes de diagnostic de défauts dans les machines électriques	57
III.3.1. Méthode de diagnostic avec modèle.....	58
III.3.2. Méthodes de diagnostic sans modèle.....	58
III.3.2.1. Techniques de traitement de signal utilisé dans le diagnostic	59
III.3.2.1.1. Transformée en Série de Fourier.....	59
III.3.2.1.2. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG)	60
III.4. La Transformée en Ondelette.....	61
III.4.1. Historique.....	61
III.4.2. Définition	61
III.4.3. Propriété d'une ondelette mère	61

III.4.4. La famille d'ondelettes	62
III.4.4.1 Ondelette de Morlet	63
III.4.4.2. Ondelettes de Meyer	64
III.4.4.3. Ondelettes de Daubechies	64
III.4.5. le choix de la meilleure ondelette	65
III.5. Principe La Transformée en ondelettes	66
III.6. Les types de la transformée en ondelette	67
III.6.1. La transformation en ondelette continue	67
III.6.2. La transformation en ondelette discrète	68
III.6.3. La multi-résolution.....	69
III.7. Application de la technique FFT au diagnostic de la MSAP.....	72
III.7.1. Application au diagnostic des défauts statoriques entre-spires et entre phases	72
III.7.2. Interprétation des résultats de simulation des défauts statoriques entre-spires et entre phases par FFT.....	73
III.8. Application de la technique d'ondelette au diagnostic de la MSAP.....	74
III.8.1. Analyse des défauts statorique entre-spire et entre-phases par la décomposition multi-niveau d'ondelette.....	74
III.8.2. Les résultats obtenu par l'ondelette mère « db44 »	78
III.8.3. Les énergies pour 9 niveaux par l'ondelette mère « db7 »	81
III.8.4. Représentation d'un défaut entre spire par l'ondelette discret	85
Conclusion générale	86
Références	88

Liste des Figures

Figure I.1: Structure d'une machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure I.2: Photographie de moteur à aimants permanent.....	4
Figure I.3 : Formes simplifiées de la machine synchrone à aimant permanent.....	5
Figure I.4 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP.....	6
Figure I.5: Courbe de désaimantation.....	6
Figure I.6 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	7
Figure I.7: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	11
Figure I.8: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....	13
Figure I.9: Différents couples qui agissent sur le rotor.....	15
Figure I.10 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	16
Figure I.11: Schéma de principe de l'association convertisseur–MSAP.....	17
Figure I.12 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	18
Figure I.13: Schéma synoptique de la commande DTC.....	20
Figure I.14 : Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP.....	21
Figure I.15 : Résultats de simulation pour application de couple de charge.....	22
Figure I.16 : Résultats de simulation pour l'inversion de vitesse de rotation.....	23
Figure II.1 : Différents défauts statoriques [22].....	27
Figure II.2 : Différents types d'excentricité dans les machines électriques [14].....	29
Figure II.3 : Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (a_s) [14].....	30
Figure II.4 : Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre spires dans la phase a_s	30
Figure II.5 Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère ($\alpha\beta$).....	35
Figure II.6 Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=2.5\Omega$, $\mu=20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f ,	36
Figure II.7 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=1.8\Omega$, $\mu=20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f ,	37
Figure II.8 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=3\Omega$, $\mu=12\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f	38
Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=3\Omega$, $\mu=30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f	39
Figure II.10 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=3\Omega$, $\mu=55\%$, (a):Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f	

	40
Figure II.11 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 0.8 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	41
Figure II.12 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 4 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	42
Figure II.13 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 15 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	43
Figure (II.14) : Modèle équivalent du DPP entre les phases a et b.....	45
Figure II.15 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 10\%$, $\mu_b = 40\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	48
Figure II.16 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 25\%$, $\mu_b = 20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	49
Figure II.17 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 8\%$, $\mu_b = 9\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	50
Figure II.18 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 10\%$, $\mu_b = 30\%$, (a) : couple électromagnétique, (b) : Vitesse de rotation, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	51
Figure II.19 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 40\%$, $\mu_b = 25\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	52
Figure II.20 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 1.5 \Omega$, $\mu_a = 10\%$ et $\mu_b = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	53
Figure II.21 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 5 \Omega$, $\mu_a = 10\%$ et $\mu_b = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	54
Figure II.22 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 10 \Omega$, $\mu_a = 10\%$ et $\mu_b = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .	55
Figure III.1 : Les différentes méthodes de diagnostic.....	58
Figure III.2 : pavage de la transformée de fourrier à fenêtre glissante [30].....	60
Figure III.3 : Ondelette de Morlet.....	63
Figure III.4 : Ondelettes de Meyer.....	64
Figure III.5 : Ondelettes de Daubechies (dbN).....	65
Figure III.6 : Propriétés d'une ondelette mère, contractée et dilatée [24].....	67

Figure III.7 : Analyse temps-échelle.....	68
Figure III.8 : Transformée en ondelette par multi résolution.	70
Figure III.9 : L'arbre de décomposition d'ondelette à trois niveaux [31].....	70
Figure III.10 : FFT du courant en charge de défaut entre-spire ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 30 % dans la phase « a »), (c) : avec défaut (Court-circuit de 30 % dans la phase « a »), $r_f=3$ Ω).....	72
Figure III.11 : FFT du courant en charge de défaut entre-phase ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% dans la phase « a », 30 % dans la phase « b », (c) : avec défaut (Court-circuit de 40% dans la phase « a », 25 % dans la phase « b », $r_f=2.5$ Ω).....	73
Figure III.12 : Approximations et détails de la DWT du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m) ((a) : cas sain (à vide et en charge), (b) : avec défaut (Court-circuit de 30% dans la phase « a », (c) : avec défaut (Court-circuit de 55% dans la phase « a », $r_f=3$ Ω), résultats obtenu par l'ondelette « db7 ».....	76
Figure III.13 : Approximations et détails de la DWT du courant i_f pour un défaut entre-phase ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m) ((a) : cas sain (à vide et en charge), (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% dans la phase « a », 30 % dans la phase « b », (c) : avec défaut (Court-circuit de 40% dans la phase « a », 25 % dans la phase « b », $r_f=2.5$ Ω), résultats obtenu par l'ondelette « db7 ».....	77
Figure III.14 : Approximations et détails de la DWT du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 30% dans la phase « a », (c) : avec défaut (Court-circuit de 55% dans la phase « a », $r_f=3$ Ω), résultats obtenu par l'ondelette « db44 ».....	80
Figure III.15 : variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=3$ Ω), pour 9 niveaux.....	81
Figure III.16 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre les courants i_a et i_b pour un défaut entre-phase «d-e-p » moyen et un cas sain ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=2.5$ Ω), pour 9 niveaux.....	82
Figure III.17 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre les courants i et i_b pour un défaut entre-phase «d-e-p » moyen et un autre sévère ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=2.5$ Ω).....	82
Figure III.18 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre un défaut entre-phases «d-e-p » pour le courant i_b et un autre défaut entre-spires « d-e-s » pour le courant i_a , tel que $\mu_{ua}=\mu_{ub}=0.3$ ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=2.5$ Ω), pour 9 niveaux.....	83
Figure III.19 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » du courant i_f entre un défaut entre-phases «d-e-p » et un autre défaut entre-spires « d-e-s » avec le cas sain ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=2.5$ Ω), pour 9 niveaux.....	83
Figure III.20 : variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db44 » du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1$ s ; $C_r=2.5$ N.m, $r_f=3$ Ω), pour 10 niveaux...	84

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Exemple de propriétés magnétiques des aimants.....	8
Tableau III.1: Familles d'ondelettes.....	62
Tableau III.2 : Les propriétés principales des ondelettes.....	63
Tableau III.3 : L'étude comparative des différentes méthodes d'analyse vibratoires....	71
Tableau III.4 : Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en multi-niveaux.....	75
Tableau III.5: Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en multi-niveaux.....	79

NOTATION

Symbole	Notation
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
AP	Aimants Permanents
Nd-Fe-B	Néodyme-Fer-Bore
SmCo	Samaryum- Cobalte
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator
r, s	Indices correspondants au stator et rotor
d, q	Indices correspondants au référentiel de Park
R_s	Résistance statorique par phase
L_d	Inductance suivant l'axe d
L_q	Inductance suivant l'axe q
I_d	Le courant statorique selon l'axe d
I_q	Le courant statorique selon l'axe q
V_s, U_s	Vecteur de tension statorique
φ_s	Flux magnétique statorique
φ_f	Vecteur flux engendré par l'aimant
Ω	La pulsation électrique
f	Coefficient de frottementvisqueux
p	Nombre de pair de pôles
J	Moment d'inertie du rotor
C_r	Couple de charge
C_e	Couple électromagnétique
Ω, w_r	La vitesse de rotation de la machine
N_s	Nombre de spires par phase
e_{a1}	f.e.m de la partie saine de la phase
e_{a2}	f.e.m de la partie défectueuse de la phase
e_a, e_b, e_c	f.e.m des phases exprimées dans le plan (a, b, c)
e_α, e_β	f.e.m des phases exprimées dans le plan (α, β)
N_f	Nombre de spires de la partie du bobinageconcernée par le défaut

R_f	Résistance variable du court-circuit intermittent
R_{a1}	La résistance de la partie saine de la phase (a)
R_{a2}	La résistance de la partie défectueuse de la phase (a)
L_{a2}	L'inductance de la sous-bobine en défaut a_{s2}
L_{b2}	L'inductance de la sous-bobine en défaut b_{s2}
i_f	Courant de court-circuit circulant entre les spires défectueuses
$[T_{44}]$	Matrice de passage (a, b, c, f) \rightarrow ($\alpha, \beta, f, 0$)
M_{a1a2}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine a_{s2} et les bobines a_{s1}
M_{b1b2}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine b_{s2} et les bobines b_{s1}
M_{a2b}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine a_{s2} et les bobines b_s
M_{a2c}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine a_{s2} et les bobines c_s
DES	Défaut entre spire
DEP	Défaut entre phase
μ	Rapport entre le nombre de spires totales et court-circuitées
FFT	Transformée de Fourier rapide
TFF	Transformée de Fourier Fenêtrée
$\psi(t)$	L'ondelette mère analysante
TO	Transformée en Ondelette
TOC	Transformée en Ondelette continue
TOD	Transformée en Ondelette discrète
db	Daubechies
n_{Ls}	Nombre de décomposition

Introduction générale

La maintenance prédictive conditionnelle et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, au cours des dernières décennies, depuis que les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères. Cela revient principalement à l'incorporation prépondérante de ce type de machine dans des nombreuses applications critiques telles que : l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, la robotique et le médical. En effet, les MSAP possèdent généralement à un volume donné des meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones classiques comme : couples massiques plus élevés, bons rendements, bonnes durées de vies, performances dynamiques élevées, gammes vitesse de fonctionnement importantes.

Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des importants critères comme celles citées précédemment. Les MSAP sont très présentes dans nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les MSAP peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court circuit du bobinage statorique,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur. Les modèles de type circuit électrique sont souvent très simples et leur précision doit être validée. Etant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie la répartition du courant dans les encoches statoriques.

Pour certaines applications, le diagnostic des défaillances des machines s'est largement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Les chaînes de production doivent être dotées des systèmes de protections fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable sans oublier la perte de production et le coût non négligeable de réparation.

C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan international, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour objectif principal de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système. Il existe plusieurs procédures de diagnostic, le choix d'une approche est lié à la complexité et à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système. Les ondelettes ont été utilisées avec succès dans le diagnostic de défauts des machines électriques à cause de l'analyse multi-échelle d'un signal par la dilatation et la translation. La transformée en ondelettes peut extraire des caractéristiques temps-fréquence d'un signal plus efficacement que les transformées de Fourier de courte durée (STFT).

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente d'une part l'étude des défauts statoriques isolés d'un court-circuit entre spires et entre phases dans la MSAP, et d'autre part l'utilisation de la technique des ondelettes pour l'analyse et le diagnostic de ces défauts. Le diagnostic par la technique des ondelettes est effectué et validé par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Cette technique propose une analyse très fine des signaux et permet de détecter le non stationnarité dans les signaux où cette particularité est non disponible dans les techniques classiques. Telles que : l'analyse de Fourier et l'analyse de Fourier à fenêtre glissant..... etc.

Se mémoire est scindé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, un rappel sur la constitution, la modélisation de la MSAP ainsi que la commande directe du couple sont décrites.

Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation et la simulation de deux modèles des défauts de type court-circuit entre spires et entre phases de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

Le troisième chapitre est consacré au diagnostic des défauts cités-ci-haut de la MSAP par l'application de la technique des ondelettes.

En fin ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

I-1. Introduction

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse [1]. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantages, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé. La MSAP peut être décrite par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [1], [2]. Ce premier chapitre contient des généralités sur la MSAP, et une modélisation de l'ensemble MSAP–onduleur de tension.

I-2. Constitution de la MSAP

Comme toutes les autres machines électriques, les MSAP sont composés d'un rotor et d'un stator (figure I.1). Alors que le stator des MSAP est toujours constitué de bobinages électriques, la particularité de ce type de machine concerne l'utilisation d'aimants permanents liés au rotor de la machine afin de créer un champ magnétique tournant [3].

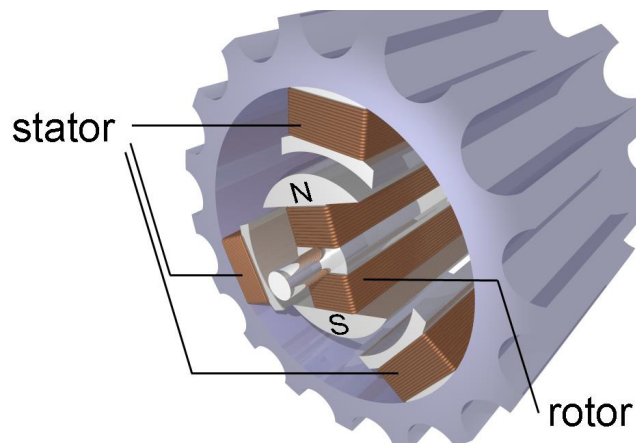


Figure I.1: Structure d'une machine synchrone à aimants permanents [3].

I-2.1 Stator

Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un pilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $(2\pi/3)$ (figure I.2).

I-2.2 Rotor

Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques) [3].

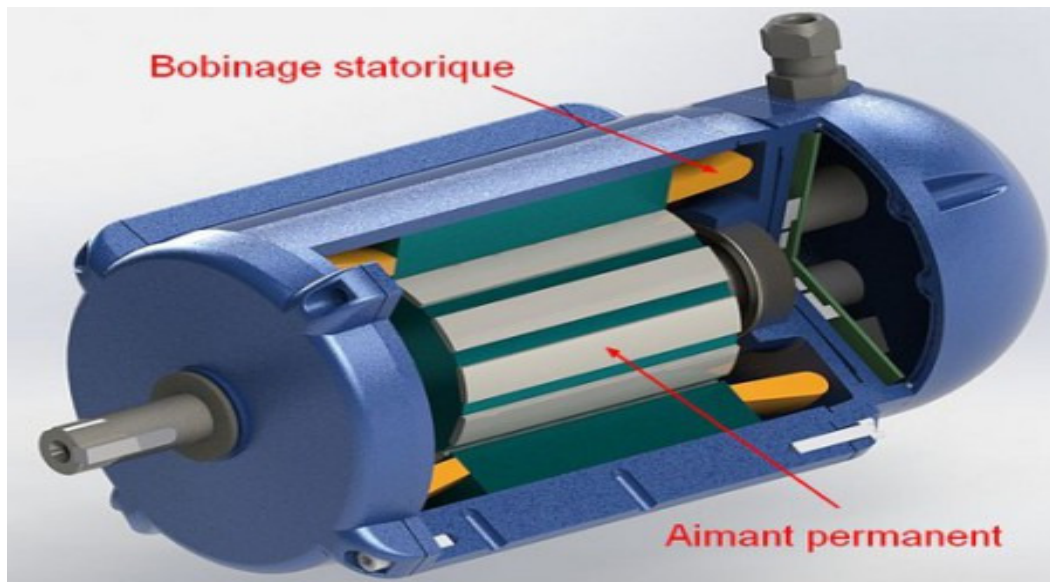
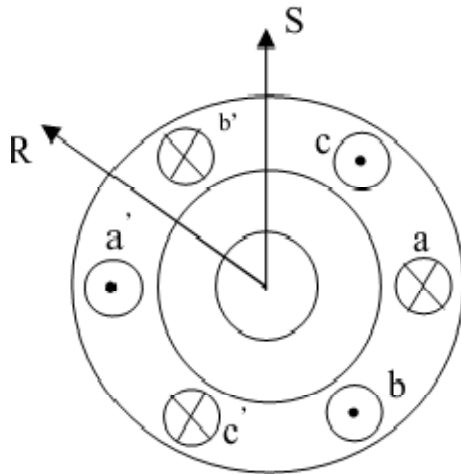


Figure I.2: Photographie de moteur à aimants permanents.

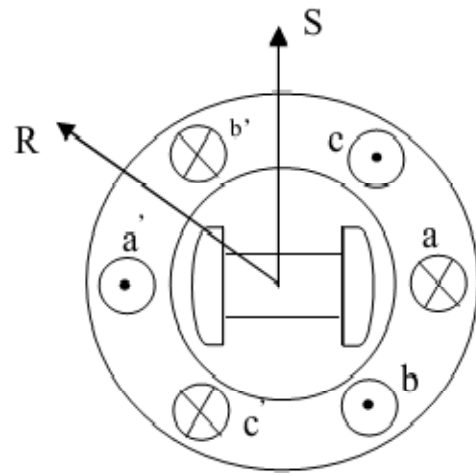
Suivant la disposition des aimants, on distingue [4] :

- **La machine à pôles lisses**, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP (sans pièces polaires)) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (figure I.3a).. Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction dans l'entrefer est celle de l'aimant. Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois). Les aimants sont immobilisés sur le moyeu soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

- **La machine à pôles saillants**, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP) (figure I.3b). Avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale (figure I.4d).



a. Machine à pôles lisses



b. Machine à pôles saillants

Figure I.3 Formes simplifiées de la machine synchrone à aimants permanents [4].

I-3. Structure des aimants de la machine

Il existe plusieurs types de MSAP qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine comme le montre la figure I.4. Les principales structures des rotors utilisées dans les MSAP sont les suivantes :

- Aimants montés en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

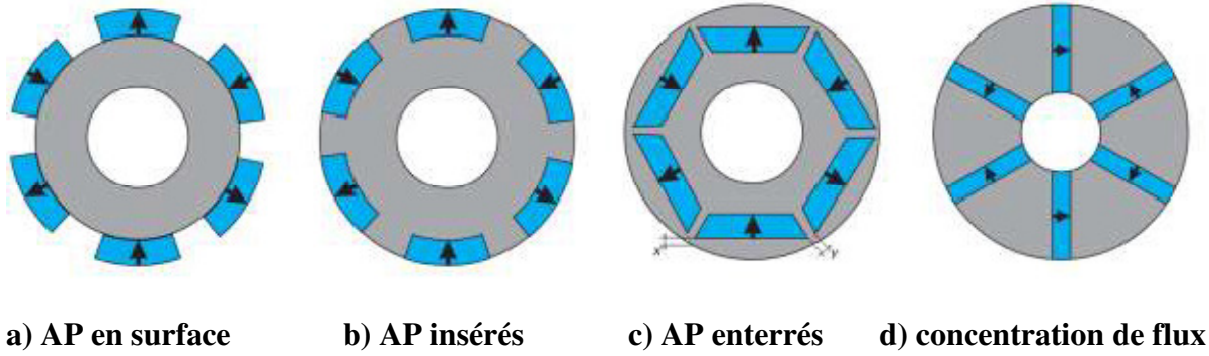


Figure I.4 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP.

I-4. Les aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (Figure I.4). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;
- Le champ coercitif de l'induction H_{CB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres [5].

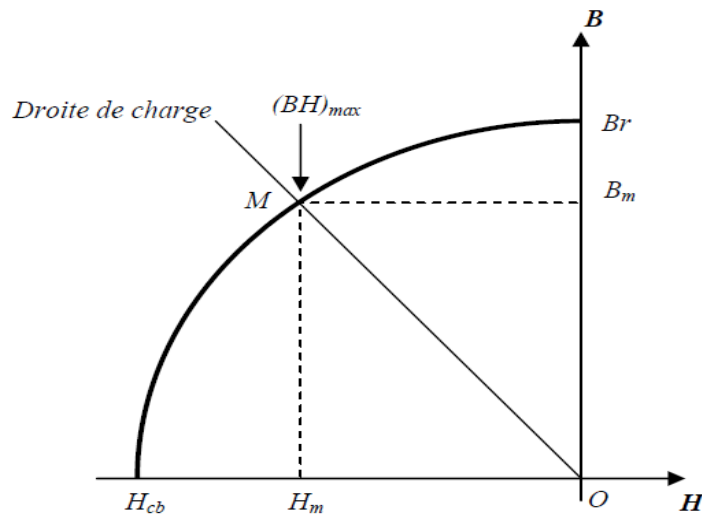


Figure I.5: Courbe de désaimantation

La Figure. I.6 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [6].

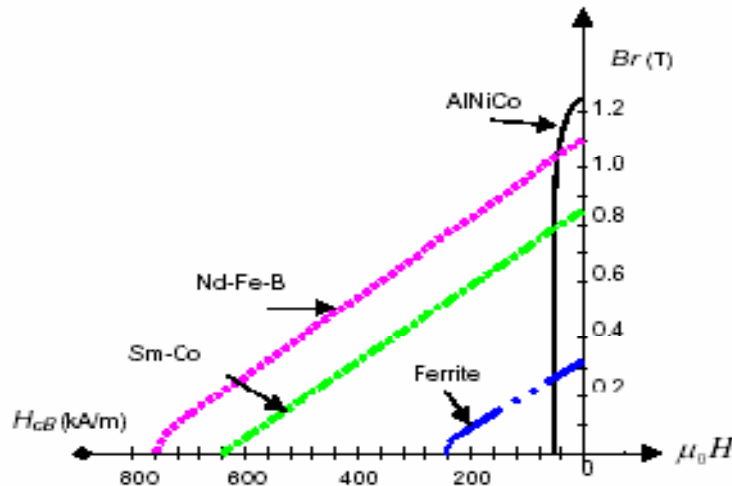


Figure I.6 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

Les matériaux pour aimants utilisés dans les MSAP sont généralement classés en trois types [11] :

➤ Les Alnico

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible, ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

➤ Les Ferrites

Sont des aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

➤ Les alliages métaux – terres rares

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium-cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et

de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé. Le choix de l'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous :

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (KJ/m ³)	Induction rémanente Br. (T) à 25° C	Champ coercitif $-H_c$ (KA/m)	Tmax (°C)	Prix $\left(\frac{\text{€}}{\text{Kg}}\right)$
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co ₅	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co	180-240	1.05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45
Ferrites Strontuim	27-35	0.3-0.4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0.2-0.4	170	100-240	4.5

Tableau I.1 : Exemple de propriétés magnétiques des aimants.

La nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application auquel il est destiné. Pour une machine à faible puissance et à faible coût, le choix est orienté plutôt sur des aimants de type « ferrite ». Par contre, pour une machine de forte puissance (les applications à haute température), ce sont plutôt les aimants de type NdFeB ou SmCo qui sont sélectionnés [5].

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

La machine électrique tournante est un dispositif électromécanique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre, l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice,

ces deux parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques crée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension [3].

I-6. Les avantages et les inconvénients de la MSAP

I-6.1 Avantages de la MSAP

A titre d'illustration quelques avantages des machines à aimants permanents sont cités ci-dessous [3] [5] [6]:

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Rendement plus élevé grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques.
- Fiabilité de la machine en raison de l'absence de bagues et de balais.
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.

I-6.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite [7] :

- Coût élevé à cause du prix des aimants.
- Problème de support de température des aimants.

- Problème de désaimantation et de vieillissement des aimants permanents.

I-7. Domaines d'application

Afin de tirer profit des avantages de la MSAP, de nombreux secteurs d'activités exploitent ce type de machine pour diverses applications dont nous citons les plus récentes dans ce qui suit:

- Industrie de pétrochimie: les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000 tr/min).
- Industrie des énergies renouvelables: plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à haute puissance (plusieurs MW) et à basse vitesse (autour de 1.000 tr/min).
- Industrie automobile : pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à basse puissance (limitée à quelques dizaines de kW).
- Industrie aéronautique: pour le développement de l'avion plus électrique qui constitue l'un des principaux axes de recherche dans ce domaine. Les puissances mises en jeu peuvent atteindre 175 kW [5].
- Industrie ferroviaire : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction, ou un générateur à aimants permanents a été dimensionné pour une puissance nominale de 250 kW.
- L'entraînement des cages des laminoirs à chaud (LAC) en sidérurgie (Complexe sidérurgique d'El Hadjar).

I-8. Modélisation de la MSAP dans le repère lié au stator

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement [7]-[9].

L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses suivantes :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- L'hystérésis négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche négligeable.

- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.
- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.

La Figure (I.7) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

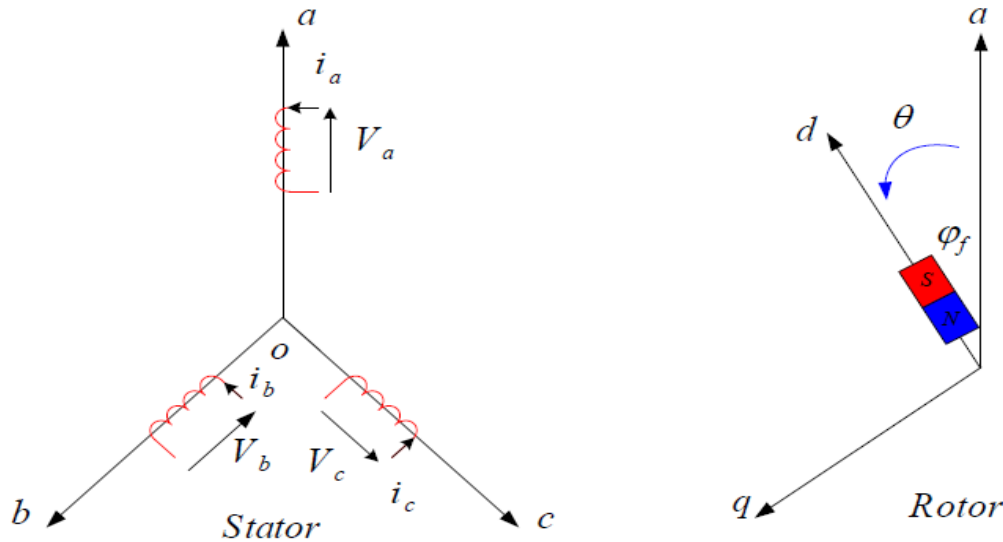


Figure I.7: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [7].

I-8.1. Mise en équations de la MSAP

➤ Equations des tensions statoriques :

Les équations des tensions statoriques sont données par :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.1})$$

Où :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courants statoriques

$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances du stator.}$$

➤ Expression des flux statoriques

Les équations des flux statoriques sont données par :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [\varphi_f] \quad (\text{I.2})$$

Où:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice des inductances du stator.}$$

$[\varphi_f] = [\varphi_{af} \ \varphi_{bf} \ \varphi_{cf}]^T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

L'étude analytique du comportement des équations (I.1) et (I.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [7].

I-8.2. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine.

La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant selon l'objectif de l'application. La figure (I.8) représente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

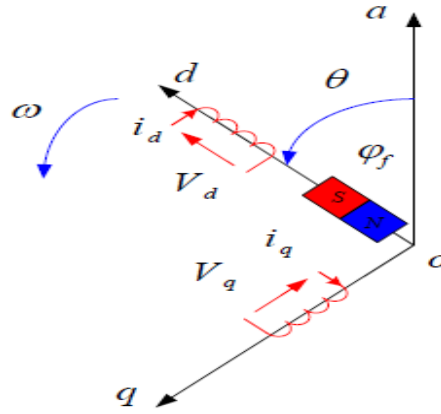


Figure I.8 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q) [7].

a) Passage direct : triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] [X_{abc}] \quad (\text{I.3})$$

Avec:

$[P(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park.

$[X]$: Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

$[X_0]$: La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

a) Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (\text{I.5})$$

Et la matrice de passage inverse de Park est donnée par :

$$[P(\Theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) & 1 \\ \cos(\Theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\Theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\Theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

I-8.3. Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension statoriques sont données par [7]:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

φ_f : représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (I.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.8.4. Transformation de Concordia α - β -0

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$ et $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_α , x_β , et x_c . Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b , et x_c . La transformation de Concordia est définie par [5] :

$$[x_{abc}] = [C] [x_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{I.10})$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1} [x_{abc}] \quad (\text{I.11})$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3/2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et :

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

➤ Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_e = \frac{2}{3} P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \psi_f] \quad (\text{I.14})$$

➤ Equation mécanique

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [7] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_c \Omega \quad (\text{I.15})$$

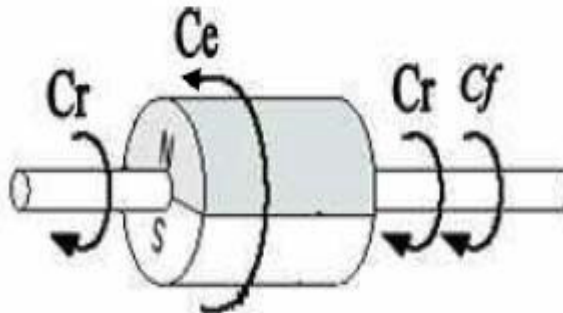


Figure I.9: Différents couples qui agissent sur le rotor.

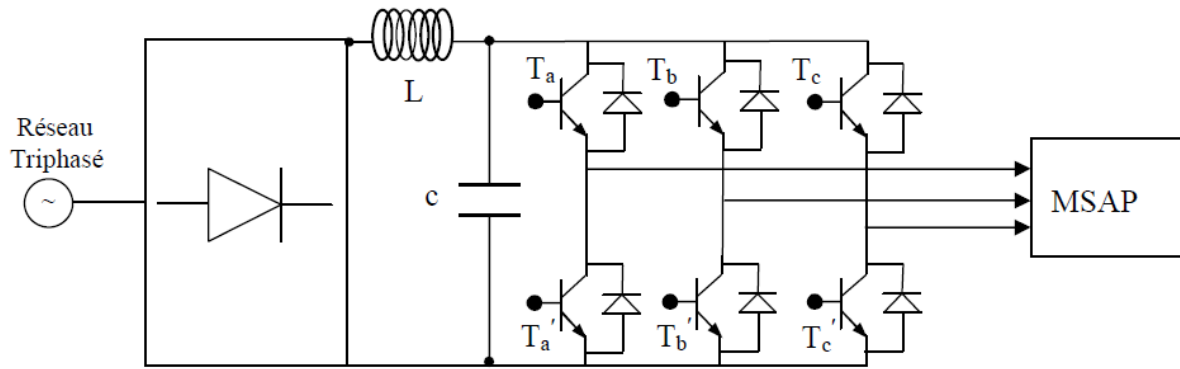


Figure I.11: Schéma de principe de l'association convertisseur-MSAP [2].

I-9.1. Onduleur de Tension

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc [10].

On distingue plusieurs types d'onduleurs:

- Selon la source :
 - ✓ Onduleurs de tension.
 - ✓ Onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.) [2].

I-9.2. Modélisation de l'onduleur de tension

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{U_{dc}}{2}$ connectés entre eux par un point noté 0. L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.12).

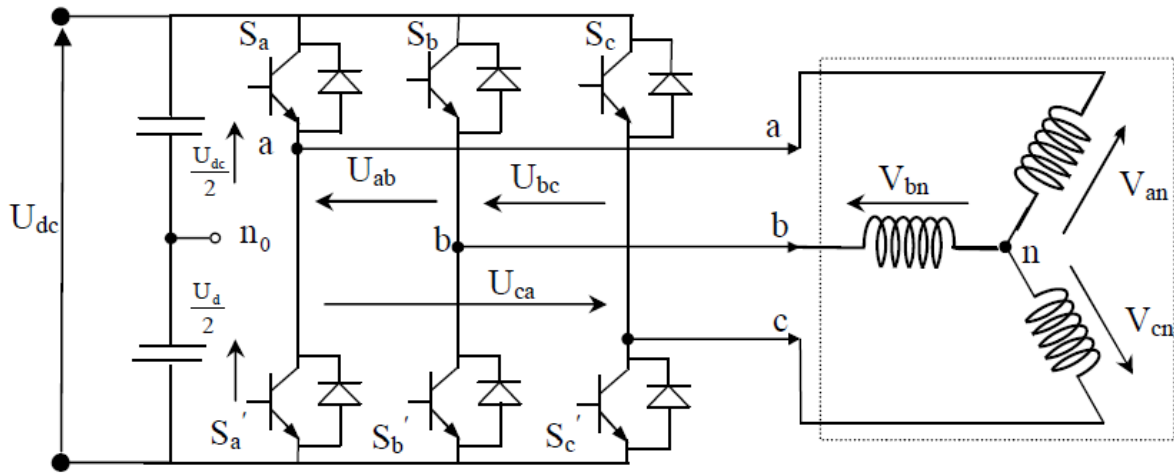


Figure I.12 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux [10].

L'état des interrupteurs, supposées parfaites, peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$) :

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$.
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase $U_{ina,b,c}$ en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina,b,c} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (\text{I.16})$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" (n_0) (figure I.12) :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{ob} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{oc} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{oa} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Soit "n" le point neutre du côté alternatif (MSAP), alors on a:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

La charge est considérée équilibrée, il l'en résulte:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.19})$$

La substitution de (I.18) dans (I.19) nous donne:

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.20)$$

En remplaçant (I.20) dans (I.18) on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.21)$$

L'utilisation de l'expression (I.16) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande [10] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

I-10. Contrôle direct du couple de la MSAP

I-10.1. Principes généraux du contrôle direct du couple

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs d'hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [6].

La commande par DTC peut être schématisée par la Figure. (I.13)

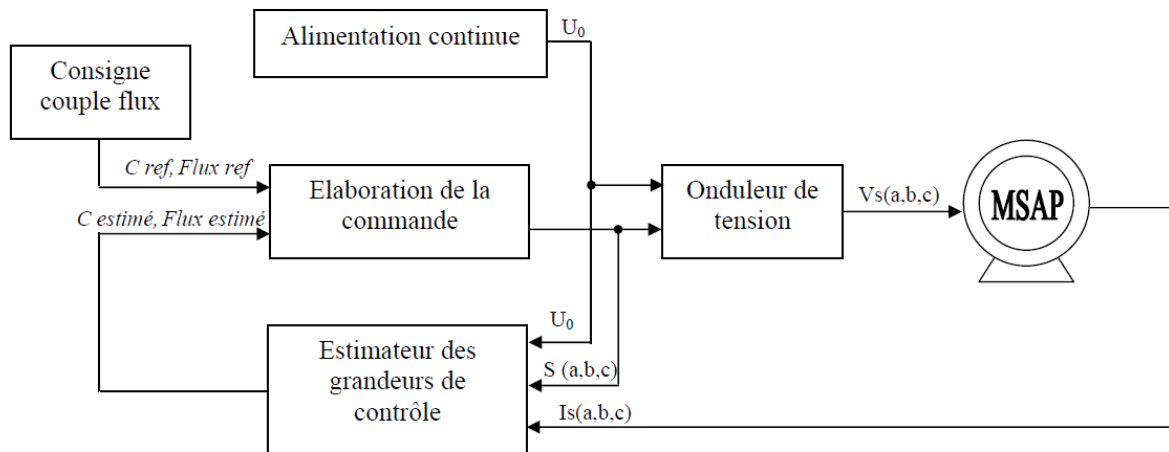


Figure. I.13 : Schéma synoptique de la commande DTC.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus :

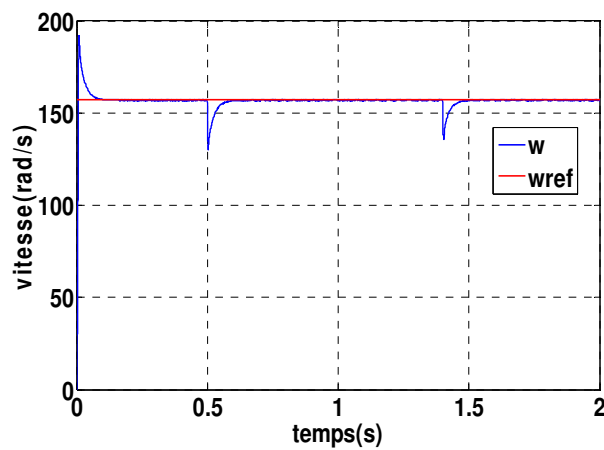
- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple [6] .

I-10.2. Structure générale de la DTC appliqué à la MSAP

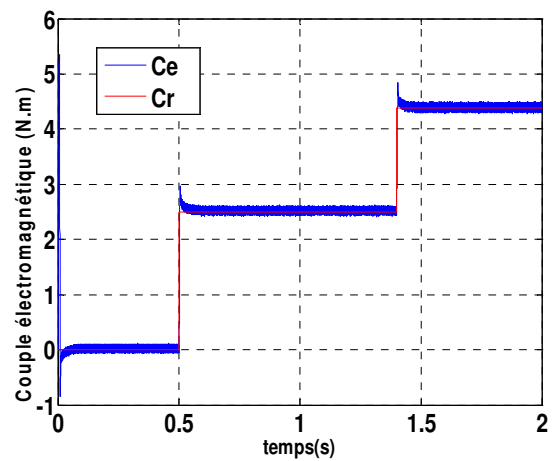
La structure d'une commande par DTC appliquée à la MSAP est représentée sur la figure (I.14) [4] :

I-10.3.1. Test de robustesse pour une variation de la charge

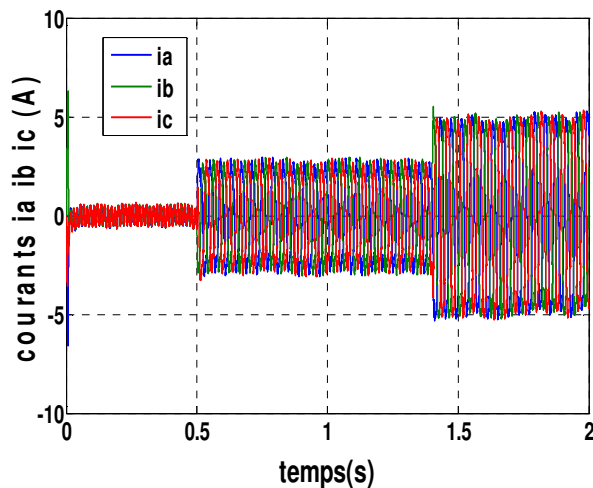
La figure (I-15) représente les résultats de simulation lors de l'application d'un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.6$ (s), et un deuxième couple de charge de 4.5 N.m à $t=1.2$ (s). Dans ce cas, nous remarquons que le couple suit bien la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage. On voit aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant de phase à une forme sinusoïdale dans ce cas.



(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Courants statoriques

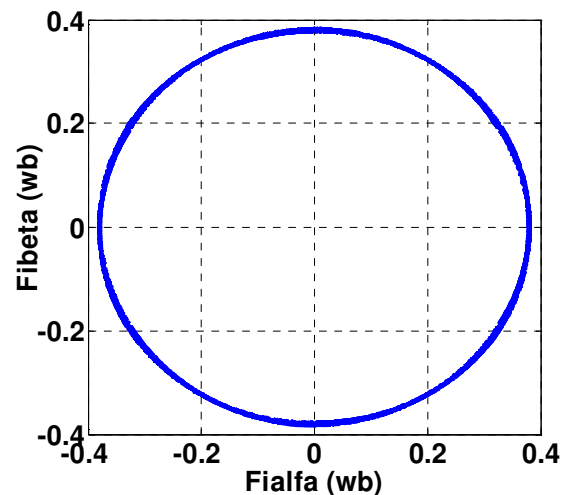
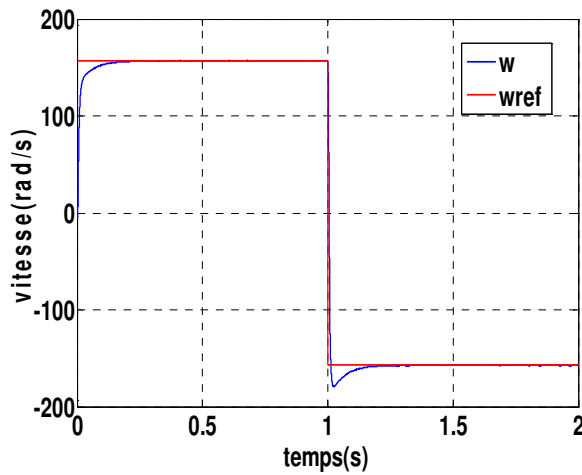
(d) Composantes $\alpha\beta$ du flux Φ_s

Figure I.15 : Résultats de simulation pour application de couple de charge.

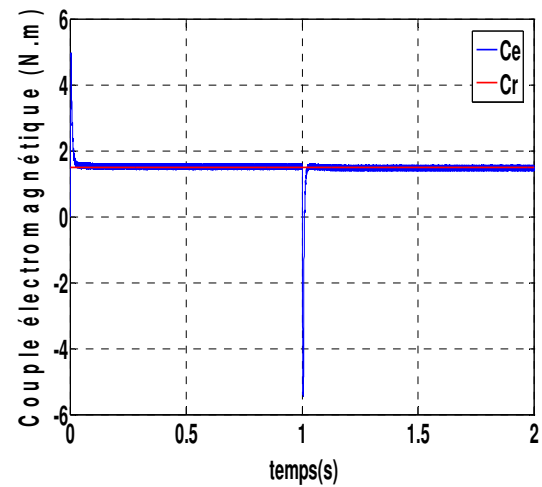
I-10.3.2. Test de robustesse pour l'inversion de sens de rotation de la machine

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande DTC vis à vis des variations de la référence de la vitesse de rotation, dans un premier temps on fait crée un consigne de vitesse de 100 rad/s après un démarrage à vide. On inverse le sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à -200 rad/s à l'instant $t=1s$.

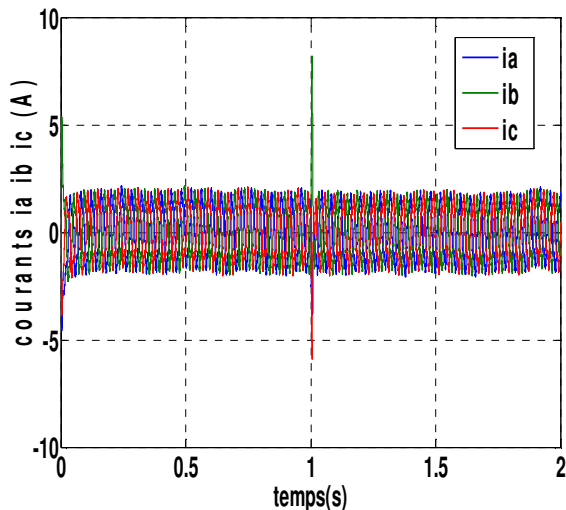
la figure (I.13) illustre que la vitesse suit sa référence au bout de 0.4 s, l'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ -18 N.m. Un appel des courants statoriques d'environ -34 A du courant i_a , -16 A du courant i_b , 26 A du courant i_c , dans la période où la vitesse s'inverse.



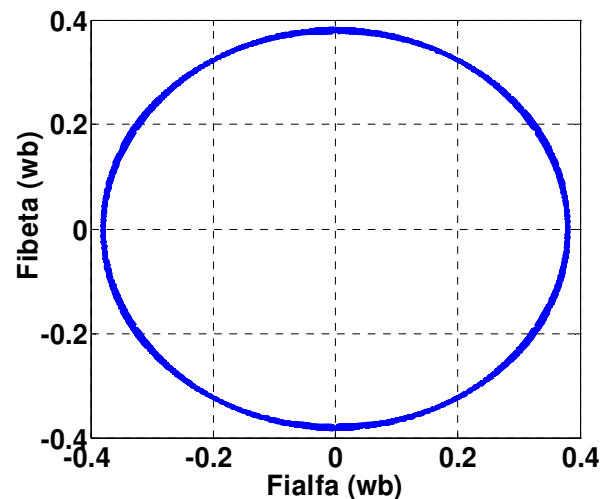
(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Courants statoriques



(d) Composantes $\alpha\beta$ du flux Φ_s

Figure I.16 : Résultats de simulation pour l'inversion de vitesse de rotation.

I-11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté dans un premier temps des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de faciliter l'étude. Dans un deuxième temps, on a présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP. Nous avons fait une simulation sur cette machine pour différent cas. On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

II-1. Introduction

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable des machines électrique entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de forte puissance) sans oublier la perte de production occasionnée [13]. Ce deuxième chapitre sera consacré à l'étude des défauts de court-circuit entre spires et entre phases dans le bobinage statorique des MSAP.

II-2. Les défaillances dans les machines électriques

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine synchrone. Elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécanique ou électrique, ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont très variées. Dans la machine synchrone les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor) d'où la classification ci-après [13] :

II-2.1. Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème thermique (surcharge), électrique (diélectrique), mécanique (bobinage) et environnemental (agression,...etc.). Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, sont montrés sur la Figure II-1, et peuvent être définis comme suit :

II-2.1.1. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée. Une légère variation de l'amplitude sur les autres phases modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage. De ce fait, une dégradation accélérée des isolants, peut provoquer, ainsi, un défaut en cascade (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le

couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste, sensiblement, identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

II-2.1.2. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage. Cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs [15].

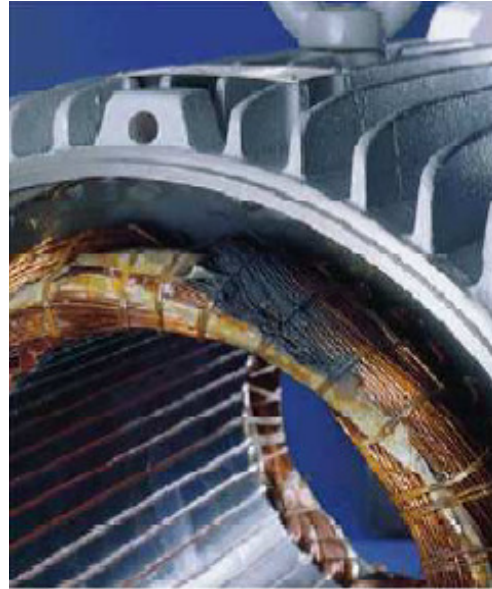
II-2.1.3. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants de la machine. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température et de tension.

Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes de ce type de défauts sont, dégradation de l'isolant à la fabrication, tension de l'enroulement supérieur à la limite du matériau d'isolation, courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge, vibrations mécaniques, vieillissement naturel des isolants, fonctionnement dans un environnement sévère [3].



Un dégât dû au défaut de court-circuit entre spire.



Court-circuit entre phase.



Enroulement court-circuité.

Figure II.1 : Différents défauts statoriques[14].

II-2.2. Défauts rotoriques

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

- Rupture des barres rotoriques dans les machines asynchrones.
- Défauts dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés.
- Défauts des aimants dans les machines à aimants permanents.
- Excentricités du rotor dans toutes les machines électriques [15].

II-2.2.1. Défauts des aimants permanents

Un défaut de désaimantation est caractéristique des MSAP. Il se traduit par une démagnétisation des aimants permanents, entraînant une réduction ou un déséquilibre du flux magnétique produit. Ce type de défaillance survient principalement à cause d'un problème de fabrication, d'un mauvais dimensionnement des aimants, ou suite à une contrainte thermique (élévation de la température) ou électrique (champ magnétique inverse) trop forte. Les conséquences d'un défaut de désaimantation et d'un défaut d'excentricité sont analogues, à savoir l'apparition de vibrations mécaniques et des fém. déséquilibrées [13].

II-2.2.2. Défauts d'excentricité

Un défaut d'excentricité dans une machine électrique correspond à un décentrement du rotor par rapport au stator, entraînant une variation de l'entrefer. Il existe trois types de défaut d'excentricité :

- **l'excentricité statique** (Figure II-2a) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- **l'excentricité dynamique** (Figure II-2b) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator.
- **l'excentricité mixte** (Figure II-2c) qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique.

De nombreuses études montrent qu'il est possible de détecter ce type de défaillance via une analyse spectrale du courant statorique, des vibrations mécaniques ou de la force électromotrice [13].

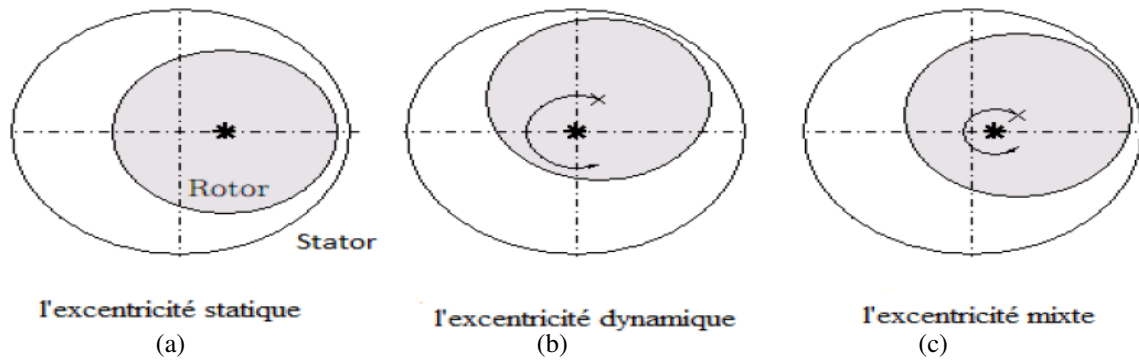


Figure II.2 : Différents types d'excentricité dans les machines électriques [14].

II-3. Modèle circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut

On désigne par le court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure (II.3) montrant la résistance r_f du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera (a_{s2}) pour la partie court-circuitée et (a_{s1}) pour la partie saine. En pratique la résistance r_f varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires.

Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas induire la destruction du bobinage et suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine [14].

On définit le coefficient μ qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées. On a donc:

$$N_f = N_{as2} = \mu(N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \quad (\text{II.1})$$

Où:

N_s : le nombre de spires par phase.

N_f : le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine a_{s2}).

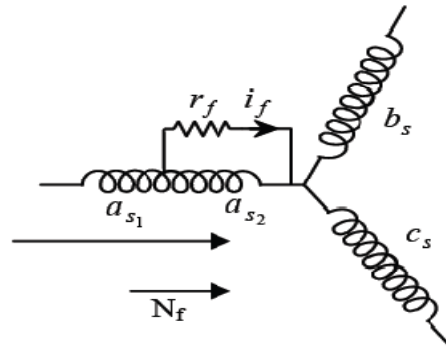


Figure II.3 : Représentation schématisée d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (\$a_s\$) [16].

II-3.1. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

Par rapport à la nomenclature présentée ci haut, les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase \$a_s\$ (sous-bobines \$a_{s1}\$ et \$a_{s2}\$ sur la figure II.4) sont données par:

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{a1} i_{a1} + L_{a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a1a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} \\ V_{as2} = R_{a2} (i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1a2} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a2} \end{cases}$$

(II.2)

Où: \$R_{a2}\$ et \$L_{a2}\$ représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut (\$a_{s2}\$). Les paramètres \$M_{a1a2}\$, \$M_{a2b}\$ et \$M_{a2c}\$ représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine \$a_{s2}\$ et les bobines \$a_{s1}\$, \$b_s\$ et \$c_s\$ [14]-[17].

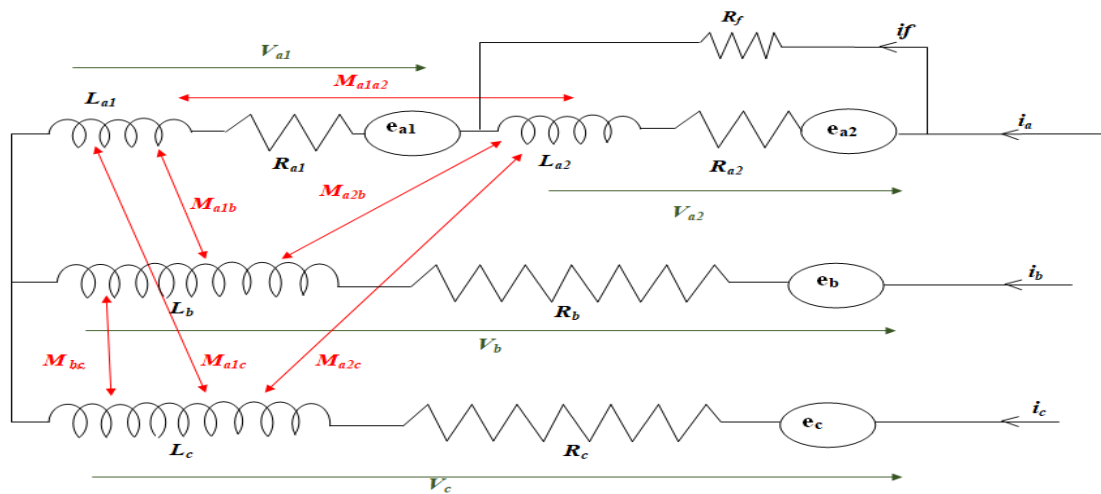


Figure II.4 : Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre spires dans la phase \$a_s\$.

Les résistances de la sous-bobine saine a_{s1} et de la sous-bobine court-circuitée a_{s2} sont notées par R_{a1} et R_{a2} respectivement ; elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase R_a et le coefficient μ [16].

Nous avons donc :

$$\begin{cases} R_{a1} = (1 - \mu)R_a \\ R_{a2} = \mu R_a \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase a_s donne les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{as1} + V_{as2} \\ V_{as2} = r_f i_f \\ i_{as1} = i_{as} \\ i_{as2} = i_{as} - i_f \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

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

$$\begin{cases} V_{as} = (R_{a1} + R_{a2})i_{a1} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{bs} + \\ \quad (M_{a1c} + M_{a2c})i_{cs} + (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_f \\ V_{bs} = R_s + L\frac{d}{dt}i_{bs} + e_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{cs} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_f \\ V_{cs} = R_si_{cs} + L\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_f \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les relations suivantes sont normalement admises :

$$\begin{cases} R_s = R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\ M = M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} \\ e_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II.6) dans les équations électriques (II.5), nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.7})$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II.7) nécessite la connaissance du courant i_f ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors [16]:

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_{cs} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f \quad (\text{II.8})$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croît. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (II.7) et (II.8) pour obtenir l'équation globale de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :

$$[V_{abcf}] = [R_s][i_{abcf}] + [L]\frac{d}{dt}[i_{abcf}] + [e_{abcf}] \quad (\text{II.9})$$

$$[V_{abcf}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix}; [i_{abcf}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L & M & M & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ M & L & M & -M_{a2b} \\ M & M & L & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix}; [e_{abcf}] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec: $e_f = e_{a2}$

L'inductance cyclique d'une phase du stator L_s peut-être alors définie par l'équation (II.12):

$$L_s = L - M \quad (\text{II.12})$$

sachant que le point neutre du stator est isolé, la somme des courants, i_a , i_b et i_c est nulle.

L'équation devient alors :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Nous avons ainsi établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Nous n'avons pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couples de moteur et de frein. Ces couples ont une influence sur la vitesse de rotation et par conséquent sur les valeurs des f.é.m. induites dans les différentes bobines du stator. Si le couple de détente est négligeable, l'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre spires est donné par [16] :

$$C_e = \frac{e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs} - e_f i_f}{\Omega} \quad (\text{II.14})$$

II-3.2. Modèle d'une MSAP dans le repère (α, β) en présence de défaut de C-C [17]

Afin de faire la modélisation de la machine la mieux adaptée à sa commande nous commençons par exprimer le modèle de la MSAP dans le repère (α, β) . En utilisant la transformation T , nous pouvons effectuer le passage (a, b, c)- (α, β) comme présenté dans l'équation (II.15) :

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[X_{\alpha\beta 0f}] = [T]^{-1} [X_{abcf}] \quad (\text{II.16})$$

En appliquant la transformée de l'équation (II.16), on obtient le système présenté dans l'équation (II.17) :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{fa} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{fa} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La résistance R'_{a2} est défini telle que :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} \quad (\text{II.18})$$

L'inductance mutuelle M_{fa} est définie de la façon suivante :

$$M_{fa} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} (-L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b}) \quad (\text{II.19})$$

Nous notons par R'_f la somme des résistances R_{a2} et R_f :

$$R'_f = R_{a2} + R_f \quad (\text{II.20})$$

Enfin les f.é.m. (e_α, e_β) sont obtenues en appliquant la transformation de l'équation (II.16) aux f.é.m. (e_a, e_b, e_c) et nous obtenons donc :

$$\begin{cases} e_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} e_a \\ e_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} (e_b - e_c) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II-3.3. Mise sous forme d'état

Pour l'étude de la machine en régime dynamique nous mettons l'ensemble des équations de la machine dans le référentiel $(f_{a\beta})$ sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou tel régime transitoire. Nous avons donc [17]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_f & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left[\begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II.22})$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état (x) et le vecteur de tension d'entrée (u) comme suit :

$$X = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} ; \quad u = \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

tel que l'équation de la machine soit écrite sous forme d'état $(\dot{x} = Ax + Bu)$, On obtient :

$$[A] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_f & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_f & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.25})$$

Les équations d'état qui nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de concordia afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie.

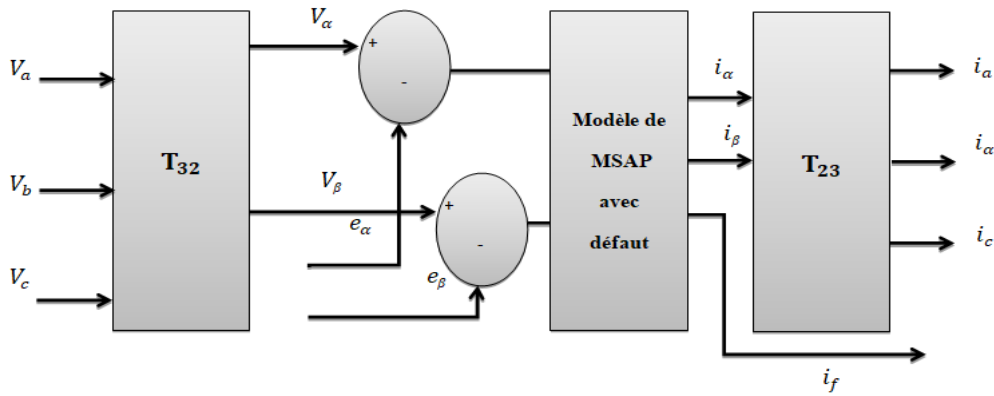


Figure II.5 : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère $(\alpha\beta)$.

II-4. Résultats de la simulation

Lorsque le modèle de la machine est établi. On peut présenter l'apparence liée à la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, qui permet d'observer le comportement du moteur sous différents états. Les résultats de la simulation dans ces cas sont les suivants :

- Simulation d'un défaut de court-circuit entre spires avec variation du couple de charge.
- Simulation d'un défaut de court-circuit entre spires avec variation de la vitesse de rotation.
- Influence de la gravité de défaut μ sur la conduite de la machine.
- Influence de la variation de la résistance de défaut sur la machine.

II-4.1. Résultats simulation de défaut de court-circuit entre-spire avec la variation de C_r

Les figures (II.6) montrent les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires de $\mu=20\%$ avec $r_f=2.5\Omega$, en variant le couple de charge de 2.5 N.m à 4.5 N.m, respectivement à $t=0.6$ et $t=1.2$ s.

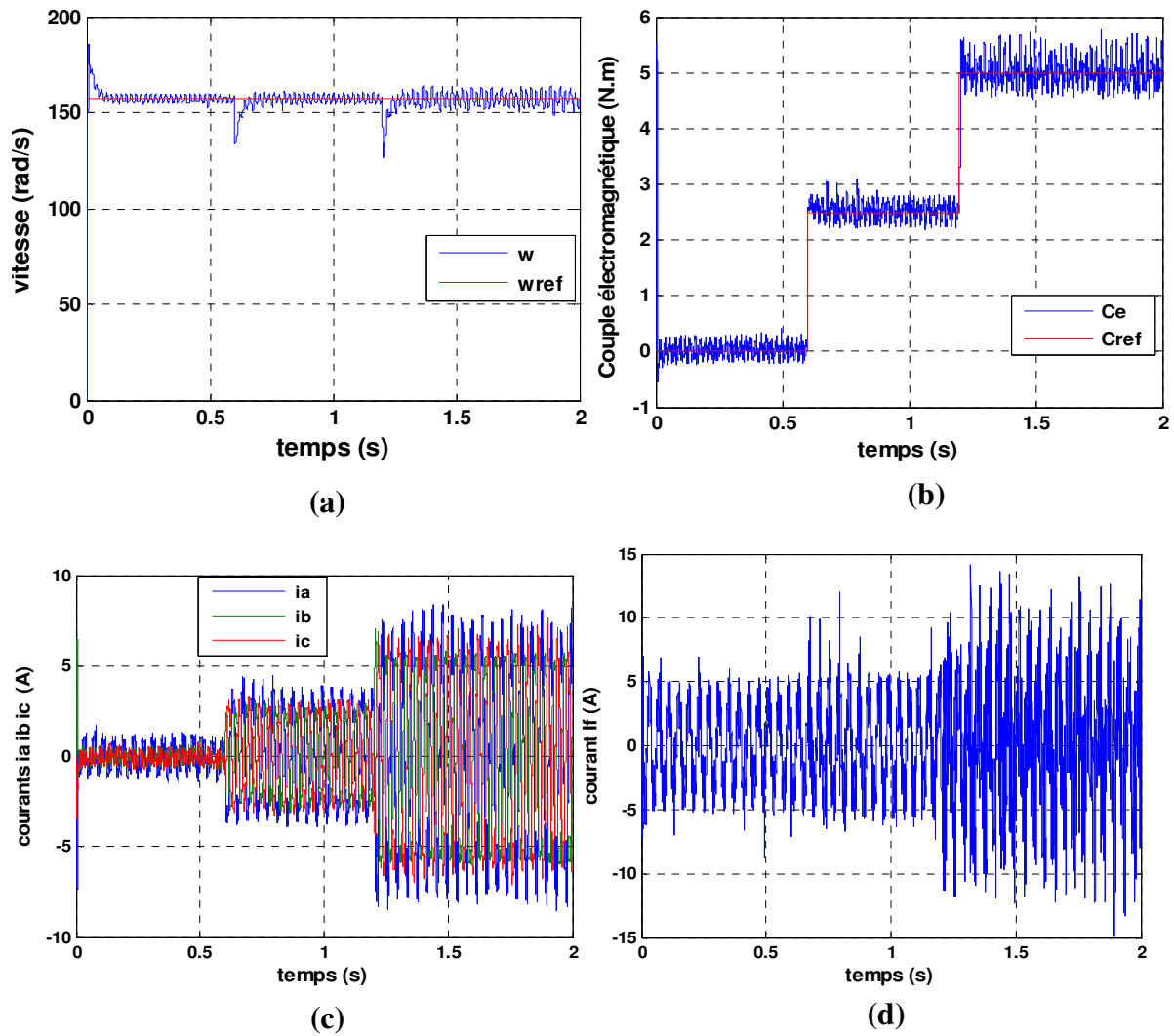


Figure II.6 Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu = 20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II-4.2. Simulation de défaut de court-circuit entre spire avec variation de la vitesse

Les figure (II.7) représentent les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre spires pour un échelon de vitesse de 75 rad/s appliqué à $t = 0.6$ s et à $t = 1.2$ s, avec une charge de $C_1 = 2$ N.m, $\mu = 20\%$ et $r_f = 1.8\Omega$.

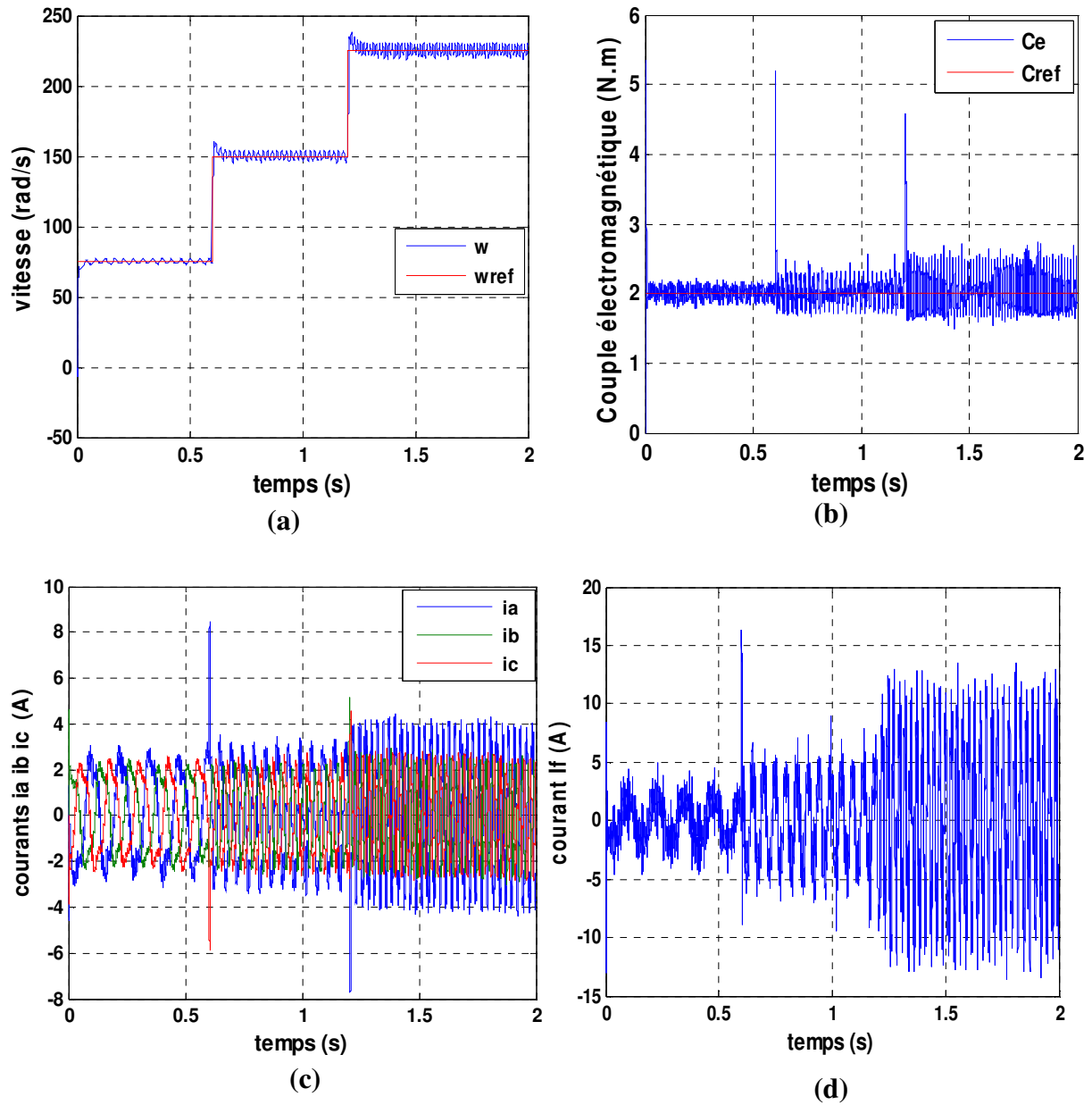


Figure II.7 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 1.8\Omega$, $\mu = 20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f

II-4.3. Interprétation des résultats de simulation

D'après l'analyse des figures (II.6) et (II.7), on voit des ondulations (pics) importantes du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation causé par l'augmentation de ces grandeurs et la présence du défaut de court-circuit de 20% qui provoque une dégradation des isolants des enroulements statoriques. On observe que les courants statoriques sont déséquilibrés, nous notons une augmentation importante du courant de la phase a et par

conséquent le courant i_f , comme les deux phases qui sont à des valeurs acceptables. En plus du déséquilibre du courant.

II- 4.4 Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la MSAP

Dans ce cas-là, on fait varier la valeur de μ (12, 30 et 55) % pour $r_f=3\Omega$, avec une application d'une charge de 2.5 N.m à $t=1s$.

- Pour $\mu=12\%$

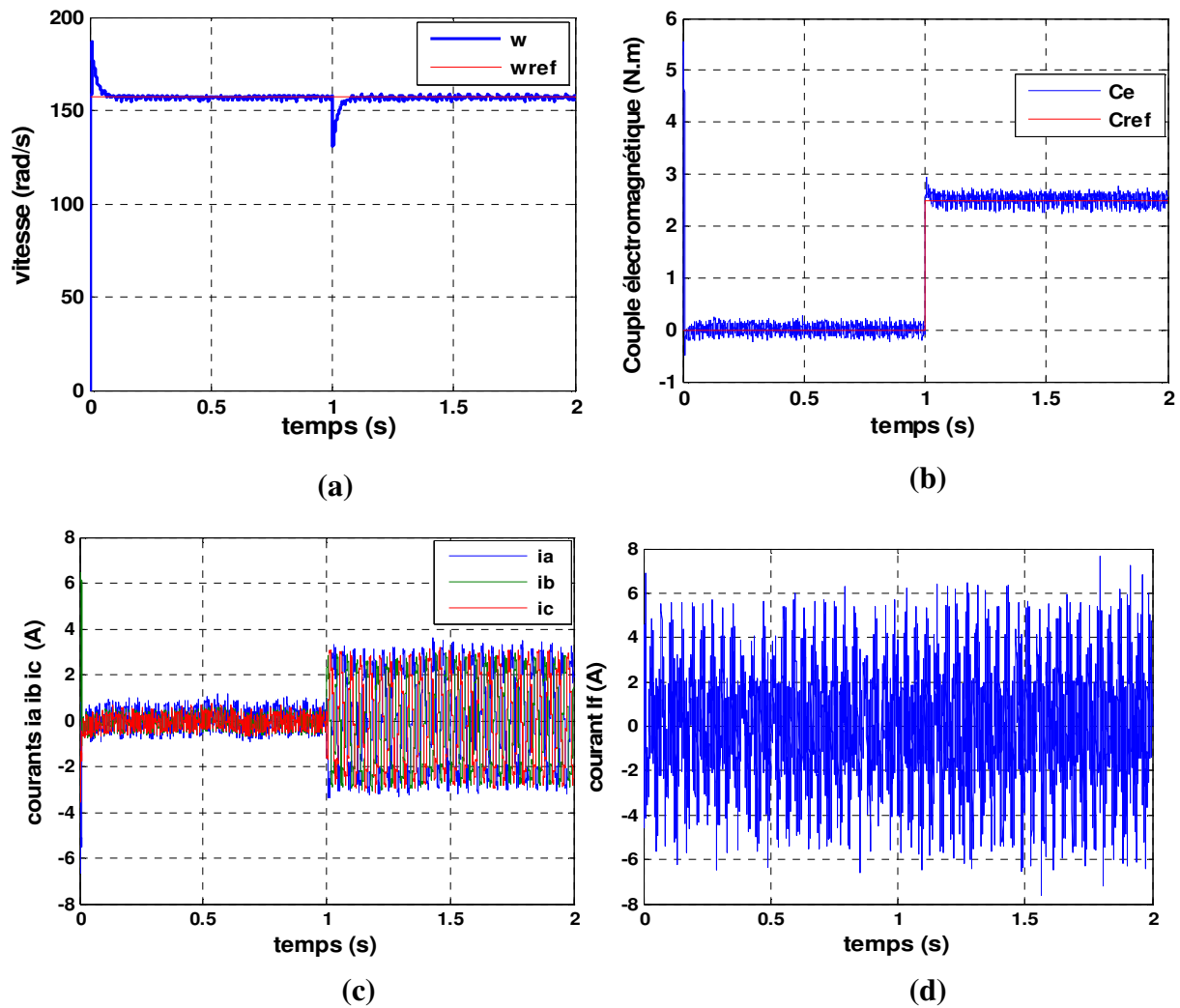


Figure II.8 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=3\Omega, \mu=12\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $\mu=30\%$

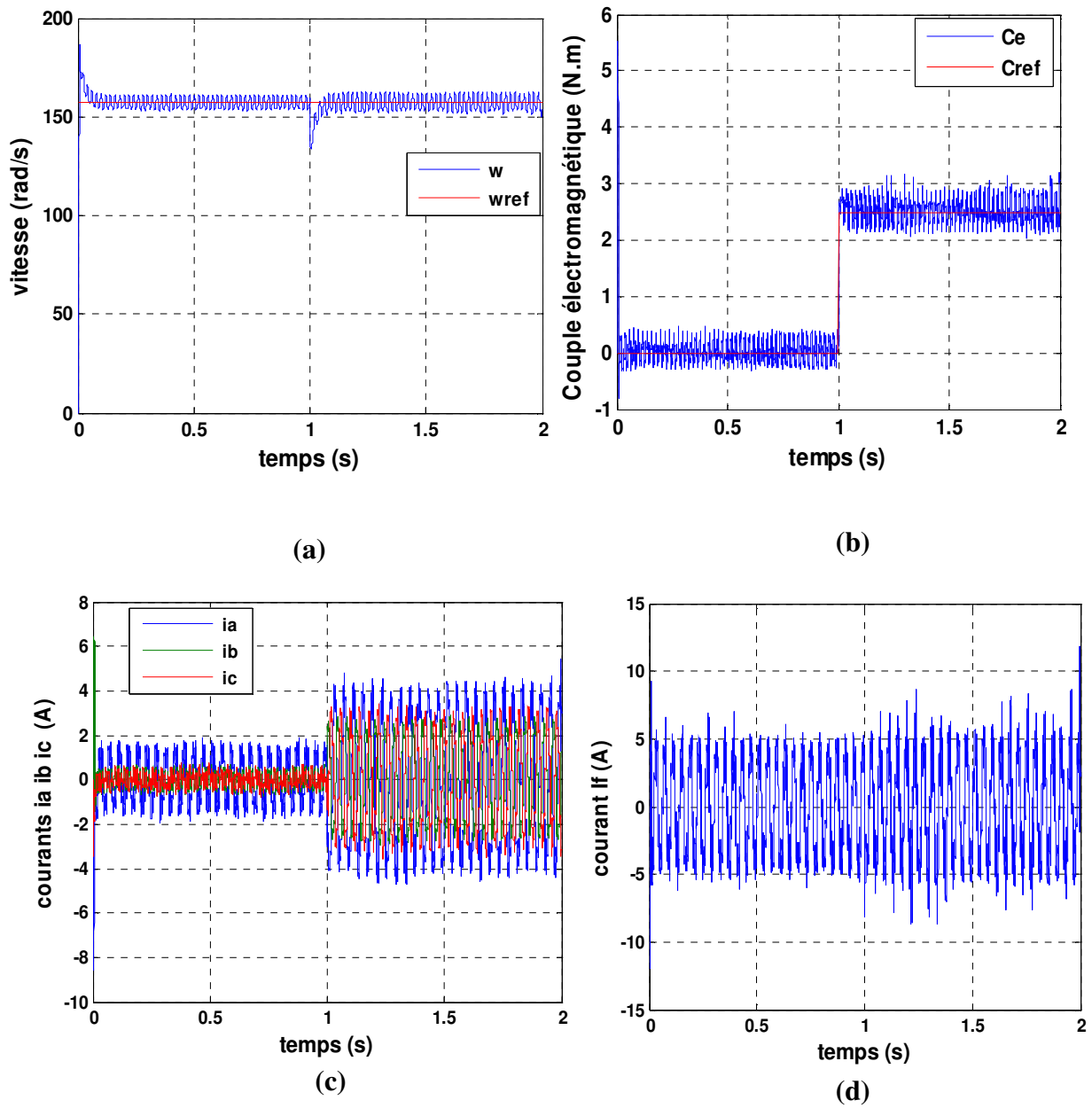


Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 3\Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $\mu=55\%$

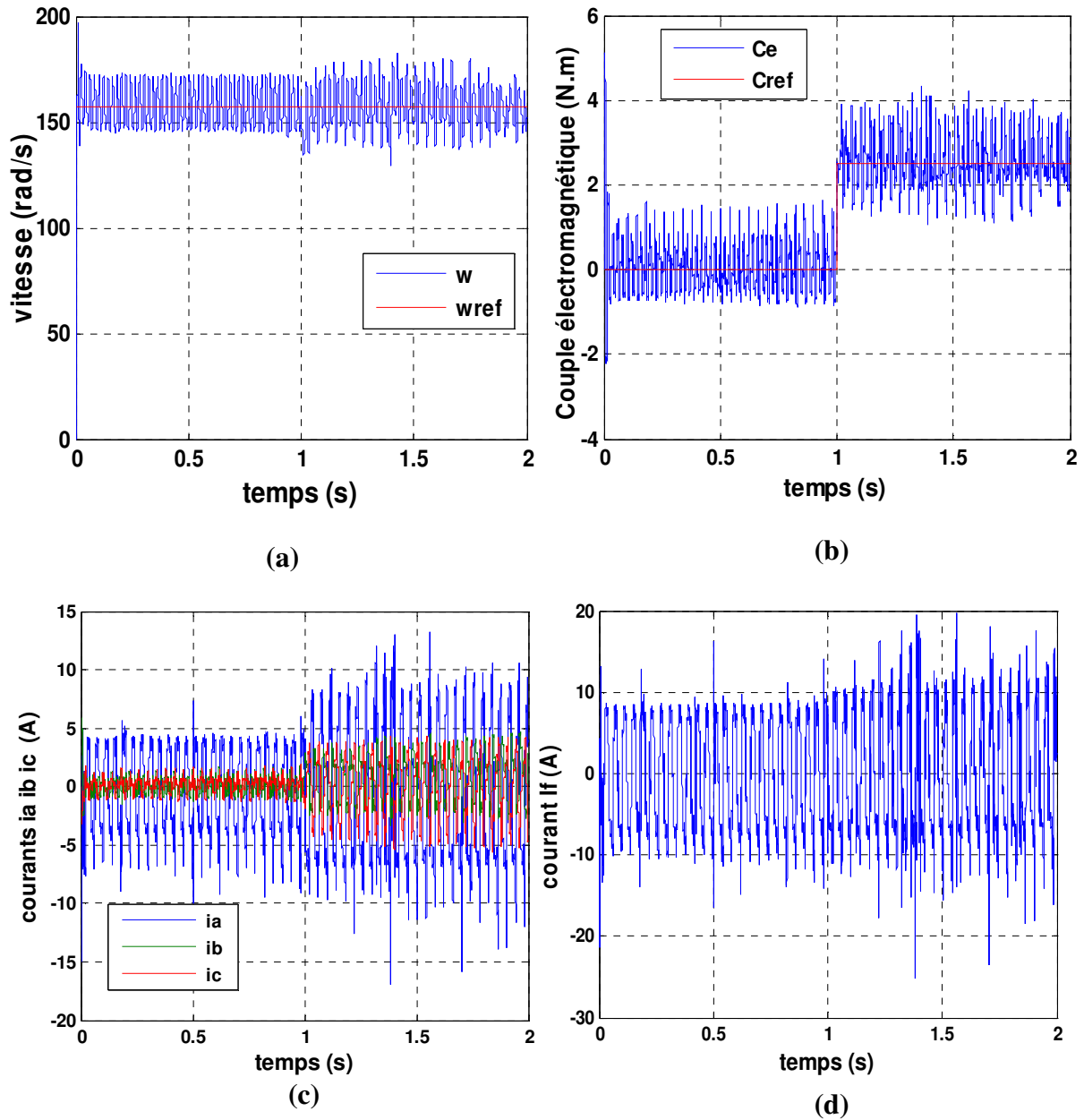


Figure II.10 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 3\Omega$, $\mu = 55\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II- 4.5. Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la MSAP

Dans cette étape, on fixe μ à 30% et on varie la valeur de la résistance de défaut r_f de 0.8, 4 et 15 Ω , les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre spires pour différents valeur de r_f sont illustrés dans les figures suivantes en appliquant un couple de charge de 2.5 N.m à $t=1s$:

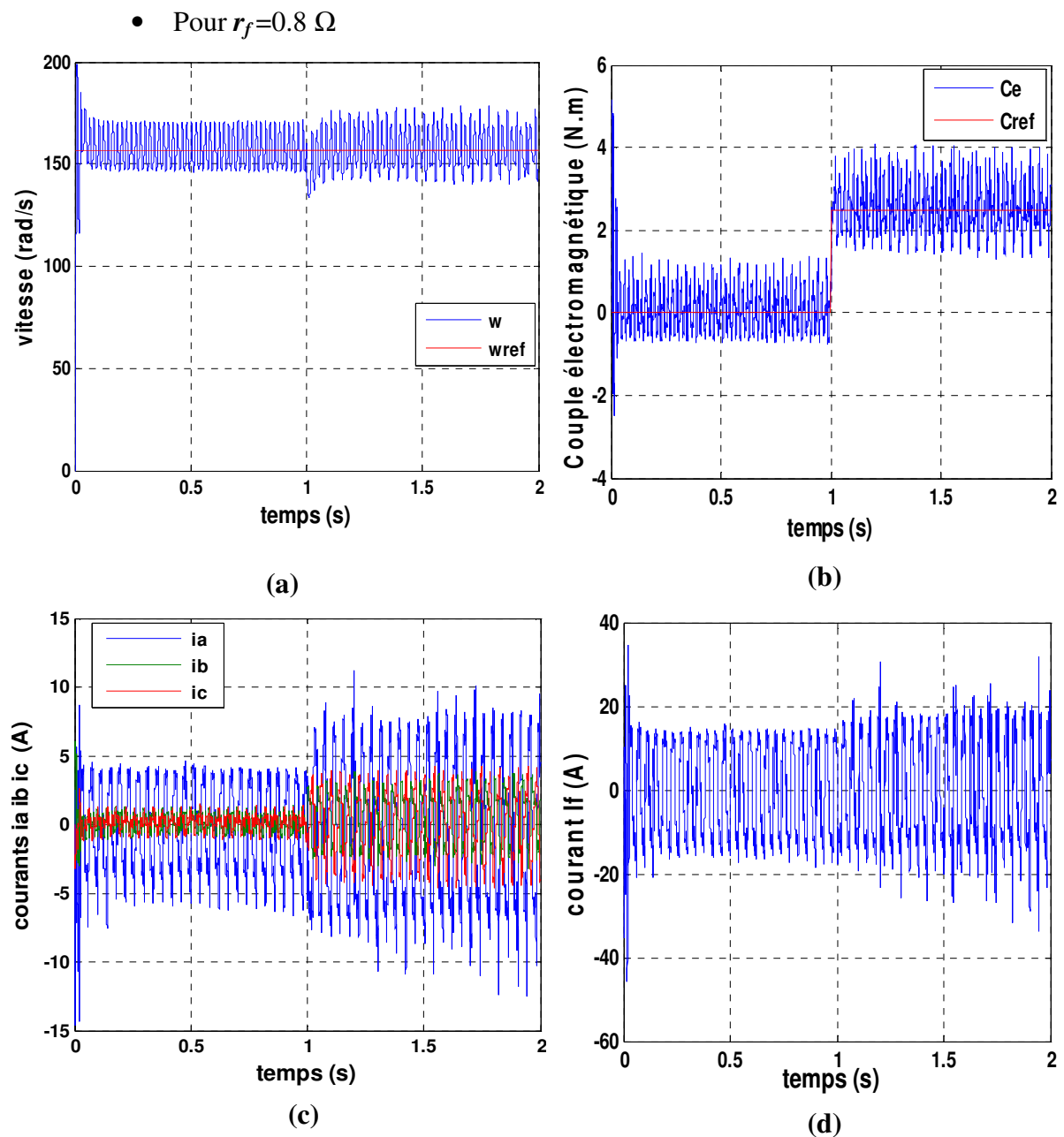


Figure II.11 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 0.8 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $r_f = 4 \Omega$

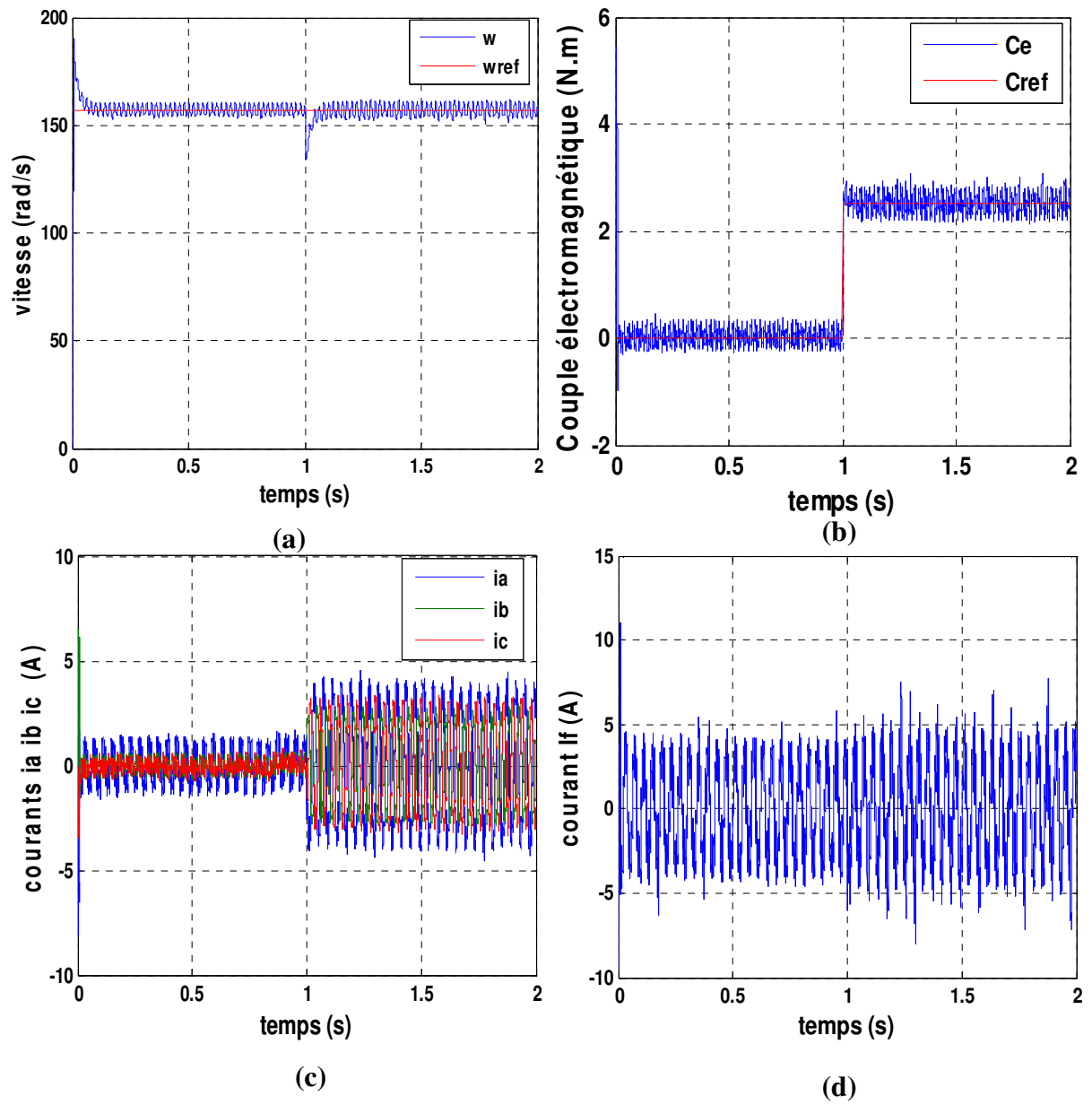


Figure II.12 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 4 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $r_f = 15 \Omega$

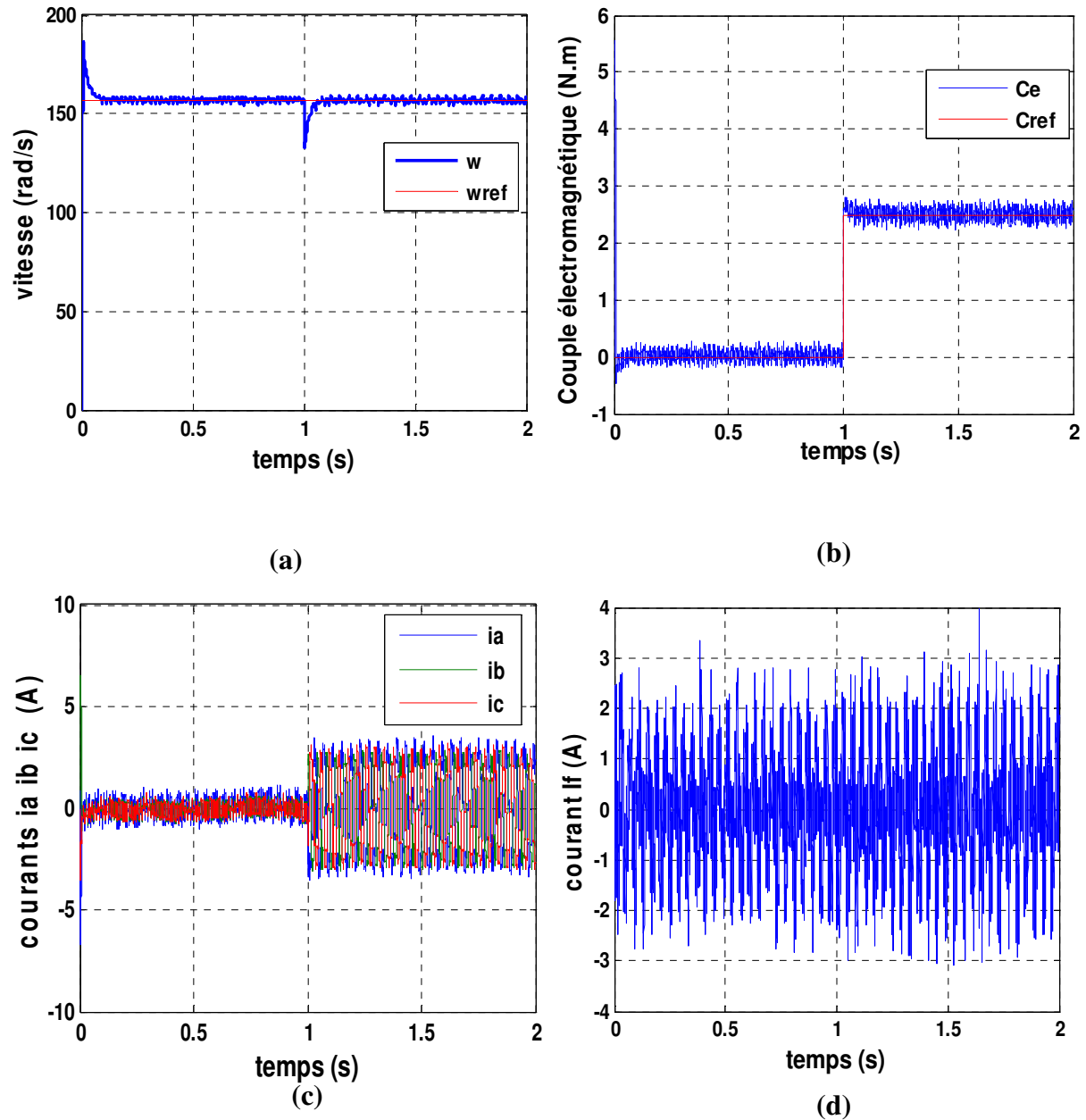


Figure II.13 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 15 \Omega$, $\mu = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II- 4.6 Interprétation des résultats

D'après l'analyse des figures (II.8), (II.9), et (II.10), quand μ est petit (12%) les grandeurs : couple, vitesse et courants i_{abc} sont presque identiques aux grandeurs d'un cas sain de la

MSAP. Lorsqu'on fait augmenter le rapport μ avec r_f fixe ($r_f=3\Omega$), nous notons un déséquilibre des courants de phases surtout pour $\mu=55\%$, avec plus d'augmentation de l'amplitude du courant de la phase défectueuse « a » par rapport aux autres phases « b et c » et par conséquent le courant i_f augmente.

Lorsqu'on augmente la résistance de défaut r_f de 0.8 puis 4 et 15 Ω et fixe le rapport μ de 30% comme le montre les figures (II.11), (II.12) et (II.13), alors on diminue le courant i_f qui la traverse, et par conséquent les courants reprennent leurs formes sinusoïdales. Le système des courants de phases reste non équilibré à cause de l'existence du courant de défaut i_f , qui dépend du nombre de spires en court-circuit et les paramètres de la machine.

II- 5. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut cd court-circuit entre-phases dans le repère (abc) [18]

Le modèle équivalent du MSAP avec le DEP est présenté dans la Figure (II.14), dans laquelle les deux phases a et b sont constituées de deux parties: à savoir, la partie défectueuse (a_1, b_1) et la partie saine (a_2, b_2). Une résistance R_f est appliquée pour simuler la défaillance de l'isolation. Le courant i_f est appelé «courant de défaut». Le modèle de défaut peut être établi par la référence à la modélisation des défauts entre de court-circuit entre-spires (DES) basée sur le modèle de circuit avec un circuit de défaut supplémentaire. Par conséquent, en négligeant la saturation de la MSAP, les expressions de tension de la MSAP avec le DEP dans un repère stationnaire abc est obtenu comme :

$$[U_{sf,abc}] = [R_{sf}][i_{sf,abc}] + [L_{sf}]\frac{d}{dt}[i_{sf,abc}] + [e_{sf,abc}] \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$[i_{sf,abc}] = [i_a i_b i_c i_f]^t$: Courants statoriques d'une MSAP avec défaut.

$[U_{sf,abc}] = [U_a U_b U_c 0]^t$: Tensions statoriques d'une MSAP avec défaut.

$[e_{sf,abc}] = [e_a e_b e_c e_{a1} - e_{b1}]^t$: Force électromotrice d'un MSAP avec défaut.

$[R_{sf}]$ et $[L_{sf}]$: sont les Matrices de résistance et d'inductance de stator d'une MSAP avec défaut.

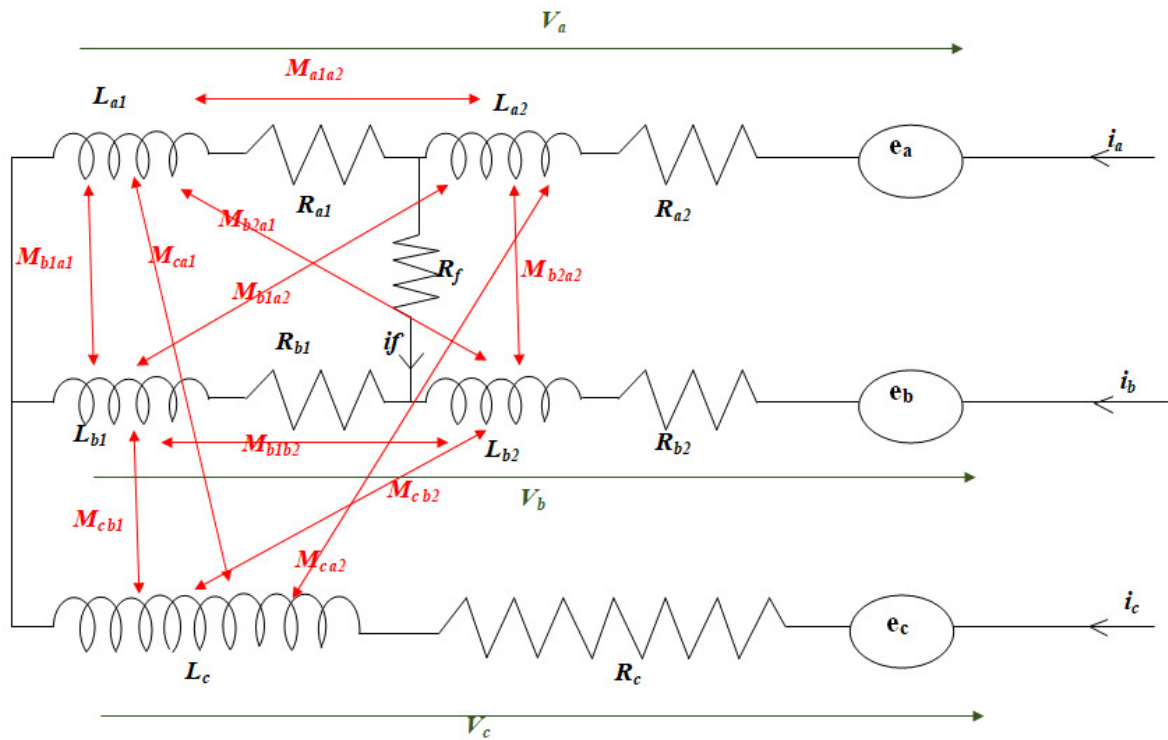


Figure II.14 : Modèle équivalent du DEP entre les phases a et b.

Respectivement, ils sont exprimés par :

$$[R_{sf}] = \begin{bmatrix} R_{a1} + R_{a2} & 0 & 0 & -R_{a1} \\ 0 & R_{b1} + R_{b2} & 0 & R_{b1} \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ R_{a1} & -R_{b1} & 0 & -R_{a1} - R_{b1} - R_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} L_{a1} + L_{a2} + M_{a1a2} + M_{a2a1} & M_{b1a1} + M_{b1a2} + M_{b2a1} + M_{b2a2} & M_{ca} & -L_{a1} - M_{a2a1} + M_{b2a1} + M_{b1a2} \\ M_{a1b1} + M_{a1b2} + M_{a2b1} + M_{a2b2} & L_{b2} + L_{b1} + M_{b1b2} + M_{b2b1} & M_{cb} & L_{b1} + M_{b1b2} - M_{a1b1} - M_{a1b2} \\ M_{a1c} + M_{a2c} & M_{b1c} + M_{b2c} & L_c & M_{b2c} + M_{a1c} \\ L_{a1} + M_{a2a1} - M_{a1b1} - M_{a2b1} & M_{b1a1} + M_{b2a1} - L_{b2} - M_{b2b1} & M_{ca1} - M_{cb2} & -L_{a1} + M_{b1a1} - L_{b1} + M_{a1b2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Ou R_i et L_i ($i = a_1, a_2, b_1, b_2, c$) sont les résistances et les inductances propres de l'enroulement de stator i , respectivement, M_{ij} (i et $j = a_1, a_2, b_1, b_2, c$) est l'inductance mutuelle entre les enroulements du stator i et j . Si la MSAP est équilibré, on a :

$$\begin{cases} R_{a1} + R_{a2} = R_{b1} + R_{b2} = R_c = R_s \\ L_{a1} + L_{a2} + M_{a1a2} + M_{a2a1} = L_{b1} + L_{b2} \\ \quad + M_{b1b2} + M_{b2b1} = L_c = L \\ M_{a1c} + M_{a2c} = M_{b1c} + M_{b2c} = M_{ca} = M_{cb} = M \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où R_s et L sont respectivement la résistance et l'inductance propre de l'enroulement du statorique de la MSAP, M est la mutuelle entre les enroulements du stator de la MSAP. Pour quantifier le degré de défaut d'un enroulement statorique, le rapport des spires court-circuitées est donné par :

$$\mu_i = \frac{N_i}{N}, \quad i=a, b \quad (\text{II.30})$$

Où N_j est le nombre total de spires de l'enroulement de la partie défectueuse de chaque phase et N est le nombre total de spires de chaque phase. Généralement, la FEM et la résistance statorique sont linéaires avec les spires du bobinage, et l'inductance du stator est proportionnelle au carré des spires du bobinage. Par conséquent, la FEM, les résistances, les inductances propres et les inductances mutuelles sont données comme suit :

$$[e_{sf,abc}] = [e_a e_b e_c \mu_a e_{a1} - \mu_b e_{b1}]^t \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} R_{i1} = \mu_i R_s \\ R_{i2} = (1 - \mu_i) R_s \end{cases} \quad i \in \{a, b\} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{cases} L_{i1} = \mu_i^2 L \\ L_{i2} = (1 - \mu_i)^2 L \end{cases} \quad i \in \{a, b\} \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{cases} M_{i1i2} = M_{i2i1} = \mu_i(1 - \mu_i)L \\ M_{i1c} = M_{ci1} = \mu_i M \\ M_{i2c} = M_{ci2} = (1 - \mu_i)M \end{cases} \quad i \in \{a, b\} \quad (\text{II.34})$$

$$\begin{cases} M_{i1j2} = M_{j2i1} = \mu_i(1 - \mu_j)M \\ M_{i1j1} = M_{j1i1} = \mu_i \mu_j M \\ M_{i2j2} = M_{j2i2} = (1 - \mu_i)(1 - \mu_j)M \end{cases} \quad i \neq j \in \{a, b\} \quad (\text{II.35})$$

Ainsi, $[R_{sf}]$ et $[L_{sf}]$ peuvent être simplifiés comme :

$$[R_{sf}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -\mu_a R_s \\ 0 & R_s & 0 & \mu_b R_s \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ \mu_a R_s & -\mu_b R_s & 0 & -(\mu_a + \mu_b)R_s - R_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} L & M & M & -\mu_a L + \mu_b M \\ M & L & M & -\mu_a M + \mu_b L \\ M & M & L & -\mu_a M + \mu_b M \\ \mu_a L - \mu_b M & \mu_a M - \mu_b L & (\mu_a - \mu_b)M & -(\mu_a^2 + \mu_b^2)L + 2\mu_a \mu_b M \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Dans les conditions DPP, le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs} - (\mu_a e_a - \mu_b e_b) i_f}{\Omega} \quad (\text{II.38})$$

Tel que :

C_e : est le couple électromagnétique.

Ω : est la vitesse de rotation.

II-5.1. Résultats simulation de défaut de court-circuit entre deux phases avec la variation de Cr

Les figures (II.15) montrent les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre deux phases, avec $\mu_a=10\%$, $\mu_b=40\%$ et $r_f=2.5\Omega$, en variant le couple de charge de 2 N.m à 4 N.m, respectivement à $t=0.6s$ et $t=1.2s$.

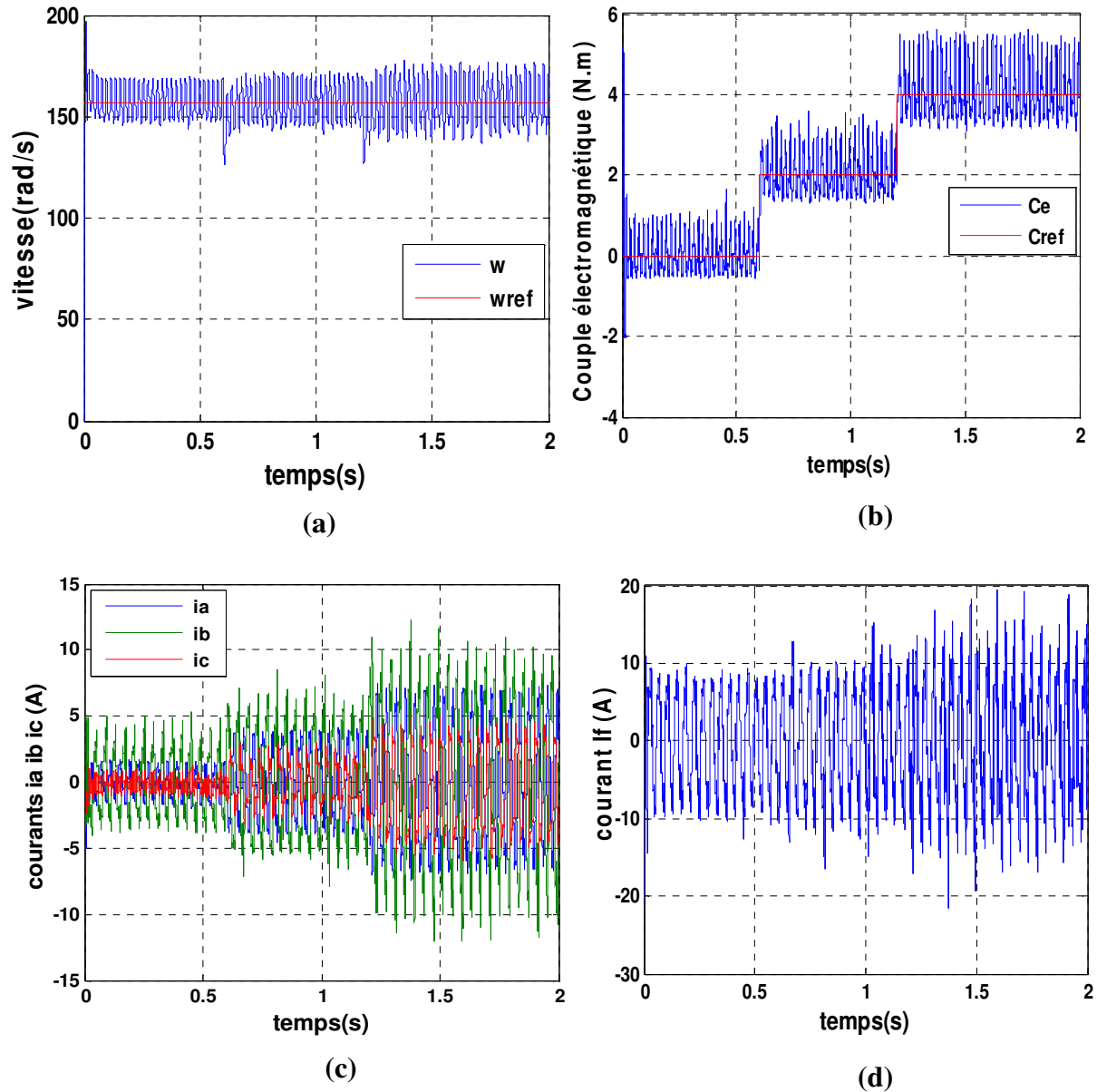


Figure II.15 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 10\%$, $\mu_b = 40\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II-5.2. Simulation de défaut de court-circuit entre deux phases avec variation de la vitesse

Les figure (II.16) représentent les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre deux phases pour un échelon de vitesse de 39.25rad/s appliqué à $t=0$ s, $t=0.5$ et $t=1.2$ s en charge avec $C_r=2,5$ N.m, $\mu_a = 25\%$, $\mu_b = 20\%$ et $r_f = 2,5 \Omega$.

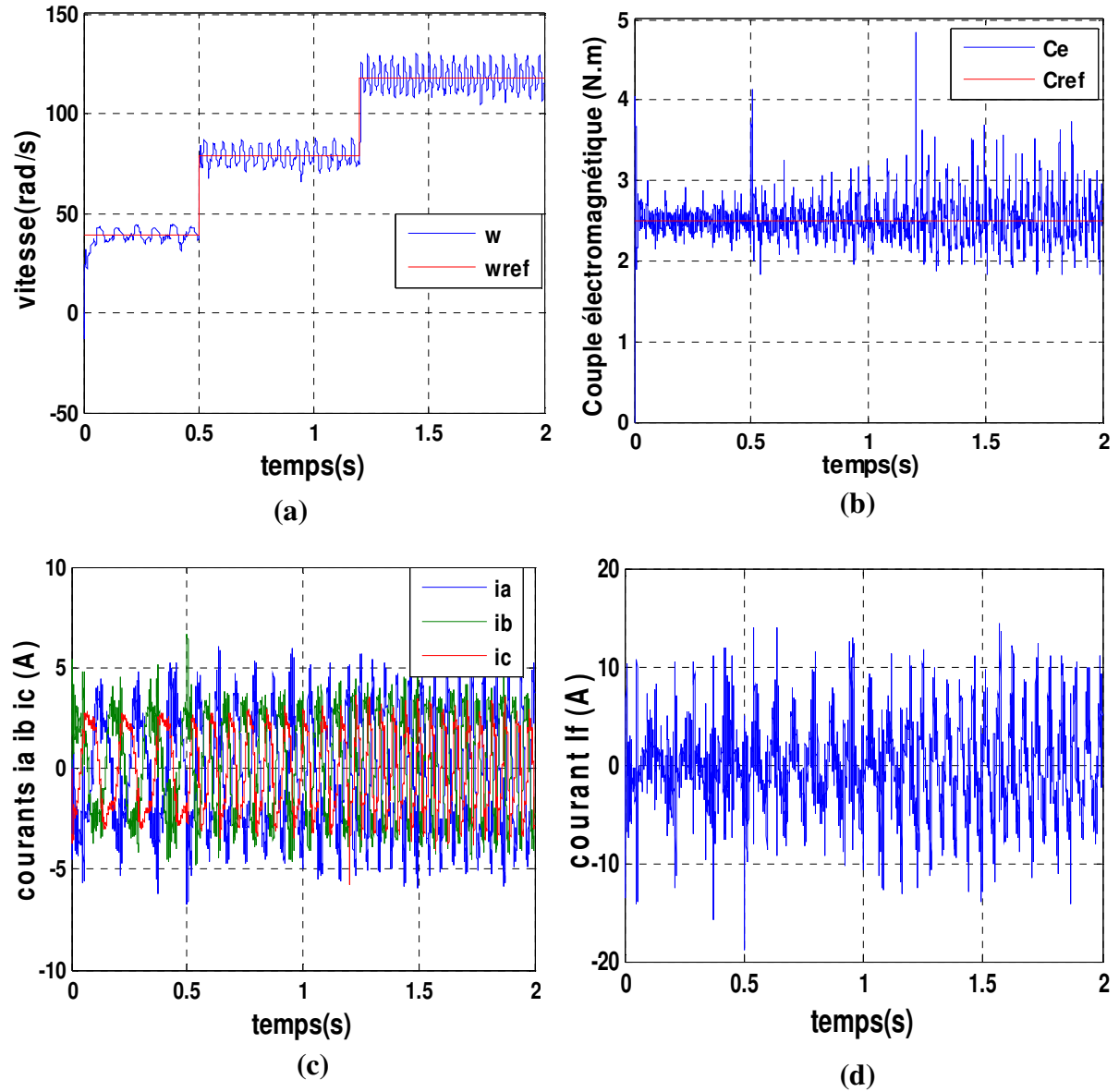


Figure II.16 : Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=2.5\Omega$, $\mu_a=25\%$, $\mu_b=20\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II-5.3. Interprétation des résultats de simulation

On remarque un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante des amplitudes des courants des phases défectueuses « a et b », un courant i_f très important par rapport à un c-c d'une seule phase. La phase « b » a un courant plus important par rapport à la phase « a » cela est dû à la gravité $\mu_a < \mu_b$. Dans les figures de la vitesse et du couple on remarque des ondulations importantes dus à la présence de défaut de court-circuit, ce dernier peut provoquer une dégradation des isolantes des enroulements statorique. On constate que

lorsque on augmente la vitesse, les ondulations de la vitesse, du couple et même des courants augmentent aussi. Le courant i_f augmente aussi, les oscillations des courants « i_a » et « i_b » n'ont pas une grande différence parce que $\mu_a \approx \mu_b$.

II-5.4 Influence des gravités des défauts μ_a et μ_b sur la conduite de la MSAP

On fait varier les valeurs de μ_a et μ_b pour $r_f = 2.5\Omega$. Avec une application d'une charge de $C_r = 2.5 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$.

- Pour $\mu_a = 9\%$ et $\mu_b = 8\%$

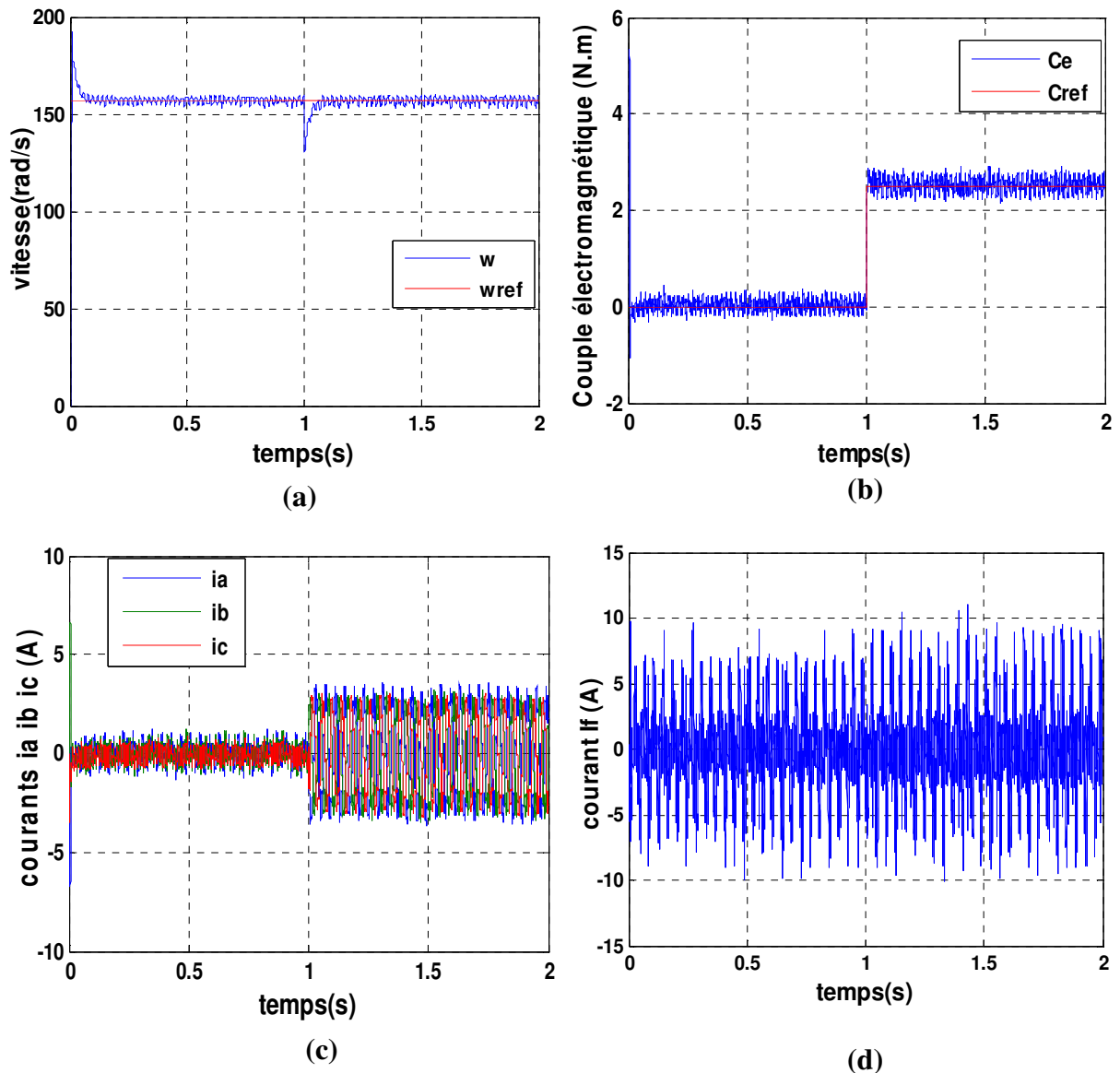


Figure II.17: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 2.5\Omega$, $\mu_a = 8\%$, $\mu_b = 9\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $\mu_a=10\%$ et $\mu_b=30\%$

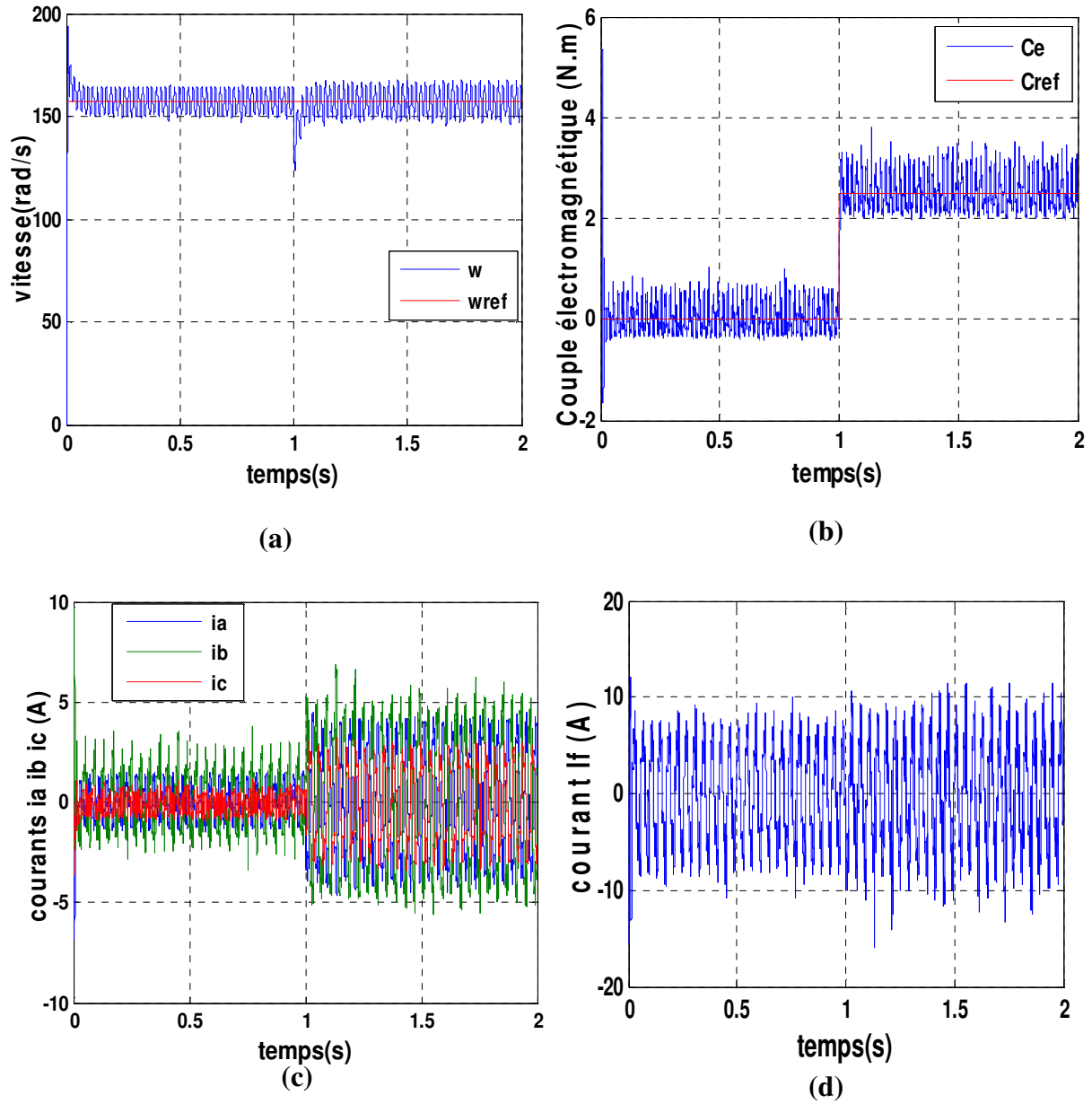


Figure II.18: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=2.5\Omega$, $\mu_a=10\%$, $\mu_b=30\%$, (a) : couple électromagnétique, (b) : Vitesse de rotation, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $\mu_a=40\%$ et $\mu_b=25\%$

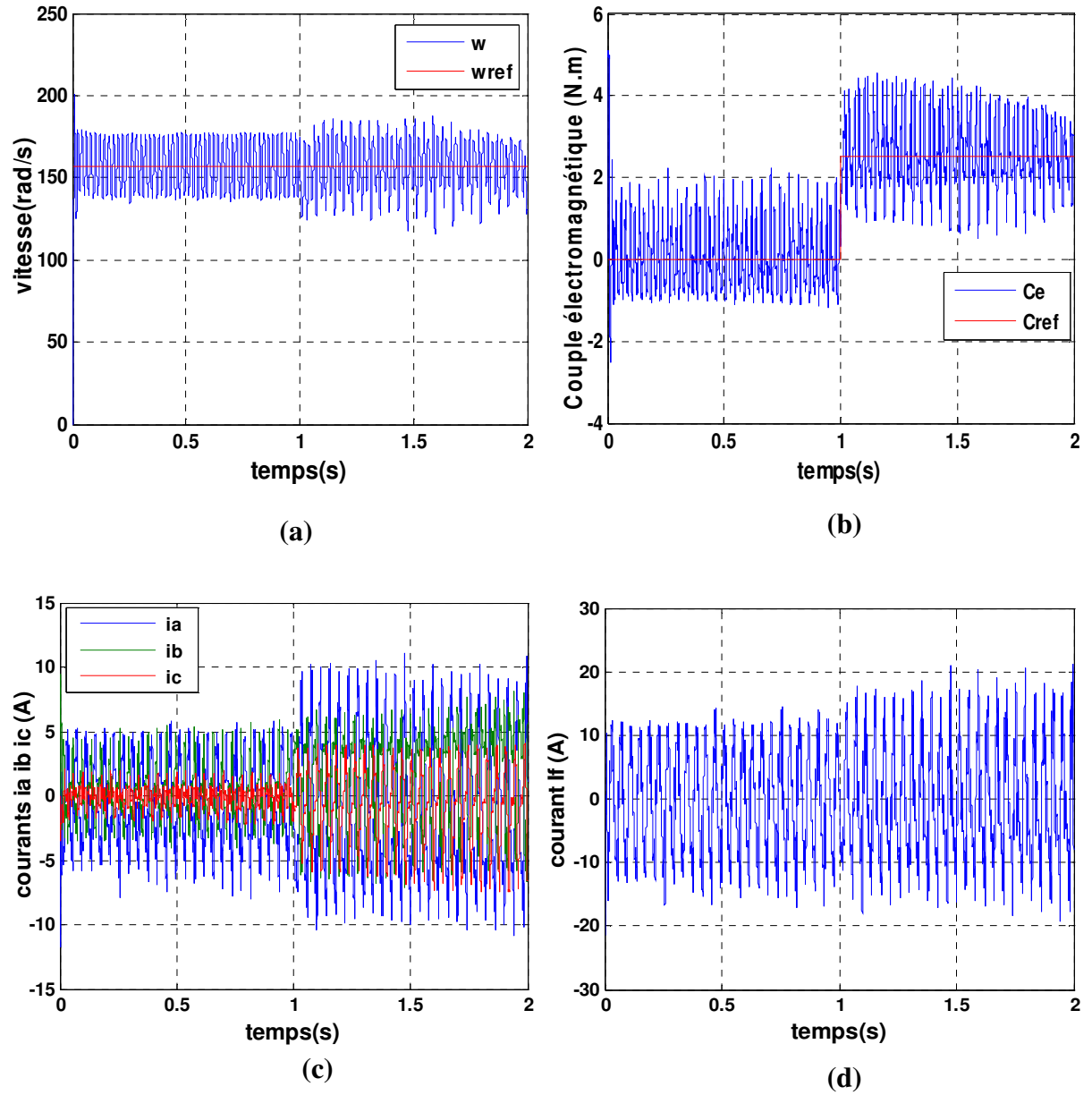


Figure II.19: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=2.5\Omega$, $\mu_a=40\%$, $\mu_b=25\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II-5.5. Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la MSAP

Dans cette étape, on fixe μ_a à 10% et μ_b à 30%, et on varie la valeur de la résistance de défaut r_f de (1.5, 5 et 10), en appliquant un couple de charge de 2.5 N.m à $t=1$ s. Les résultats de simulation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre deux phases pour différentes valeurs de r_f sont illustrés dans les figures suivantes:

- Pour $r_f = 1.5 \Omega$

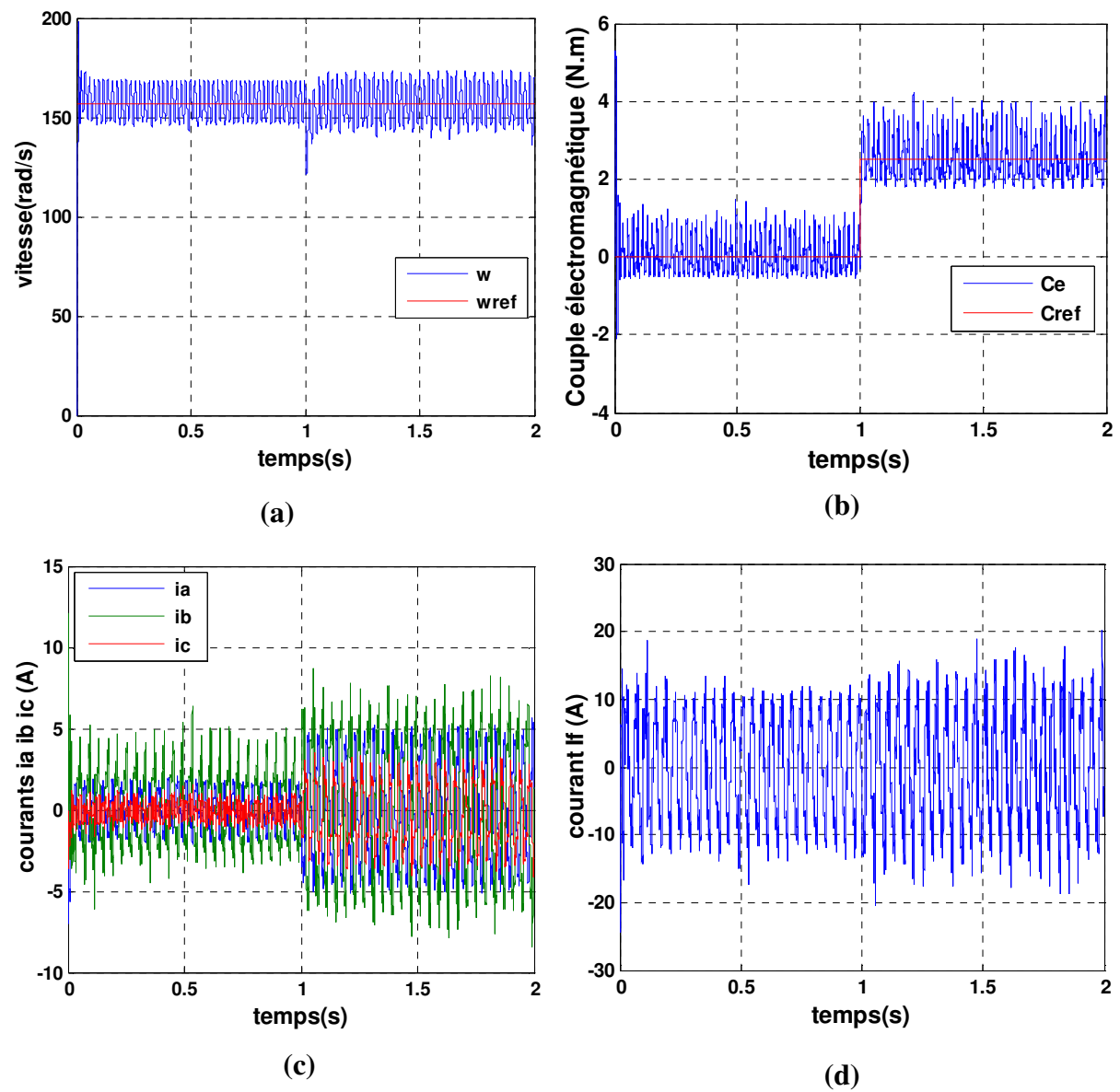


Figure II.20: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 1.5 \Omega$, $\mu_a = 10\%$ et $\mu_b = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $r_f = 5 \Omega$

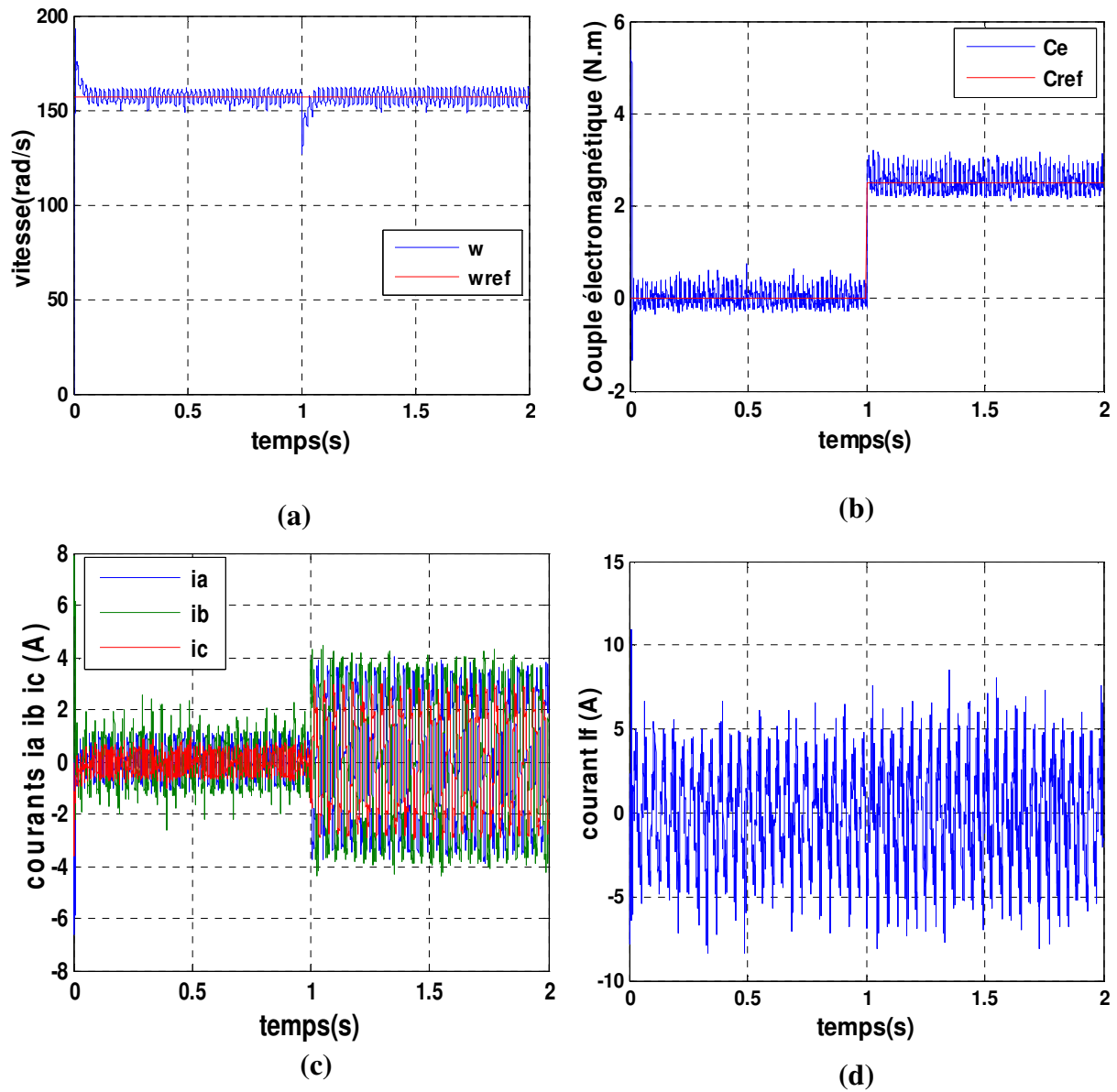


Figure II.21: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f = 5 \Omega$, $\mu_a = 10\%$ et $\mu_b = 30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

- Pour $r_f=10\ \Omega$

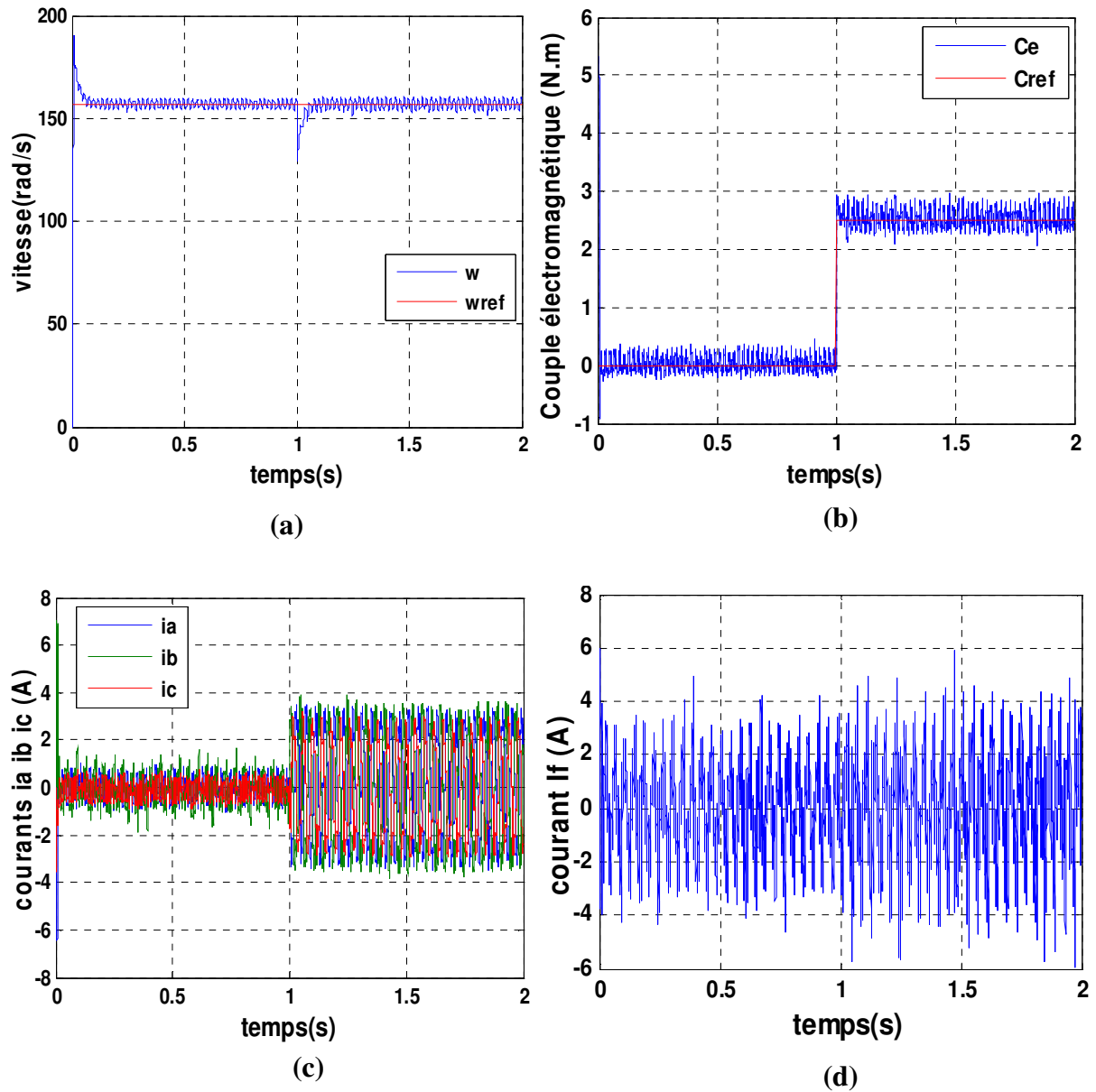


Figure II.22: Résultats de simulation de la MSAP avec $r_f=10\ \Omega$, $\mu_a=10\%$ et $\mu_b=30\%$, (a) : Vitesse de rotation, (b) : Couple électromagnétique, (c) : courants i_{abc} , (d) : courant i_f .

II-5.6. Interprétation des résultats de simulation

D'après la figure (II.17) et pour des gravités μ_a et μ_b petites les grandeurs couple, vitesse et courants sont presque identiques aux grandeurs d'un cas sain de la MSAP, on peut dire que ce cas est similaire à un cas d'un défaut naissant. Lors de la création du défaut de court-circuit, il engendre une nouvelle interaction entre les bobine court-circuitées et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime de bon fonctionnement, les ondulations sont à

l'origine de cette interaction crée dans l'entrefer, ces ondulations croient avec l'augmentation du nombre des spires court-circuitées (figures II.18 et II.19) et engendrent finalement une dégradation des isolants des enroulements statoriques. La variation des courants i_a , i_b et i_f dépend proportionnellement à μ_a , μ_b et $\mu_a + \mu_b$ respectivement.

Dans les figures (II.20, II.21 et II.22) : lorsque r_f augment les ondulations diminuent et l'amplitude des courants des phases détériorée « a » et « b » diminue et par conséquent les courants reprennent leur forme sinusoïdale. On regarde la diminution de courant i_f sans l'annulation de celle-ci à cause de l'existence de r_f et le court-circuit.

II-6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle d'une MSAP avec un défaut d'isolation inter-spores et entre-phases. Deux modèles nous ont permis de simuler les défauts de court-circuit inter-spores et entre-phases d'une MSAP en variant les rapports des défauts μ_a et μ_b ainsi que la résistance de défaut r_f . Ces résultats de simulation nous ont permis d'affirmer qu'il est important de détecter le défaut de court-circuit avant qu'il soit franc, afin de limiter les risques d'incendie.

III-1. Introduction

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. En général, lorsqu'on parle de diagnostic des défauts, on se réfère à la procédure de détection et d'isolation de ces derniers, que l'on retrouve souvent sous le nom: FDI (Fault Detection and Isolation). Le rôle d'une telle procédure est de fournir une information sur l'apparition d'un défaut et sa provenance le plus rapidement possible. Les méthodes de détection et de localisation des défauts ont connu un essor considérable depuis le début des années 70. En effet, de nombreux chercheurs ont investi dans ce domaine proposant alors diverses approches et techniques répondant à la diversité des applications. Ce chapitre est spécifié au diagnostic des défauts de court-circuit inter-spires et entre phases du bobinage statorique d'une MSAP par les ondelettes [19].

III-2. Définition du diagnostic

La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation, est la suivante : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test » [19].

III-3. Méthodes de diagnostic de défauts dans les machines électriques

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

Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches [15] :

- Approche sans modèle,
- Approche avec modèle.

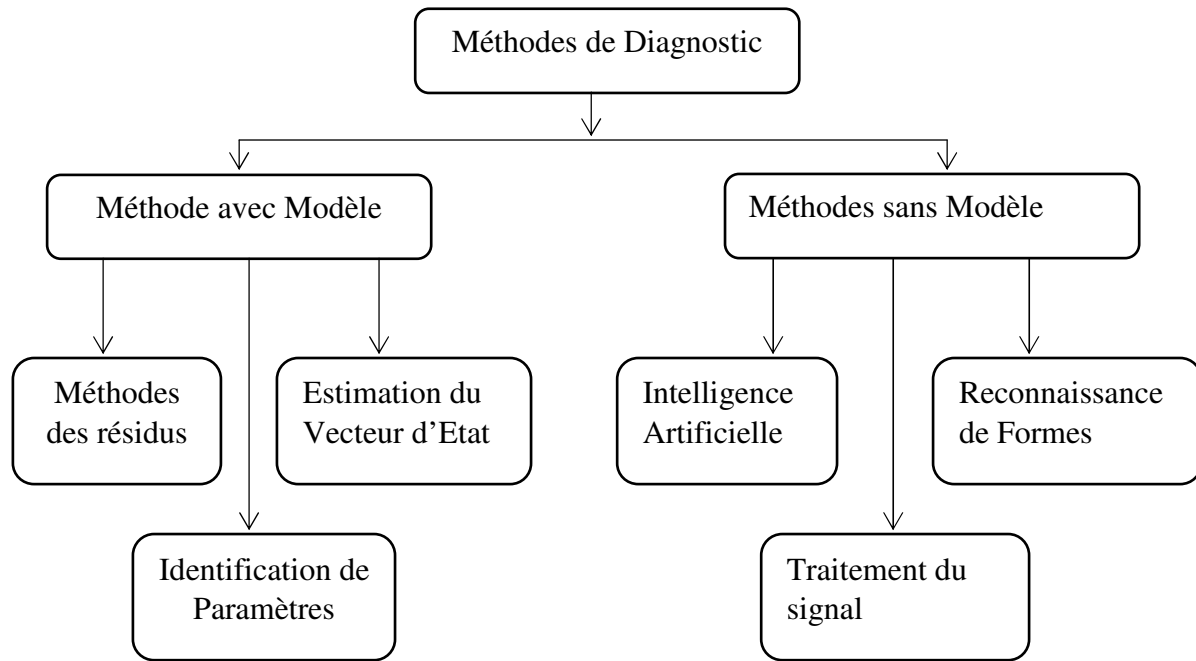


Figure III.1 : Les différentes méthodes de diagnostic.

III-3.1. Méthode de diagnostic avec modèle

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

- La première repose sur le suivi des paramètres électriques caractérisant les modèles.
- La deuxième approche consiste à analyser les résidus générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller.

III-3.2. Méthodes de diagnostic sans modèle

Ces méthodes se fondent sur l'analyse des mesures que fournit la machine lors de son fonctionnement. Une comparaison entre le spectre du courant d'alimentation et celui du signal fourni par un capteur de vibration montre que l'utilisation des courants statoriques est très intéressante pour le diagnostic, puisque les informations présentes dans l'analyse des courants englobent celles trouvées dans l'analyse vibratoire et celles liées aux phénomènes électriques. Il existe plusieurs méthodes de diagnostic sans modèle parmi-lesquels :

- Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites.
- Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.
- Diagnostic par analyse du courant statorique.
- Diagnostic par analyse des vibrations mécaniques de la machine.
- Diagnostic par analyse du vecteur de Park.

- Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (AI).
- Diagnostic par utilisation des techniques de traitement de signal.

Dans ce que suit, on présente brièvement les techniques de traitement de signal utilisé dans le diagnostic (les transformées de Fourier rapide (FFT) et la transformée en ondelettes (TO)) [20].

III-3.2.1. Techniques de traitement de signal utilisé dans le diagnostic

Les techniques de traitement du signal appliquées à la détection des défaillances dépendent des conditions de fonctionnement de la machine. Ces conditions peuvent être très différentes selon que la vitesse et/ou le couple sont constante ou variable [21]. parmi ces techniques on peut citer :

III-3.2.1.1. Transformée en Série de Fourier

Au 19^{ème} siècle 1822, le mathématicien français J. Fourier a montré qu'une fonction périodique pouvait être décomposée en une somme infinie de fonctions exponentielles périodiques complexes. Soit $x(t)$ et $X(f)$ deux signaux représentant la même grandeur physique, mais dans deux domaines différents. $x(t)$ est le signal représentatif dans le domaine (amplitude-temps), $X(f)$ est le signal représentatif dans le domaine (amplitude-fréquences). La transformée de Fourier permet le passage entre deux domaines de représentations complémentaires ; temporelle et fréquentielle grâce à l'intégrale qui porte son nom et qui s'exprime, pour une fonction $x(t)$, par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{III.1})$$

De même, si l'on veut retrouver $x(t)$ à partir de $X(f)$, il faut connaître le spectre pour toutes les fréquences jusqu'à l'infini :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (\text{III.2})$$

Comme l'information fournie par l'intégrale correspond à toutes les instances de temps, la transformée de Fourier permet de dire en quelles quantités les fréquences existent mais elle ne dit pas à quels instants ces fréquences sont présentes. Cette analyse convient pour les signaux stationnaires où chaque composante de fréquence existe à tout instant, mais ne convient pas aux signaux non stationnaires [23]-[26].

III-3.2.1.2. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG)

En 1940, D. Gabor a présenté la première forme de représentation « *Temps – Fréquence* » appelée Transformée de Fourier Fenêtrée (TFF). Sa technique consiste à découper le signal en différentes plages de longueur fixe. Cette technique se base sur une analyse locale c'est-à-dire, chaque plage est étudiée séparément des autres par l'analyse traditionnelle de Fourier, juxtaposant les résultats sous la forme d'une représentation « *temps – fréquence* » ou « *spectrogramme* ». C'est un outil de base pour l'analyse des signaux non-stationnaires. Le signal est supposé stationnaire sur chaque fenêtre.

La TFF consiste en la décomposition du signal $s(t)$ suivant une famille de fonctions $g_{a,b}$ qui dérivent toutes d'une même « *fonction fenêtre* » $g(t)$ par :

- Translation en temps (paramètre b)
- Modulation en fréquence (paramètre a)

La fonction g est multipliée par une fonction sinusoïdale de fréquence a

$$g_{a,b}(t) = g(t - b)e^{i2\pi at} \quad (\text{III.3})$$

Où le terme b localise une fenêtre d'analyse. Cette transformation s'écrit:

$$C(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) g_{a,b}(t) dt \quad (\text{III.4})$$

$C(a, b)$ est la transformée de Fourier fenêtrée du signal $s(t)$ sur une fenêtre de largeur b , selon une fréquence a .

Les inconvénients majeurs de cette transformation sont :

- On ne peut pas savoir quelle fréquence existe à un instant donné.
- la taille de la fenêtre d'analyse fixe, toutes les fréquences seront analysées avec la même résolution.
- Les résolutions temporelles et fréquentielles ne varient pas en fonction du temps et de la fréquence [26].

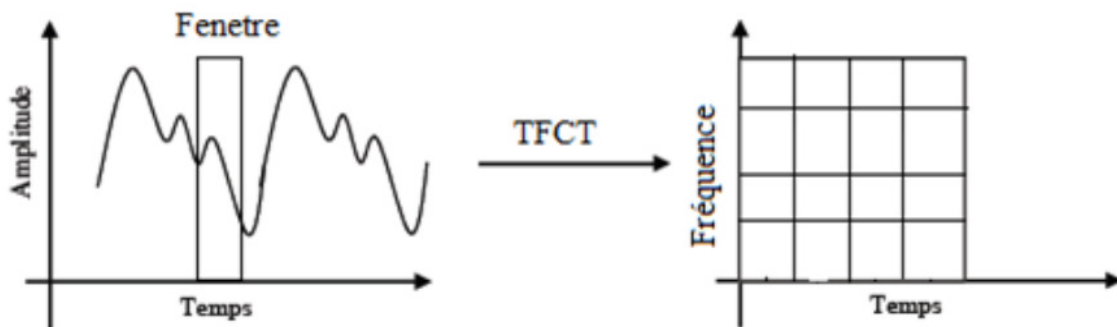


Figure III.2: pavage de la transformée de fourrier à fenêtre glissante [27].

III-4. La Transformée en Ondelette

III-4.1. Historique

La théorie des ondelettes est récente, elle est née au milieu des années 80. Et pourtant, elle est déjà utilisée dans de nombreux domaines qu'ils soient théoriques ou pratiques: analyse harmonique, vision ordinateur, traitement du signal, compression d'images, analyse de turbulences etc. son succès est dû à son adaptation aux données et à sa facilité d'implémentation.

Elle a été introduite dans le langage mathématique par Jean Morlet et Alex Grossmann en 1984. Terme initialement français, il a été ensuite traduit en anglais par wavelet, avec le terme wave (onde) et le diminutif let (petite). En 1986, Yves Meyer, reconnu comme un des fondateurs de la théorie des ondelettes, rassembla toutes les découvertes précédentes, il en a dénombré 16, puis définit les ondelettes orthogonales. En 1986 Stéphane Mallat fit le lien entre les ondelettes et l'analyse multi résolution. Enfin, en 1987, Ingrid Daubechies mit au point des ondelettes orthogonales appelées ondelettes de Daubechies [25].

III-4.2. Définition

Une ondelette est une forme d'onde de la durée limitée qui à une valeur moyenne zéro :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (\text{III.5})$$

Il est un objet mathématique utilisé pour le traitement du signal. Elle permet en particulier de décomposer un signal dans un domaine fréquentiel dont la précision varie selon la bande de fréquences considérée [27]-[30].

$\psi(t)$ Représente l'ondelette mère.

III-4.3. Propriétés d'une ondelette mère

- **Moments nuls** C'est la propriété la plus importante pour une ondelette. Une ondelette $\psi(t)$ a N moments nuls si :

$$M_k = \int_{-\infty}^{+\infty} t^k \psi(t) dt = 0 \quad 0 \leq k \leq N \quad (\text{III.6})$$

D'après la dernière équation de M_k , toute ondelette se doit d'avoir au moins un moment nul (le cas où $k=0$).

- **Support compact** La plupart des ondelettes sont à support compact dans le domaine temporel, ce qui veut dire qu'elles sont à durée finie et se distinguent par leur atténuation rapide. Un support compact permet une complexité de calcul réduit, une

meilleure résolution dans le domaine du temps mais donne une résolution pauvre en fréquences. Comme exemple, on peut citer les ondelettes de Daubechies, Symlets, Coiflets, etc. Par dualité, les ondelettes à bande étroite sont des ondelettes à support compact dans le domaine fréquentiel mais pas dans le domaine temporel. Les ondelettes de Meyer en sont un exemple.

- **Régularité** La régularité d'une ondelette est la propriété permettant de localiser les singularités dans un signal. On peut noter qu'il existe un lien entre la régularité et les moments nuls. Autant on a des moments nuls autant le signal est régulier.
- **Symétrie** Comme le nombre de moments nuls, la symétrie de l'ondelette conditionne la régularité de celle-ci sur un intervalle.
- **Orthogonalité** L'orthogonalité d'une ondelette est la propriété permettant d'éliminer la redondance d'informations [26].

III-4.4. La famille d'ondelettes

Il y a plusieurs ondelettes mères utilisées pour le calcul de la transformée en ondelette des signaux analysés. Chacune d'entre elles a un domaine d'application défini de la forme du signal étudié. Le tableau (III.1) contient les familles les plus usuelles [27] :

Nom des familles d'ondelettes	Abréviations
Ondelette de Haar	<i>Haar</i>
Ondelettes de Daubechies	<i>Db</i>
Ondelettes Symlets	<i>Sym</i>
Ondelettes Coiflets	<i>Coif</i>
Ondelettes biorthogonales	<i>Bior</i>
Ondelettes de Meyer	<i>Meyr</i>
Ondelettes gaussiennes	<i>gaus</i>
Ondelettes gaussiennes complexes	<i>Cgaus</i>
Ondelettes Mexicain	<i>Mexh</i>
Ondelettes de Morlet	<i>Morl</i>
Ondelettes de Morlet complexes	<i>Cmor</i>
Ondelettes de shannon complexes	<i>Shan</i>

Tableau III.1: Familles d'ondelettes.

Les familles d'ondelettes peuvent être caractérisées par quatre propriétés principales : existence de filtres associés, orthogonalité ou biorthogonalité, support compact ou non compact, ondelettes réelles ou complexes. Le tableau ci-dessous résume ces diverses propriétés.

Ondelettes à filtres			Ondelettes sans filtres	
A support compact		Support non compact	Réelles	Complexes
Orthogonales	Biorthogonales	Orthogonales	<i>Gaus, mexh, morl</i>	<i>Cgau, shan, cmor</i>
<i>Db, haar, sym, cmor coif</i>	<i>Bior</i>	<i>Meyr</i>		

Tableau III.2 : Les propriétés principales des ondelettes.

III-4.4.1 Ondelette de Morlet

Cette fonction ne vérifie qu'approximativement la condition d'admissibilité, elle est définie par :

$$\psi(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} C e^{-\frac{x^2}{2}} \cos(5x) dx \quad (\text{III.7})$$

Où « C » est une constante de normalisation de reconstruction. La figure (III.3) montre la forme de cette ondelette [26].

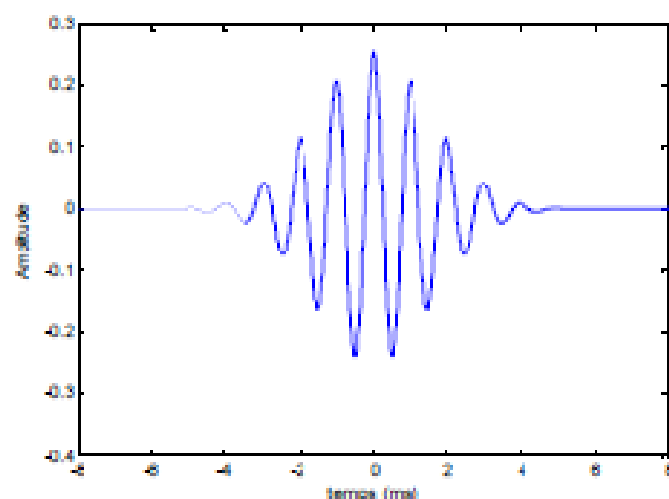


Figure III.3 Ondelette de Morlet.

III-4.4.2. Ondelettes de Meyer

L'ondelette de Meyer est l'une des premières ondelettes. Elle a été construite par Y.Meyer au milieu des années 1980. Il s'agit d'une ondelette orthogonale qui n'a pas un support compact [28]. La forme de cette ondelette est donnée par la figure III.4:

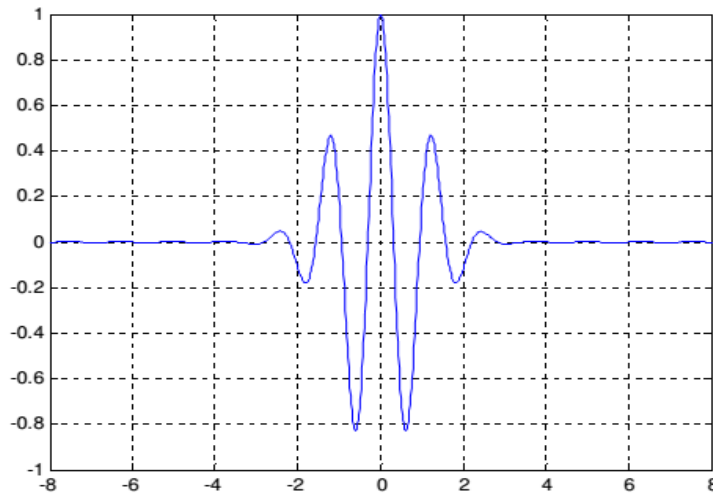


Figure III.4 Ondelettes de Meyer.

III-4.4.3. Ondelettes de Daubechies

Cette famille d'ondelettes à un paramètre permettant de manipuler des ondelettes orthogonales à support compact de régularité arbitraire. Pour N , c'est l'ordre de l'ondelette dbN . Pour $N = 1$, $db1$ est appelée ondelette de Haar, c'est la plus simple et la plus ancienne des ondelettes. Elle est bien localisée en espace, mais, en contrepartie, elle est discontinue et sa transformée de Fourier oscille beaucoup donnant une mauvaise localisation en fréquence. Elle est définie par [27] :

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{1}{2} \\ -1 & \text{pour } \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Hormis $db1$, les ondelettes de cette famille n'ont pas d'expression explicite et sont asymétriques. Cependant, leur régularité augmente avec l'ordre et permet une analyse orthogonale [26]. Les ondelettes de cette famille pour les ordres 2, 3, 4 et 5 sont présentées dans la figure (III.5) :

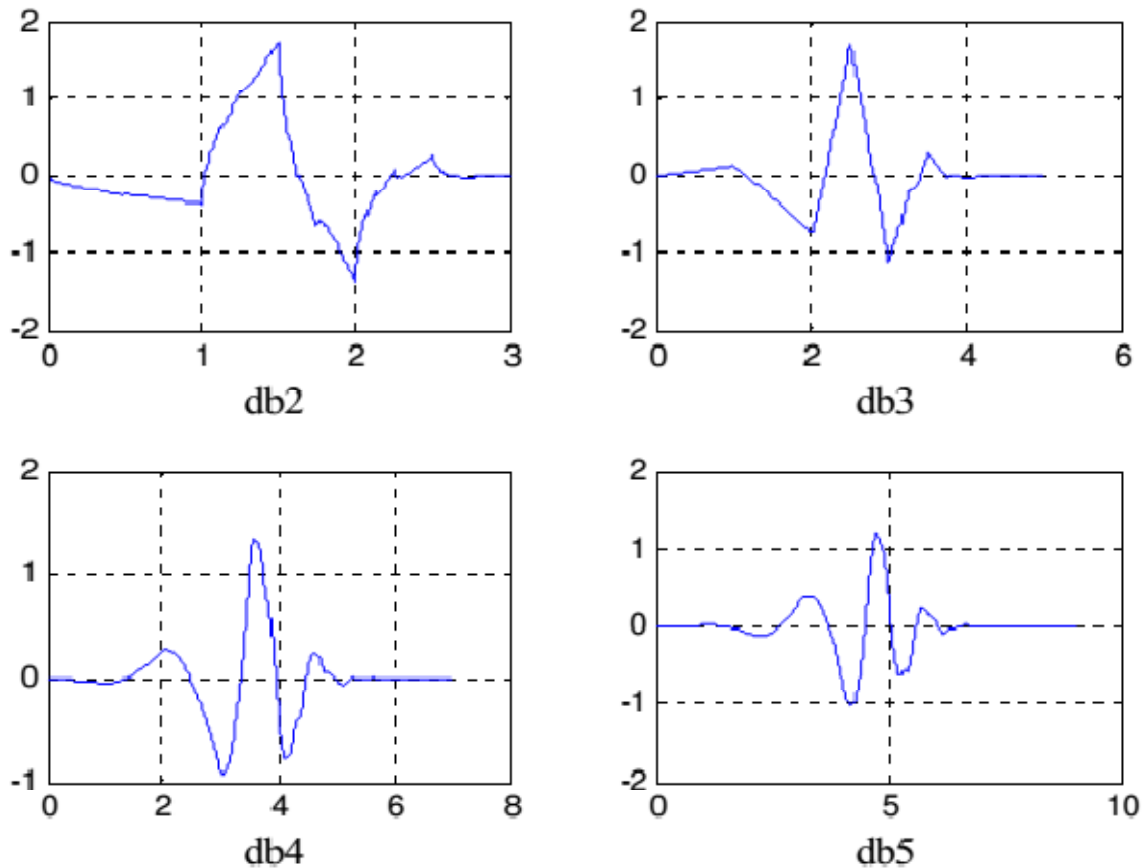


Figure III.5 : Ondelettes de Daubechies (dbN).

Remarques

- Les ondelettes de Morlet ne permettent pas de construire une base orthogonale.
- Les ondelettes de Daubechies sont les plus couramment utilisées.

III-4.5. Choix de la meilleure ondelette

Le critère de choix de la meilleure ondelette mère reste un problème à déterminer. Malheureusement, il n'y a pas d'ondelette qui soit meilleur que les autres, tout dépend de l'application. Dans certain cas, l'ondelette la plus simple (haar) sera optimale. Pour d'autres applications, ce sera le pire des choix possibles.

En pratique le choix de la meilleur ondelette se base sur :

- **la forme d'ondelette analysante** : plus la fonction ressemble à l'événement à traiter, plus l'analyse sera efficace.
- **les propriétés mathématiques** (moments nul, régularité,...)
- **ad hoc** : une ondelette qui permet un traitement de signal efficace est acceptable, même si elle n'est pas la meilleure possible. De toute façon, une ondelette

optimale pour les signaux mesurés lors d'une certaine expérimentation dans un domaine donné ne le serait pas nécessairement lors d'une autre prise de mesures pour un autre domaine [26].

III-5. Principe La Transformée en ondelettes

La transformée en ondelettes est un outil récent de traitement du signal [28], son principe repose sur la décomposition d'un signal en une famille d'ondelettes d'échelles et des positions différentes. Ces ondelettes sont obtenues en dilatant ou contractant une ondelette-mère et en la translatant le long de l'axe temporel. La formule utilisée pour la transformée en ondelettes est :

$$\psi(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) \quad (\text{III.9})$$

Le paramètre (b) de l'ondelette représente sa translation sur l'axe du temps, par contre (a) est le paramètre d'échelle ($a \neq 0$), donne le contrôle de la fréquence de l'ondelette, sachant que $a = 1/f$. « f » Étant la fréquence.

- Si $a < 1$, l'ondelette $\psi_{a,b(t)}$ devient contracter et son contenu fréquentiel penchera vers les hautes fréquences va privilégier la localisation temporelle.
- Si $a > 1$, l'ondelette $\psi_{a,b(t)}$ est très large, et le contenu fréquentiel penchera vers les basses fréquences du plan d'analyse et permettra une meilleure localisation en fréquence.

Par le fait de comprimer ou d'étirer les ondelettes pour modifier leurs fréquences, les ondelettes s'adaptent automatiquement aux différentes composantes du signal. Une fenêtre étroite permet d'analyser les phénomènes transitoires de haute fréquence alors qu'une fenêtre large analyse la composante longue durée de basse fréquence. C'est une procédure de multi-résolution [25]. La Figure (III.6) présente les propriétés temporelles (image de gauche) et fréquentielles (image de droite) de 3 échelles différentes d'une ondelette :

- ✓ $a=0.5$ correspond à une ondelette contractée.
- ✓ $a=1$ correspond à l'ondelette de base ou l'ondelette mère.
- ✓ $a=2$ correspond à une ondelette dilatée.

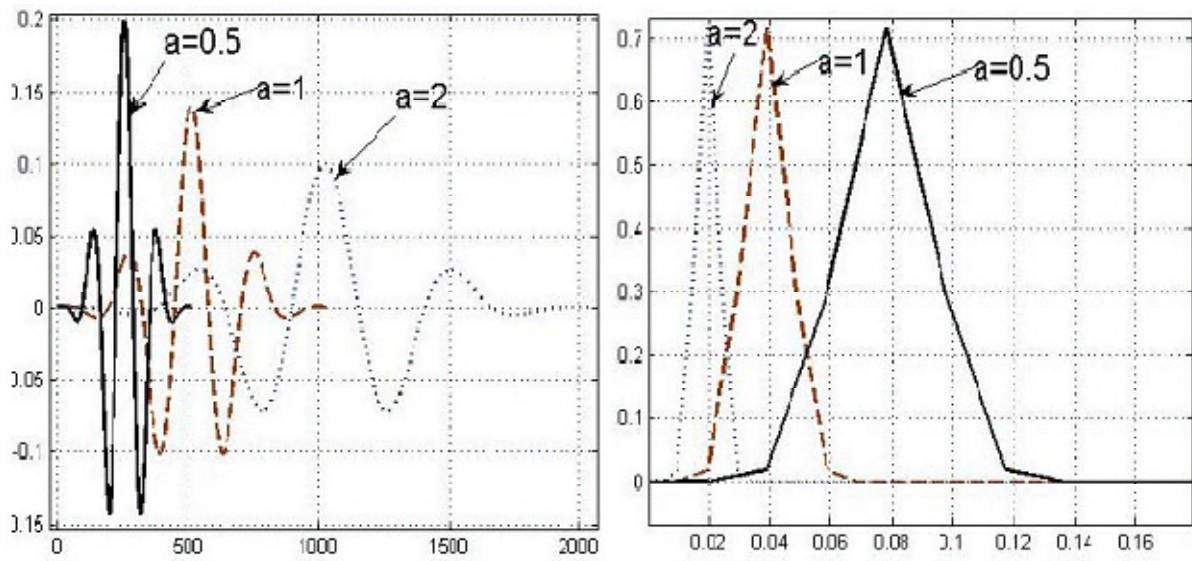


Figure III.6 : Propriétés d'une ondelette mère, contractée et dilatée [24].

III-6. Les types de la transformée en ondelette

III-6.1. La transformation en ondelette continue

La transformée en ondelette continue (TOC) d'un signal $x(t)$ est donnée par :

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) x(t) dt \quad (\text{III.10})$$

Où $\psi(t)$: est l'ondelette mère analysante.

a : est un facteur d'échelle de dilatation temporelle.

b : est un facteur de translation dans le temps.

Le résultat de la transformée en ondelette continue (TOC) est donc des coefficients W en fonction de a (facteur d'échelle) et de b (facteur de translation) (figure III.7). Les coefficients $W(a, b)$ décrivent la corrélation entre le signal à analyser et l'ondelette mère analysante. La transformation en ondelette continue produit une représentation temps-échelle similaire à celle de la représentation temps fréquence produite par la transformée de Fourier à fenêtre glissante.

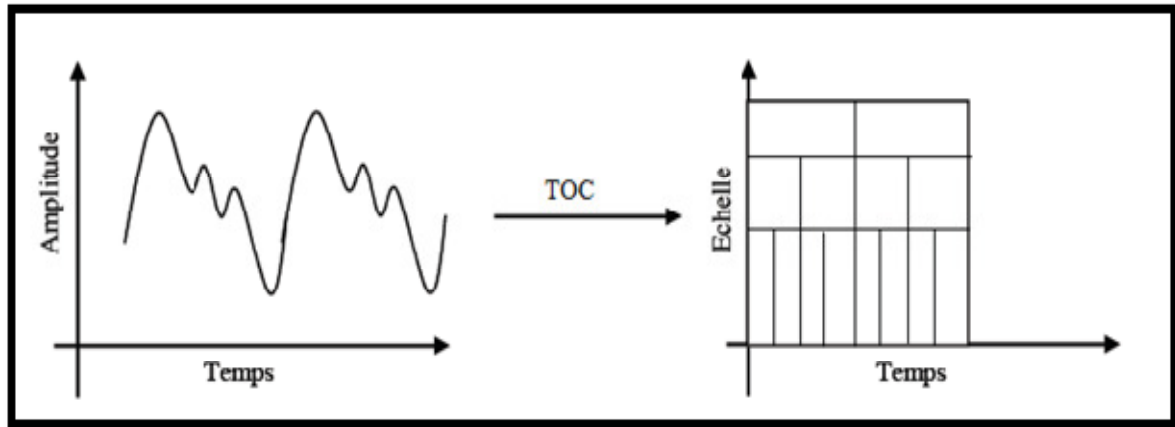


Figure III.7 : Analyse temps-échelle.

Les étapes de l'algorithme de la TOC sont les suivantes :

1. Choisir l'ondelette mère $\psi(t)$.
2. Initialisation de a et b .
3. L'ondelette mère est placée au début du signal au point qui correspond au temps $t = 0$.
4. Calculer la valeur de $W(a, b)$.
5. Translater (ou décaler) l'ondelette mère vers la droite par une valeur b à l'emplacement $t = b$.
6. Revenir à l'étape 4, jusqu'à ce que l'ondelette atteigne l'extrémité du signal, (une rangée des points sur le plan temps-échelle pour une valeur de a est maintenant accomplie).
7. Incrémentation de a .
8. Revenir à l'étape 3, jusqu'à une valeur désirée de a [30].

III-6.2 La transformation en ondelette discrète

La transformée en ondelette discrète, ou TOD (en anglais : Discrete Wavelet Transform, ou DWT) est une technique fournit suffisamment d'information, tant pour l'analyse que pour la reconstruction du signal d'original, en un temps de calcul notablement réduit. Le TOD translate et dilate l'ondelette selon des valeurs discrètes des facteurs d'échelle et de translation telles que :

$$a = a_0$$

$$b = k b_0 a_0^j$$

Où: $a_0 > 1$; $b_0 > 0$; $k, j \in \mathbb{Z}$

Les coefficients de la TOD sont définie par:

$$D_x(a_0, b_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi_{b_0}^{a_0}(t) dt \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\psi_{b_0}^{a_0}(t) = |a_0^j|^{-1/2} \psi\left(\frac{t - k b_0 a_0^j}{a_0^j}\right) \quad (\text{III.12})$$

On appelle transformée en ondelette discrète toute base d'ondelette travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^n$. Ce type de la transformée est pratique en implémentation sur tout système numérique. Dans la majorité des cas, on utilise $a_0 = 2$ et $b_0 = 2$, on obtient la transformée en ondelette discrète dyadique [23].

III-6.3. La multi-résolution

Cette technique consiste à décomposer le signal avec la transformée en ondelette en passant par deux filtres. L'un est un passe bas pour avoir les approximations qui représentent l'allure générale du signal, et l'autre est un passe haut pour avoir ses détails. Le schéma de la figure (III.12) montre l'opération. Les coefficients d'approximation $A_{j,k}$, de l'équation (III.13), à la résolution 2^{j-1} sont obtenus à partir des coefficients d'approximation à la résolution 2^j par filtrage en utilisant un filtre de réponse impulsionnelle $h[n]$ suivi d'un décimateur d'ordre 2, et les coefficients de détail $d_{j,k}$ sont obtenus à partir des coefficients d'approximation $A_{j,k}$, de l'équation (III.14), par filtrage en utilisant un filtre de réponse impulsionnelle $g[n]$ suivi d'un décimateur d'ordre 2 figure (III.18) [25].

$$A_{j,k} = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h[n] A_{j-1,2k+n} \quad (\text{III.13})$$

$$d_{j,k} = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g[n] A_{j-1,2k+n} \quad (\text{III.14})$$

La transformée en ondelettes discrète décompose le signal en deux parties [34] :

- les approximations qui correspondent à la basse fréquence.
- les détails qui correspondent à la haute fréquence.

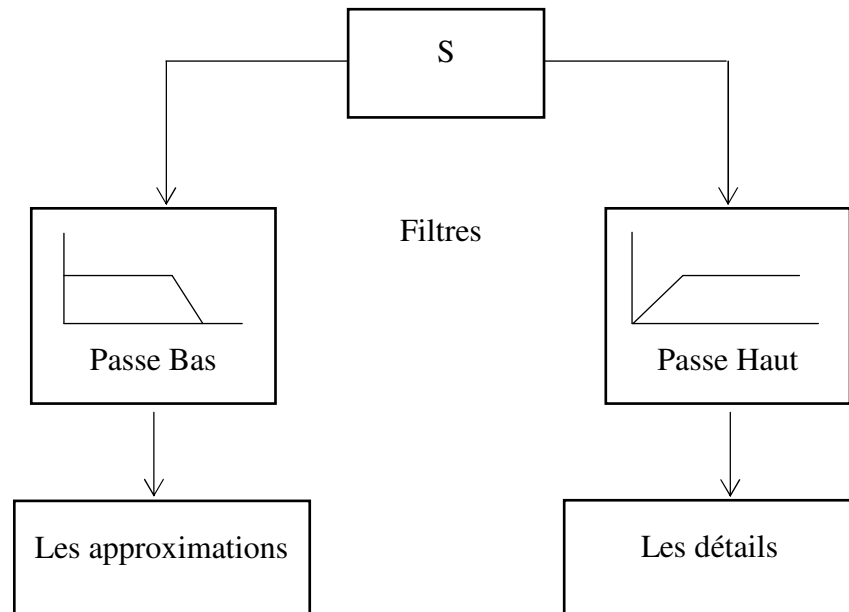


Figure III.8: Transformée en ondelette par multi résolution.

Le processus de décomposition peut être réitéré, de sorte qu'un signal $s(t)$ peut être décomposé en plusieurs composantes de basse résolution : ceci s'appelle l'arbre de décomposition d'ondelette (voir figure ci-après).

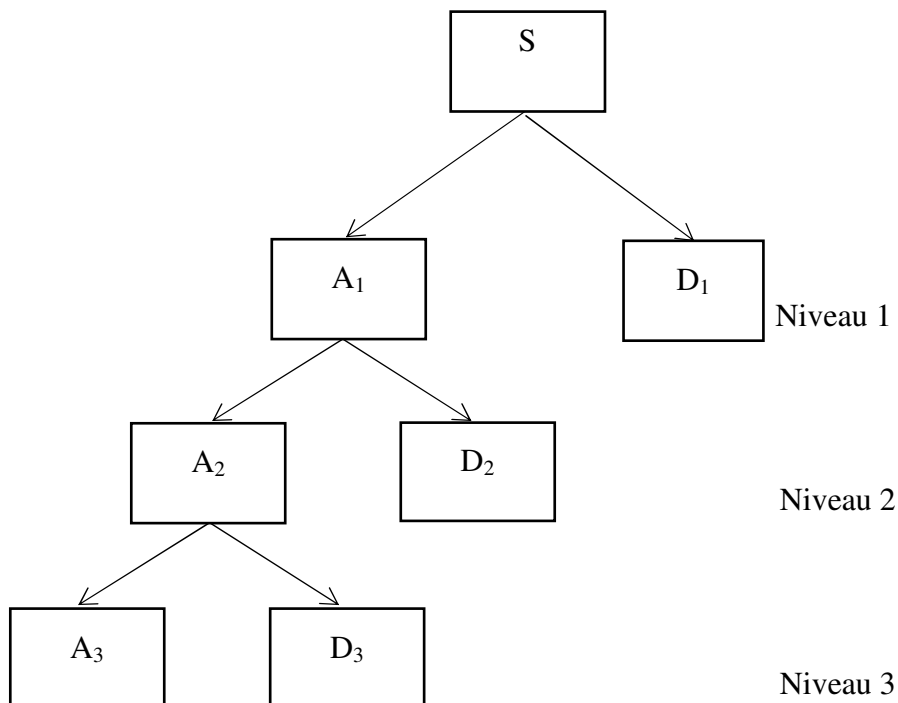


Figure III.9: L'arbre de décomposition d'ondelette a trois niveaux [31].

Donc le signal décomposé s'écrit :

$$S(t)=D1+D2+D3+A3 \quad (\text{III.15})$$

ici le niveau présenté est de valeur 3 comme exemple.

La décomposition en multi-niveaux est réalisée à l'aide de l'ondelette mère 'Daubechies', le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation suivante [32] :

$$n_{LS} = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{f_s}{f} \right)}{\log(2)} \right) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

f : Fréquence du fondamental.

f_s : Fréquence d'échantillonnage.

❖ Avantages et inconvénients des ondelettes :

La FFT montre ses limites dès lors où elle ne donne pas la localisation temporelle de ses composantes fréquentielles représentées par les pics du spectre, la solution est de calculer les spectres instantanés pour chaque pas temporel du signal. Les outils pour atteindre ce but sont appelés techniques d'analyse temps – fréquence telle que la technique des ondelettes. Le tableau suivant résume quelques avantages et inconvénients des méthodes de traitement de signal.

Les méthodes de traitement du signal	Avantages (buts)	Inconvénients (limites)
Fast Fourier Transform (Transformée de Fourier Rapide) TFR	<ul style="list-style-type: none"> * Bien adaptée aux signaux stationnaires. * Excellent resolution fréquentielle. 	<ul style="list-style-type: none"> * Ne permet pas d'obtenir d'information temporelle. * Analyse globale.
Short Time Fourier Transform (STFT) Transformée de Fourier de courte durée	<ul style="list-style-type: none"> * Beaucoup de précision par rapport au FFT. * Analyser le spectre sur des morceaux du signal. 	<ul style="list-style-type: none"> * Fenêtre d'analyse fixée a priori. * Compromis précision temporelle / fréquentielle.
Wavelets (Ondelettes)	<ul style="list-style-type: none"> * Les ondelettes permettent une décomposition multi-échelle. * Elle permet d'obtenir l'information fréquentielle et temporelle simultanément. 	<ul style="list-style-type: none"> * Les ondelettes ne peuvent pas résoudre tous les problèmes et il reste beaucoup de limitation propre aux ondelettes. * Transformée en ondelettes discrète a une résolution de fréquence très limitée et parfois la fonction de recherche est étalé sur deux échelles et ne peut pas être clairement détecté.

Tableau. III.3 : L'étude comparative des différentes méthodes d'analyse vibratoires [33].

III-7. Application de la technique FFT au diagnostic de la MSAP

III-7.1. Application au diagnostic des défauts statoriques entre-spires et entre phases

Dans cette partie, on utilise la transformée de Fourier Rapide (FFT) que nous pouvons mettre en évidence des critères plus représentatifs tel que l'apparition de raies de fréquences $k.f_s$ à proximité du fondamental (avec $K=1, 3, 5, 7\dots$) sur le spectre de courant statorique pour le diagnostic des défauts de C-C entre-spire de **30 %** et **55 %** dans la phase « a », des défauts de C-C entre phases (**10 %** dans la phase « a », **30 %** dans la phase « b » et **40 %** dans la phase « a », **25 %** dans la phase « b » avec $r_f = 2.5 \Omega$), les résultats de simulation sont montrés dans les figures (III.10 et III.11).

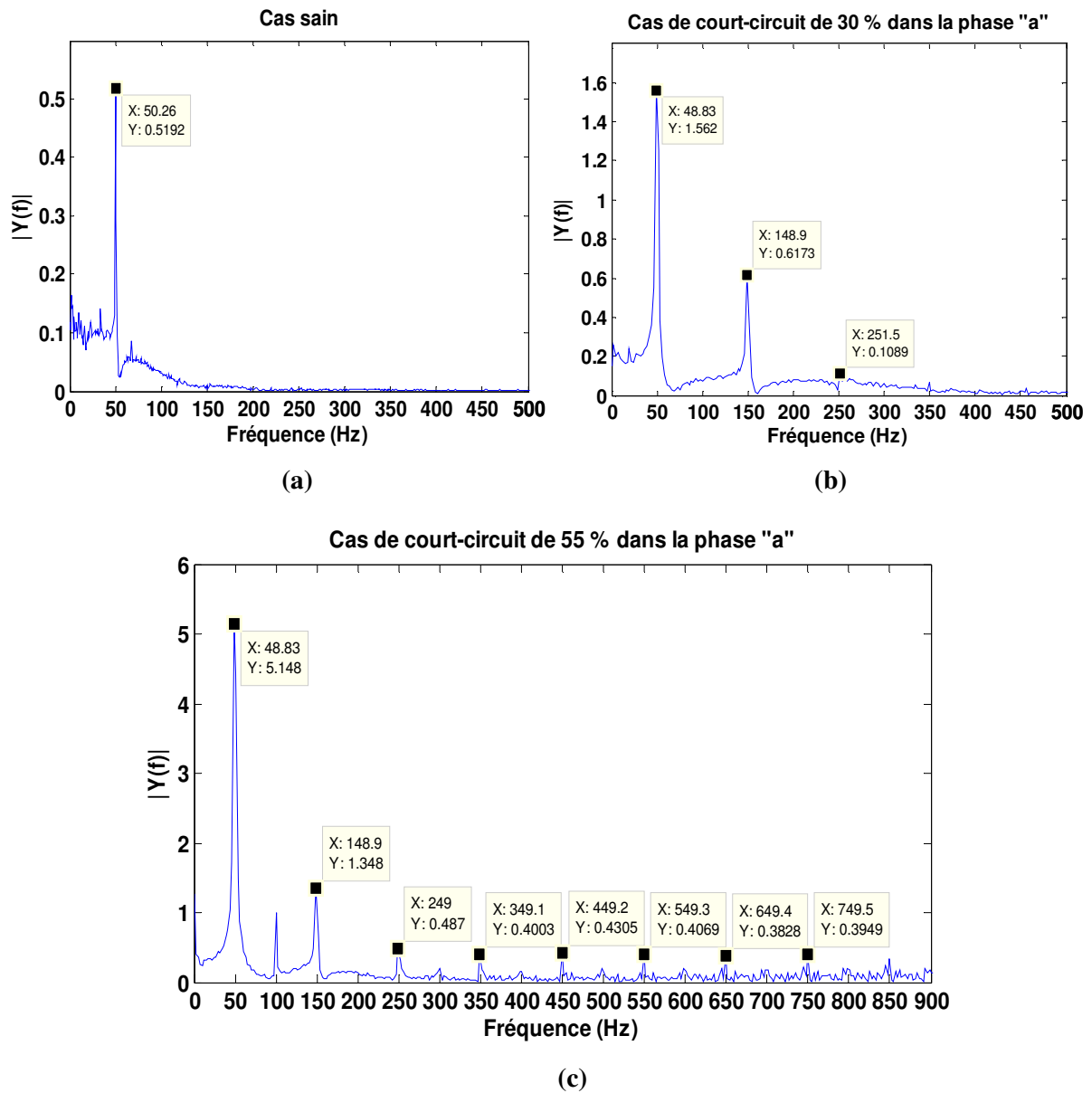


Figure III.10 : FFT du courant en charge de défaut entre-spire ($t=1\text{ s}$; $C_r=2.5\text{N.m}$) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 30 % dans la phase « a »), (c) : avec défaut (Court-circuit de 55 % dans la phase « a »), $r_f=3 \Omega$).

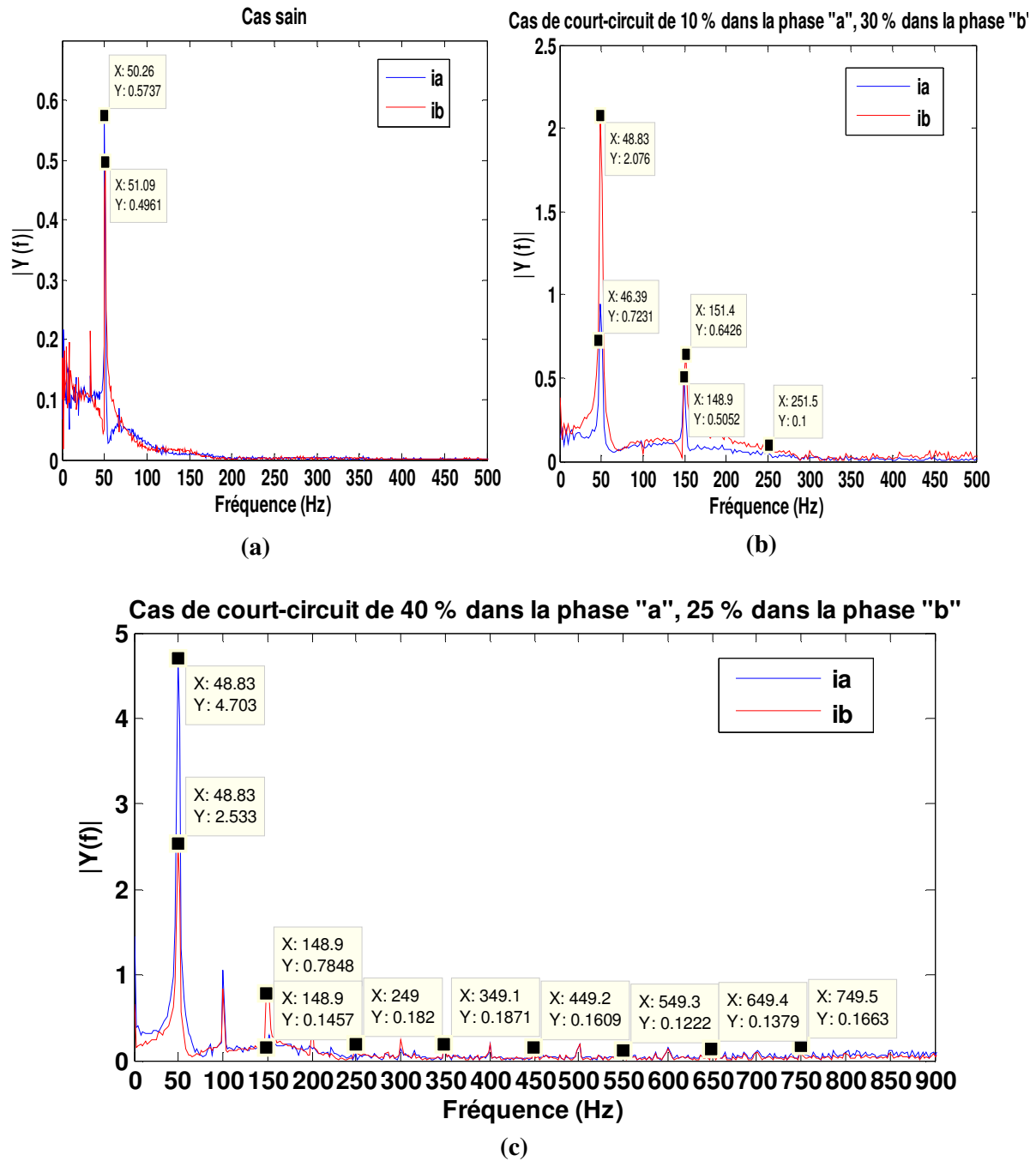


Figure III.11 : FFT du courant en charge de défaut entre-phase ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% dans la phase « a », 30 % dans la phase « b », (c) : avec défaut (Court-circuit de 40% dans la phase « a », 25 % dans la phase « b », $r_f=2.5 \Omega$).

III-7.2. Interprétation des résultats de simulation des défauts statoriques entre-spires et entre phases par FFT

Nous effectuons une analyse spectrale du courant de défaut entre-spire d'une phase statorique « a » et en même temps de défaut entre deux phases statoriques « a » et « b ». D'après les résultats de cette analyse pour un cas sain (Figures (III.10a, III.11a), seul la raie

due au fondamental (50 Hz) apparaît sur le spectre du courant statorique. Cela est tout à fait normal étant donné que la MSAP ne présente aucun défaut.

Une autre analyse effectuée sur cas défaillant fait apparaître quatre pics, le premier correspond à la fréquence fondamentale 50 Hz et les autres pics à 150 Hz ($K=3$), 250 Hz ($K=5$) et 350 Hz ($K=7$), indiquant les fréquences d'un court-circuit élevé comme le montrent les **Figures (III.10b et III.11b)**. En outre, six et sept pics, le 1^{er} à 50 Hz et les autres à 150 Hz ($K=3$), 250 Hz ($K=5$) jusqu'à 650 Hz ($K=13$), 750 Hz ($K=15$) indiquant les fréquences d'un court-circuit franc comme le montrent les figures (**III.10c et III.11c**). Mais il y a d'autres fréquences qu'on ne peut pas les localiser sur le spectre de courant statorique avec un défaut de court-circuit.

Les résultats de simulation montrent l'influence du défaut de court-circuit sur le comportement mécanique et électrique de la machine et la possibilité d'extraire des signatures pour détecter et localiser les anomalies.

III-8. Application de la technique des ondelettes au diagnostic de la MSAP

La transformée en ondelette (wavelet) est une technique avancée utilisée pour améliorer l'analyse du signal du courant statorique et de permettre la détection d'une manière précoce les défauts de la MSAP dans le régime stationnaire et variable.

Dans ce cas, on applique la transformée en ondelettes discrète (TOD) aux signaux des courants statoriques. L'extraction des informations des signaux nécessite des choix judicieux pour certains paramètres tels que : la fréquence d'échantillonnage, le type d'ondelette, l'ordre de l'ondelette et le niveau de décomposition. Le choix de l'ondelette mère « Daubechies » en raison que la fonction d'échelle réduit en minimum le recouvrement entre les bandes de fréquence qui ne peuvent pas être évitées, En fait, le recouvrement n'affecte pas l'exécution de diagnostic dans une vraie application mais il aide à améliorer l'analyse de l'approximation et des détails [34].

III-8.1. Analyse des défauts statorique entre-spire et entre-phase par la décomposition multi-niveau d'ondelette

La décomposition en multi-niveaux du courant statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère 'Daubechies «db7 »', le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation suivante :

$$n_{LS} = \text{int} \left(\frac{\log(\frac{f_s}{f})}{\log(2)} \right) + 1$$

Tel que : f : fréquence du fondamental.

f_s : Fréquence d'échantillonnage.

Connaissant $f = 50$ Hz et $f_s = 20$ kHz, on peut calculer le nombre de décompositions appropriés:

$$n_{LS} + 1 = \text{int} \left(\frac{\log(\frac{20000}{50})}{\log(2)} \right) + 1 = 9 \text{ Niveau}$$

Le Tableau suivant indique les différentes bandes de fréquence obtenues par la décomposition en ondelettes discrète.

Niveau	Approximations			Détails
j = 1	A1	0 – 10000	D1	10000 – 20000
j = 2	A2	0 – 5000	D2	5000 – 10000
j = 3	A3	0 – 2500	D3	2500 – 5000
j = 4	A4	0 – 1250	D4	1250 – 2500
j = 5	A5	0 – 625	D5	625 – 1250
j = 6	A6	0 – 312.5	D6	312.5 – 625
j = 7	A7	0 – 156.25	D7	156.25 – 312.5
j = 8	A8	0 – 78.125	D8	78.125 – 156.25
j = 9	A9	0 – 39.0625	D9	39.0625 – 78.125

Tableau III.4: Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en multi-niveaux.

Les Figures (III.12 et III.13) représentent les signaux de détail et d'approximation (D6, D7, D8, D9 et A9) obtenus par la décomposition en multi-niveaux dans les cas suivants : machine saine (figure III.12a), défaut de court-circuit entre-spires de **30%** (figure III.12b), et **55 %** (figure III.12c), et un autre défaut entre phases de **10%** dans la phase « a », **30 %** dans la phase « b » (figure III.13b), et un court-circuit de **40%** dans la phase « a », **25 %** dans la phase « b » (figure III.13c),.

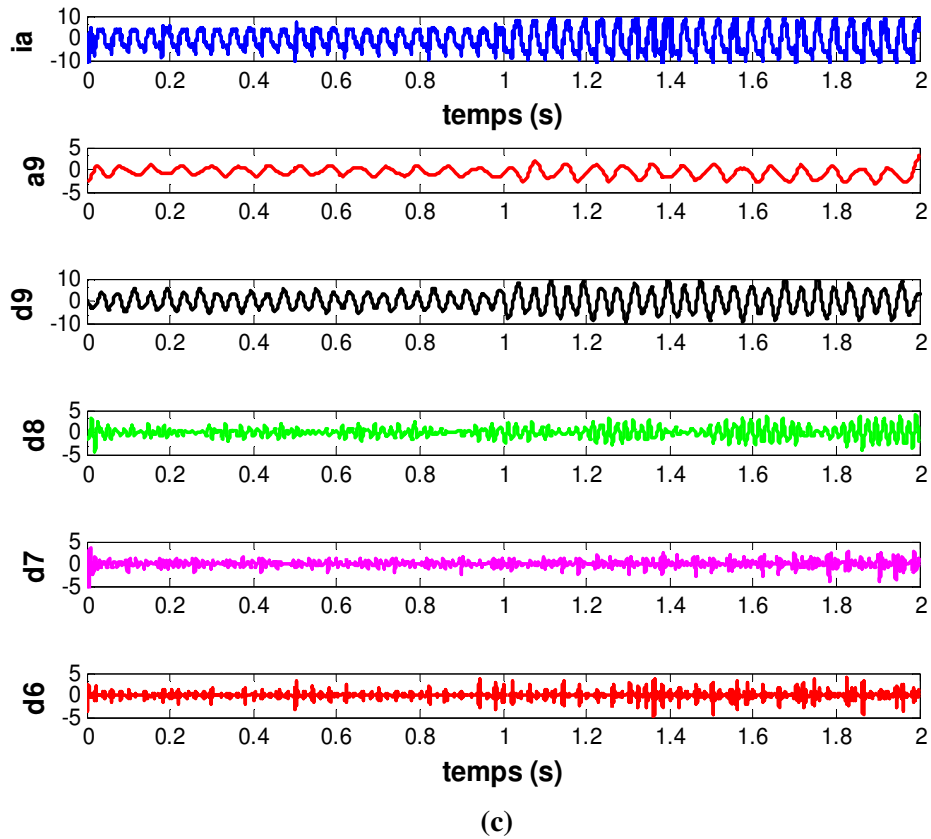
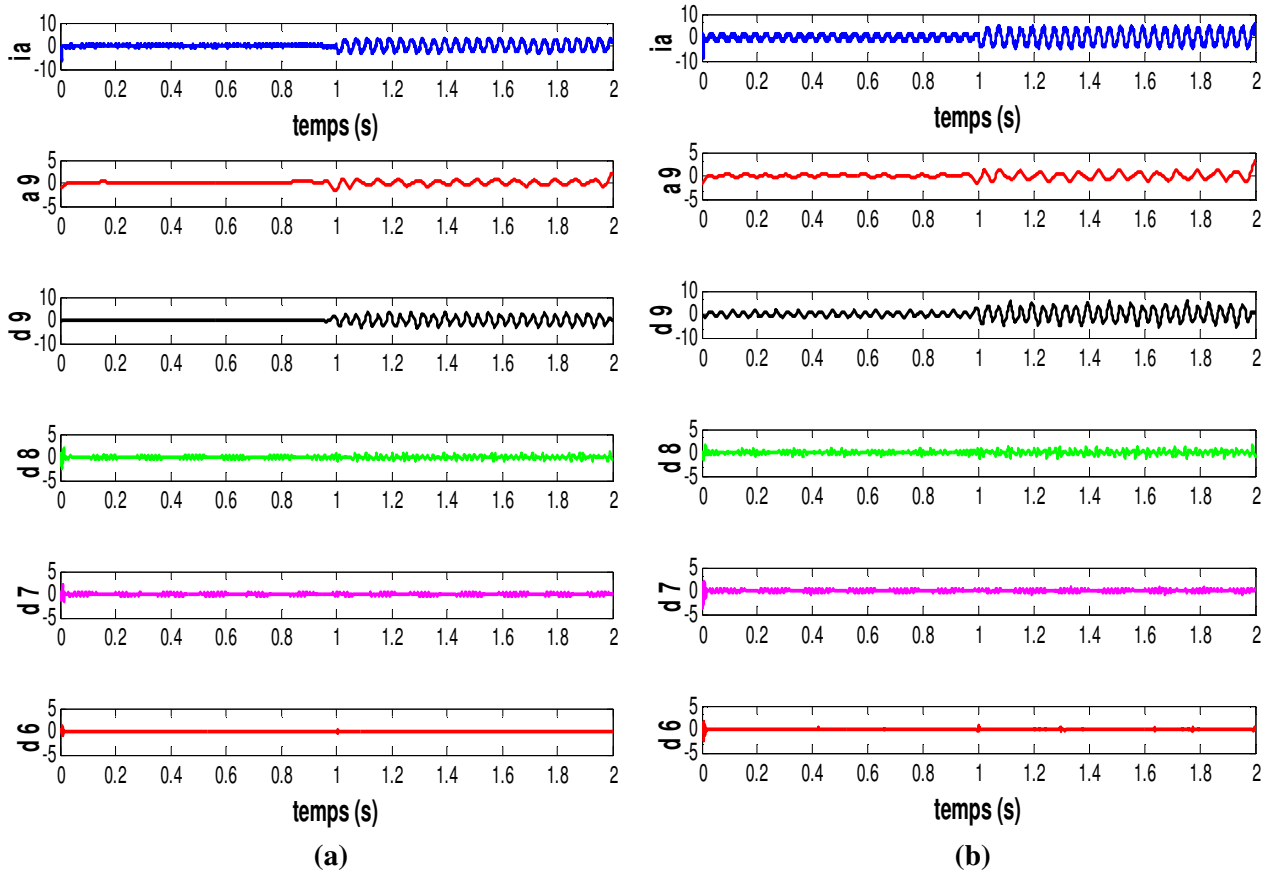


Figure III.12 : Approximations et détails de la DWT du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$) ((a) : cas sain (à vide et en charge), (b) : avec défaut (Court-circuit de 30% dans la phase « a », (c) : avec défaut (Court-circuit de 55% dans la phase « a », $r_f = 3 \Omega$), résultats obtenu par l'ondelette « db7 ».

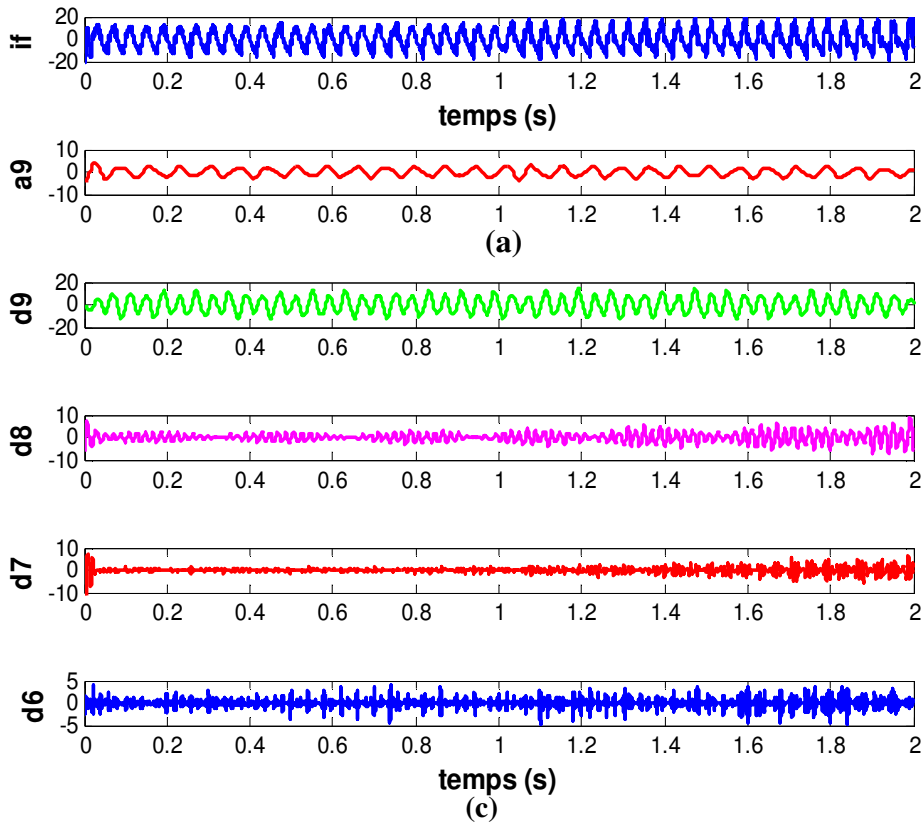
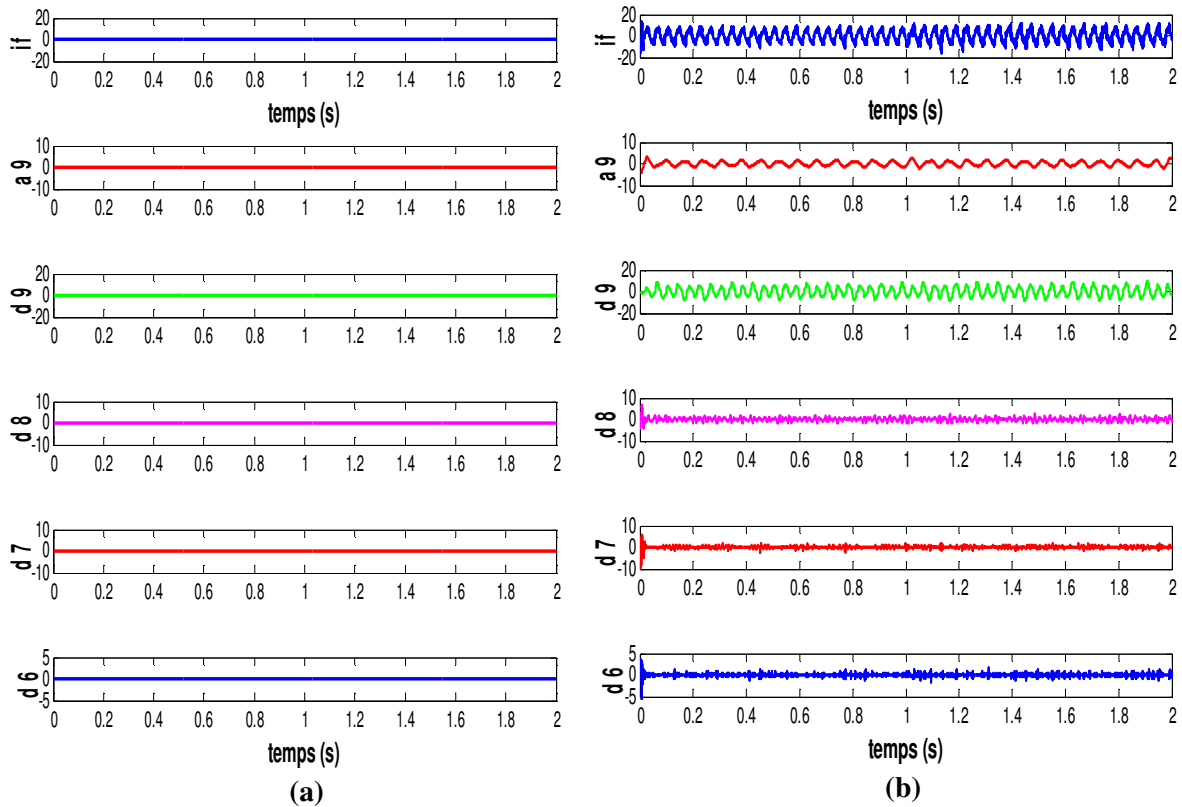


Figure III.13 : Approximations et détails de la DWT du courant i_f pour un défaut entre-phase ($t=1.2s$; $C_r=2.5N.m$) ((a) : cas sain (à vide et en charge), (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% dans la phase « a », 30 % dans la phase « b », (c) : avec défaut (Court-circuit de 40% dans la phase « a », 25 % dans la phase « b », $r_f=2.5 \Omega$), résultats obtenu par l'ondelette « db7 ».

Les figures (III.12 et III.13) représentent les signaux de détail et d'approximation (D6, D7, D8, D9 et A9) obtenus par la décomposition en multi niveau (db7) du courant statorique pour un fonctionnement à vide et en charge pour un cas sain et un défaut d'une seule phase i_{as} et entre deux phases (a et b).

On compare les signaux de détail et d'approximation obtenus pour les cas avec défauts (défaut entre-spires et entre phases) des figures (III.12b, III.12c, III.13b et III.13c) avec l'état sain (les figures (III.12a et III.13a)), on remarque des perturbations qui se manifestent sous forme d'oscillations aux coefficients (D6, D7, D8, D9 et A9) augmentés à l'état de défaut par rapport au cas sain de la machine. Cette variation dans les signaux (D6, D7, D8, D9 et A9) est due à l'effet que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par les différents types de défauts (défaut moyen et sévère).

III-8.2. Résultats obtenus par l'ondelette mère « db44 »

La décomposition en multi-niveaux du courant statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère 'Daubechies «db44 »', le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation suivante :

$$n_{LS} + 2 = \text{int} \left(\frac{\log \frac{f_s}{f}}{\log(2)} \right) + 2 \quad (\text{III.17})$$

Tel que : f : fréquence du fondamental.

f_s : Fréquence d'échantillonnage. Connaissant $f = 50$ Hz et $f_s = 20$ kHz, on peut calculer le nombre de décompositions appropriés:

$$n_{LS} + 2 = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{20000}{50} \right)}{\log(2)} \right) + 2 = 10 \text{ Niveau}$$

Le Tableau suivant indique les différentes bandes de fréquence obtenues par la décomposition en ondelettes discrète.

Niveau		Approximations		Détails
j = 1	A1	0 – 10000	D1	10000 – 20000
j = 2	A2	0 – 5000	D2	5000 – 10000
j = 3	A3	0 – 2500	D3	2500 – 5000
j = 4	A4	0 – 1250	D4	1250 – 2500
j = 5	A5	0 – 625	D5	625 – 1250
j = 6	A6	0 – 312.5	D6	312.5 – 625
j = 7	A7	0 – 156.25	D7	156.25 – 312.5
j = 8	A8	0 – 78.125	D8	78.125 – 156.25
j = 9	A9	0 – 39.0625	D9	39.0625 – 78.125
j = 10	A10	0 – 19.5313	D10	19.5313 – 39.0625

Tableau III.5: Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en multi-niveaux.

La figure (III.14) représente les signaux de détail et d'approximation (D6, D7, D8, D9, D10 et A10) obtenus par la décomposition en multi niveau (db44) du courant statorique pour un fonctionnement à vide et en charge de la MSAP saine (figure III.14a) et le cas d'un défaut de court-circuit entre-spires de la phase i_{as} (figure III.14b et figure III.14 c).

L'augmentation de l'amplitude des signaux (D6, D7, D8, D9, D10 et A10) sont dues à l'effet que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par le type de défaut (défaut moyen ou sévère). La comparaison entre les performances des familles Daubechies, c.à.d entre les ordres db7 et db44 montre que l'analyse par db7 permet d'obtenir des bonnes résultats pour la classification des défauts (court-circuit, désaimantation, excentricité, roulement.....) pour db44 elle montre aucune modification sur la caractéristique de la bande latérale du signal (obtenir une forme parfaitement sinusoïdale des signaux d'approximation de détail, elle est bien claire a D9).

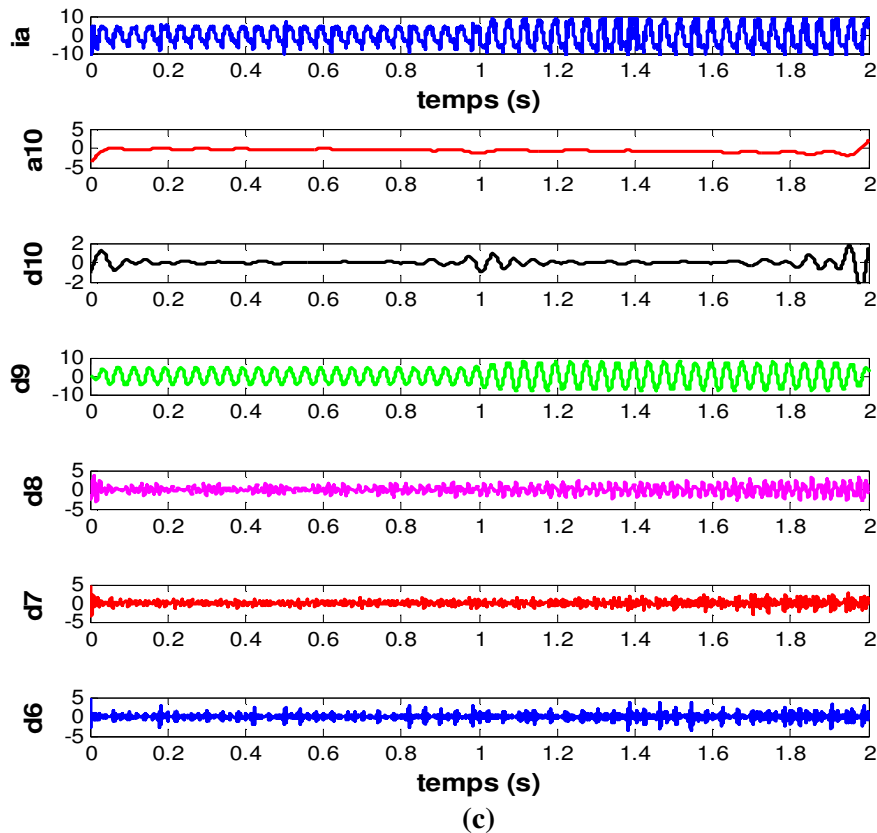
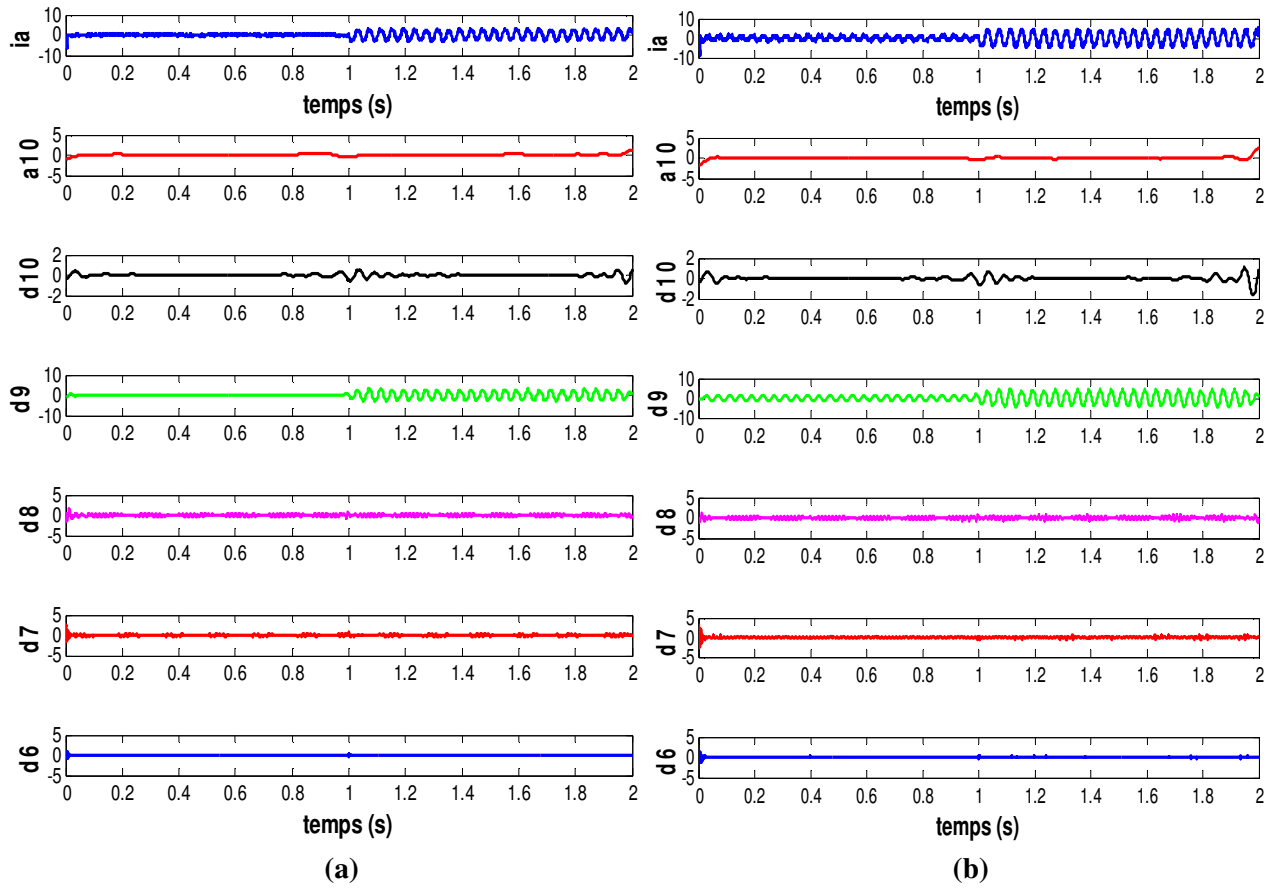


Figure III.14 : Approximations et détails de la DWT du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$) ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 30% dans la phase « a », (c) : avec défaut (Court-circuit de 55% dans la phase « a », $r_f=3 \Omega$), résultats obtenu par l'ondelette « db44 ».

III-8.3. Les énergies pour 9 niveaux par l'ondelette mère « db7 »

En calculant l'énergie associée à chaque niveau ou à chaque nœud de décomposition, on peut construire un outil de diagnostic très efficace. La valeur propre d'énergie de chaque bande de fréquence est définie par [32]:

$$E_j = \sum_{k=1}^{K=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (\text{III.18})$$

Où j est le niveau de décomposition. Basé sur la valeur propre d'énergie, le vecteur propre T est donné par :

$$T = \left[\frac{E_0}{E}, \frac{E_1}{E}, \frac{E_2}{E}, \dots, \frac{E_{2^m-1}}{E} \right] \quad (\text{III.19})$$

Tel que:

$$E = \sum_{j=0}^{2^m-1} |E_j|^2 \quad (\text{III.20})$$

Le calcul de l'énergie relative associée à chaque niveau de décomposition nous permet de différencier également la machine saine de celles défectueuses. Les figures (III.15, III.16, III.17, III.18, III.19 et III.20) indiquent la variation de cette énergie dans les différents types des défauts en utilisant deux ordres d'ondelettes (db7 et db44).

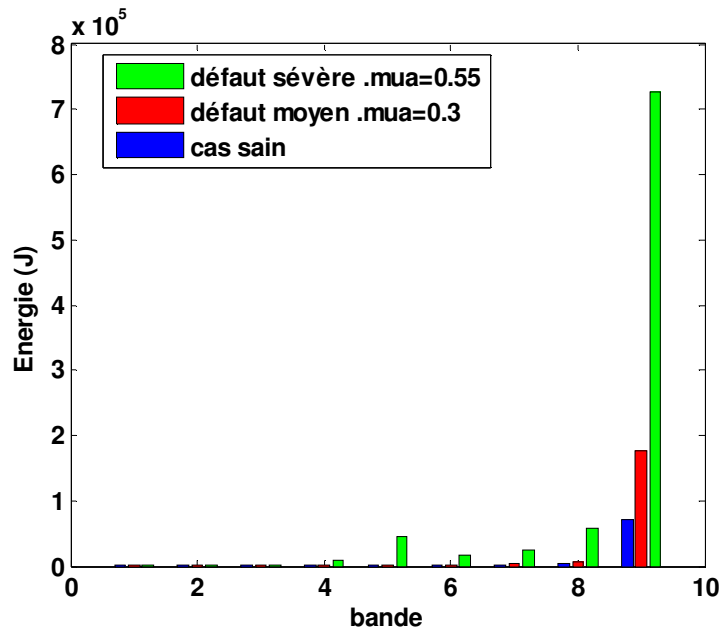


Figure III.15 : variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=3 \Omega$), pour 9 niveaux.

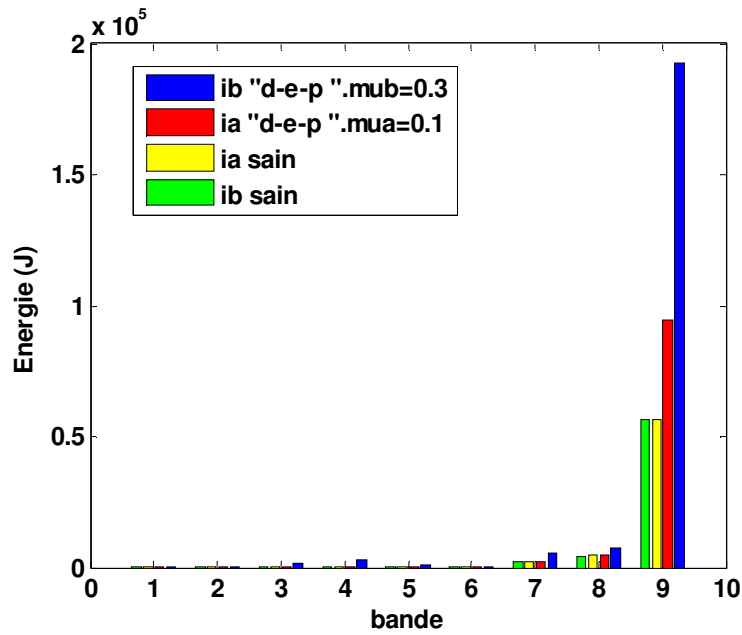


Figure III.16 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre les courants i_a et i_b pour un défaut entre-phase «d-e-p » moyen et un cas sain ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=2.5 \Omega$), pour 9 niveaux.

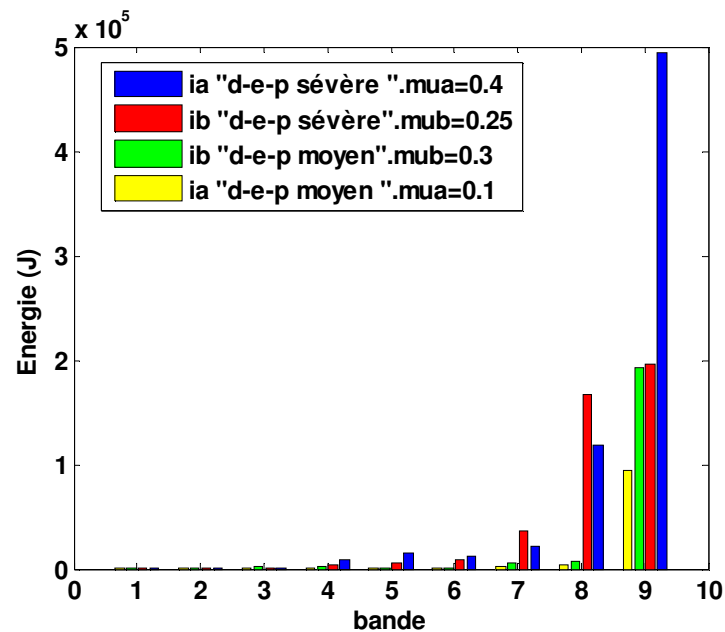


Figure III.17 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre les courants i_a et i_b pour un défaut entre-phase «d-e-p » moyen et un autre sévère ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=2.5 \Omega$)

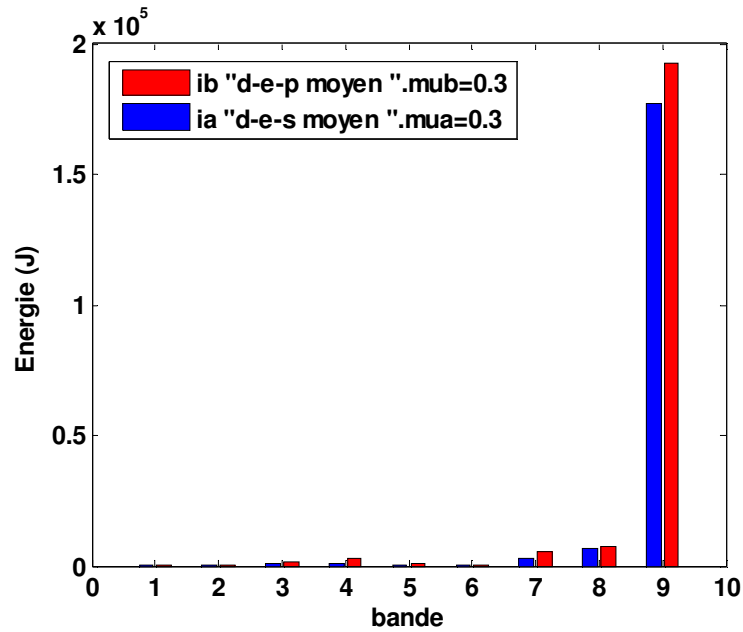


Figure III.18 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » entre un défaut entre-phases «d-e-p » pour le courant i_b et un autre défaut entre-spores « d-e-s » pour le courant i_a , tel que $mua=mub=0.3$ ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=2.5 \Omega$), pour 9 niveaux.

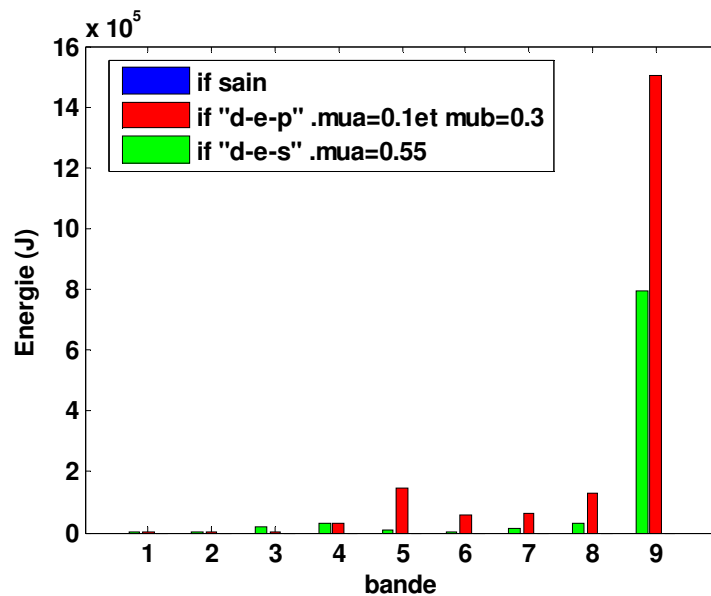


Figure III.193 : comparaison de la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db7 » du courant i_f entre un défaut entre-phases «d-e-p » et un autre défaut entre-spores « d-e-s » avec le cas sain ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=2.5 \Omega$), pour 9 niveaux.

Le calcul de l'énergie de chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation et surtout dans le niveau 9 qui correspond à la bande qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement l'effet du défaut statorique entre-spire sur l'énergie emmagasinée dans les niveaux 4, 5, 6, 7, 8 et surtout le niveau 9 qui augmente d'une manière sévère par rapport à celle d'un cas sain (Fig. III.15), et l'effet du défaut entre phase sur l'énergie emmagasinée dans les niveaux 7, 8 et 9 qui augmente de la même façon que le défaut précédent comme illustre la figure (III.16), et sur l'énergie emmagasinée dans les niveaux 4, 5, 6, 7, 8 et 9 (qui est plus élevé dans le dernier niveau que les autres) figures (III.17, III.18, III.19).

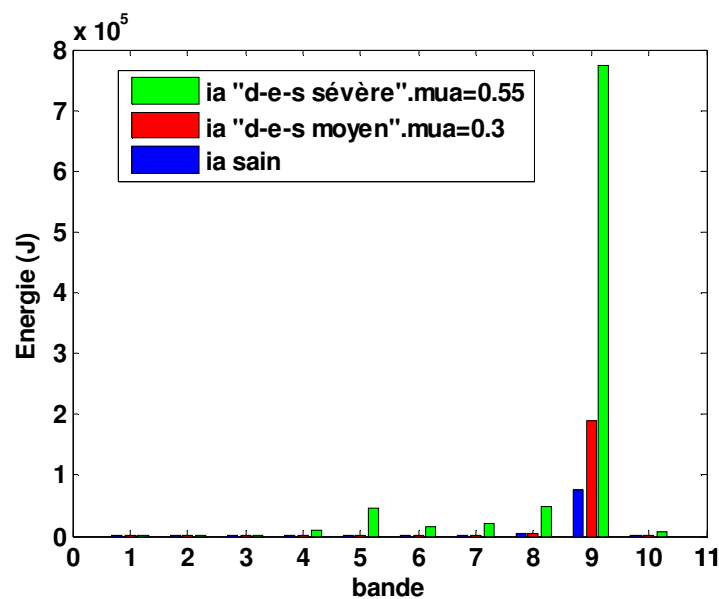


Figure III.20 : variation de l'énergie dans les bandes de fréquences «db44 » du courant i_a pour un défaut entre-spire ($t=1s$; $C_r=2.5N.m$, $r_f=3 \Omega$), pour 10 niveaux.

On remarque l'effet du défaut statorique entre-spire sur l'énergie emmagasinée dans les niveaux 4, 5, 6, 7, 8 et 9 par l'ondelette mère «db44 », qui 'il augmente d'une manière sévère par rapport à celle d'un cas sain dans le dernier niveau (Fig. III.20), le choix de l'ondelette mère et son ordre (figure III.20), sont très importants pour différencier entre les énergies emmagasinées dans les bandes de détails, car lorsqu'on augmente l'ordre de l'ondelette mère, on voit que la différence entre les énergies associées devient plus claire (l'énergie augmente lorsque l'ordre de l'ondelette mère augmente). Alors, on peut dire que l'analyse par l'ondelette «db44 » ainsi que le calcul de l'énergie emmagasinée dans le signal de décomposition permettent effectivement la détection du défaut de court-circuit entre spires et représentent un bon indicateur de défaut.

III-9. Conclusion

Dans ce chapitre une étude descriptive de la théorie des ondelettes a permis de mettre en relief la manière avec laquelle un signal peut être décomposé dans le domaine Temps-Fréquence à travers la génération de coefficients d'ondelettes. Cette technique qui propose une analyse très fine des signaux permettra par la suite de construire un outil très efficace dans le domaine de diagnostic des défauts des machines électriques. La transformée en ondelettes discrète (TOD) a été utilisée pour analyser et décomposer les signaux des courants statoriques d'une MSAP avec deux types de défauts du bobinage statorique : défaut de court-circuit inter-spires et défaut de court-circuit entre-phases. L'application de la TOD a menée à des résultats très significatifs en termes de détection de défauts. La décomposition directe du courant statorique en multi-niveaux a donné une image réelle sur le défaut statorique de la MSAP. De plus, un indicateur de défauts à base des signatures spectrales des défauts statoriques, basé sur l'extraction de l'énergie dans les bandes fréquentielles donne des résultats efficaces.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le domaine de diagnostic des défauts de court-circuit inter spires et entre phases du bobinage statorique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Les défauts statoriques sont associés principalement au vieillissement du matériau isolant des conducteurs entraînant ainsi des court-circuits dans les enroulements. Toujours, dans le contexte de diagnostic des MSAP, ce travail a pour but d'apporter une étude aux travaux déjà menés dans le cadre de détection et diagnostic des défauts de court-circuit du bobinage statorique par la technique des ondelettes.

Dans le premier chapitre et dans un premier temps, nous avons rappelé les principaux éléments de constitution de la machine synchrone à aimants permanents. Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, telle que la transformation de Park, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses. Dans un deuxième temps, nous avons présenté brièvement la commande directe du couple (DTC). Appliquée à la MSAP, les résultats de simulation ont prouvés la robustesse, la rapidité et la simplicité de cette technique de commande.

Dans le deuxième chapitre, nous avons élaboré deux modèles mathématiques pour l'étude des défauts de court-circuit du bobinage statorique de la MSAP. Le premier modèle est dédié au défaut de court-circuit inter spires, le deuxième est consacré au défaut de court-circuit entre phases (plus particulièrement le défaut entre les phases a et b). En utilisant ces deux modèles de défauts de court-circuit de la MSAP, et en se basant sur la variation des rapports de court circuit μ_a pour une seule phase, ou des deux phases μ_a et μ_b , les résultats de simulation dans le cadre de cette application confirment leur validité pour différents niveaux de charge de la MSAP avec différentes valeurs de la résistance de défaut r_f . Des ondulations apparaissant sur le couple électromagnétique et sur les courants de la machine. Les courts-circuits au bobinage statorique augmentent les amplitudes des courants dans les trois phases statoriques et plus particulièrement la phase concernée par le défaut.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté un état de l'art des différentes méthodes couramment utilisées dans le domaine du diagnostic des machines électriques. La transformée de Fourier qui constitue le point de départ pour l'analyse fréquentielle donne une représentation

fréquence –amplitude d'un signal, mais ne permet pas l'étude de signaux non stationnaires et ne permet pas non plus de savoir à quels instants les fréquences ont été émises. Pour pallier à ces insuffisances des représentations temps-échelle sont apparues nécessaires. Nous avons mis l'accent sur la transformée en ondelettes. Après un balayage de la théorie des ondelettes on a pu montrer l'effet du défaut de court-circuit de la MSAP qui se manifeste par l'analyse FFT du courant statorique à travers l'apparition des raies de défaut à la fréquence de 150Hz et 250Hz, ...etc. Les résultats obtenus montrent que la FFT peut indiquer la présence du défaut de court-circuit par la présence des raies mais ne permet pas de savoir le temps d'émission de ces fréquences. Le choix de l'ondelette-mère analysante de Daubechies (db7 et db 44) a été basé sur des travaux récents effectués sur la classification des défauts des machines électriques.

La transformée d'ondelettes discrète est basée sur l'analyse des signaux à niveau élevé obtenus à partir de la décomposition en ondelettes du signal du courant statorique. L'analyse multi-résolution en ondelettes, grâce à ses grandes propriétés, semblait la plus intéressante à appliquer. En effet, son pouvoir de décomposition des fréquences et de détection des discontinuités dans un signal nous ont incité à l'adapter pour l'analyse des signaux de défauts de court-circuit de la MSAP. Le problème d'analyse de signature des défauts de court-circuit que se soit inter spires ou entre phases a été résolu en utilisant la transformée en ondelettes discrète qui a menée à des résultats significatifs en termes de défauts du bobinage statorique. Le calcul de l'énergie de bandes de décomposition de détail à donner un indice simple et efficace pour le diagnostic.

Comme perspectives pour ce travail, nous espérons avoir la capacité de continuer à explorer le vaste monde des ondelettes et nous nous proposons de :

- Utiliser d'autres types de transformées en ondelettes pour voir s'il y a une amélioration meilleure pour traiter des signaux à analyser.
- Extraire les détails des signaux des défauts à analyser pour la discrimination et la classification d'autres types de défauts.
- La considération d'autres types de défauts les plus rencontrés en particulier l'excentricité, le défaut de roulement et le défaut de désaimantation des MSAP.

Références

- [1] **F. Benchabane**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de Magister, Université Mohammed khider de Biskra, 2005.
- [2] **A. Benbrahim**, « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanent, Thèse de Magistère, université de Batna, juin 2009.
- [3] **N. Dakou, A. Chikhaoui**, « Diagnostic des défauts entre spire de la Machine Synchrone à Aimant Permanent », Mémoire de Master, Université Ibn Khaldoun de Tiaret, 2016.
- [4] **A. Ameer**, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Mémoire de Magister, université de Batna, 2005.
- [5] **K. R. Weeber, M. R. Shah, K. Sivasubramaniam, A. ElRefaie, R. Qu, C. Stephens, and S. Galioto**, "Advanced permanent magnet machines for a wide range of industrial applications," in Proceedings of IEEE Power and Energy Society General Meeting, Providence, RI, 2010, pp. 1-6..
- [6] **M. Merzoug**, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de magister, Université de Batna, 2007.
- [7] **K. Hachemi**, « Etude de la Machine Synchrone Autopilotée : Modélisation et Simulation », Thèse de Doctorat, université Mohammed Boudiaf d'Oran, juillet 2012.
- [8] **N. Bounasla**, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur », Mémoire de magister, Université de Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [9] **F. Boussekra**, « La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP », Mémoire de magister, Université de Batna, 2006.
- [10] **B. Zegueb**, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire », Mémoire de Magister, université de Batna, 2008.
- [11] **G. LACROUX**, « Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
- [12] **M. Larbi**, « Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université Mohammed Boudiaf d'Oran, 2011.
- [13] **R. Guemri**, « Surveillance et diagnostic des machines alternatives Détection des court-circuit entre spires », Mémoire de Master, Université des frères Mentouri Constantine, juin 2015.
- [14] **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.
- [15] **A. Karoui, A. Brahimi**, « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents », Mémoire de Master, université de Ouargla, 2014.
- [16] **S. ZOOUZOU**, « Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées », Mémoire Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2015.
- [17] **B. VASEGHI**, « Contribution à l'étude des machines électrique en présence de défaut entre spires Modélisation – Réduction du courant de défaut », Thèse Doctorat, Université Nancy, 2009.
- [18] **J. Hang et al.**, « Modelling and analysis of PPF in PMSM », IET Electric Power Applications,

Références

- vol. 11, iss. 3, pp. 434-440, 2017.
- [19] **E.F. Kherkhachi**, «Diagnostic du système isolant des machines électriques par identification paramétrique», Thèse de doctorat, Université de Nantes, Octobre 2015.
 - [20] **N. BESSOUS**, « Contribution au diagnostic des Machines Asynchrones », Mémoire de Magister, Université des frères Mentouri Constantine, 2007.
 - [21] **A. Abdelkebir**, « Diagnostic d'un moteur à Induction en utilisant la transformée en ondelettes », Mémoire de Master, Université Mohammed Boudiaf de M'sila, juin 2015.
 - [22] **J. Farooq**, « Etude du problème inverse en électromagnétique en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimant permanents », Thèse de doctorat, Université de Belfort – Montbéliard, 2008.
 - [23] **Frédéric Truchetet** « Ondelettes pour le signal numérique » Editions Hermes, Paris, 1998.
 - [24] **H. Sharabty** « Diagnostic de la somnolence d'un opérateur : Analyse des signaux physiologiques »Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier Toulouse III, 2007.
 - [25] **Touafek Ishak** « Extraction d'indicateurs robustes pour le diagnostic des défauts mécaniques : Comparaison de L'EMD et des ondelettes(WT) » mémoire magister. Université Ferhat Abbas Sétif, 2011.
 - [26] **A. Tarek**, « Analyse du signal ECG par les ondelette », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2008.
 - [27] **S. Mazouz, N. Marouf**, « Réalisation d'interface graphique pour le débruitage du signal photo pléthsmogramme par la transformée en ondelette discrète », Mémoire de Master, Université Abou bekr Belkeid de Tlemcen, 2015.
 - [28] **M. Misiti, Y. Misiti**,« Les ondelettes et leurs applications ». Edition Hermes, Paris 2003.
 - [29] **I. Daubechies**, « Ten lectures on wavelets » SIAM, Philadelphia, PA, 1992. Society for Industrial and Applied Mathematics.
 - [30] **L. Hông**, « Etude de la méthode de la transformation en ondelette et l'application à la compression des images », pp.10-20, 07-2005.
 - [31] **Z.E. Hadj slimane** « Cours et TP de traitement du signal avancée », Département Génie Electrique et Electronique, Faculté de Technologie, université de Tlemcen.
 - [32] **A. Bouzida et al**, « Application de la technique des ondelettes au diagnostic de défauts de la machine asynchrone à rotor à cage », *Revue des Energies Renouvelables Vol. 17 N°4 (2014)* 549 – 557
 - [33] **S. Sakhara**, « Diagnostic des défauts d'un entraînement électrique par la technique ondelette », Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2017.
 - [34] **H. Cherif**, « Détection des défauts statoriques et rotoriques dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse FFT et Ondelettes », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2014.

Paramètres de la MSAP :

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisés dans la simulation sont:

Symbole	Description	Valeur	Unité
R_s	Résistance statorique	1.29	Ω
L_s	Inductance statorique	50	mH
φ_f	Flux d'excitation des aimants permanents	0.33	Wb
p	Nombre de paires de pôles	2	
J	Moment d'inertie	$3.2 \cdot 10^{-4}$	Kg.m²
f	Coefficients des frottements visqueux	0.0003	N.m/rd/s