

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الآلية والإلكتروني
Département d'automatique et électrotechnique



Mémoire de Master

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par

MOUSSERATI ELMAHDI

&

BOUCHELAGHEM SIDALI

Modélisation d'une génératrice asynchrone en tenant compte de l'effet de la saturation magnétique

Proposé par :

Promoteur : **Dr Kouchih Djilali**

Année Universitaire 2022-2023

Dédicaces

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*En premier lieu à ma mère et à mon père qui ont
consenti beaucoup de sacrifices pour me permettre de réaliser mes objectifs.*

Qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance et ma gratitude.

A mes très chers frères.

A mes sœurs.

*A toute la famille **MOUSSERATI** de près ou de loin sans exception.*

*A mon binôme **Bouchelaghem Sidali**.*

A tous mes camarades et mes amis.

*A mon promoteur **Dr. Kouchih***

A tous mes enseignants

MOUSSERATI EL MAHDI

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Mes très chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que dieu les gardes.

A mes sœurs.

A tout ma famille.

*A mon binôme **MOUSSERATI EL MAHDI***

A mes chers amis

*A mon promoteur **Dr. Kouchih***

A tous mes enseignants

BOUCHELAGHEM SIDALI

Remerciement

Remerciements

Je rends grâce à ALLAH le tout puissant, le très miséricordieux, lui qui veille sur moi et m'accompagne tous les jours de ma vie, sans qui ce travail n'aurait vu le jour.

Nos remerciements et notre reconnaissance vont à notre promoteur Dr. Kouchih.D qui a accepté de nous encadrer et qui nous a guidés pendant l'élaboration de ce mémoire, pour sa disponibilité et ses conseils précieux,

Nous adressons nos sincères salutations et nos vifs remerciements à tous ceux qui nous encouragés et donnés les mains d'aides, de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail afin qu'il soit présentable.

Enfin nous exprimons notre reconnaissance à tous les enseignants du département d'automatique et électrotechnique qui ont contribués à notre formation universitaire de BLIDA.

ملخص:

تركز هذه الأطروحة على نمذجة مولد القفص غير المتزامن في ظروف التشبع المغناطيسي. بعد تطوير نماذج مولد القفص غير المتزامن في المعلمين ثلاثي أطوار و d-q، سنقوم بإجراء مقارنة وتحليل لأداء وحدود كل نموذج. سيتم فحص نتائج المحاكاة، التي تم الحصول عليها باستخدام تقنيات مثل تحويل فورييه السريع (FFT) وتحليل الموجات، لتقييم أداء و تحديد الاختلافات بين النموذجين ثلاثي الأطوار و d-q .

الكلمات المفتاحية: مولد غير متزامن، تقنية الموجات، التشبع، تحويل فورييه السريع.

Abstract :

This thesis focuses on the modeling of a cage induction generator, taking into account the effect of magnetic saturation. After developing the models of the cage induction generator in the three-phase (a.b.c) reference frame and the d-q reference frame, we will proceed with a comparison and analysis of the performance and limitations of each approach. Simulation results, obtained using techniques such as Fast Fourier Transform (FFT) and wavelet analysis, will be examined to evaluate the performance and determine the differences between the two reference frames.

Key words : Asynchronous generator, saturation, wavelet technique, fast fourier transform.

Résumé :

Ce mémoire se concentre sur la modélisation de générateur asynchrone à cage en tenant compte de l'effet de la saturation magnétique. Après avoir développé les modèles de la génératrice asynchrone à cage dans le repère triphasé (a.b.c) et le repère d-q, nous procéderons à une comparaison et une analyse des performances et des limites de chaque approche. Les résultats de simulation, obtenus à l'aide de techniques telles que la transformée de Fourier rapide (FFT) et l'analyse par ondelettes, seront examinés pour évaluer les performances et déterminer la différence entre les deux repères.

Mots clés : Génératrice asynchrone, saturation, technique des ondelettes, transformée de Fourier rapide.

Sommaire

Dédicace

Remerciement

Résumé

Liste des symboles

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale

Chapitre 1 : Généralités sur la génératrice asynchrone

1.1	Introduction.....	5
1.2	Historique.....	5
1.3	Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	5
1.4	Utilisation de la machine asynchrone comme générateur.....	6
1.5	Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone.....	7
1.5.1	Avantages.....	7
1.5.2	Inconvénients.....	7
1.6	Mode de fonctionnement du générateur asynchrone.....	7
1.6.1	Fonctionnement non-autonome.....	8
1.6.2	Fonctionnement autonome.....	8
1.7	Les différents types de génératrice asynchrone.....	9
1.7.1	Génératrice asynchrone à cage d'écureuil.....	9
1.7.2	Génératrice asynchrone à double alimentation.....	11
	a. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée.....	13
	b. Générateurs asynchrone à double alimentation à structure de Kramer.....	13
	c. Générateurs asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur.....	14
	d. Générateurs asynchrone à double alimentation à structure de scherbius avec convertisseurs MLI.....	14
1.8	Etude du phénomène d'auto- amorçage en régime permanent.....	16
1.8.1	Mise en équation de l'auto-amorçage à vide.....	17
1.8.2	Domaine d'auto-amorçage.....	18
1.9	Le phénomène de saturation.....	20
1.9.1	Effet de la saturation.....	20

1.9.2	Modélisation de la saturation.....	21
1.10	Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Modélisation et simulation de la GAS à cage dans le repère (a.b.c)

2.1	Introduction.....	24
2.2	Modélisation de la machine asynchrone.....	24
2.2.1	Les hypothèses simplificatrices.....	24
2.2.2	Équations électriques.....	25
2.2.3	Équations mécanique.....	27
2.3	Modélisation de capacité d'excitation.....	28
2.3.1	Équations du stator.....	28
2.3.2	Équations du rotor.....	30
2.3.3	Calcul des courants du générateur.....	30
2.3.4	Le modèle d'état de Génératrice asynchrone à cage d'écureuil.....	31
2.4	Modélisation de la saturation magnétique.....	32
2.4.1	Le courant magnétisant.....	33
2.4.2	L'inductance magnétisant.....	34
2.5	Simulation de la génératrice asynchrone à cage à vide.....	35
2.5.1	En régime linéaire.....	35
2.5.2	En régime saturé.....	36
2.6	Simulation de la génératrice asynchrone à cage en charge résistive R.....	39
2.7	Conclusion.....	40

Chapitre 3 : Modélisation et simulation de la GAS à cage dans le repère (d-q)

3.1	Introduction.....	42
3.2	Utilisation de la transformation de PARK.....	42
3.3	Équations mécanique.....	44
3.4	Choix du référentiel.....	44
3.5	L'équation électrique de la Génératrice asynchrone à vide.....	46
3.6	Simulation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé à vide.....	48
3.7	Fonctionnement de la Génératrice Asynchrone en Charge Résistive R.....	50
3.8	Simulation de la génératrice asynchrone à cage en charge résistive R.....	52
3.9	Conclusion.....	53

Chapitre 4 : Analyse comparative entre les deux repères triphasé et d-q utilisant les techniques FFT et les ondelettes

4.1 Introduction.....	55
4.2 Techniques de traitement de signal utilisées dans l'analyse.....	55
4.2.1 Transformée de Fourier rapide (FFT).....	55
4.2.2 Transformée en Ondelette (TO).....	57
a. Transformée en ondelettes continue (TOC).....	57
b. Transformée en ondelette discrète (TOD).....	59
• Décomposition simple.....	60
• Décomposition multi niveaux.....	60
c. Critère du choix de l'ondelette mère et l'ordre de décomposition.....	61
• Choix de la fréquence d'échantillonnage.....	61
• Choix du nombre de niveau de décomposition.....	62
• Choix du type de de l'ondelette mère.....	62
4.3 Analyse comparative dans les deux repères.....	62
4.3.1 Analyse dans le domaine temporel.....	62
a. Fonctionnement à vide.....	63
b. Fonctionnement en charge R.....	63
4.3.2 Analyse spectrale de tension et courant statorique par FFT.....	64
4.3.3 Analyse de la tension statorique par la technique des ondelettes.....	65
4.4 Conclusion.....	68

Conclusion générale

Annexes

Références bibliographiques

Liste des symboles

ω_s : Pulsation statorique.

Ω_s : Vitesse de synchronisme.

Ω_r : Vitesse rotorique.

p : Le nombre de paires des pôles.

g : Le glissement.

C : La capacité de condensateur.

ω_r : Pulsation rotorique.

ω : Pulsation mécanique.

R_s , R'_r : Résistances par phase statorique et rotorique ramenée au stator.

$L_{\sigma s}$, $L'_{\sigma r}$: Inductances de fuites par phase au stator et au rotor ramenée au stator.

L_m : Inductance magnétisante.

Z_C : Impédance du condensateur.

Z_G : Impédance équivalente de la génératrice.

Z_{res} : L'impédance résultante.

L_s : L'inductance propre statorique.

L_r : L'inductance propre rotoriques.

σ : Le coefficient de dispersion.

V_{as} , V_{bs} , V_{cs} : Les tensions statoriques.

V_{ar} , V_{br} , V_{cr} : Les tensions rotoriques.

i_{as} , i_{bs} , i_{cs} : Les courants statoriques.

i_{ar} , i_{br} , i_{cr} : Les courants rotoriques.

φ_{as} , φ_{bs} , φ_{cs} : Les flux statoriques.

φ_{ar} , φ_{br} , φ_{cr} : Les flux rotoriques.

$[\varphi_s], [\varphi_r]$: Les matrices des flux statoriques et rotoriques.

$[V_s], [V_r]$: Les matrices des tensions statoriques et rotoriques.

$[i_s], [i_r]$: Les matrices des courants statoriques et rotoriques.

$[R_s], [R_r]$: Les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

L_{ms} : L'inductance de magnétisation du stator.

$[L_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[L_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

$[L_s], [L_r]$: La matrice des inductances statoriques et rotoriques.

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_v : Coefficient de frottements visqueux

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Inertie de la machine.

i_{ac}, i_{bc}, i_{cc} : Les courants des condensateurs.

i_{ach}, i_{bch} et i_{cch} : courants des charges.

R : charge résistive.

θ : Le déplacement angulaire électrique du rotor.

i_m : Module du vecteur de courant de magnétisation de la génératrice.

i_{ds}, i_{qs} : Les courants statoriques dans le repère d-q.

i_{dr}, i_{qr} : Les courants rotoriques dans le repère d-q.

$[P(\theta)]$: La matrice de la transformation de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$: La matrice inverse de Park.

V_{ds}, V_{qs} : Les tensions statoriques dans le repère d-q.

V_{dr}, V_{qr} : Les tensions rotoriques dans le repère d-q.

$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$: Les flux statoriques dans le repère d-q.

$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: Les flux rotoriques dans le repère d-q.

f_e : Fréquence d'échantillonnage.

f_s : Fréquence du réseau.

$\psi_{a,b}(t)$: Ondelette mère.

a : Le facteur d'échelle.

b : Le facteur de translation.

$T_x(a, b)$: La transformée continue en ondelette.

i : Le facteur d'échelle (dilatation).

j : Le facteur de translation (décalage).

$h(j)$: Les filtres passe bas.

$g(j)$: Les filtres passe haut.

N_e : nombre d'échantillons relevés.

GA : Générateur asynchrone.

DE : Dispositif d'entraînement.

FFT : Transformée de Fourier rapide.

TO : Transformée en Ondelette.

TOC : Transformée en ondelettes continue.

TOD : Transformée en ondelette discrète.

Liste des figures

Chapitre 1

Fig. (1.1) : Schéma de fonctionnement de générateur.....	7
Fig. (1.2) : Générateur asynchrone couplé au réseau.....	8
Fig. (1.3) : Générateur asynchrone isolé du réseau.....	8
Fig. (1.4) : Machine asynchrone à rotor cage d'écureuil.....	9
Fig. (1.5) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à vitesse fixe.....	10
Fig. (1.6) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à vitesse variable.....	10
Fig. (1.7) : Génératrice asynchrone connectée à un banc de capacités.....	11
Fig. (1.8) : rotor bobiné.....	12
Fig.(1.9) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation à vitesse variable.....	12
Fig.(1.10) : GADA à énergie rotorique dissipé.....	13
Fig. (1.11) : Générateurs asynchrone à double alimentation à structure Kramer.....	14
Fig. (1.12) : Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur.....	14
Fig. (1.13) : Structure de scherbius avec convertisseurs MLI.....	15
Fig. (1.14) : Schéma équivalent par phase en régime permanent du générateur asynchrone auto-amorcé.....	16
Fig. (1.15) : Schéma équivalent réduit de l'auto-amorçage.....	16
Fig. (1.16) : Détermination du domaine d'amorçage.....	18
Fig. (1.17) : Point de fonctionnement du générateur asynchrone en mode auto-excité.....	21

Chapitre 2

Fig. (2.1) : Représentation de la machine dans le repère (a,b,c).....	25
Fig. (2.2) : Génératrice asynchrone à cage d'écureuil.....	29

Fig. (2.3) : La variation de l'inductance magnétisant par rapport le courant magnétisant.....	34
Fig. (2.4) : l'inductance de magnétisation en fonction de I_m	35
Fig. (2.5) : La tension statorique V_a en régime linéaire.....	36
Fig. (2.6) : Le courant statorique I_a en régime linéaire.....	36
Fig. (2.7) : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(I_m)$	37
Fig. (2.8) : Le courant magnétisant en régime saturé à vide.....	37
Fig. (2.9) : Le courant statorique I_a en régime saturé à vide.....	38
Fig. (2.10) : La tension statorique V_a en régime saturé à vide.....	38
Fig. (2.11) : Le flux statorique en régime saturé à vide.....	38
Fig. (2.12) : La tension statorique lors la connexion d'une charge résistive.....	39
Fig. (2.13) : Le flux statorique lors la connexion d'une charge résistive.....	39
Fig. (2.14) : Le courant magnétisant lors la connexion d'une charge résistive.....	40

Chapitre 3

Fig. (3.1) : Représentation de la machine dans le repère (d.q.o).....	42
Fig. (3.2) : Modèle de la MAS à cage à vide dans le repère (d-q).....	46
Fig. (3.3) : Schéma monophasé statorique dans le repère (d-q).....	46
Fig. (3.4) : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(I_m)$	48
Fig. (3.5) : Le courant magnétisant en régime saturé à vide.....	49
Fig. (3.6) : La tension statorique V_a en régime saturé à vide.....	49
Fig. (3.7) : Le courant statorique I_a en régime saturé à vide.....	49
Fig. (3.8) : Schéma Monophasé de la GAS en Charge Résistive R.....	50
Fig. (3.9) : Le courant magnétisant lors la connexion d'une charge résistive.....	52
Fig. (3.10) : La tension statorique lors la connexion d'une charge résistive.....	52

Chapitre 4

Fig. (4.1) : Représentation temporelle vers fréquentielle.....	56
Fig. (4.2) : Représentation temporelle vers ondelettes.....	57
Fig. (4.3) : Décomposition du signal $f(n)$ en multi-niveaux selon Mallat.....	61
Fig. (4.4) : Les tensions statorique dans les deux repères en fonctionnement à vide.....	63
Fig. (4.5) : Les tensions statorique dans les deux repères en fonctionnement en charge $R=50\Omega$	63
Fig. (4.6) : a) Spectre du tension statorique ; b) Spectre du courant statorique dans modèle triphasé....	64
Fig. (4.7) : a) Spectre du tension statorique ; b) Spectre du courant statorique dans modèle d-q.....	65
Fig. (4.8) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère triphasé, en fonctionnement à vide.....	66
Fig. (4.9) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère triphasé, en charge $R=50\Omega$	67
Fig. (4.10) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère d-q en fonctionnement à vide.....	67
Fig. (4.11) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère d-q en charge $R=50\Omega$	68

Liste des tableaux

Tableau 4.1 : Familles d'ondelettes.....58

Introduction générale

L'électricité est un élément essentiel du développement et de l'évolution des sociétés humaines pour ce qui est d'améliorer les conditions de vie, ou de la mise en valeur d'activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable en raison de sa flexibilité d'utilisation et de la multiplicité des champs d'activité dans lesquels on s'attend à ce qu'elle joue un plus grand rôle.

Actuellement, les machines asynchrones sont considérées comme des outils de conversion électromécaniques les plus utilisés dans le milieu industriel grâce aux avantages présentés par la génératrice : son coût peu élevé, sa robustesse, l'absence de contacts glissants, la possibilité de son utilisation dans des endroits hostiles, maintenance non régulière, etc.

En même temps que l'utilisation accrue de générateurs asynchrones, les chercheurs en génie électrique ont effectué des recherches pour améliorer le rendement de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie. C'est pourquoi l'étude et l'analyse du comportement des générateurs asynchrones dans différentes possibilités d'utilisation restent essentielles avant sa mise en service.

Lorsqu'il s'agit d'une génératrice asynchrone autonome, il est essentiel de prendre en compte la saturation lors de son fonctionnement, ce qui rend l'hypothèse de linéarité obsolète. Par conséquent, il est nécessaire d'étendre le modèle traditionnel linéaire afin de prendre en compte cette saturation.

Le phénomène de saturation des machines électriques est un sujet de recherche très important dans le domaine de l'électrotechnique, visant à améliorer les performances de ces machines. Plusieurs chercheurs ont étudié les effets de la saturation dans le modèle du générateur et ont mis en évidence son impact significatif.

L'effet de saturation dans une machine asynchrone est généralement considéré comme négligeable lorsqu'elle est utilisée en tant que moteur. Cependant, lorsqu'il s'agit d'une génératrice autonome, la saturation joue un rôle fondamental qui ne peut être ignoré.

Dans ce cadre, le présent mémoire décrit une étude sur génératrice asynchrone à cage et de comparer deux approches de modélisation couramment utilisées : le repère triphasé et le repère d-q. Le repère triphasé est largement utilisé en raison de sa simplicité et de sa facilité d'interprétation, tandis que le repère d-q, basé sur la transformation de Park, offre une modélisation plus précise prenant en compte les effets de la saturation magnétique.

Ce mémoire se divise en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur la génératrice asynchrone et les différents types, ainsi qu'étude du phénomène d'auto-amorçage en régime permanent et une brève sur le phénomène de saturation.

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la génératrice asynchrone à cage dans le repère (a.b.c). Les résultats des simulations seront présentés afin de valider le modèle de machine.

Aux troisième chapitre nous établissons l'extension du modèle triphasé au modèle d-q par la transformation de Park. Les résultats des simulations seront présentés afin de valider le modèle de machine.

Aux quatrième chapitre on va faire une analyse comparative approfondie entre les modèles de la génératrice asynchrone à cage dans les cadres triphasé et d-q, nous utiliserons des techniques d'analyse avancées telles que la transformée de Fourier rapide (FFT) et l'analyse par ondelettes.

Finalement, on termine ce travail par une conclusion générale qui résume les différents résultats trouvés.

Chapitre 1 :

Généralités sur la génératrice
asynchrone

1.1 Introduction :

La machine asynchrone est aujourd'hui la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie, notamment dans le fonctionnement du moteur. Par ailleurs, cette machine offre la possibilité d'être utilisée comme générateur. Dans ce dernier mode de fonctionnement, la machine asynchrone équipe la majorité des turbines éoliennes ou hydrauliques.

Dans ce chapitre, il nous semble essentiel de rappeler le principe de son fonctionnement ainsi que les principales caractéristiques du générateur asynchrone, en mentionnant les avantages et les inconvénients ainsi qu'étude du phénomène d'auto- amorçage en régime permanent et une brève sur le phénomène de saturation.

1.2 Historique :

La paternité de la machine asynchrone est contestée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : Nikola Tesla dépose un brevet pour une machine asynchrone en 1887, [3] suivi de cinq autres brevets en mai de l'année suivante.

Au cours de la même période, Galileo Ferraris publie des articles sur les machines tournantes, commençant par une expérience en 1885 et se terminant par une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. [4]

Michail Doliwo-Dobrowolski, ingénieur électricien d'origine russe, invente en 1889 le premier moteur écureuil triphasé à courant synchrone, qui sera produit en série à partir de 1891. [5]

Du fait de sa facilité de fabrication, d'utilisation et d'entretien, ainsi que de sa durabilité et de son faible coût de revient, la machine synchrone est aujourd'hui largement utilisée comme moteur dans des gammes de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs millions de kilowatts.

1.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Les courants de stator produisent un champ magnétique qui tourne dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ dépend de la fréquence des courants statoriques. Ceci veut dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation. La vitesse de rotation de ce champ est connue sous le nom de vitesse de synchronisation.

En conséquence, l'enroulement du rotor est soumis à des variations de flux (dues au champ magnétique). [7] La force électromotrice induite apparaît en générant des courants rotoriques. Ces

courants sont responsables de l'apparition d'une paire qui tend à déplacer le rotor pour résister à la variation de flux : la loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.[8]

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes à déséquilibre géométrique de 120°, et il est parcouru par des courants alternatifs de même déséquilibre électrique ; les trois champs alternatifs qu'ils produisent se combinent pour générer une rotation d'amplitude constante dans le temps. [9]

On appelle la machine asynchrone parce qu'elle ne peut pas atteindre la même vitesse que le champ statorique sans la présence d'un lecteur externe. Dans ce cas, les courants s'annulent en plus du couple produit et la machine n'est plus entraînée.

1.4 Utilisation de la machine asynchrone comme générateur :

Lorsqu'on fait circuler dans les enroulements statoriques de la machine asynchrone un système de courants triphasé, ceux-ci créent dans l'entrefer un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme ω_s telle que [1] :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

p étant le nombre de paires de pôles du stator.

Si le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s , les enroulements rotoriques voient un flux statorique variable, il apparaîtra à leurs bornes un système de f.e.m triphasé de pulsation $p(\Omega_s - \Omega_r)$. La valeur relative de la différence $(\Omega_s - \Omega_r)$ par rapport à la vitesse Ω_s est appelée glissement.

De cette définition, il en résulte que :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

Si on exerce sur le rotor un couple tel que la vitesse Ω_r devienne supérieure à Ω_s ($0 < g < -1$), le champ statorique tend à le ramener au synchronisme, elle développe ainsi un couple résistant et absorbe de l'énergie mécanique qu'elle va restituer au réseau, la machine fonctionne alors en générateur. [1]

Et elle va devoir utiliser une source réactive pour créer son champ magnétique, qui peut provenir du réseau auquel il est connecté ou d'une batterie de condensateurs branchés à ses bornes.

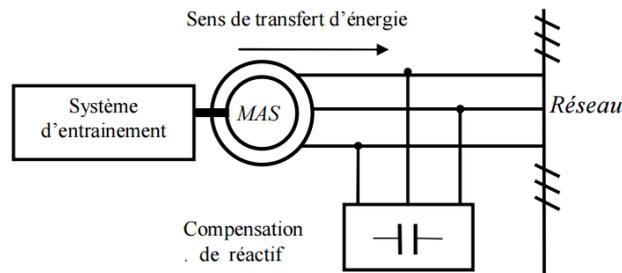


Fig. (1.1) : Schéma de fonctionnement de générateur

1.5 Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone :

1.5.1 Avantages :

Parmi les avantages dans la machine asynchrone [10] :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans les puissances moyennes et élevés.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

1.5.2 Inconvénients :

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [10] :

- Le couple de démarrage très élevé que le couple nominal.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

1.6 Mode de fonctionnement du générateur asynchrone :

Le générateur asynchrone fonctionne selon deux modes différents :

- Fonctionnement non autonome (couplée au réseau)
- Fonctionnement autonome (isolée, auto-excitée)

1.6.1 Fonctionnement non-autonome :

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur est accouplé à un réseau relativement puissant. Ceci impose ensuite sur le générateur sa propre tension et fréquence [6 ,11 ,12]. De plus, il lui donne automatiquement l'énergie réactive dont il a besoin pour fonctionner.

Le schéma correspondant à ce mode de fonctionnement est donné en Fig (1.2)

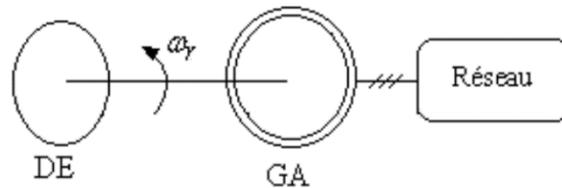


Fig.(1.2) : Générateur asynchrone couplé au réseau.

GA : Générateur asynchrone

DE : Dispositif d'entraînement

1.6.2 Fonctionnement autonome :

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur asynchrone est isolé du réseau et conduit à une vitesse suffisamment élevée. Fonctionnement autonome nécessite la contribution d'énergie réactive qui dans ce cas est fournie par une batterie de condensateurs qui, monté parallèlement à la primaire (stator) [1] fig. (1.3)

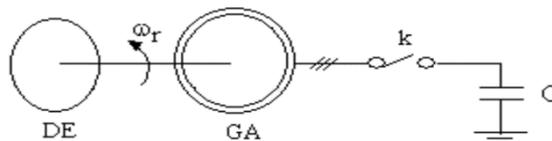


Fig.(1.3) : Générateur asynchrone isolé du réseau.

L'interrupteur k de la Fig (1.3) nous permet de connecter des condensateurs à la machine. La mise en marche du système de la Fig (1.3) est soumise aux conditions suivantes [1] :

- Vitesse d'entraînement suffisante.
- Existence d'une aimantation rémanente, pour cela, il suffit que la génératrice ait été mise déjà au moins une fois sous tension.

- La source d'énergie réactive doit être correctement dimensionnée (la valeur de la capacité des condensateurs doit être supérieure à une capacité de seuil en dessous de laquelle la machine ne s'amorce pas).

Dans ces conditions, la f.e.m induit et les courants de stator vont augmenter jusqu'à ce qu'ils atteignent l'équilibre imposé par la saturation magnétique de la machine.

1.7 Les différents types de génératrice asynchrone :

En fonction de la construction du rotor, les générateurs asynchrones sont classés en deux types (le générateur asynchrone à rotor bobiné et le générateur asynchrone à cage d'écureuil).

1.7.1 Génératrice asynchrone à cage d'écureuil :

Le circuit rotor de la cage se compose de tiges conductrices réparties uniformément entre deux extrémités en métal. Les enroulements sont faits de cuivre pour les grandes machines et d'aluminium pour les petites.

Le rotor à cage de sécurité est constitué d'une série de barres rotoriques parallèles qui sont réunies sur chacune des faces de l'induit par un anneau de forte section appelé anneau court-circuit, qui présente une faible résistance électrique. [13]

Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. [7]



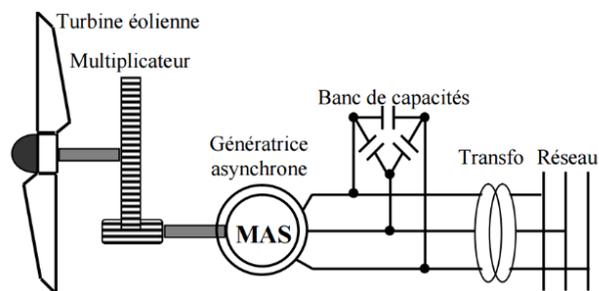
Fig(1.4) : Machine asynchrone à rotor cage d'écureuil

La génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui équipe actuellement une grande partie des éoliennes installées dans le monde, où il ne vous faut qu'une installation de base. Elles sont souvent associées à une batterie de condensateurs de compensation de la puissance réactive, et à un

démarrateur automatique progressif à gradateur ou à résistances permettant de limiter le régime transitoire d'appel de courant au moment de la connexion au réseau. [14]

Par ailleurs, la génératrice asynchrone est plus utilisée dans le mode de fonctionnement des éoliennes dont la vitesse fixe est directement reliée à un réseau d'énergie puissant qui impose sa fréquence (50Hz) aux grandeurs statoriques.

Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la MAS soit au-delà du synchronisme (glissement négatif) [15]. Le système d'orientation des pales (pitch control) maintient alors la vitesse de rotation de la machine constante, entraînée au travers un multiplicateur, avec un glissement inférieur ou égal à 1% [16] comme représenté sur la Fig(1.5).



Fig(1.5) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à vitesse fixe[45].

Ainsi que, La machine asynchrone à cage peut être utilisée en fonctionnement à vitesse variable en introduisant un variateur de fréquence. Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable, sans limite physique théorique, mais elle est globalement coûteuse. En effet, le dimensionnement du variateur de fréquence doit être à 100% de la puissance nominale du stator de la machine électrique. Pour ces raisons, cette configuration est rarement exploitée car elle n'est pas concurrentielle avec les autres types de machines et notamment la machine asynchrone à double alimentation. [17]

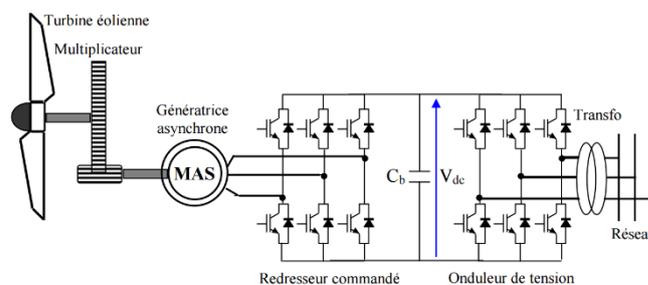


Fig. (1.6) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à vitesse variable [45].

La plupart des systèmes éoliens isolés privilégient l'utilisation de générateurs asynchrones à cage de part leur faible coût, leur robustesse et leur standardisation. Ces derniers sont souvent associés à une batterie de condensateurs qui fournit la puissance réactive nécessaire à leur magnétisation.

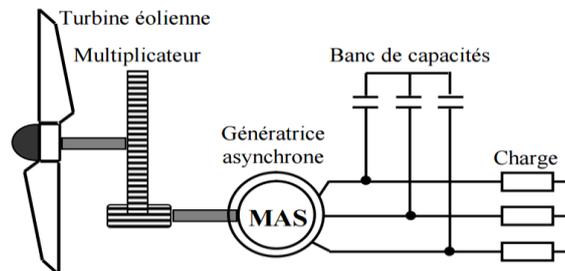


Fig. (1.7) : Génératrice asynchrone connectée à un banc de capacités [45].

Les avantages utilisant des MAS à cage d'écureuil peuvent se résumer alors dans les points suivants :

- ✓ Standardisées jusqu'à des puissances de l'ordre du mégawatt,
- ✓ A l'avantage d'être standardisée et fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle de puissances.
- ✓ Simple à fabriquer, moins coûteux par rapport aux autres machines et moins exigeant en termes d'entretien.

Leurs inconvénients majeurs résident en :

- ✓ Consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance globale du réseau.
- ✓ L'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, ce qui réduit la puissance pouvant être puisée du vent et d'autre part les problèmes d'accrochage / décrochage au réseau.

1.7.2 Génératrice asynchrone à double alimentation :

La génératrice asynchrone à double alimentation se compose d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, les tôles du rotor sont munies d'encoches dans lesquelles sont placées des conducteurs d'un enroulement triphasé identiques à ceux du stator. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile) et l'autre extrémité est reliée à une bague. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues sur lesquelles frottent trois balais, cet accès est plus souvent utilisé pour augmenter le couple de démarrage par l'intermédiaire de résistances situées à l'extérieur de la machine [18]. Comme représenté sur la Fig. (1.8).



Fig (1.8) : rotor bobiné

Cette machine présente l'intérêt d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable, c'est actuellement l'une des solutions très intéressante dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne consiste à coupler le rotor de la génératrice à double alimentation au réseau électrique à travers deux onduleurs MLI triphasés, l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur réseau. (Fig (1.9)) [19]

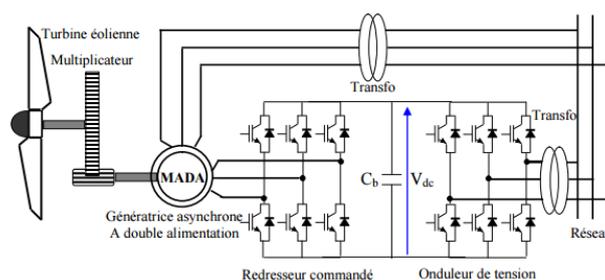


Fig. (1.9) : Système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation à vitesse variable [45].

Dans le domaine de l'énergie éolienne, générateur asynchrone à double alimentation prend plusieurs constructions en fonction de l'utilisation et des besoins :

a. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée :

La structure de cette génératrice se basé sur un principe de connecté le stator directement au réseau et le rotor avec un redresseur à diode qui est par la suite connecté à un hacheur à base d'IGBT afin d'alimenté une charge résistive [20]. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur.

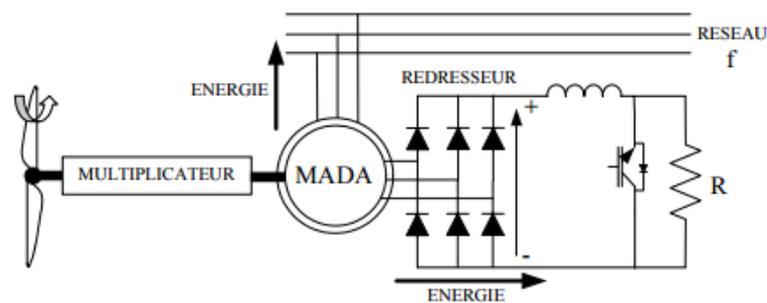


Fig. (1.10) : GADA à énergie rotorique dissipé [30].

Le glissement de cette machine ce change en fonction de sa vitesse de rotation ce qui va nous conduit à un rapport très important entre le glissement et la puissance extraite de rotor donc si le glissement devient important la puissance extraite de rotor est élevé donc elle va entièrement dissiper dans la résistance R ce qui va nuit le rendement du système [21].

b. Générateurs asynchrone à double alimentation à structure de Kramer :

L'ensemble redresseur onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone (voir Fig(1.11)). L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT [22].

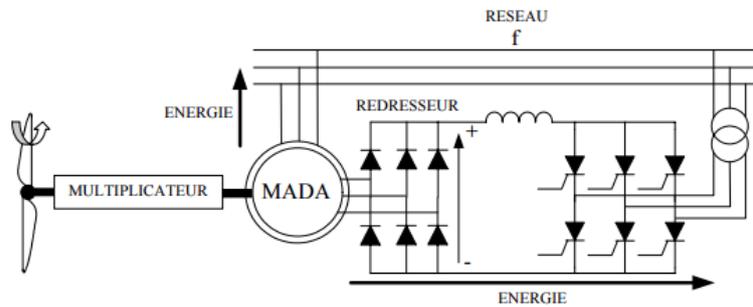


Fig. (1.11) : Générateurs asynchrone à double alimentation à structure Kramer [30].

c. Générateurs asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur :

Pour obtenir une énergie bidirectionnelle entre le rotor et le réseau, l'ensemble redresseur-inverseur est remplacé par un cyclo-convertisseur. (Fig1.12).

L'utilisation de cette cyclo-convertisseur permet d'avoir une vitesse de rotation qui se varie avec un pourcentage de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme ce qui va permet au système de fonctionné pour les deux modes hyper-synchronisme et hypo-synchronisme [20], [23].

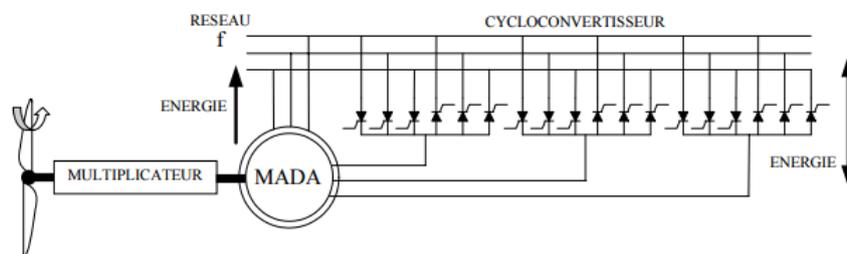


Fig.(1.12) : Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur[30].

d. Générateurs asynchrone à double alimentation à structure de scherbius avec convertisseurs MLI :

C'est une structure qui utilise deux onduleurs de tension en cascade qui ont équipée d'IGBT et connecté au travers d'un bus continue. Toutefois les transistors IGBT peuvent être commandé à l'ouverture et à la fermeture et les onduleurs sont commandés en MLI, ce type de convertisseur a été choisi pour limité les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet les fréquences harmonique non nul vers les fréquences élevées), de contrôler le flux, la vitesse de la GADA du côté de la machine et de contrôlé les puissances active et réactive du côté réseau [20]

Parmi les avantages de cette structure de conversion de ce système elle offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux, la vitesse de la génératrice, les puissances transitées au réseau et la bidirectionnalité du convertisseur d'électronique de puissance permet les fonctionnements en hyper-synchrone et en hypo-synchrone. [24]

Cette configuration permet une variation de 100% de la vitesse en utilisant des pales orientables. Les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour seulement 25% de la puissance nominale de la génératrice donc les pertes dans le convertisseur sont peu importantes [25].

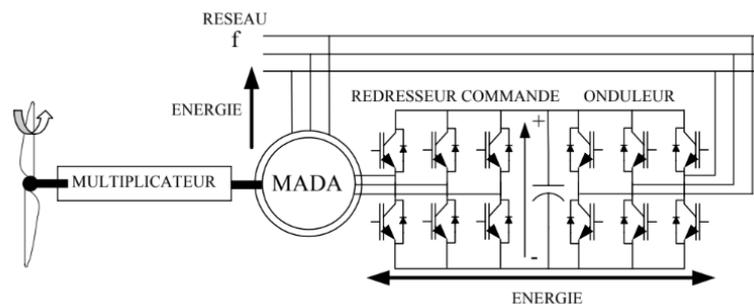


Fig (1.13) : structure de scherbius avec convertisseurs MLI[30].

Les avantages utilisant des MAS à double alimentation peuvent se résumer alors dans les points suivants [26] :

- ✓ Fonctionnement à vitesse variable
- ✓ Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont minimisées et le rendement du système de génération est amélioré.
- ✓ La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine, nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, si l'un des deux onduleurs tombe en panne.

Leurs inconvénients majeurs résident en [26] :

- ✓ D'exiger un système de bagues et balais et un multiplicateur pour éoliennes basé sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné est qu'il induit des coûts de maintenance importants, notamment pour les projets offshore situés en eau salée. [27]
- ✓ Machine plus volumineuse que celle à cage. Généralement elle est plus longue à causes des balais.

- ✓ Nous utilisons un nombre de convertisseurs plus importants (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

1.8 Etude du phénomène d’auto- amorçage en régime permanent :

L’auto-amorçage de la génératrice de son produit qu’en présence du condensateur. Cette dernière forme avec la génératrice un système oscillant dont les équations dérivent du schéma Fig.(1.14). Il faut noter que lorsque la machine n’est pas saturée, la caractéristique ce magnétisation $\varphi_m(im)$ est un droit de pente sensiblement égale à la mutuelle L_m [28].

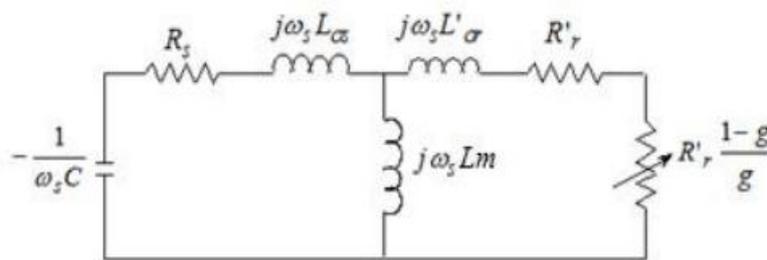


Fig.(1.14) : Schéma équivalent par phase en régime permanent du générateur asynchrone auto-amorcé.

R_s, R'_r : Résistances par phase statorique et rotorique ramenée au stator,

$L_{\sigma s}, L'_{\sigma r}$ Inductances de fuites par phase au stator et au rotor ramenée au stator,

L_m : Inductance magnétisante,

$-\frac{1}{\omega_s C}$: Réactance capacitive.

On peut réduire la Fig.(1.14) à une figure contenant deux impédances, Z_G de génératrice débitant sur une impédance de condensateur Z_C , Fig(1.15)

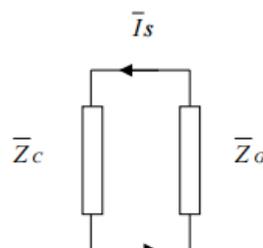


Fig.(1.15) : Schéma équivalent réduit de l’auto-amorçage.

Où :

Z_C : Impédance du condensateur

Z_G : Impédance équivalente de la génératrice

1.8.1 Mise en équation de l'auto-amorçage à vide :

D'après la figure (1.15) nous avons :

$$\overline{Z}_C \cdot \overline{I}_s = -\overline{Z}_G \cdot \overline{I}_s \quad (1.1)$$

D'où :

$$\overline{Z}_{res} = \overline{Z}_C + \overline{Z}_G = 0 \quad (1.2)$$

Or :

$$\overline{Z}_G = R_s + j\omega L_{\sigma s} + \frac{j\omega L_m \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_{\sigma r} \right)}{\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_{\sigma r} + j\omega L_m} ; \quad (1.3)$$

$$\overline{Z}_C = -\frac{j}{\omega_s C} ; \quad (1.4)$$

On a :

$$L_{\sigma s} = L_s - L_m \quad (1.5)$$

$$L'_{\sigma r} = L'_r - L_m \quad (1.6)$$

On remplace les équations (1.3) et (1.4) dans l'équation (1.2), on aura:

$$\overline{Z}_G = \frac{[R_s + j\omega(L_s - L_m)] \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_r \right) + j\omega L_m \left[\frac{R'_r}{g} + j\omega(L'_r - L_m) \right]}{\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_r} ; \quad (1.7)$$

En introduisant le coefficient de dispersion σ , tel que $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L'_r$, on obtient :

$$\overline{Z}_G = \frac{\left[R_s \frac{R'_r}{g} + \omega^2 \sigma L_s L'_r + j\omega(L'_r R_s + L_s \frac{R'_r}{g}) \right]}{\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_r} ; \quad (1.8)$$

Le fonctionnement stable du générateur asynchrone auto-amorcée sera assuré si l'équation (1.2) est satisfaite, c'est-à-dire si l'impédance résultante du circuit

$\overline{Z}_{res} = a + jb = 0$ est telle que :

$$a = \operatorname{Re}(\overline{Z_{res}}) = 0 \quad (1.9)$$

$$b = \operatorname{Im}(\overline{Z_{res}}) = 0 \quad (1.10)$$

1.8.2 Domaine d'auto-amorçage :

Le phénomène d'amorçage de l'auto-excitation correspond au passage d'un état d'équilibre instable (début de l'amorçage) à un état d'équilibre stable (point de fonctionnement final) défini par les conditions (1.9) et (1.10).

Par conséquent l'amorçage ne peut se produire que si l'énergie fournie au système par l'organe d'entraînement est supérieure à l'énergie consommée dans les résistances R'_r et R_s . La puissance fournie au système correspond à la puissance dissipée dans la résistance $R'_r \frac{1-g}{g}$.

La condition d'auto-amorçage peut, dès lors, s'exprimer sous la forme simple :

$$\operatorname{Re}(\overline{Z_{res}}) < 0 \quad (1.11)$$

La partie réelle est égale à :

$$\operatorname{Re}(\overline{Z_{res}}) = R_s + \frac{\omega^2 L_s L'_r \frac{R'_r}{g} (1-\sigma)}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + \omega^2 L'^2_r} ; \quad (1.12)$$

La figure (1.16) représente la variation de $\operatorname{Re}(\overline{Z_{res}})$ en fonction de g .

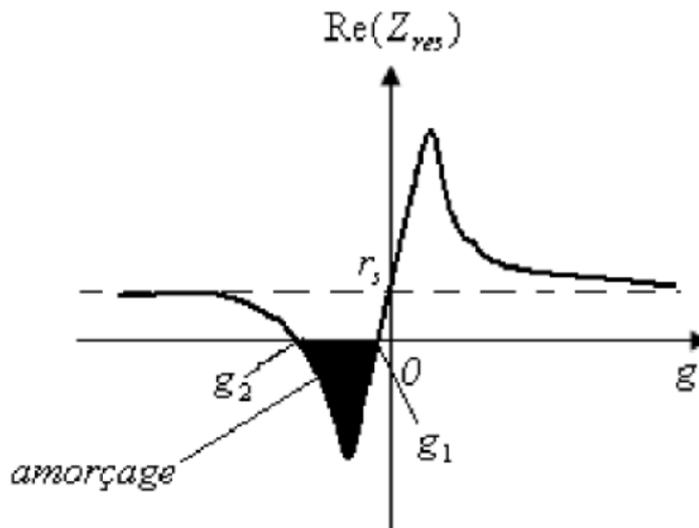


Fig.(1.16) : Détermination du domaine d'amorçage

Cette fonction a pour asymptote R_s et ne peut être négative que pour des valeurs de g comprises entre g_1 et g_2 . La condition d'amorçage s'exprime par conséquent comme : $g_2 < g < g_1$.

Pour des valeurs de g très faibles, on a :

$$Re(\overline{Z_{res}}) \cong R_s + \frac{\omega^2 L_s L'_r (1-\sigma)}{R'_r} . g ; \quad (1.13)$$

D'où : pour $Re(\overline{Z_{res}}) = 0$

$$g_1 = -\frac{R_s R'_r}{\omega^2 L_s L'_r (1-\sigma)} ; \quad (1.14)$$

La machine tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme.

Pour des valeurs de g très grandes :

$$Re(\overline{Z_{res}}) \cong R_s + \frac{L_s R'_r (1-\sigma)}{L'_r} \cong R_s + \frac{R'_r}{g} ; \quad (1.15)$$

D'où :

$$g_2 = -\frac{R'_r L_s (1-\sigma)}{R_s L'_r} ; \quad (1.16)$$

A partir des deux glissements limites g_1 et g_2 , on en déduit les capacités limites qui définissent le domaine dans lequel l'amorçage peut avoir lieu. De (1.7) on peut tirer la valeur de la capacité qui doit être branchée :

$$Im(\overline{Z_{res}}) = -\frac{1}{\omega_s C} + \frac{\omega L_s \left[\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + \sigma \omega^2 L'_r \right]}{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + \omega^2 L'_r} = 0 ; \quad (1.17)$$

Pour $g = g_1 \cong 0$, on a $\omega_1 = \omega_r$, d'où :

$$-\frac{1}{\omega_r C} + L_s \omega_r \cong 0 ; \quad (1.18)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_r^2 L_s} ; \quad (1.19)$$

La capacité C_1 correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique L_s . La machine génère une fréquence nominale en tournant pratiquement à la vitesse de synchronisme.

Pour $g = g_2 \cong -\frac{R'_r}{R_s} \cong -1$, on a :

$$\omega_r = (1 - g_2) \omega_2 \cong 2 \omega_2 ; \quad (1.20)$$

$$-\frac{1}{C_2\omega_2} + L_s\omega_2\sigma \cong 0 ; \quad (1.21)$$

La capacité C2 correspond à la résonance avec l'inductance de court-circuit de la machine. Cette solution n'est pas intéressante car, pour générer la fréquence nominale, la machine doit tourner pratiquement au double de sa vitesse de synchronisme.

1.9 Le phénomène de saturation :

1.9.1 Effet de la saturation :

Dans une machine électrique, le circuit magnétique est essentiel pour canaliser le flux magnétique et le diriger vers la zone souhaitée, qui est l'entrefer. Ce circuit magnétique permet de transformer, stocker, échanger et dissiper différentes formes d'énergie. La précision de la modélisation et de la simulation du fonctionnement de la machine dépend de la capacité à évaluer simultanément toutes ces formes d'énergie.

La simulation du phénomène d'auto-excitation de la génératrice asynchrone ne peut se satisfaire que de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement en régime permanent qui définit par l'intersection entre la caractéristique de magnétisation de la machine d'une part et la droite d'excitation d'une autre part. En effet, lorsque la génératrice est entraînée par un dispositif externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la machine crée un couple électromagnétique engendre une force électromotrice sur les enroulements statoriques. La connexion de capacité sur les phases du stator entraîne alors la création d'un courant réactif qui augmente le champ magnétique de la machine et par conséquent les forces électromotrices. C'est cette réaction cyclique qui permet à la machine d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée. La Figure Fig.(1.17) représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur $V_c = \frac{I_m}{C\omega_s}$ (où ω_s est la pulsation des signaux statoriques) en fonction du courant I_m , pour un fonctionnement à vide de la machine. L'interaction des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent. L'observation de ces courbes montre aisément que deux phénomènes peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation :

-La variation de la capacité d'auto-amorçage qui entraîne une modification de la pente de la droite de charge de la capacité.

-La variation de la charge connectée sur la machine qui provoque une variation du glissement.

Ceci rend la résistance $\frac{R_r}{g}$ non négligeable et le courant I est alors partagé entre l'inductance magnétisante et la résistance rotorique. [30]

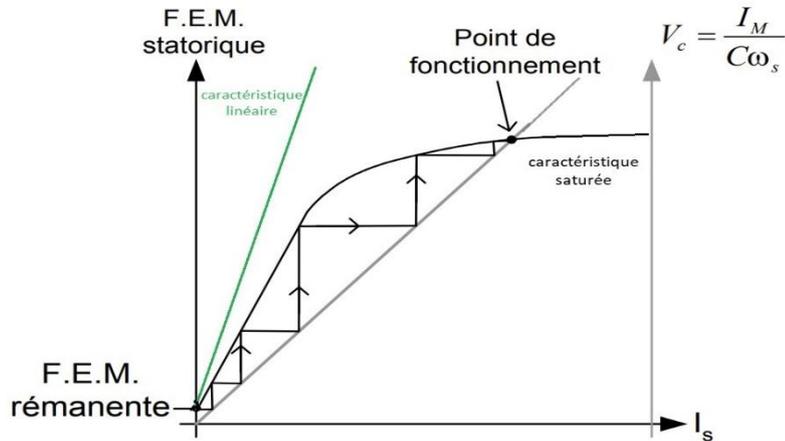


Fig. (1.17) : Point de fonctionnement du générateur asynchrone en mode auto-excité.

1.9.2 Modélisation de la saturation :

La littérature recense plusieurs techniques de modélisation de la saturation magnétique, et dont la majorité sont basées sur l'ajustement (actualisation) de l'état magnétique en fonction de la géométrie de la machine et/ou par rapport au point de fonctionnement. [32] Le choix d'une telle ou telle technique dépend directement du type de modélisation adopté. Différentes méthodes sont alors envisageables :

- Première méthode : utilisée si la modélisation de la machine est du type « circuits électriques » La saturation est prise en compte par l'intermédiaire de la courbe de variation de l'inductance magnétisante et/ou l'inductance de fuite en fonction du courant associé. La caractéristique de magnétisation de la machine ainsi que d'autres courbes dérivées de cette dernière et renseignant sur le niveau de saturation de la machine peuvent également être utilisées pour modéliser ce phénomène.
- Deuxième méthode : utilisée si la machine est modélisée par la méthode des éléments finis. Cette méthode calcule le flux magnétisant à partir de l'induction d'entrefer en tenant compte des chutes de potentiel magnétique à travers la partie ferromagnétique de la machine.
- Troisième méthode : utilisée si la machine est modélisée par un réseau de perméances. Elle consiste à découper l'ensemble de la machine en petites portions magnétiques homogènes, dans lesquelles nous supposons avoir une section droite constante et une induction B constante.

1.10 Conclusion :

Nous avons divisé ce chapitre en trois parties :

Dans la première partie nous avons présenté des généralités sur génératrice asynchrone (le principe de fonctionnement de génératrice, ainsi que les avantages et les inconvénients cette machine et les deux modes de fonctionnement de générateur asynchrone).

La deuxième partie, nous avons parlé sur les différents types de génératrice asynchrone (générateur asynchrone à cage d'écureuil et à double alimentation) les différentes utilisations et les caractéristiques de chaque type.

La dernière partie dans ce chapitre, nous avons donné une brève sur le phénomène de saturation et combien il est important pour fonctionnement en génératrice, et L'apparition explicite de saturation dans les équations du modèle des courants est due à l'opération de dérivation de l'inductance de magnétisation.

Dans ce travail, notre choix est basé sur génératrice asynchrone à cage d'écureuil. Dans ce cadre, le suivant chapitre sera consacré à la modélisation de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil dans le repère (a.b.c).

Chapitre 2 :

Modélisation et simulation de la GAS à
cage dans le repère (a.b.c)

2.1 Introduction :

Les méthodes de modélisation, d'analyse et de simulation sont essentielles pour comprendre et prédire le comportement des machines électriques et des systèmes complexes. Elles offrent un cadre précis pour étudier les performances, les caractéristiques et les interactions des différents composants.

Nous abordons le chapitre de modélisation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé dans le repère triphasé. L'objectif principal est de développer un modèle mathématique précis pour prédire le fonctionnement de la génératrice dans des conditions réalistes. Nous soulignons l'importance de prendre en compte la saturation magnétique. Les principaux éléments de modélisation, tels que les équations électromagnétiques et de circuit équivalent, sont présentés. Les méthodes de simulation et de résolution numérique sont également discutées.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone :

2.2.1. Les hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.

- On suppose les circuits magnétiques est saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres saturés.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé.
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.m.m est distribuée sinusoïdalement le long de la périphérie des deux armatures.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant). Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

2.2.2. Équations électriques :

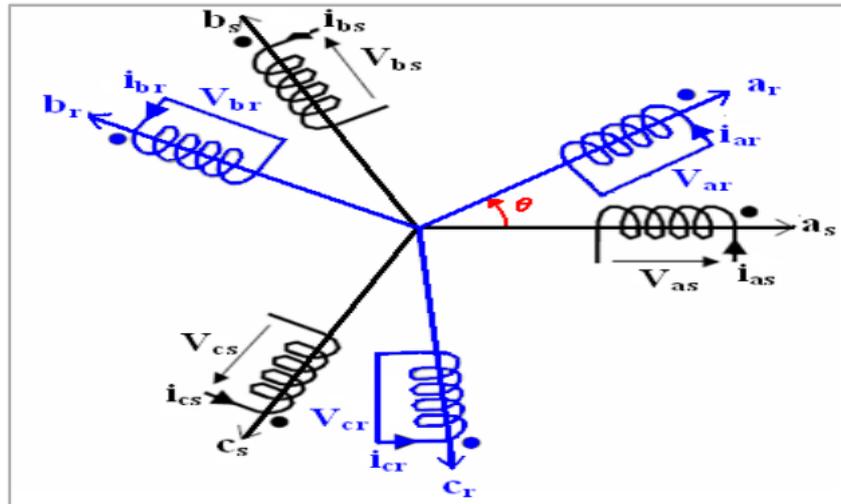


Fig.(2.1) : Représentation de la machine dans le repère(a,b,c).

En appliquant la loi de FARADAY à chaque bobinage de la machine asynchrone, on peut écrire, pour chacun des six enroulements statoriques et rotoriques Fig(2.1) , l'équation électrique suivant :

$$V = R \cdot i + \frac{d\varphi}{dt}$$

Les équations matricielles pour les bobinages statoriques et rotoriques s'écrivent alors sous la forme suivante :

a) Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

b) Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Sous forme condensée, on peut écrire :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = 0 = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$$[X_j] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} ; X = V, i, \varphi \text{ et } j = s, r$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment en fonction des courants par :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rs}][i_s] + [L_r][i_r] \end{cases} \quad (2.4)$$

Avec : $[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$

Où la matrice des inductances statoriques $[L_s]$:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{ls} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances rotoriques $[L_r]$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{lr} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{lr} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{lr} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor est définie par :

$$[L_{sr}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En utilisant (2.3), on peut réécrire les équations de la MAS comme soit :

$$\begin{cases} \frac{d[\varphi_s]}{dt} = [V_s] - [R_s][i_s] \\ \frac{d[\varphi_r]}{dt} = [V_r] - [R_r][i_r] \end{cases} \quad (2.5)$$

En utilisant (2.4), on écrit :

$$\begin{cases} [i_s] = ([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_{rs}])^{-1} \times ([\varphi_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_r]) \\ [i_r] = ([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_{rs}])^{-1} \times ([\varphi_r] - [L_{rs}][L_s]^{-1}[\varphi_s]) \end{cases} \quad (2.6)$$

Dans un repère triphasé, les équations différentielles de la MAS sont :

$$\begin{cases} \frac{d[\varphi_s]}{dt} = [V_s] - [R_s]([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_{rs}])^{-1} \times ([\varphi_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_r]) \\ \frac{d[\varphi_r]}{dt} = [V_r] - [R_r]([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_{rs}])^{-1} \times ([\varphi_r] - [L_{rs}][L_s]^{-1}[\varphi_s]) \end{cases} \quad (2.7)$$

2.2.3 Équations mécanique :

$$C_e = C_r + f_v \cdot \Omega + J \frac{d\Omega}{dt}$$

Donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \Omega$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_v \cdot \Omega) \quad (2.8)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_v : Coefficient de frottements visqueux

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Inertie de la machine.

Et le couple sera donné par :

$$C_e = \frac{p}{2} \cdot [i_s]^T \cdot \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} \cdot [i_r] \quad (2.9)$$

2.3 Modélisation de capacité d'excitation :

Le modèle décrivant le fonctionnement en générateur s'obtient en rajoutant les équations de l'auto excitation au lieu de l'équation mécanique.

La présence d'un champ résiduel est nécessaire à l'apparition de tension aux bornes des enroulements statoriques du générateur. Cette tension d'amplitude assez faible doit être portée à sa valeur nominale en fournissant au générateur une puissance réactive suffisante pour l'aimantation. [33]

Le dispositif qui rend le générateur asynchrone auto-excitation est une batterie de condensateurs montée sur les roulements du stator. Par conséquent, il faut ajouter des équations liées au mode d'auto-excitation. Ces équations d'auto-excitation représentent les équations de tension de ces condensateurs.

2.3.1 Equations du stator :

Il est commode de supposer que la direction des courants de stator positive hors des bornes comme indiqué par la fig(2.1). Avec cette convention, l'équation de tension de stator peut être exprimée en matrice de la manière suivante :

$$\frac{d[\varphi_s]}{dt} = [R_s][i_s] + [V_n] \quad (2.10)$$

Avec la convention de la direction positive des courants du stator et du rotor, l'équation du flux du stator devient :

$$[\varphi_s] = -[L_s][i_s] - [L_{sr}][i_r] \quad (2.11)$$

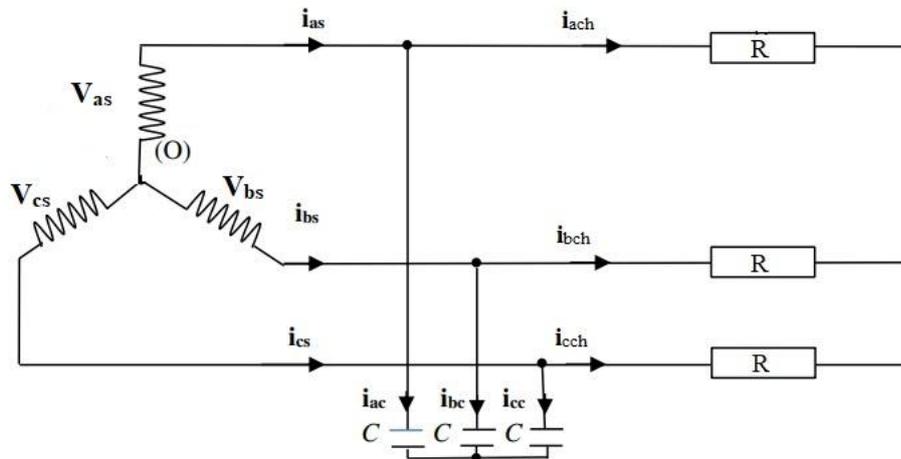


Fig.(2.2) : Génératrice asynchrone à cage d'écureuil

Avec :

C : Le condensateur d'excitation.

R : Charge résistive.

Basé sur les lois Kirchoff, On obtient :

$$[i_s] = [i_c] + [i_{ch}] \quad (2.12)$$

Avec :

$$[i_c] = \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad [i_{ch}] = \begin{bmatrix} i_{ach} \\ i_{bch} \\ i_{cch} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[i_c] = C \frac{d[V_s]}{dt} \quad (2.13)$$

i_{as} , i_{bs} et i_{cs} : courants des lignes.

i_{ac} , i_{bc} et i_{cc} : courants des condensateurs.

i_{ach} , i_{bch} et i_{cch} : courants des charges.

Pour la charge résistive, nous avons :

$$[i_{ch}] = [R]^{-1}[V_s] \quad (2.14)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$\frac{d[V_s]}{dt} = \frac{1}{C} ([i_s] - [R]^{-1}[V_s]) \quad (2.15)$$

2.3.2 Equations du rotor :

Le rotor de cage d'écureuil peut être approché comme trois enroulements identiques, en exprimant les équations de tension de rotor, toutes les variables de rotor sont référées aux enroulements de stator et appelées les variables équivalentes, avec la convention de la direction positive des courants du stator et du rotor, l'équation de tension du rotor est exprimée :

$$\frac{d[\varphi_r]}{dt} = [R_r][i_r] \quad (2.16)$$

Avec :

$$[\varphi_r] = -[L_{rs}][i_s] - [L_r][i_r] \quad (2.17)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

$[i_r]$: Vecteur équivalents de courants rotorique.

$[R_r]$: Matrice de résistance rotorique.

$[L_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

$[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques

2.3.3 : Calcule des courants du générateur :

Pour déterminer les courants du statorique, il est nécessaire de calculer un vecteur de deux composants indépendants i_{as} et i_{bs} . Sous forme de matrice.

On obtient :

$$(2.18)$$

$$[i_s] = [B_s][i_{abs}]$$

Avec :

$$[B_s] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$[i_{abs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix}$$

Pour les flux statorique, nous définissons un vecteur de flux de deux composants indépendants.

On obtient :

$$[\varphi_{abs}] = [A_s][\varphi_s] \quad (2.19)$$

Donc :

$$[\varphi_{abs}] = -[L_{sd}][i_{abs}] - [L_{srd}][i_r] \quad (2.20)$$

$$[\varphi_r] = -[L_{rsd}][i_{abs}] - [L_r][i_r]$$

Avec :

$$[A_s] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{sd}] = [A_s][L_s][B_s]$$

$$[L_{srd}] = [A_s][L_{sr}]$$

$$[L_{rsd}] = [L_{rs}][B_s]$$

En utilisant (2.20) on écrit :

$$[i_{abs}] = -([L_{sd}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[L_{rsd}])^{-1} \times ([\varphi_{abs}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[\varphi_r]) \quad (2.21)$$

$$[i_r] = -([L_r] - [L_{rsd}][L_{sd}]^{-1}[L_{srd}])^{-1} \times ([\varphi_r] - [L_{rsd}][L_{sd}]^{-1}[\varphi_{abs}])$$

2.3.4 Le modèle d'état de Génératrice asynchrone à cage d'écureuil :

En utilisant (2.10), (2.15), (2.16) et (2.21), on écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d[\varphi_s]}{dt} = -[R_s][B_s]([L_{sd}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[L_{rsd}])^{-1} \times ([\varphi_{abs}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[\varphi_r]) + [V_s] \\ \frac{d[\varphi_r]}{dt} = -[R_r]([L_r] - [L_{rsd}][L_{sd}]^{-1}[L_{srd}])^{-1} \times ([\varphi_r] - [L_{rsd}][L_{sd}]^{-1}[\varphi_{abs}]) \\ \frac{d[V_s]}{dt} = \frac{1}{c}(-[B_s]([L_{sd}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[L_{rsd}])^{-1} \times ([\varphi_{abs}] - [L_{srd}][L_r]^{-1}[\varphi_r]) - [R]^{-1}[V_s]) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (2.22)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_v : Coefficient de frottements visqueux

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Inertie de la machine.

Et le couple sera donné par :

$$C_e = \frac{p}{2} \cdot [i_s]^T \cdot \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} \cdot [i_r] \quad (2.23)$$

θ : Le déplacement angulaire électrique du rotor

p : Nombre de paire de pole.

2.4 Modélisation de la saturation magnétique :

Le modèle de la machine asynchrone établi précédemment n'est plus suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes de la génératrice. Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante L_m constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire Fig.(2.6) .

Ceci est dû au fait d'avoir négliger l'effet de la saturation qui constitue un phénomène indispensable au fonctionnement autonome de la génératrice asynchrone.

Notons aussi que pour modéliser la saturation il existe plusieurs méthodes, dans notre travail nous avons utilisé technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation et cette l'inductance magnétisante est varier selon en fonction du courant magnétisant.

Nous avons utilisé cette méthode, qui s'adapte le mieux avec la modélisation de la machine par la théorie des circuits adoptée dans la suite de notre travail. L'avantage de cette méthode réside dans sa simplicité de mise en œuvre ainsi que dans la facilité du couplage de cette méthode dans les équations de machine.

Nous notons que l'inductance de magnétisation du stator et l'inductance magnétisant sont liés par :

$$L_{ms} = \frac{2}{3} L_m \quad (2.24)$$

L_{ms} : L'inductance de magnétisation du stator.

L_m : L'inductance de magnétisation.

2.4.1 Le courant magnétisant :

L'expression du courant de magnétisation en fonction des courants statoriques et rotoriques est définie par :

$$i_m = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2} \quad (2.25)$$

i_m : Module du vecteur de courant de magnétisation de la génératrice.

Pour calculer le courant magnétisant dans le repère (a.b.c) il faut utiliser la transformation de Park dans les courants statorique et rotorique :

$$[i_{dq}] = [P(\theta)][i_{abc}] \quad (2.26)$$

$[P(\theta)]$ est la matrice de la transformation de Park définie par :

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

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$\theta = \theta_s$ pour le stator.

$\theta = \theta_r$ pour le rotor.

En choisissant un référentiel (d,q) lié & au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

2.4.2 L'inductance magnétisant :

Pour déterminer l'inductance magnétisante L_m , nous avons un test expérimental a été effectué sur la génératrice asynchrone à cage qui est couplée à un moteur synchrone. Une tension variable est appliquée sur les enroulements du stator pour mesurer la valeur effective du flux magnétisant en termes de courant magnétisant i_m . L'inductance magnétisante est illustrée par la figure (2.3)

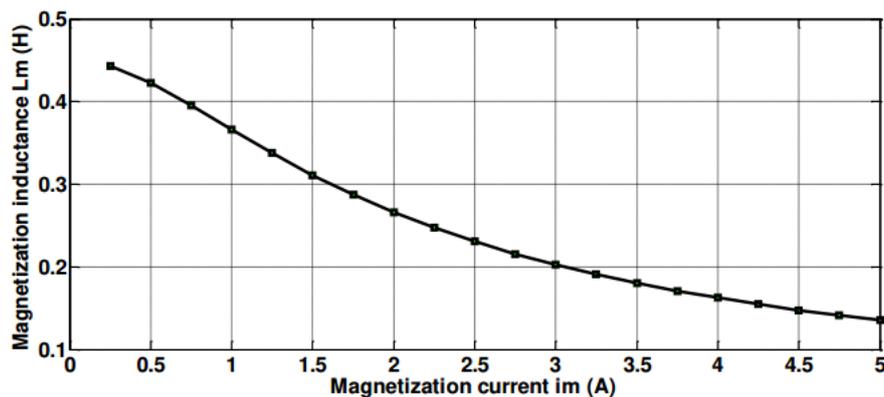


Fig. (2.3) : La variation de l'inductance magnétisant par rapport le courant magnétisant.

Dans la littérature, certaines fonctions ont été proposées pour rapprocher la caractéristique de l'inductance magnétisant.

Dans le cadre de cette étude, on estime :

$$L_m = \frac{\arctan(0.9i_m)}{2i_m} \quad (2.27)$$

2.5 Simulation de la génératrice asynchrone à cage à vide :

En utilisant MATLAB, le modèle d'état ci-dessus est simulé pour la génératrice asynchrone à cage de 4 kW, 220/380 V – 50 Hz. Le condensateur d'excitation est $C = 50 \mu\text{F}$, alors que la vitesse de rotation est considérée fixe et égale à 3050 tr/min et pour simuler la génératrice asynchrone à vide doit être ajoutée une résistance de charge très grande.

2.5.1 En régime linéaire :

La modélisation de la GAS en régime linéaire mène à des résultats peu réalistes, les Figures (2.4) et (2.5) montre l'impact de négligence du phénomène de saturation dans la simulation et en particulier la tension et le courant statorique. Étant donné que ce modèle utilise une inductance magnétique constante L_m , cela implique que le matériau magnétique utilisé dans la conception de la machine est linéaire.

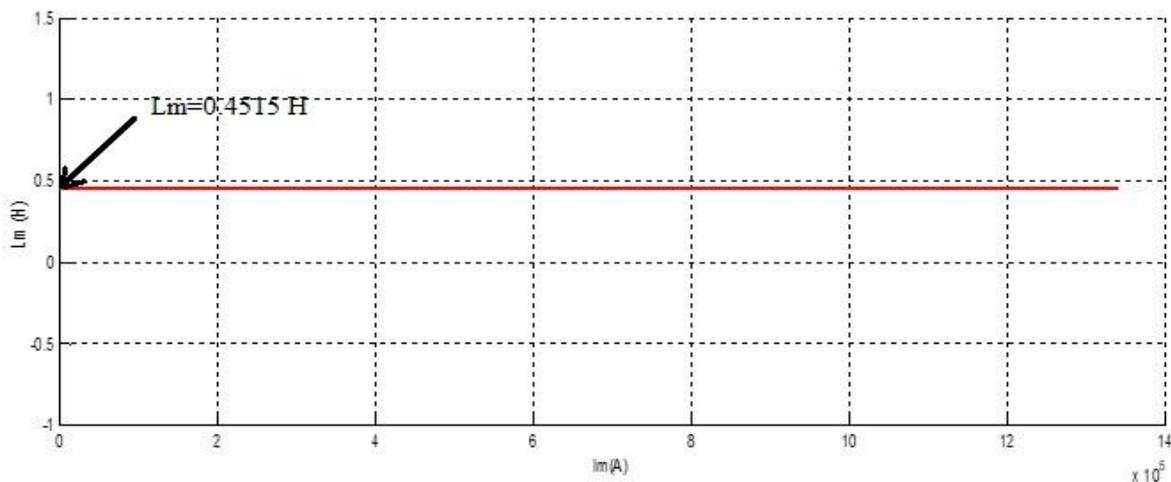


Fig.(2.4): l'inductance de magnétisation en fonction de I_m .

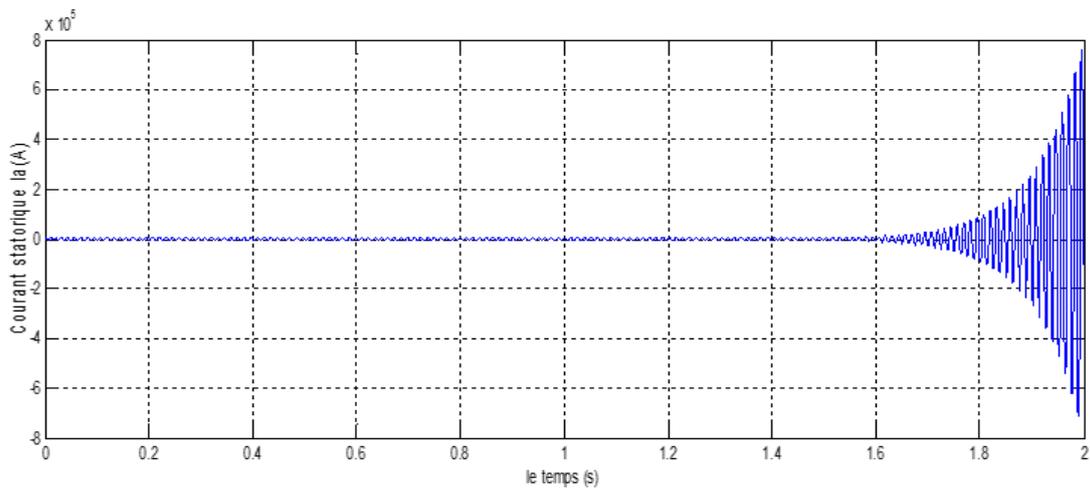


Fig.(2.5) : La tension statorique V_a en régime linéaire.

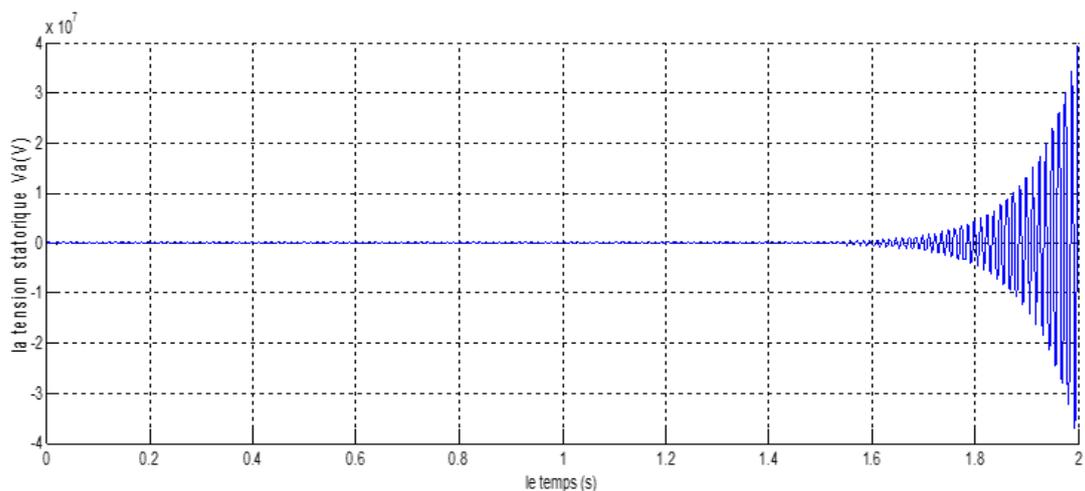


Fig.(2.6) : Le courant statorique I_a en régime linéaire.

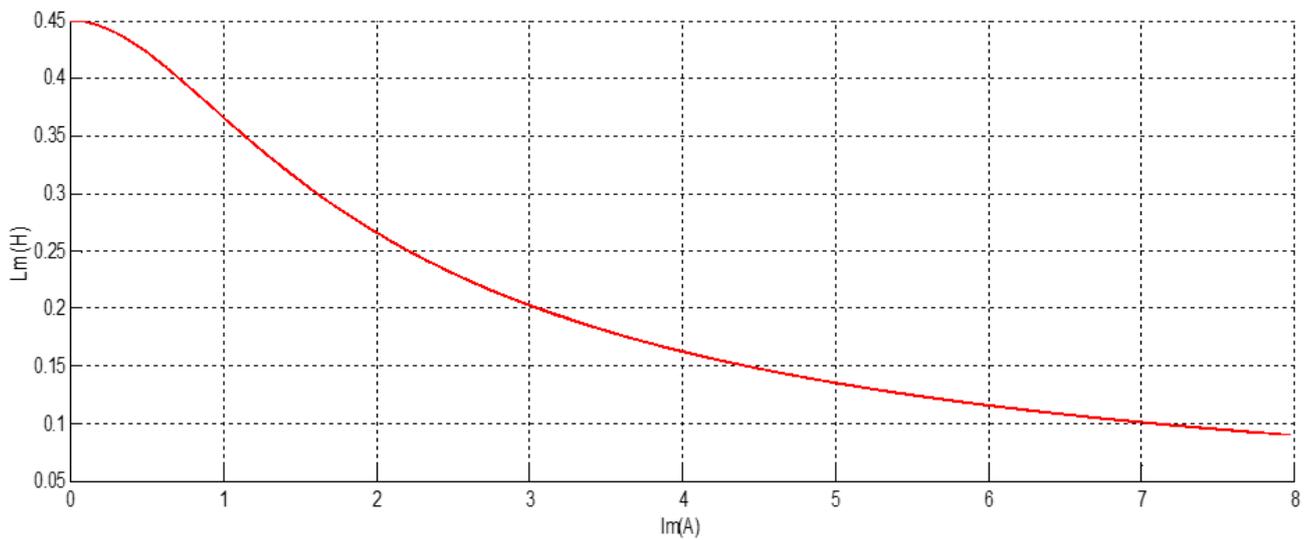
On remarque que la tension et le courant statorique augmente alors jusqu'à atteindre une valeur infinie, et ces résultats sont inacceptable et très loin de la réalité. C'est dû au fait d'avoir négliger un phénomène très important.

2.5.2 En régime saturé :

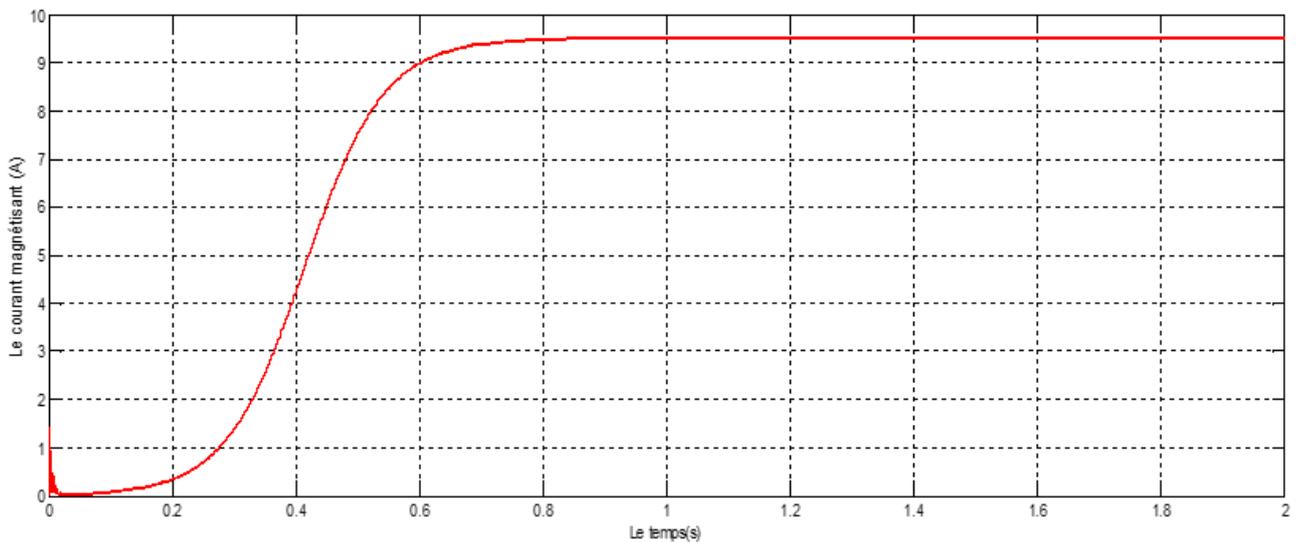
Afin de modéliser la GAS en régime saturé, il faut modéliser la courbe de magnétisation. Plusieurs fonctions splines sont utilisées ; cependant, il n'existe aucune fonction qui couvre tous les points de la courbe, la modélisation reste approximative avec un minimum d'erreur.

On déduit l'évolution d'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant *et* sont représentées par la figures (2.7)

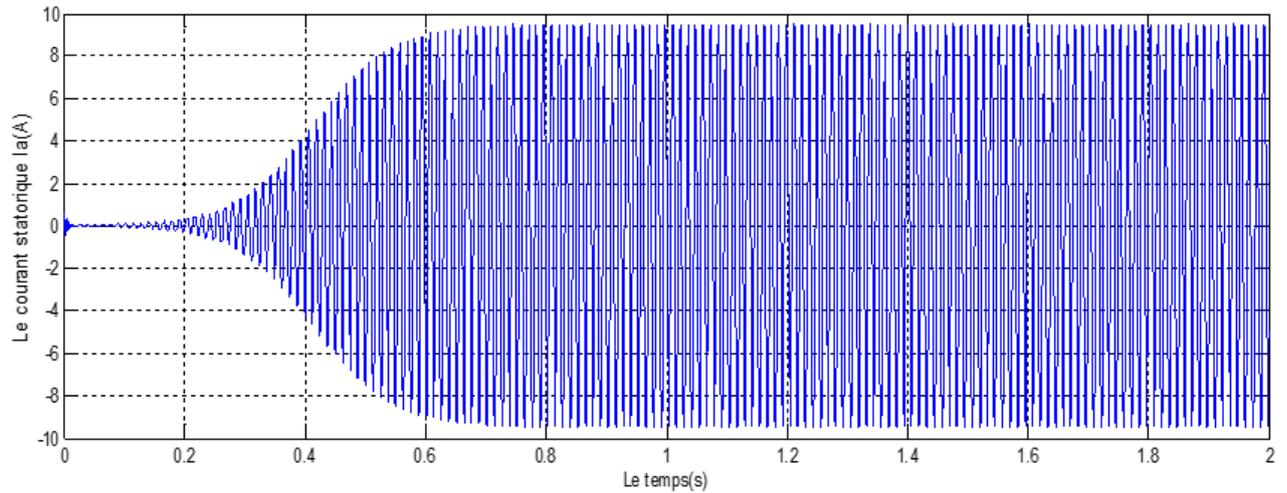
Les Figures (2.8) ,(2.9), (2.10),(2.11) montre représentent respectivement l'évolution dele courant magnétisant et la tension et courant et du flux statorique en régime saturé.



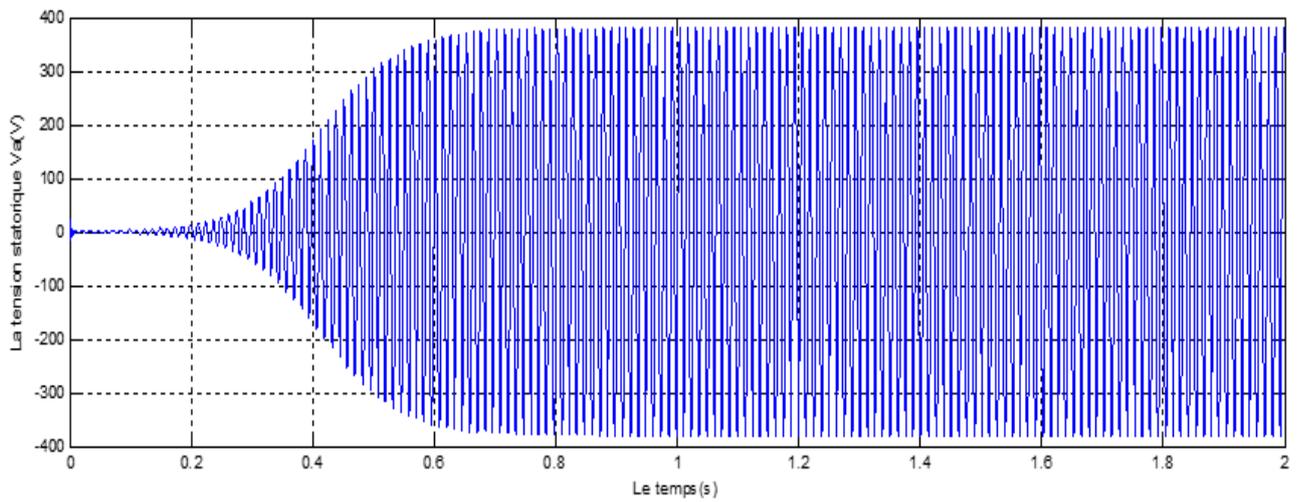
Fig(2.7) : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(I_m)$.



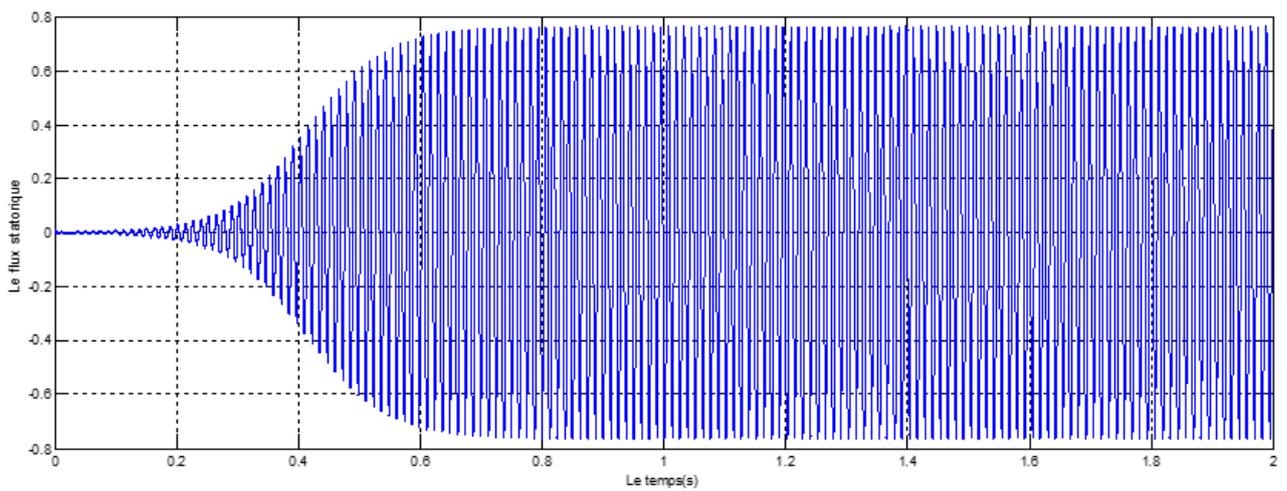
Fig(2.8) :Le courant magnétisant en régime saturé à vide.



Fig(2.9) : Le courant statorique I_a en régime saturé à vide.



Fig(2.10) : La tension statorique V_a en régime saturé à vide.

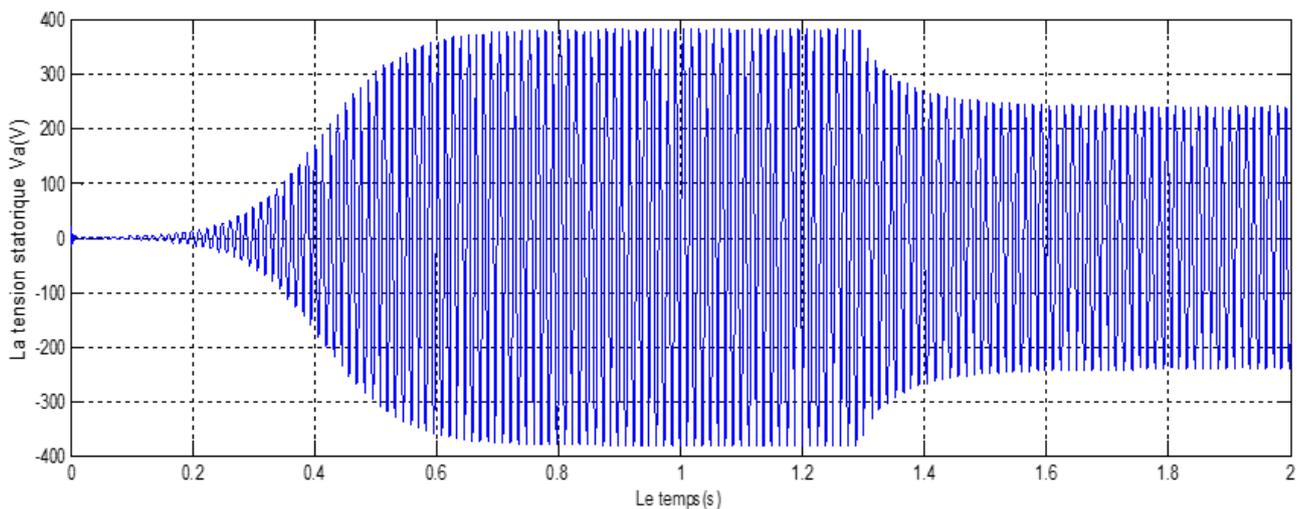


Fig(2.11) : Le flux statorique en régime saturé à vide.

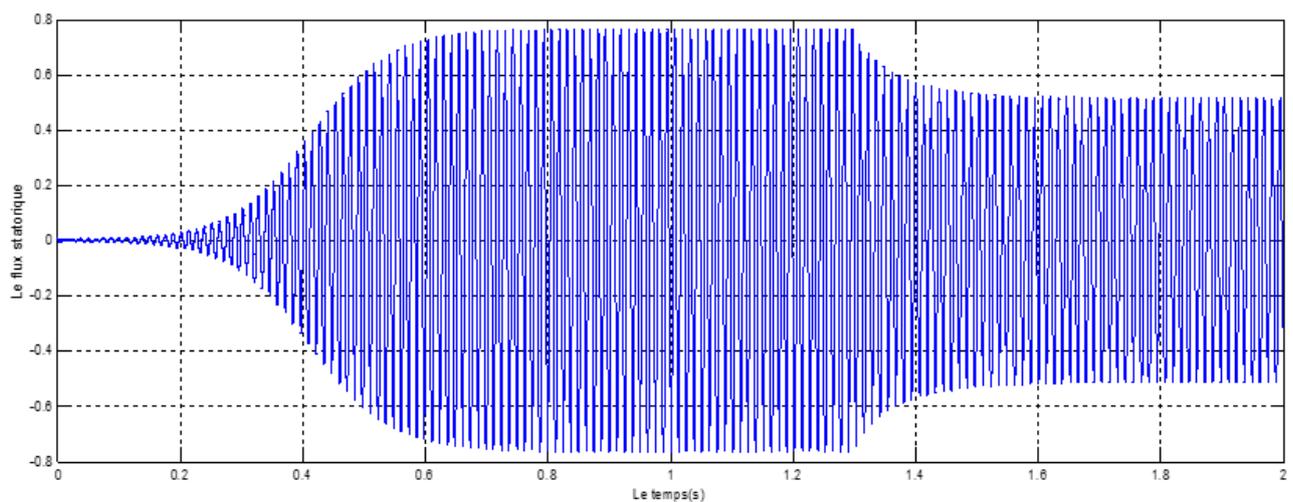
Nous remarquons que la tension et le courant et le flux statorique croient d'une façon exponentielle dans la zone du non saturation $t = [0, 0.7]$ puis elles convergent vers une valeur fixe dans la zone saturée où $t = [0.7, 2]$. Le délai d'amorçage jusqu'au régime permanent est de l'ordre de 0.7 s. Les amplitudes des tensions et des courants et des flux statoriques obtenues en régime permanent sont égales à 380V et 9.5 A et 0.75 Wb.

2.6 Simulation de la génératrice asynchrone à cage en charge résistive R :

Dans ce cas de fonctionnement nous avons entraîné notre machine à une vitesse de 3050 tr/min avec un banc de capacités de valeur $50\mu\text{F}$, puis elle est connectée à l'instant $t=1.3\text{s}$ à une charge résistive équilibré de $50\ \Omega$. Nous donnons les allures de l'évolution des tensions et des courants statoriques dans les figures suivantes :



Fig(2.12) : La tension statorique lors la connexion d'une charge résistive.



Fig(2.13) : Le flux statorique lors la connexion d'une charge résistive.

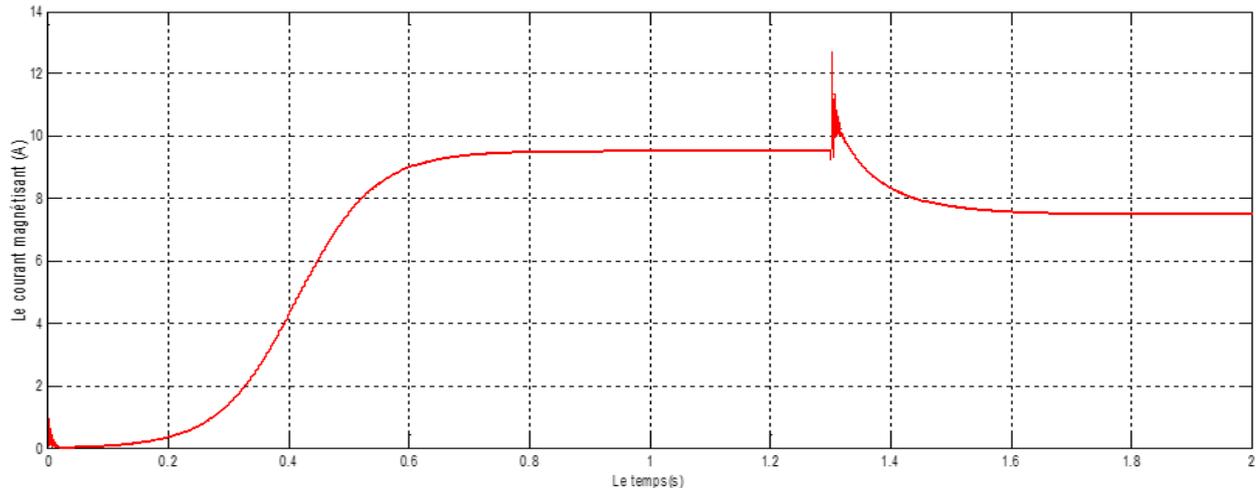


Fig. (2.14) : Le courant magnétisant lors la connexion d'une charge résistive.

Après le branchement de la charge R à l'instant $t=1.3s$, nous remarquons que la tension et le flux diminue à l'instant où la charge est introduite atteindre environ 240V et 0.5 Wb et le courant magnétisant diminue de la même façon que la tension.

2.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé et simulé la génératrice asynchrone à cage dans le repère triphasé en régime linéaire et régime saturé dans le cas d'un fonctionnement à vide, et en charge résistive (R).

Nous avons en premier lieu élaboré en régime linéaire, que ce modèle utilise une inductance magnétique constante L_m , ce modèle est conduit à des résultats erronés et très loin de la réalité et montrent la nécessité de la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine.

Nous avons ensuite abordé la modélisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone à cage avec la technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation. Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel du générateur asynchrone autonome. La prise en considération de la saturation magnétique de la branche magnétisante est donc indispensable au fonctionnement autonome du générateur asynchrone autonome.

Chapitre 3 :

Modélisation et simulation de la GAS à
cage dans le repère (d-q)

3.1 Introduction :

Dans le but de simplifier l'analyse des circuits triphasés, il est essentiel de formuler les équations de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant appelé "d-q". La transformation de Park permet de convertir les grandeurs triphasées alternatives, qui dépendent du temps, en un système de grandeurs diphasé indépendantes. Cela facilite les calculs et simplifie le système différentiel qui régit les équations de la machine. Le modèle de Park garantit la conservation de la puissance instantanée entre le repère triphasé et le repère d'axe (d-q), ce qui facilite l'analyse des performances de la machine et l'interprétation des résultats obtenus.

Ce chapitre approfondira notre compréhension des caractéristiques électromagnétiques de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé dans le repère d-q, fournissant une base solide pour la modélisation avancée de la machine.

3.2 Utilisation de la transformation de PARK :

La transformée de Park est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé (a,b,c) d'axes magnétiques décalés d'un angle électrique de 120° à un système (d,q,o) à 3 axes orthogonaux équivalent Fig(3.1).

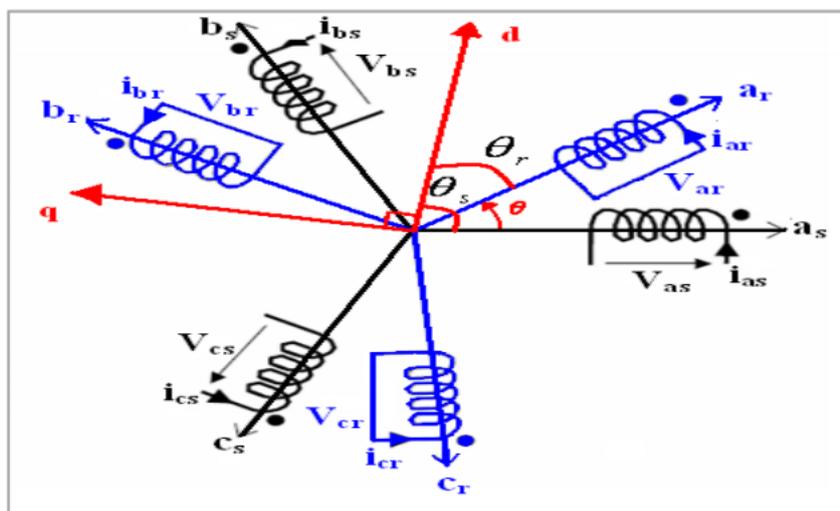


Fig.(3.1) : Représentation de la machine dans le repère(d,q,o).

Pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), un changement de repère PARK sera effectué à la fois pour le stator et le rotor.

$$[X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (3.1)$$

Tel que :

$$X = V, i, \varphi$$

V : Les tensions satatorique et rotorique.

i : Les courants satatorique et rotorique.

φ : Les flux satatorique et rotorique.

$[P(\theta)]$ Est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

De même, pour la transformée inverse :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq}] \quad (3.3)$$

$[P(\theta)]^{-1}$ Est la matrice inverse de Park

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$\theta = \theta_s$ pour le stator.

$\theta = \theta_r$ pour le rotor.

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les équations des tensions (Vdq) après la transformation de Park est :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec : $\omega = \omega_s - \omega_r$

Les équations des flux (φ) après la transformation de Park est :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (3.6)$$

Sous forme matriciel:

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Avec:

- $L_s = L_m + L_{ls}$ est l'inductance propre d'une phase statorique.
- $L_r = L_m + L_{lr}$ est l'inductance propre d'une phase rotorique.
- L_{ls} et L_{lr} est l'inductance cyclique des fuit.
- L_m est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor sur l'axe d.

3.3 Équations mécanique :

$$C_e = C_r + f_v \cdot \Omega + J \frac{d\Omega}{dt}$$

Donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \Omega$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_v \cdot \Omega) \quad (3.9)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_v : Coefficient de frottements visqueux

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Inertie de la machine.

Et le couple sera donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (3.10)$$

3.4 Choix du référentiel :

Il existe trois choix possibles :

- Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons [34] :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

- Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc [34] :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

- Référentiel lié au champ tournant :

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

On choisit un référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

3.5 L'équation électrique de la Génératrice asynchrone à vide :

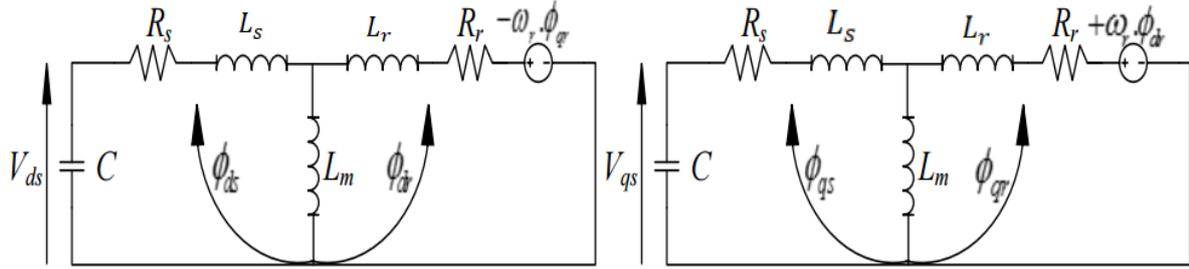


Fig.(3.2) : Modèle de la MAS à cage à vide dans le repère (d-q).

D'après les équations (3.5), (3.7) et (3.8), le système devient :

$$L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + L_m \frac{d}{dt} i_{dr} = -R_s \cdot i_{ds} - V_{ds} \tag{3.11}$$

$$L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + L_m \frac{d}{dt} i_{qr} = -R_s \cdot i_{qs} - V_{qs} \tag{3.12}$$

$$L_m \frac{d}{dt} i_{ds} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} = -w \cdot L_m \cdot i_{qs} - R_r \cdot i_{dr} - w \cdot L_r \cdot i_{qr} \tag{3.13}$$

$$L_m \frac{d}{dt} i_{qs} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} = w \cdot L_m \cdot i_{ds} + w \cdot L_r \cdot i_{dr} - R_r \cdot i_{qr} \tag{3.14}$$

D'après le schéma monophasé de chaque phase (d) et (q) à vide représenté dans la Figure (3.3)



Fig.(3.3) : Schéma monophasé statorique dans le repère(d-q).

En appliquant la loi d'Ohm à chaque phase, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{1}{C} i_{ds} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} = \frac{1}{C} i_{qs} \end{cases} \tag{3.15}$$

Finalement, on obtient un système de 6 équations qui s'écrivent sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; \quad \frac{d}{dt} [X] = \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [X] = [B] \cdot [X]$$

$$[A] = \text{inv}[L]$$

$$\frac{d}{dt} [X] = [A] \cdot [B] \cdot [X]$$

Ce modèle est d'écrit par :

$$[X'] = [A] \cdot [B] \cdot [X]$$

Ce modèle représente une équation différentielle résoudre par la méthode de Rung-Kutta d'ordre

3.6 Simulation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé à vide :

Afin de modéliser la GAS en régime saturé, il faut modéliser la courbe de magnétisation. Plusieurs fonctions splines sont utilisées ; cependant, il n'existe aucune fonction qui couvre tous les points de la courbe, la modélisation reste approximative avec un minimum d'erreur.

On déduit l'évolution d'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant *et* sont représentées par la figures (3.4)

Les Figures (3.5),(3.6) et (3.7) montre représentent respectivement l'évolution du courant magnétisant et de la tension et du courant statorique en régime saturé.

En utilisant MATLAB, le modèle d'état ci-dessus est simulé pour la génératrice asynchrone à cage de 4 kW, 220/380 V – 50 Hz. Le condensateur d'excitation est $C = 50 \mu\text{F}$, alors que la vitesse de rotation est considérée fixe et égale à 3050 tr/min.

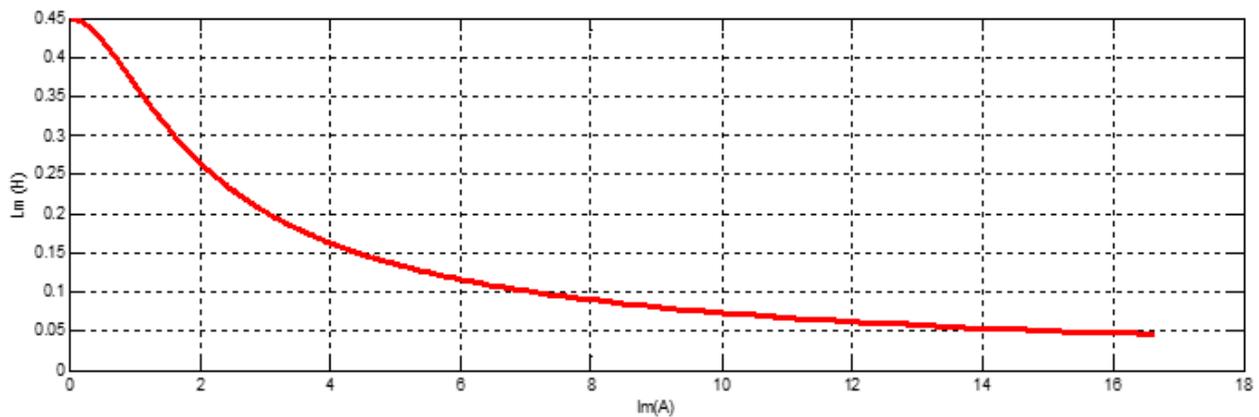


Fig.(3.4) : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(I_m)$

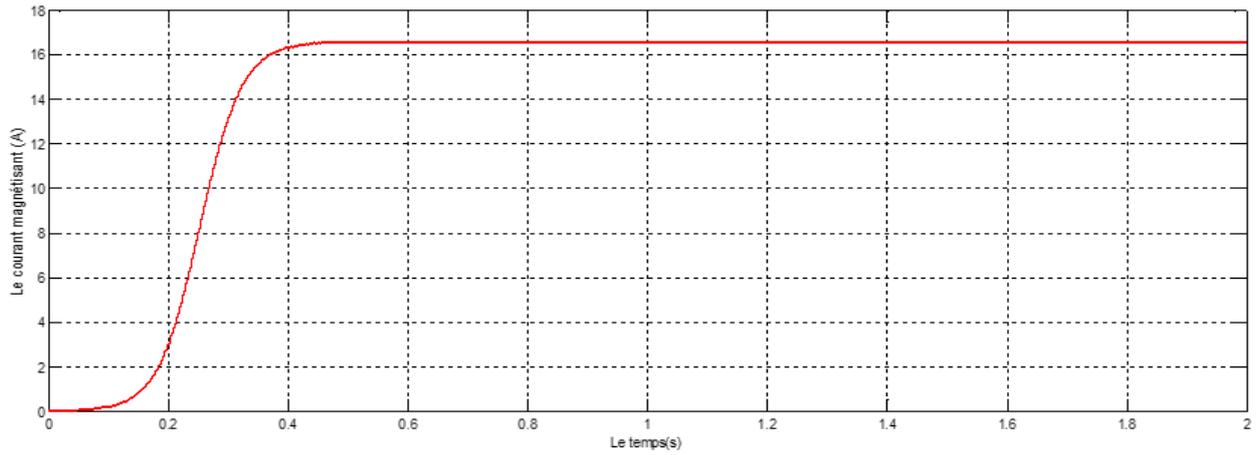


Fig.(3.5) :Le courant magnétisant en régime saturé à vide.

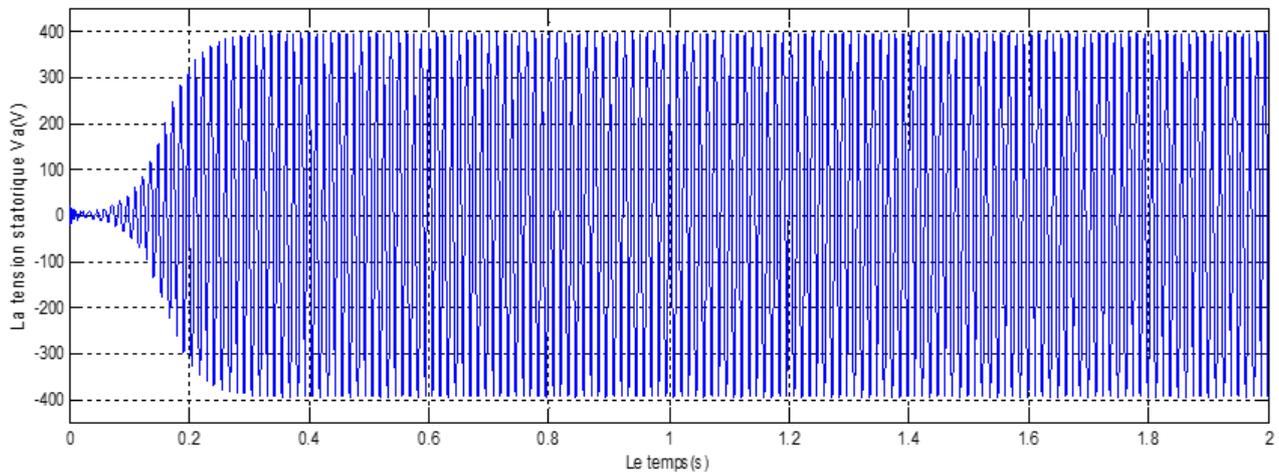


Fig.(3.6) : La tension statorique V_a en régime saturé à vide

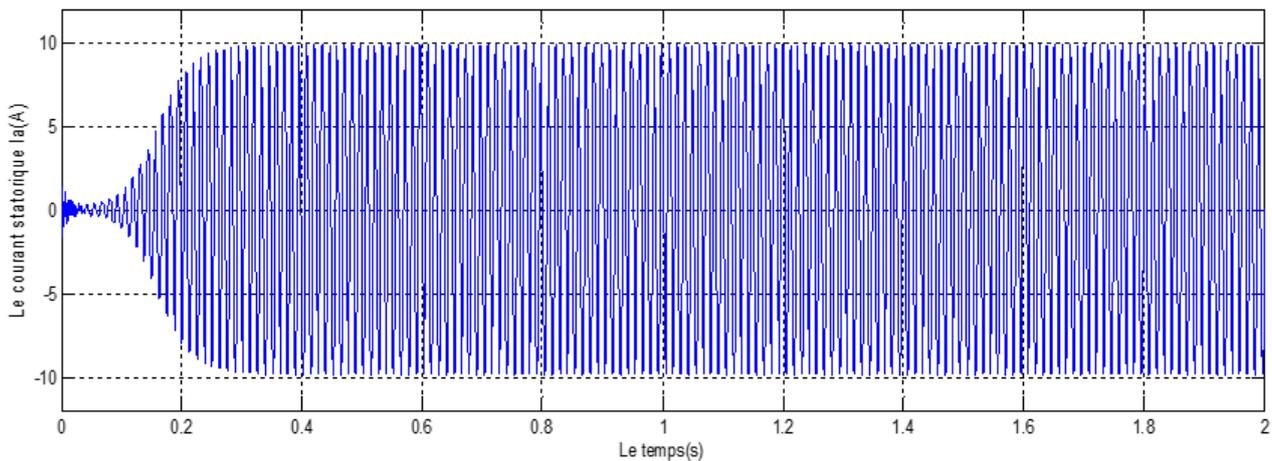


Fig.(3.7) : Le courant statorique I_a en régime saturé à vide

Nous remarquons que la tension et le courant statorique croient d'une façon exponentielle dans la zone du non saturation $t = [0, 0.35]$ puis elles convergent vers une valeur fixe dans la zone saturée où $t = [0.35, 2]$. Le délai d'amorçage jusqu'au régime permanent est de l'ordre de 0.35 s. Les amplitudes des tensions et des courants statoriques obtenues en régime permanent sont égales à 400V et 10 A.

3.7 Fonctionnement de la Génératrice Asynchrone en Charge Résistive R :

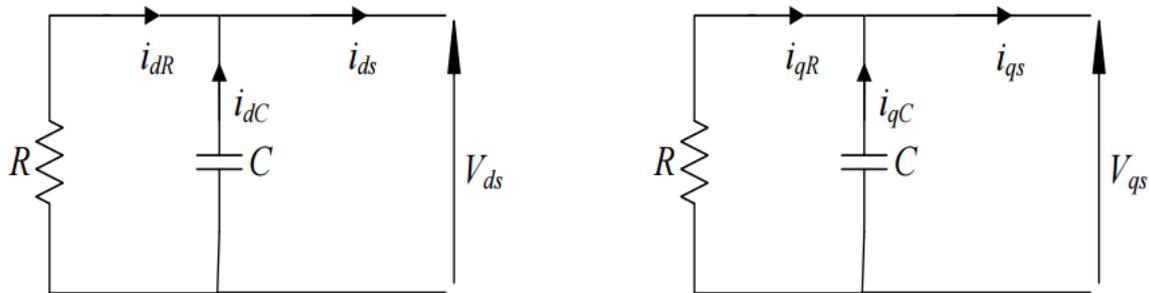


Fig.(3.8) : Schéma Monophasé de la GAS en Charge Résistive R.

D'après le schéma de la figure (3.7) :

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{dR} + i_{dC} \\ i_{qs} = i_{qR} + i_{qC} \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{dR} = \frac{V_{dR}}{R} = \frac{V_{ds}}{R} \\ i_{qR} = \frac{V_{qR}}{R} = \frac{V_{qs}}{R} \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} i_{dC} = C \frac{dV_C}{dt} = C \frac{dV_{ds}}{dt} \\ i_{qC} = C \frac{dV_C}{dt} = C \frac{dV_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (3.19)$$

En appliquant la Loi d'Ohm à chaque phase, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_C = V_{dR} \\ V_{qs} = V_C = V_{qR} \end{cases} \quad (3.20)$$

Après remplacement les équations (3.18) et (3.19) dans l'équation (3.17) on obtient :

$$\begin{cases} i_{ds} = C \frac{dV_{ds}}{dt} + \frac{V_{ds}}{R} \\ i_{qs} = C \frac{dV_{qs}}{dt} + \frac{V_{qs}}{R} \end{cases} \quad (3.21)$$

Les équations des tensions de chaque phase sont :

$$\begin{cases} \frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{1}{C} i_{ds} - \frac{1}{RC} V_{ds} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} = \frac{1}{C} i_{qs} - \frac{1}{RC} V_{qs} \end{cases} \quad (3.22)$$

Le système devient :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & -1/RC & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; \quad \frac{d}{dt} [X] = \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \\ \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega L_m & -R_r & -\omega L_r & 0 & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & -R_r & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & -1/RC & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & -1/RC \end{bmatrix}$$

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [X] = [B] \cdot [X]$$

$$[A] = \text{inv}[L]$$

$$\frac{d}{dt}[X] = [A]. [B]. [X]$$

Ce modèle est d'écrit par :

$$[X'] = [A]. [B]. [X]$$

Ce modèle représente une équation différentielle résoudre par la méthode de Rung-Kutta d'ordre 4

3.8 Simulation de la génératrice asynchrone à cage en charge résistive R :

Dans ce cas de fonctionnement nous avons entraîné notre machine à une vitesse de 3050 tr/min avec un banc de capacités de valeur 50 μ F, puis elle est connectée à une charge résistive équilibré de 50 Ω . Nous donnons les allures de l'évolution des tensions statoriques dans la figure suivante:

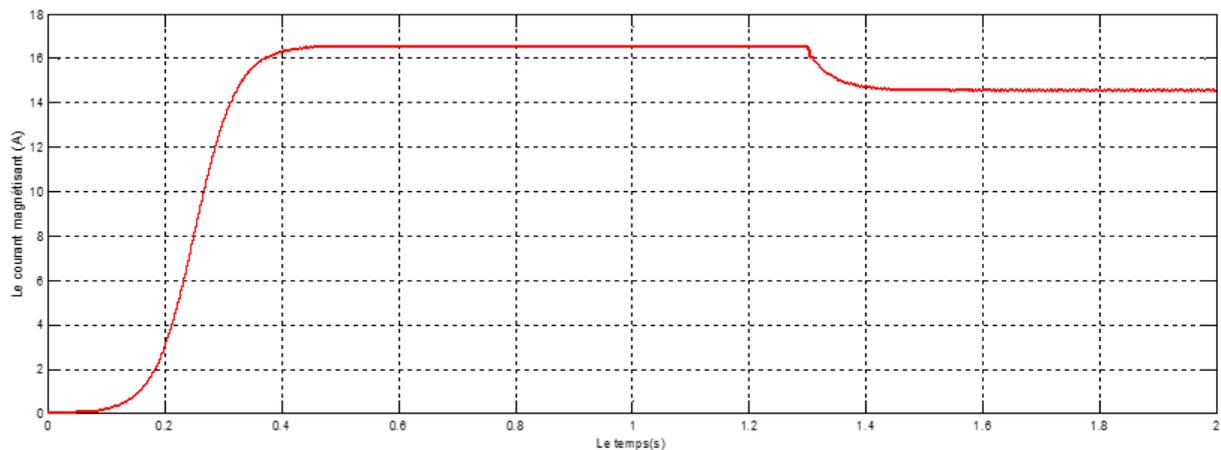
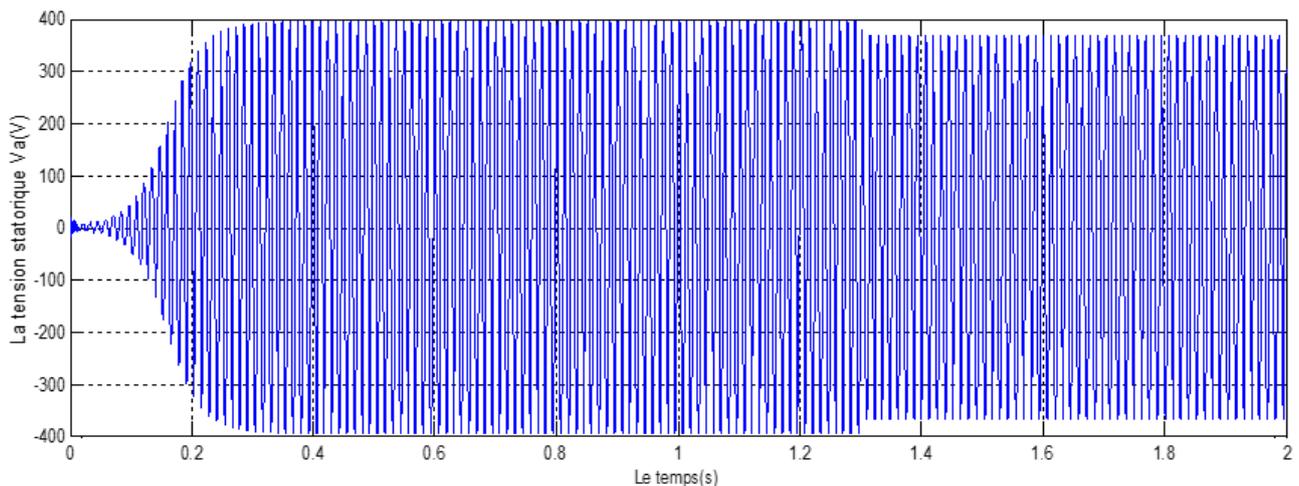


Fig. (3.9) : Le courant magnétisant lors la connexion d'une charge résistive.



Fig(3.10) : La tension statorique lors la connexion d'une charge résistive.

A l'instant ($t=1.3s$) on branche une charge résistive équilibrée aux bornes de la génératrice asynchrone à cage. La tension statorique diminue en fonction de la charge insérée à l'instant d'introduction de la charge atteindre environ 365V et le courant magnétisant diminue de la même façon que la tension, en raison de la chute de tension dans la résistance de charge.

3.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé et simulé la génératrice asynchrone à cage dans le repère triphasé en régime saturé dans le cas d'un fonctionnement à vide, et en charge résistive (R).

Nous avons d'abord construit à partir du modèle de Park les équations du modèle linéaire, celui-ci fait appel à des matrices inductances constantes, ce modèle ne reflète pas la réalité. Par la suite, nous avons présenté la procédure de prise en compte de l'effet de la saturation magnétique en introduisant dans le modèle linéaire une inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant. Et enfin on a exploité le programme écrit sous Matlab pour la simulation en fonctionnement à vide et en charge résistive dans modèle saturé, qui nous a donné des résultats qui décrivent bien le comportement réel du générateur asynchrone autonome.

Chapitre 4 :

Analyse comparative entre les deux repères triphase et d-q

4.1 Introduction :

La précision des prédictions se réfère à la capacité du modèle à représenter fidèlement le comportement réel de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé. Les deux modèles peuvent fournir des prédictions précises, mais la précision dépendra de la qualité des données et des paramètres utilisés dans les modèles.

Pour évaluer les performances des deux modèles et déterminer lequel offre des résultats plus précis ou plus faciles à interpréter, On a besoin d'une analyse comparative entre les deux modèles triphasé et d-q à l'aide de techniques d'analyse dans le domaine temporel et des méthodes de traitement du signal tels que les ondelettes et la transformée de Fourier rapide (FFT). Ces deux techniques offrent des approches distinctes mais complémentaires pour explorer et interpréter les données.

Dans ce chapitre nous présentons un rappel sur les deux techniques FFT et les ondelettes. Ensuite, nous comparons les résultats obtenus avec le repère triphasé et le repère d-q utilisant l'analyse dans le domaine temporel et la transformée de Fourier rapide (FFT) et les ondelettes.

4.2 Techniques de traitement de signal utilisées dans l'analyse

4.2.1 Transformée de Fourier rapide (FFT) :

Considérons le signal $X(t)$ à temps continu. Si X est à énergie finie, sa transformée de Fourier à la fréquence f est la suivante [35] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi f t} dt \quad (4.1)$$

Son inverse est donné par :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{-2\pi f t} df \quad (4.2)$$

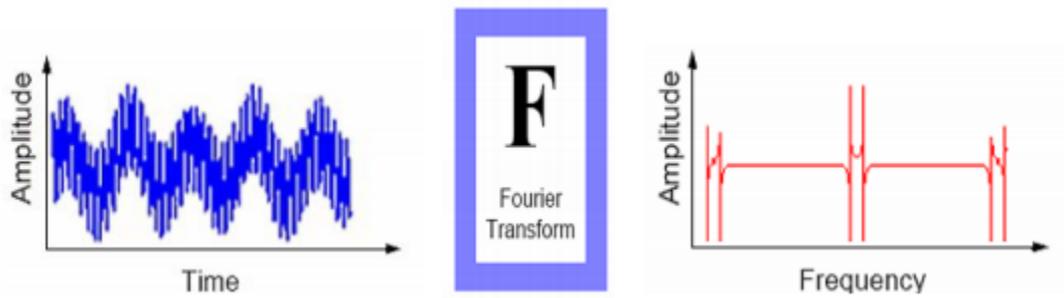


Fig. (4.1) : Représentation temporelle vers fréquentielle [36].

Sa transformée de Fourier discrète de N points avec une période d'échantillonnage T est donnée par :

$$x\left(\frac{f}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} x(kT) e^{-j\frac{2\pi f k T}{NT}} \quad (4.3)$$

Et sa relation inverse est donnée par :

$$x(kT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} x\left(\frac{f}{NT}\right) e^{-j\frac{2\pi f k T}{NT}} \quad (4.4)$$

L'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT) est utilisé pour calculer rapidement la transformée de Fourier discrète. Cet algorithme repose sur l'utilisation d'un nombre de points N qui est une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain de temps de calcul, par rapport à un calcul avec la transformée de Fourier discrète, de $\frac{N}{\log_2(N)}$.

La transformation de Fourier rapide (FFT) met en évidence de manière évidente le contenu fréquentiel du signal $x(t)$. En effet, la FFT décompose le signal $x(t)$ en utilisant une base de vecteurs propres sinusoïdaux $\{e^{2\pi f k T}\}_{f \in R}$

Malheureusement, cette approche convient principalement aux signaux stationnaires dont les propriétés statistiques restent constantes dans le temps. Cependant, dans la pratique, la grande majorité des signaux que l'on rencontre sont non stationnaires, rendant la décomposition basée sur une somme infinie d'exponentielles complexes propre à la FFT inappropriée.

Pour une meilleure compréhension de ces signaux, il est essentiel d'utiliser des représentations combinant le temps et la fréquence. Cela permet d'analyser l'évolution du comportement

fréquentiel du signal au fil du temps. Toutefois, la transformée de Fourier rapide (FFT) ne peut pas détecter les événements transitoires tels que les sauts d'impulsions ou les changements de fréquence [37]. Étant donné que ces phénomènes sont non stationnaires, brefs et souvent oscillatoires, leur contenu spectral est difficile à mettre en évidence [38].

4.2.2 Transformée en Ondelette (TO) :

La transformée en Ondelette est un outil récent utilisé dans le traitement du signal. Son principe repose sur la décomposition d'un signal dans une base de fonctions spécifiques [39]. Dans ce sens, elle est similaire à l'analyse de Fourier [39]. Cependant, les ondelettes se distinguent des fonctions sinusoïdales de l'analyse de Fourier car elles sont des fonctions oscillantes plus larges et s'amortissent rapidement. De plus, les ondelettes ont la particularité d'être bien localisées dans le temps ou en fréquence, ce qui les différencie principalement de l'analyse Temps-fréquence classique.

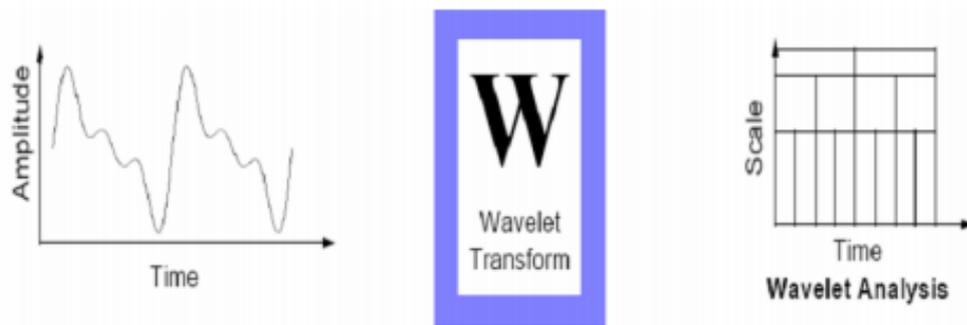


Fig.(4.2) : Représentation temporelle vers ondelettes[36].

a. Transformée en ondelettes continue (TOC) :

La Transformée en Ondelettes Continue (TOC) est une méthode de projection sur une base de fonctions qui diffère de la Transformée de Fourier à Court Terme. Les fonctions utilisées dans la TOC sont communément appelées « ondelettes » et sont construites à partir d'une « ondelette mère » $\psi(t)$ en utilisant des opérateurs de translation temporelle et de changement d'échelle [40].

$\psi(t)$ est une fonction de moyenne nulle telque :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (4.5)$$

Cette dernière est dilatée avec d'un facteur d'échelle « a » et translatée par « b »

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$$

Il y a plusieurs ondelettes mères utilisées pour le calcul de la transformée en ondelette des signaux analysés. Le tableau (1.1) contient les familles les plus usuelles :

Nom des familles d'ondelettes	Nom court en Matlab
Ondelette de Haar	Haar
Ondelette de Daubechies	Db
Symlets	Sym
Coiflets	Coif
Ondelettes biorthogonales	Bior
Ondelette de Meyer	Meyr
Approximation discrète de l'ondelette de Meyer	Dmey
Ondelettes de Battle et Lemarié	Btlm
Ondelettes gaussiennes	O Gaus
Chapeau mexicain	Mexh
Ondelette de Morlet	Morl
Ondelettes gaussiennes complexes	Cgau
Ondelettes de Shannon complexes	Shan
Ondelettes B-spline fréquentielles complexes	Fbsp
Ondelettes de Morlet complexes	Cmor

Tableau 4.1: Familles d'ondelettes. [36]

La transformée en ondelettes est une méthode de décomposition atomique où les atomes sont générés à partir d'une même fonction appelée ondelette mère. Cette ondelette mère subit des opérations de translation et de dilatation. L'ondelette tire son nom des oscillations qu'elle représente, semblables à une onde, mais limitées dans le temps, d'où son appellation de « petite onde ».

La transformée continue en ondelettes est définie par [40] :

$$T_x(a, b) = \langle x, \psi_{a,b} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (4.7)$$

Sa version fréquentielle est donnée par :

$$T_x(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \psi^*(af) e^{j 2\pi f b} df \quad (4.8)$$

b. Transformée en ondelette discrète (TOD) :

La transformée en ondelettes discrète est une adaptation de la version continue, mais avec l'ajout d'un facteur d'échelle et d'une translation discrétisée. On désigne comme « dyadique » toute base d'ondelettes discrètes qui fonctionne avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est évident que la transformée en ondelettes discrète est facilement mise en œuvre sur n'importe quel système numérique (PC, DSP, CARTE à μP ...) [41].

Il convient de mentionner que la transformée en ondelette continue (TOC) peut également être implémentée sur des systèmes numériques, mais cela implique des calculs complexes en raison de la nature continue du facteur d'échelle et de la dilatation (avec toutes les valeurs possibles) [42].

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal dans différentes bandes de fréquences, offrant ainsi une vue allant des détails les plus fins aux plus grossiers.

Soit φ la fonction échelle. Elle doit être dans L^2 et avoir une moyenne non nulle. Nous construisons ensuite une base de fonctions d'échelle pour chaque $i \in \mathbb{Z}$ de la manière suivante :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i} t - j) \quad (4.9)$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\psi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \psi(2^{-i} t - j) \quad (4.10)$$

i : est le facteur d'échelle (dilatation).

j : est le facteur de translation (décalage).

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\varphi(t) = \sum_j 2h(j) \varphi(2t - j) \quad (4.11)$$

$$\psi(t) = \sum_j 2g(j) \varphi(2t - j) \quad (4.12)$$

Les équations (4.11) et (4.12) représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute directement.

On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

La transformation en ondelettes peut être vue comme un processus de décomposition du signal en approximations et en détails. Le signal d'origine $f(t)$ est filtré à travers deux filtres complémentaires, un filtre passe-haut et un filtre passe-bas, produisant ainsi deux signaux distincts : le signal d'approximations A et le signal de détails D.[43].

- L'approximation : est la partie grand échelle, basse -fréquence du signal,

- Le détail : est la partie petit-échelle, haute-fréquence du signal.

- **Décomposition simple :**

Comme on a dit précédemment le signal f est divisé en deux signaux mais, actuellement pour faire cette opération dans un signal réel, on trouve deux signaux de même taille que le signal original.

Supposé pour l'instant, que le signal original f contient 1000 échantillons donc le résultat des deux signaux à 1000 échantillons pour chaque signal, le total est 2000 échantillons.

Pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est dû au fait de l'opération de décimation par 2 (down sampling) [43].

- **Décomposition multi niveaux :**

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal f en plusieurs niveaux comme illustré sur la figure (4.3). Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, dans la théorie il peut être continué indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un Pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie [42].

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolution. Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est défini dans la figure (4.3).

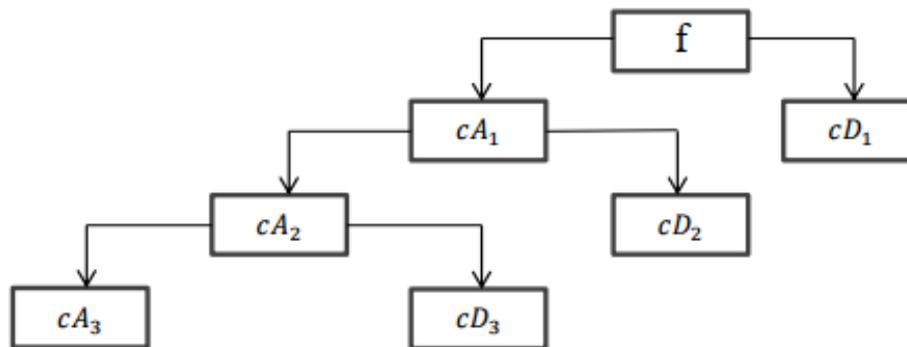


Fig.(4.3) : Décomposition du signal $f(n)$ en multi-niveaux selon Mallat .

c. Critère du choix de l'ondelette mère et l'ordre de décomposition :

Le choix de l'ondelette mère et de l'ordre de décomposition est crucial dans l'analyse par ondelettes car ils influencent directement les performances de la décomposition et la qualité des résultats obtenus. Les critères à prendre en compte lors du choix de l'ondelette mère et de l'ordre de décomposition :

- **Choix de la fréquence d'échantillonnage :**

Pour une machine asynchrone, l'information significative dans le signal courant statorique est localisée au-dessous de la bande de 0-400 Hz. L'application du théorème de Shannon nous a donné un minimum de 800Hz pour la fréquence d'échantillonnage (f_e). En outre il est nécessaire d'obtenir la résolution correcte. En cas de l'alimentation par onduleur, plusieurs harmoniques pourraient être mélangés si une basse résolution en fréquence est choisie. La résolution minimum requise pour obtenir un bon résultat est de 0.5Hz. L'équation (4.23) définit le nombre d'échantillons pour avoir la résolution correcte, [44]

$$N_e = \frac{f_e}{R} \quad (4.13)$$

Telle que R : résolution en fréquence, f_e : fréquence d'échantillonnage et N_e : nombre d'échantillons relevés.

- **Choix du nombre de niveau de décomposition :**

À partir de la condition suivante, on peut calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaire pour obtenir un signal d'approximation (a_{nf}) de sorte que la limite supérieure de sa bande de fréquence associée soit sous ou au voisinage de la fréquence fondamentale [44] :

$$2^{-(N_{LS}+f_s)} f_e < f_s \quad (4.14)$$

Le niveau de décomposition nécessaire est calculée d'après la relation :

$$N_{LS} = \text{int} \left(\frac{\log\left(\frac{f_e}{f_s}\right)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (4.15)$$

Avec :

f_s : fréquence du réseau.

- **Choix du type de de l'ondelette mère :**

L'ondelette Dabuches 40 (db40) est utilisée souvent comme une ondelette mère. Cette fonction d'échelle réduira au 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. [44]

4.3 Analyse comparative dans les deux repères :

Dans cette partie, on va comparer entre les performances des deux repères qu'on a déjà étudiés dans ce chapitre 3 et le chapitre 2.

Pour que la comparaison soit acceptable et réaliste, il faut prendre les mêmes conditions initiales des deux repères étudiés ; les deux modèles sont simulés pour la génératrice asynchrone à cage de 4 kW, 220/380 V – 50 Hz. Le d'excitation est $C = 50 \mu\text{F}$, alors que la vitesse de rotation est considérée fixe et égale à 3050 tr/min.

4.3.1 Analyse dans le domaine temporel :

En utilisant ces techniques d'analyse dans le domaine temporel, nous pourrions obtenir des informations détaillées sur le comportement dynamique de la génératrice asynchrone à cage dans les deux repères et évaluer les performances des modèles dans la représentation temporelle et permet de comprendre les transitoires, les oscillations, les temps de réponse et d'autres

caractéristiques temporelles essentielles du système.

On va tracer dans les mêmes graphes les caractéristiques de la tension en fonction du temps dans les deux repères (d-q et triphasé) avec fonctionnement à vide et en charge les résultats représente dans les figures (4.4) et (4.5).

a. Fonctionnement à vide :

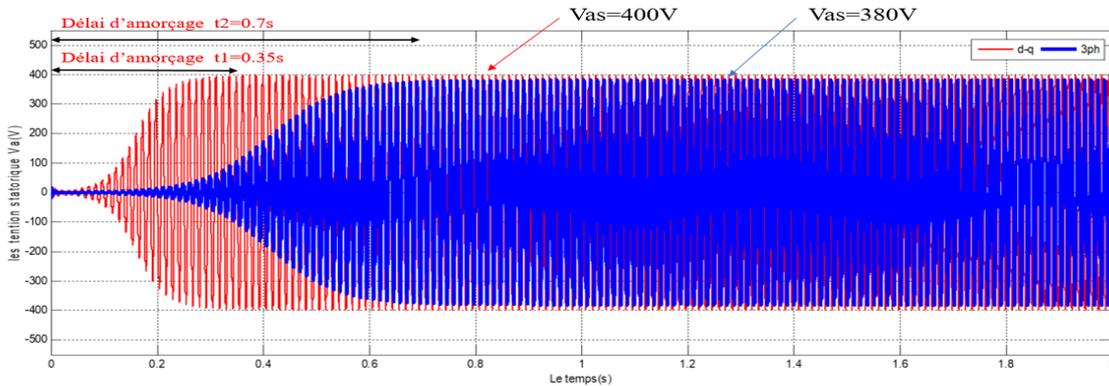


Fig.(4.4) :Les tensions statorique dans les deux repères en fonctionnement à vide

b. Fonctionnement en charge R :

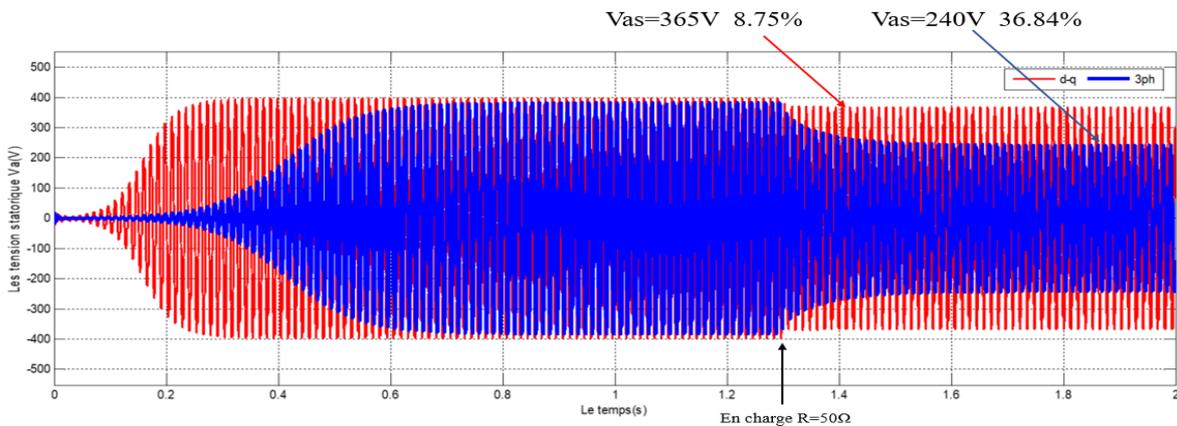


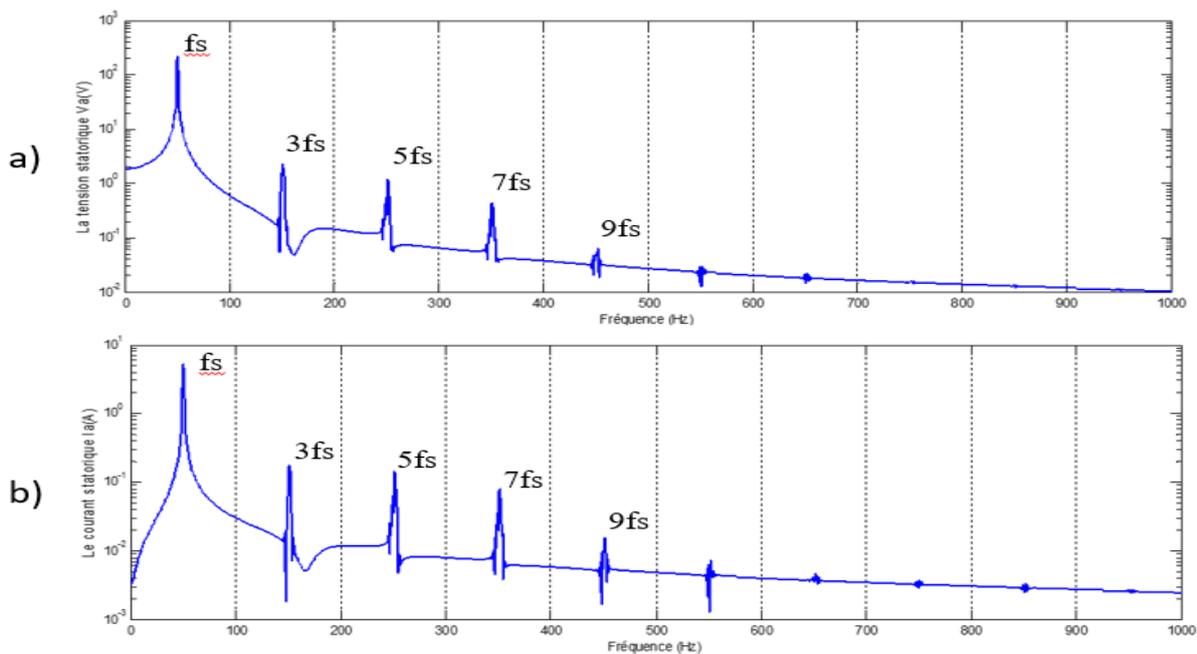
Fig.(4.5) :Les tensions statorique dans les deux repères en fonctionnement en charge R=50Ω

On remarque que les formes d’ondes sont différentes au début car le modèle triphasé prend plus du temps pour atteindre le point de fonctionnement avec le délai d’amorçage $t=0.7s$ contrairement à le modèle d-q qui atteint plus rapidement le point de fonctionnement avec le délai d’amorçage $t=0.35s$; pour les valeurs de tension en régime permanent pour les mêmes conditions on obtient des valeurs proches : soit 400 V pour le modèle d-q et 380V pour le modèle triphasé. L’ajout d’une charge résistive, la tension statorique dans le repère triphasé est généralement réduite plus que la tension statorique dans le repère d-q.

Le délai d'amorçage dans le repère d-q est inférieur à celui dans le repère triphasé en raison de la simplification de l'analyse et de la modélisation, ainsi que de la séparation des composantes actives et réactives dans le repère d-q. Cela permet une mise en route plus rapide du système dans le repère d-q et la tension statorique dans le repère triphasé est réduite plus que dans le repère d-q lors de l'ajout d'une charge résistive en raison des différences dans la représentation des grandeurs électriques et de la manière dont la charge résistive est connectée dans les deux repères.

4.3.2 Analyse spectrale du tension et courant statorique par FFT :

L'analyse spectrale (FFT) du tension et courant statorique sont effectués pour deux modèle d-q et triphasé, se réalise avec un programme de MATLAB.



Fig(4.6) :a) Spectre du tension statorique ; b) Spectre du courant statorique dans modèle triphasé

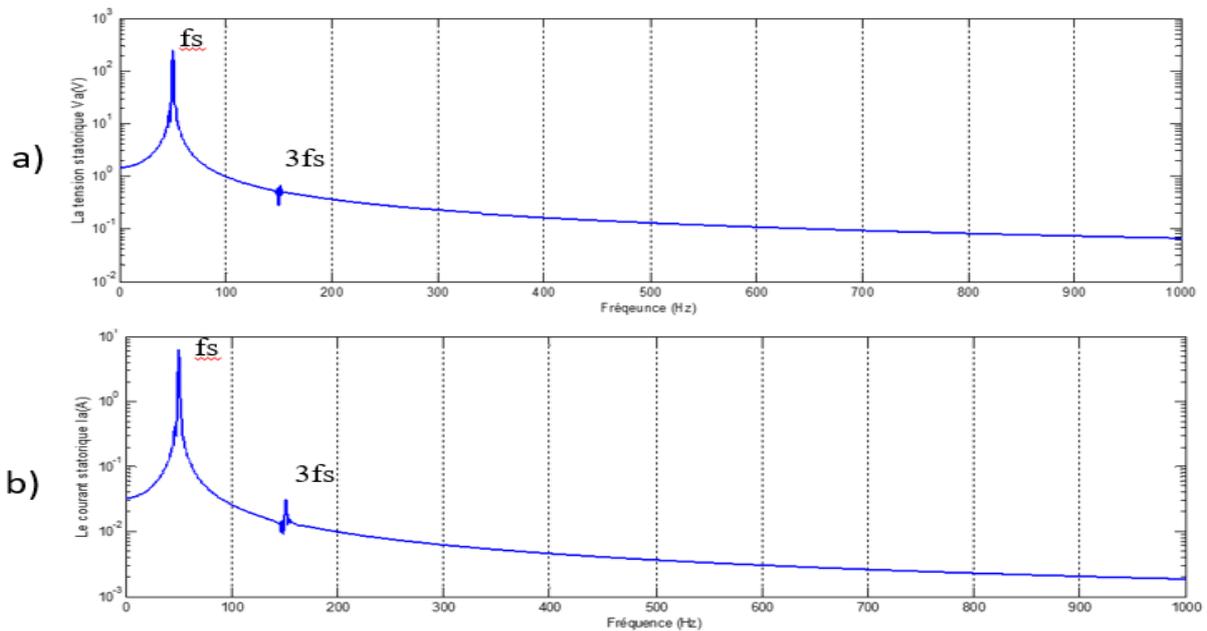


Fig.(4.7) : a) Spectre du tension statorique ; b) Spectre du courant statorique dans modèle d-q

Les figures (4.6, 4.7) représentent respectivement les spectres de la tension et courant statorique dans les deux modèle triphasé et d-q avec a) Spectre de la tension statorique et b) Spectre du courant statorique.

Dans le modèle triphasé figure (4.6), on remarque une apparition des harmoniques spécifiques d'ordre $2k+1$ avec k un entier (150 Hz, 250 Hz, 350 Hz, 450 Hz ...) au voisinage au fondamentale à 50 Hz sont observées à travers les tensions, les courants du stator.

Dans le modèle d-q figure (4.7), on remarque une seule nouvelle composante de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamentale à 150 Hz.

Ces harmoniques expliquent l'effet destructeur de la saturation magnétique, tels que le bruit, l'augmentation des pertes et la réduction de la durée de vie de l'isolation.

4.3.3 Analyse du tension statorique par la technique des ondelettes :

Dans cette partie on applique la transformée en ondelettes discret (TOD) aux signaux du tension statorique entre les deux repères triphasé et d-q en fonctionnement à vide et en charge. Le traitement des signaux est réalisé à l'aide de logiciels MATLAB qui offre un outil de traitement par la technique des ondelettes (WAVELET TOOLBOX).

L'extraction des informations des signaux nécessite des choix judicieux pour certains paramètres tels que le type de l'ondelette, l'ordre de l'ondelette et le niveau de décomposition. Le choix de

l'ondelette mère type "Daubechies" en raison que la fonction d'échelle réduit au 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. [36]

La décomposition en multi niveau du tension statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère Daubechies40 (db40), le niveau de décomposition nécessaire est 9 niveaux.

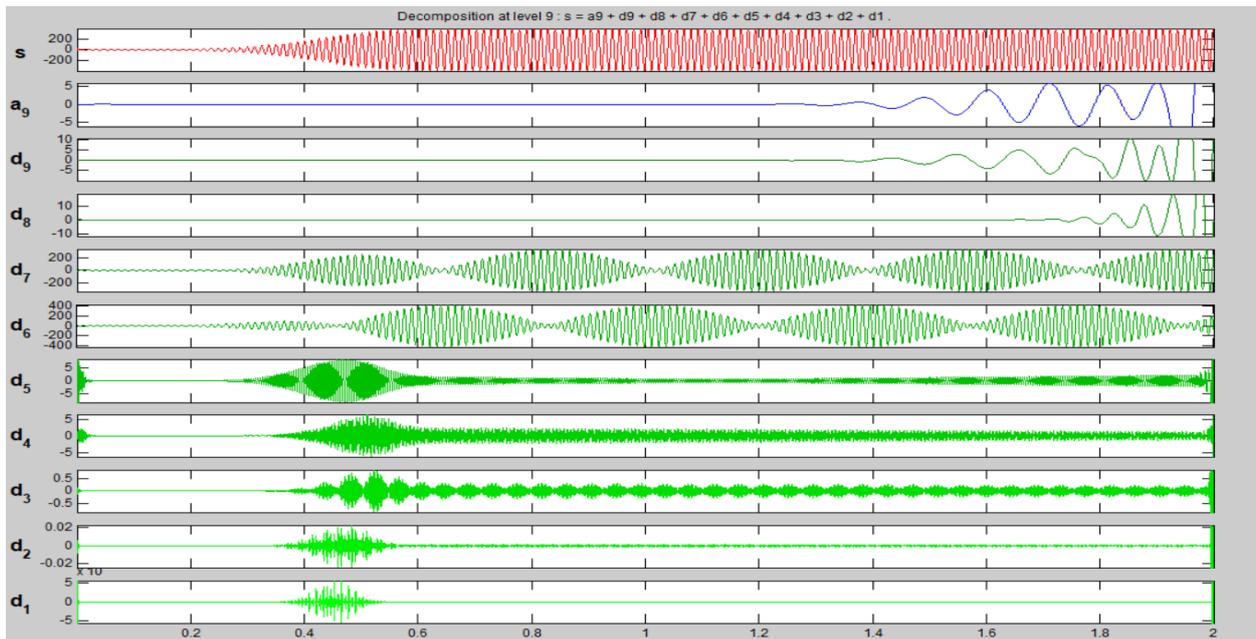


Fig. (4.8) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère triphasé, en fonctionnement à vide.

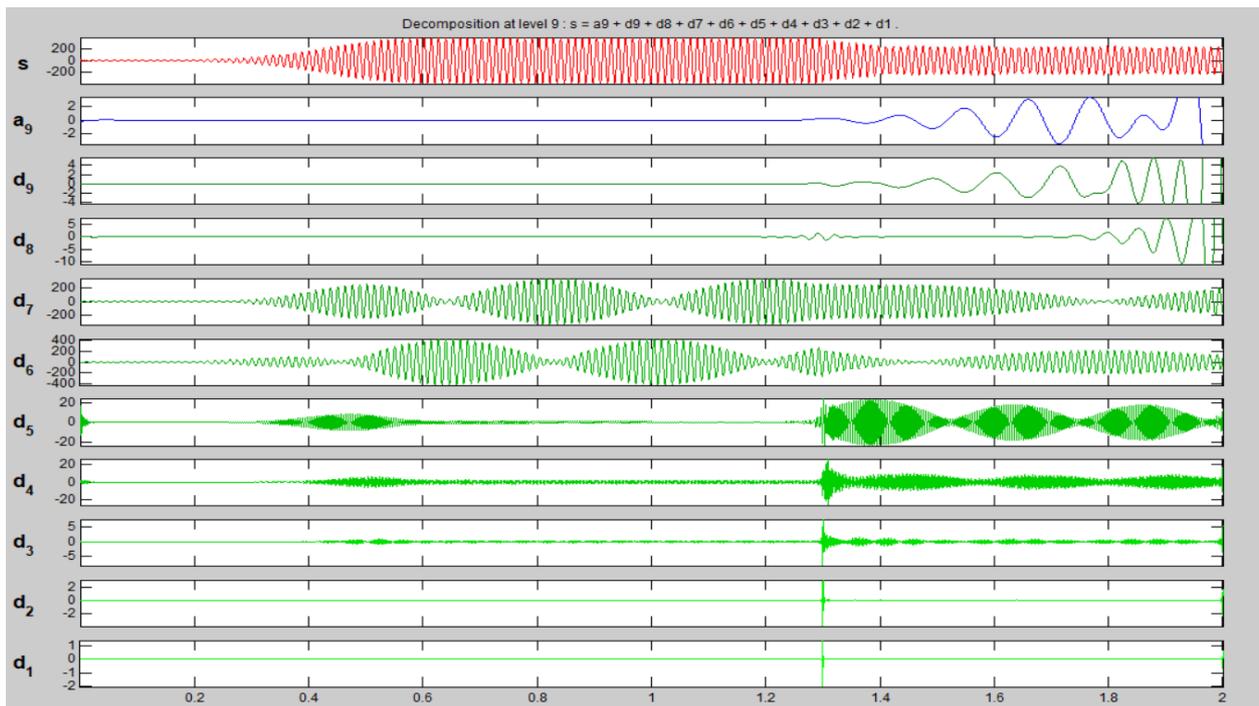


Fig. (4.9) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère triphasé, en charge R=50

Ω .

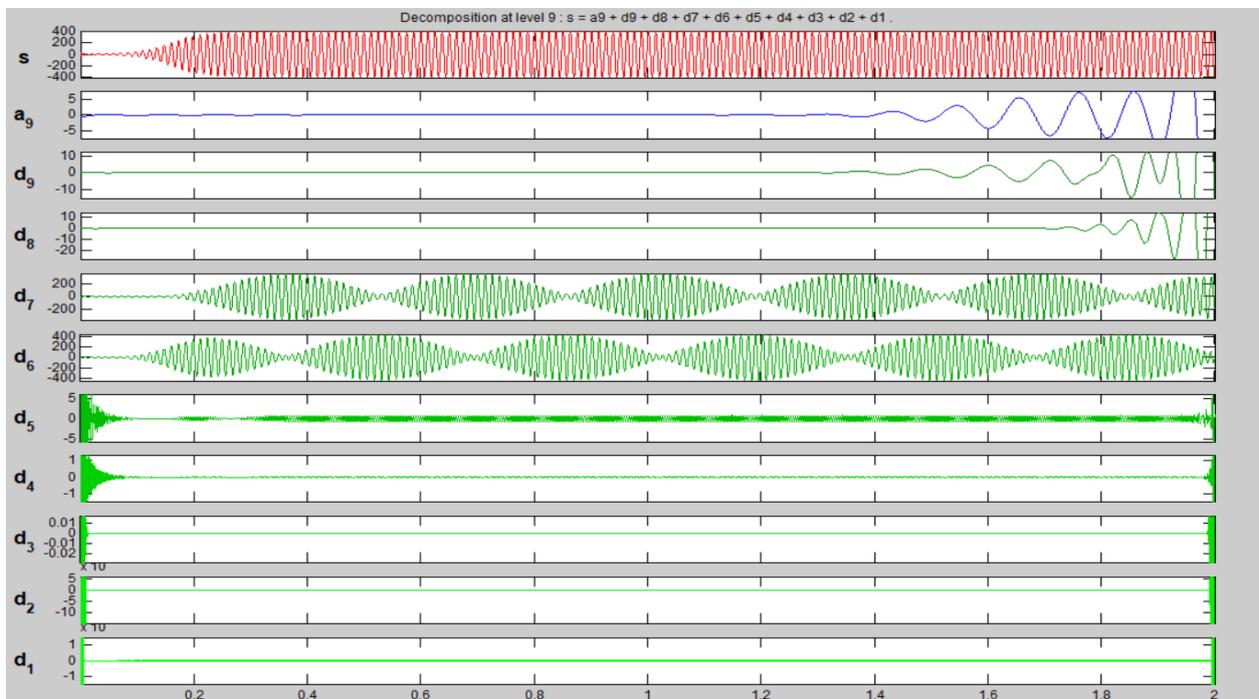


Fig. (4.10) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère d-q en fonctionnement à vide.

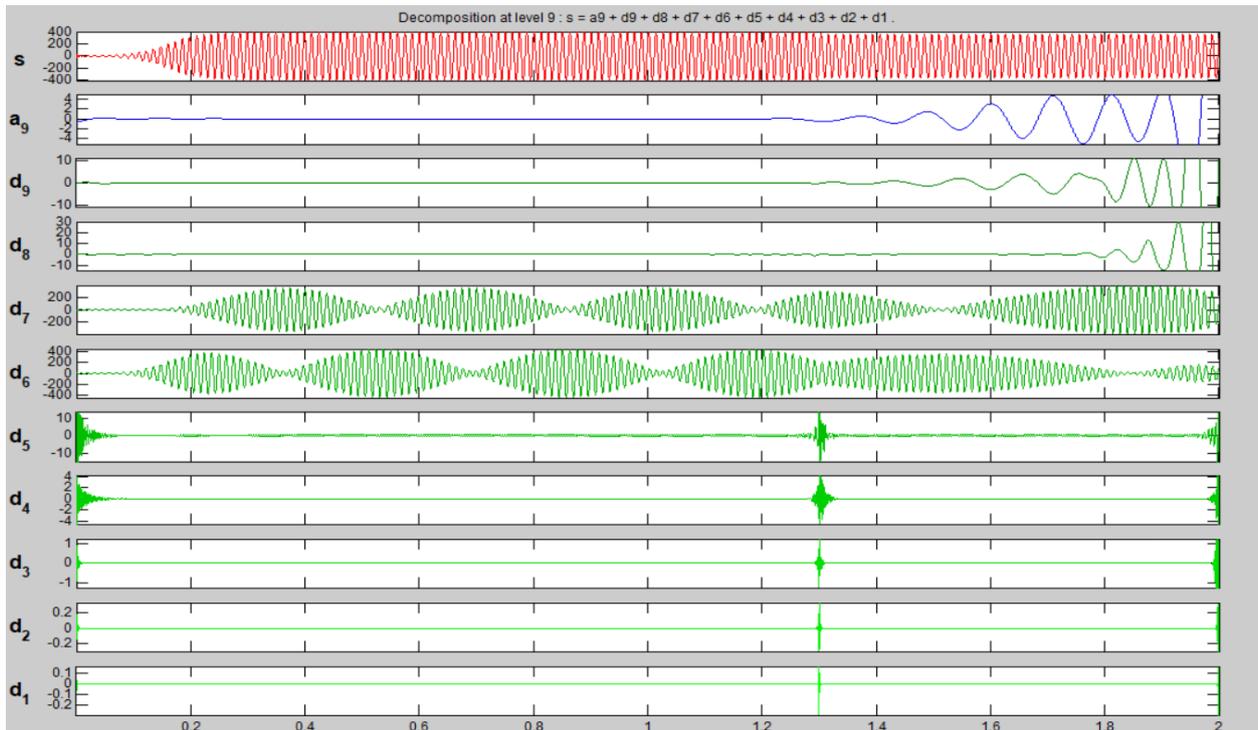


Fig. (4.11) : Décomposition multi niveau de la tension statorique dans le repère d-q, en charge $R=50 \Omega$.

Les figures (4.8) et (4.10) représentent la décomposition en multiniveau du tension statorique en fonctionnement à vide dans les deux repères triphasé et d-q et les figures (4.9) et (4.11) représentent la décomposition en multiniveau du tension statorique en charge dans les deux repères triphasé et d-q.

Lorsqu'on compare les signaux de détail et d'approximation obtenus pour les deux repères triphasé et d-q, on constate qu'il y a une différence entre les deux repères que nous remarquons dans les signaux d_5 , d_4 , d_3 , d_2 , d_1 . Et quand on ajoute la charge, cette différence existe toujours sauf dans les deux signaux d_2 , d_1 où la valeur est proche à zéro dans les deux repères.

4.4 Conclusion :

Après quelques rappels sur les deux techniques FFT et les ondelettes nous avons comparé entre les repères triphasé et d-q de la génératrice asynchrone à cage par l'analyse dans le domaine temporel et la transformée de Fourier rapide (FFT) et les ondelettes.

L'analyse dans le domaine temporel nous montre qu'il y a une différence entre les deux modèles et en particulier en ce qui concerne le délai d'amorçage et les amplitudes de la tension, est principalement due aux différentes approches de modélisation utilisées dans chaque repère.

L'analyse comparative des résultats de simulation à l'aide de techniques telles que la FFT et l'analyse par ondelettes a révélé des différences significatives entre les deux modèles. La FFT a permis une analyse fréquentielle des signaux, mettant en évidence les harmoniques spécifiques présents dans le modèle triphasé, tandis que l'analyse par ondelettes a permis une analyse plus détaillée des transitoires et des variations rapides.

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude d'une génératrice asynchrone à cage en mode autonome, de sa modélisation dans les deux repères triphasés (a.b.c) et d-q en tenant compte de l'effet de la saturation magnétique.

Nous avons modélisé la génératrice asynchrone à cage dans les deux repères triphasés (a.b.c) et d-q, constaté que le modèle triphasé offre une approche simplifiée avec des équations basées sur les grandeurs triphasées, ce qui facilite la modélisation et l'interprétation des résultats. D'autre part, le modèle d-q basé sur la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé équivalent de cette machine.

Après Nous avons en premier lieu élaboré les deux repères en régime linéaire, que ce modèle utilise une inductance magnétique constante L_m , ce modèle n'est pas réel et conduit à des résultats erronés et le fonctionnement de la génératrice est correct redevable à la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine. L'introduction de la saturation dans le modèle précédent permet de résoudre ce problème et de produire des résultats cohérents avec la réalité, mettant en évidence l'importance du phénomène de saturation. La prise en compte explicite de l'inter-saturation dans les équations du modèle actuel est le résultat de la dérivation de l'inductance de magnétisation. Les résultats obtenus démontrent que l'inductance magnétique n'est plus constante, mais varie en fonction du courant de magnétisant.

Ensuite, nous avons fait une étude comparative entre les modèles de la génératrice asynchrone à cage dans les repères triphasé (a.b.c) et d-q par l'analyse dans le domaine temporel et la transformée de Fourier rapide (FFT) et les ondelettes. Cette analyse nous a montré qu'il existe de nombreuses différences entre les repères. La FFT nous a permis d'analyser les fréquences des signaux, mettant en évidence les harmoniques spécifiques présents dans le modèle triphasé, tandis que l'analyse par ondelettes nous a offert une analyse plus détaillée des transitoires et des variations rapides.

Enfin, cette étude a permis d'approfondir notre compréhension de la modélisation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé. Elle ouvre également la voie à de futures recherches pour améliorer les modèles et l'analyse par nouvelle technique de traitement signal et savoir qui est le plus proche de la vérité par validation expérimentale, Afin de caractériser le phénomène de la saturation.

Les paramètres de la GAS utilisé :		
Symbole	Description	Valeurs Unités
Pn	Puissance	4000 KW
P	Nombre de paires de pôles	1
V	La tension	220/380 V
F	Fréquence	50 Hz
N	la vitesse	3050 tr/min
Rs	Résistance statorique	1.5950 Ω
Rr	Résistance rotorique	1.3053 Ω
Lls	Inductance cyclique des fuit statorique	0.0040 H
Llr	Inductance cyclique des fuit rotorique	0.0033 H
Lms	Inductance mutuelle cyclique	0.3010 H
C	Capacité de condensateur	50 μ F
J	Inertie du moteur	0.045 Kg.m ²

- [1] G.leghlid « modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone autonome » thèse soutenue le 2011
- [2] Ali Nesba « Génératrice asynchrone en régime dynamique : Extension du modèle lineaire a la saturation » thèse soutenue le 1996
- [3] J.P.caron,J.P.hautier, « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editiontechnip, France,paris, 1995
- [4] Lotfi. BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [5] J. Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », vol.7, TECHNIP, coll. 'Méthodes et pratique', 1995.
- [6] S.S MURTHY, H. S. NAGARAJ, ANNIE KURIYAN, "Design-based computational Procedure for performance prediction and analysis of self-excited induction Generators using motor design packages" Proc. IEE vol. 135, pt. B, No. 1, Jan 1988, pp. 8-16.
- [7] Guy. Séguier et Francis. NOTELET, « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, Paris, 3ème édition, 2006.
- [8] Lamri louze, « Production décentralisée de l'énergie électrique, « Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto-excitée », thèse de doctorat,université MentouriConstantine,faculte des sciences de l'ingenieur departement d'electrotechnique.08/07/2010.
- [9] M. Kostenko et L. piotrovski, « Machines électriques », Tomes I et II, édition de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [10] Elkheir Merabet "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Doubl Etoile" Memoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2008
- [11] N. AMMASAIGOUNDEN, M. SUBBIAH and M. R KRISHNAMURTHY, "WindDriven self-excited pole-changing induction generators, "IEE Proc. Vol. 133, Pt. B, No. 5, Sep. 1986, pp. 315-321.
- [12] S. S MURTHY, C. S. JHA, P. S. NAGENDRA RAO, "Analysis of grid connected Induction generators driven by hydro/wind turbines under realistic system," IEEE Trans. On E. C. Vol. 5 No.1 March 1990, pp. 1-7.
- [13] Mourad Hellal, Mr. Salim Ramdane, « Etude des Performances de la Machine Asynchrone sous Défauts », mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 25 septembre2017.
- [14] AIT RAMDANE Naima « Commande robuste d'une génératrice asynchrone à double alimentation pour la conversion de l'énergie éolienne » thèsz soutenue le 03 /07/2012
- [15] A. Tounzi – « Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité », Journées du club EEA, 28-29 Janvier, 1999, Paris, France, pp. 1-14.

- [16] A. Davigny – « Participation aux services système de fermes d'éolienne à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2007.
- [17] M. Kassa IDJDARENE « Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes » thèse soutenue le e le 23 Mai 2010
- [18] HAMED HALOUA « Etude dans génératrice asynchrone à cage en régime linéaire et en régime saturé » thèse soutenue le 2021
- [19] A. Abdelli – « Optimisation multicritère d'une chine éolienne passive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2007.
- [20] A. Telli. Etude et commande d'une éolienne à vitesse variable intégrée au réseau MT. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister de l'Université des sciences et de la technologie d'Oran, 2012.
- [21] M. Loucif. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aerogénérateur » Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat de l'Université Tlemcen, 2016.
- [22] J. L. Rodriguez-Amenedo, S. Arnalte, J. C. Burgos, "Automatic generation control of a wind farm with variable speed wind turbines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.17, No.2, June 2002.
- [23] M. Bouaraki. « Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable » application sur un site à Tindouf. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister à Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 2012.
- [24] OSMANI Ilyes « Modélisation et commande indirect des puissances de la génératrice asynchrone à double alimentation dédié à un système éolien » thèse soutenue le e 21 / 06 / 2017
- [25] M A. Hassad. Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Magister de l'Université de Setif 1, 2016.
- [26] Salloum. G, " contribution a la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ", thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse ,2007
- [27] Bouzid abdelhak « Modèle dynamique d'une génératrice asynchrone auto excitée » thèse soutenue 2022
- [28] Rachid ABDESSEMED : « modélisation et simulation des machine électrique »
- [29] NESBA, Ali. Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone. 2007. Thèse de doctorat.
- [30] Frédéric POITIERS, "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour L'utilisation de l'Energie Eolienne, Machine asynchrone à cage autonome, Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003.
- [31] KHIAT Salah « ETUDE D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE A CAGE AUTO-EXCITEE UTULISEE DANS UN SYSTEME EOLIEN » thèse soutenue le 26/05/2016

- [32] D. Bispo, L. M. Neto, J. Tarcísio de Resende, and D. Alves de Andrade, A New Strategy for Induction Machine Modeling Taking Into Account the Magnetic Saturation, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, Nov./Dec. 2001, pp. 1710-1719.
- [33] F.Brahime, N.Ould Belkacem, « Modélisation identification et régulation de tension d'une Génératrice Asynchrone auto-excité », mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri deTizi-Ouzou, 2016/2017.
- [34] A. Kebairi, J. Bosche et A. EL Hajjaji, "Commande non linéaire d'une grande éolienne", International Renewable Energy Congress, pp. 160-165, Nov. 2009, Sousse, Tunisia.
- [35] E. Oran Brigham, "Fast Fourier transform and its applications," Prentice Hall ,1988.
- [36] Hakima CHERIF « Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes » thèse du diplôme de Magister Soutenu publiquement le 30/09/2014.
- [37] J. Cusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, A. Garcia, "Fault detection in Induction machines using power spectral density in wavelet decomposition," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, pp. 633–643, Feb.2008.
- [38] S. H. Kia, H. Henao, G. A. Capolino, "Diagnosis of broken-bar fault in induction machines using discrete wavelet transform without slip estimation," IEEE transactions on Industry Application, Vol. 45, No. 4, pp. 107– 121, Jul/ Aug. 2009.
- [39] S.G. Mallat, « A wavelet tour of signal processing,» second ed., Academic Press,1998
- [40] E.Hitti « Sélection d'un banc optimal de filtres à partir d'une décomposition en Paquets d'ondelettes. Application à la détection de sauts de fréquences dans des Signaux multicomposantes », Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Nantes,France, novembre 1999.
- [41] R. Benzid. « Ondelettes et Statistiques d'Ordre Supérieur Appliquées aux Signaux Uniet Bidimensionnels », Thèse Doctorat, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna, Septembre 2005.
- [42] A.Bouzida, « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes. Mémoire de Magister. Ecole Nationale Polytechnique D'Alger. Algérie 2008.
- [43] S.Bourdim, « Méthodes ondelettes et Bayésiennes pour le diagnostic : Application aux machines asynchrones ». Mémoire de Magister. Université Ferhat Abbas de Sétif. Algérie 2011.
- [44] J. A. Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F. Martínez-Giménez, A. Peris.« Application and Optimization of the Discrete Wavelet Transform for the Detection of Broken Rotor Bars in Induction Machines », Applied and Computational Harmonics Analysis21, pp268–279,2006.
- [45] M. Kassa IDJDARENE thème « Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes » Soutenu le 23 Mai 2010