

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA – BEJAIA



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Thème

**Etude d'un système autonome basé sur la
machine asynchrone dans différents référentiels**

Réalisé par :

- Mr : CHEKROUNE Ahmed
- Mr : BADACHE Bachir

Encadré Par :

Mme : CHEKKAL Samira

Promotion 2023/2024

Remerciement

On tient tout particulièrement, à exprimer notre profonde gratitude à, madame Samira Chekkal, Docteur à l'université de Bejaïa pour les conseils précieux, la confiance et l'aide qu'elle nous accordés pour mener ce travail à terme.

Il nous est agréable de pouvoir exprimer nos remerciements envers les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Enfin, que tous ceux qui nous ont aidés et soutenus durant tout notre parcours trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères.

DEDICACE

À mes parents avec toute ma gratitude pour toutes
ces années de sacrifices et d'encouragement

À mes frères

Et à toute la famille Chekroune

À tous mes enseignants

À tous mes amis.

DEDICACE

Je dédie ce mémoire à mes parents pour leur
soutien indéfectible,

Et à toute la famille Badache

à

Mes frères et sœurs pour leur encouragement,

à

Mes professeurs pour leur guidance précieuse,

et

à mes amis pour leur soutien constant

Chapitre I :

Figure I-1 Différents systèmes autonomes.....	3
figure I-2 Système de conversion d'énergie éolienne autonome basé sur la machine.....	4
figure I-3 Système de conversion d'énergie avec panneaux solaires autonomes basé sur la machine asynchrone.....	5
figure I-4 Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique.....	5
figure I-5 Différents groupes électrogènes.....	6
figure I-6 Constitution d'une machine asynchrone.....	8
figure I-7 Stator avec bobinage.....	9
figure I-8 Stator sans bobinage.....	9
figure I-9 Rotor à simple cage.....	9
figure I-10 Cage d'écureuil.....	9
figure I-11 Rotor à double cage.....	10
figure I-12 Rotor bobine.....	10
figure I-13 Auto-amorçage d'une génératrice asynchrone triphase en fonctionnement autonome ..	11

Chapitre II :

Figure II-1 Représentation schématisée d'une machine asynchrone triphasée.....	14
Figure II-2 Allure du couple électromagnétique.....	20
Figure II-3 Allure de la vitesse de rotation.....	21
Figure II-4 Allure de tension et de courant statorique.....	21
Figure II-5 Allure des courants statoriques.....	21
Figure II-6 Allure des courants rotoriques.....	22
Figure II-7 Référentiel tournant d'axe (d et q).....	23
Figure II-8 Allure de couple électromagnétique dans le repère dq.....	26
Figure II-9 Allure de la vitesse dans le repère dq.....	26
Figure II-10 Allure de tension et de courant statorique dans le repère dq.....	26
Figure II-11 Allure de puissance dans le repère dq.....	27
Figure II-12 Allure des courants statoriques dans le repère dq.....	27
Figure II-13 Allure des courants rotoriques dans le repère dq.....	27
Figure II-14 Allure des courants de phase d.....	28
Figure II-15 Allure des courants de la phase q.....	28
Figure II-16 Allures des courants rotoriques dans le repère dq.....	29

Chapitre III:

Figure III-1 Système de conversion d'énergie basée sur la machine.....	30
figure III-2 Schéma du phénomène d'auto-amorçage.....	31
figure III-3 Allure inductance magnétisante.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-4 Évolution des caractéristiques de la machine en fonctionnement à vide dans le repère dq0 et abc.....	38
figure III-5 Évolution des caractéristiques de la machine en charge purement résistives.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-6 Évolution des caractéristiques de la machine en charges à effet inductif.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-7 Fonctionnement en présence de charge déséquilibrée.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-8 Évolution des caractéristiques de la machine en fonction de la variation de la vitesse.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-9 Représentation schématisée du système régulé.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure III-10 Évolution des caractéristiques de la machine avec une régulation de vitesse.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

Liste des tableaux

CHAPITRE III :

TABEAU III-1 INFLUENCE DES CAPACITES D'EXCITATION C	37
---	----

Liste des abréviations

MAS : Machine asynchrone

[vs]; [vr]: Vecteurs des tensions statorique et rotorique en (V)

[is];[ir]: Vecteurs des courants statorique et rotorique en(A)

isd; isq : Courants direct et en quadrature statoriques en (A)

ird; irq: Courants direct et en quadrature rotoriques en (A)

icc : Courant court-circuit dans la phase « a » en (A)

[Φs];[Φr] : Vecteurs des flux statorique et rotorique en (Wb)

θ ; θr : Angle statorique entre A et d et angle rotorique entre a et A en (rd), respectivement

p : Nombre de pair de pôle

g : Glissement

f : Fréquence d'alimentation en (Hz)

Cr ;Cem: Couples résistant et électromécanique en (N.m)

rs; rr: Résistances statorique et rotorique en (Ω)

[Rs];[Rr] : Matrices des résistances statoriques et rotoriques en (Ω)

[Msr] ; [Mrs] : Matrices des inductances mutuelles entre stator / rotor et entre rotor / stator en (H)

lms; lmr: Inductances mutuelles statoriques et rotoriques en (H)

lfs; lfr : Inductances de fuite statorique et rotorique en (H)

J : Moment d'inertie des parties tournantes en (kg.m²)

Ωs; Vitesses du champ statorique. (rad/s)

Ω_r : vitesse de rotation rotorique en (rd/s)

$i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$: courants statoriques et rotoriques directe et quadratiques (A)

c_e : couple mécanique (Nm)

$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$: Flux statorique dans le référentiel de Park (d,q) [wb]

$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: Flux rotorique dans le référentiel de Park (d,q) [wb]

ω_s : Pulsation électrique fondamental des grandeurs statorique et du réseau [rd/s]

ω_r : pulsation électrique fondamental des grandeurs rotorique [rd/s]

C : condensateur (F)

$\varphi_{md}, \varphi_{mq}$: les flux de magnétisation dans d'axe d et q. (Wb)

i_{md}, i_{mq} : les courants de magnétisation dans d'axe d et q (A)

I_m : le courant de magnétisation (A)

I_{ch} : courant de charge (A)

Sommaire

I. Chapitre I : Introduction à l'étude des systèmes autonomes.....	3
I.1 Introduction.....	3
I.1.1 Définition d'un système autonome ou/et isolé.....	3
I.1.2 Système de conversion d'énergie éolienne autonome à base la MAS.....	4
I.1.3 Système photovoltaïque isolé ou/et autonome (électrification rurale).....	4
I.1.4 Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique.....	5
I.1.5 Groupe électrogène.....	6
I.1.6 Différentes machines utilisées dans ces systèmes.....	6
I.1.7 Machine à courant continu.....	6
I.1.8 Machine synchrone.....	7
a. Machine synchrone à aimants permanents.....	7
b. Machine synchrone à reluctance variable.....	7
I.2 Machine asynchrone.....	7
I.3 Constitution de la machine asynchrone.....	8
I.3.1 Stator.....	8
I.3.2 Rotor.....	9
I.4 Amorçage de la génératrice asynchrone triphasée.....	11
I.5 Conclusion.....	12
II. CHAPITRE II : Modélisation de la machine asynchrone.....	13
II.1 Introduction.....	13
II.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	13
II.2.1 Description de la machine asynchrone.....	13
II.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	14
II.2.2.1 On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.....	14
II.2.2.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc.....	14
II.2.2.3 Equations électriques.....	15
II.2.2.4 Equations magnétiques.....	16
II.2.2.5 Equations mécanique et de couple électromagnétique.....	18
II.2.2.6 Simulation et interprétation des résultats de la MAS dans le repère réel (abc)....	19
II.2.2.7 Transformation de Park.....	22
II.2.2.8 Différents repères.....	22
II.2.2.9 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dqo.....	22
II.2.2.10 Equations des tensions.....	24
II.2.2.11 Equations magnétiques.....	24

II.2.2.12	Equations de couple électromagnétique	24
II.2.3	Simulation et interprétations des résultats de la machine asynchrone dans le repère (dq0)	24
II.3	Conclusion	29
III.	Chapitre III : Étude par simulation d'une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome	30
III.1	Introduction	30
III.2	Phénomène d'auto-amorçage	30
III.2.1	Détermination de la valeur des capacités d'auto amorçage.....	31
III.2.2	Equation d'auto-amorçage.....	32
III.3	Application du modèle saturé dans le repère de Park.....	32
III.3.1	Charges équilibrées	36
III.3.2	Charges déséquilibrées.....	36
III.4	Simulation et interprétation des résultats.....	36
III.4.1	Fonctionnement à vide et en influence de la capacité d'autoamorçage.....	37
III.4.2	Fonctionnement en charge purement résistives.....	39
III.4.3	Fonctionnement en charges à effet inductifs.....	41
III.4.4	Fonctionnement en présence de charge déséquilibré	42
III.4.5	Influence de la vitesse d'entraînement sur les caractéristiques de GAS	44
III.5	Régulateur de la vitesse de GAS	46
III.5.1	Régulation de la vitesse.....	46
III.6	Conclusion	48
	Conclusion Générale	50
	Bibliographie	51
	Annexe.....	52

Introduction générale

L'accès à l'énergie électrique est crucial pour le développement économique et social, améliorant les conditions de vie, l'éducation et la santé, et réduisant la pauvreté. Les petites unités autonomes de production d'électricité, basées sur des énergies renouvelables comme le solaire, l'éolien, l'hydroélectricité et la biomasse, offrent une solution alternative respectueuse de l'environnement. Elles permettent une autonomie énergétique, réduisent les coûts de transport et sont flexibles et adaptables aux besoins locaux, contribuant ainsi à une croissance durable [1].

La machine asynchrone attire une attention particulière des industriels et elle est devenue l'actionneur le plus important parmi les machines tournantes de nos jours. Elle est caractérisée par sa simplicité de conception, de fabrication, d'entretien, de robustesse et peu coûteuse avec un excellent rendement [2].

Dans ce contexte général, le travail présenté dans ce projet est l'étude d'un système autonome basé sur la modélisation et l'analyse des systèmes (MAS) dans divers référentiels. La présentation de ce manuscrit est étalée sur trois chapitres :

Le premier chapitre portera sur les systèmes électriques autonomes, comprenant diverses sources de production d'énergie électrique (éolienne, panneaux photovoltaïques, groupes électrogènes, systèmes embarqués). Ces systèmes sont utilisés dans les secours, les régions isolées sans réseau électrique et les endroits avec de fortes variations de courant. Ensuite, nous présenterons les différentes machines utilisables dans ce domaine. Notre travail se concentrera sur l'étude d'une machine asynchrone à cage et de ses caractéristiques.

Dans le deuxième chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone. Nous commencerons par présenter les équations électriques, magnétiques et mécaniques, en utilisant les modèles naturel abc et biphasé dqo.

Le troisième chapitre sera dédié à l'étude par simulation sous Matlab/Simulink d'une GAS.

Cette étude permettra d'observer son comportement à travers différentes grandeurs, telles que les courants et les tensions, dans divers scénarios (à vide, avec charges équilibrées et déséquilibrées). Ensuite, nous réaliserons un régulateur de vitesse.

En fin on terminera par une conclusion générale de l'étude.

I. Chapitre I : Introduction à l'étude des systèmes autonomes

I.1 Introduction

Les systèmes autonomes constituent une solution idéale pour les sites isolés ou non isolés, notamment en cas de coupure de courant, comme dans les hôpitaux ou les sites industriels, pour diverses raisons (économiques, personnelles, etc.). En effet, un système autonome fournit de l'électricité à l'utilisateur sans être connecté au réseau électrique. Dans ce chapitre, nous présenterons quelques généralités et définitions sur les systèmes autonomes ainsi que leurs applications. Nous aborderons également les différentes machines utilisées dans ces systèmes, en détaillant leurs caractéristiques et leurs avantages dans divers contextes.

I.1.1 Définition d'un système autonome ou/et isolé

Les systèmes autonomes sont des systèmes de production et de consommation d'énergie sans raccordement au réseau public. Ils sont la solution idéale pour les endroits isolés où, pour diverses raisons (contraintes techniques, financières, ou volonté de l'utilisateur dans une démarche personnelle), une connexion au réseau n'est pas envisageable [3].

La philosophie propre au système autonome est de satisfaire seulement et localement les besoins d'un utilisateur, après avoir défini son profil de consommation. Ces systèmes peuvent être composés d'un générateur diesel, d'un générateur photovoltaïque, d'une éolienne, etc. [4].

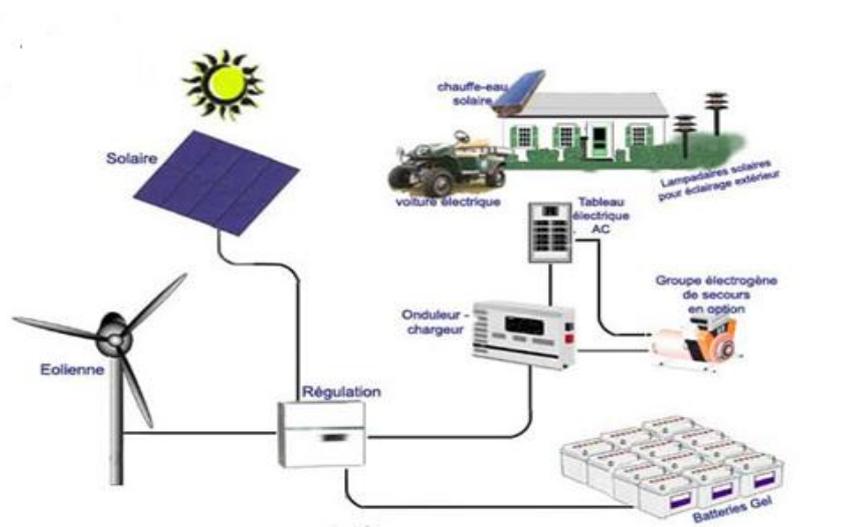


Figure I-1 Différents systèmes autonomes

I.1.2 Système de conversion d'énergie éolienne autonome à base la MAS

Différentes configurations de machines asynchrones à cage d'écurueil, alimentant des charges autonomes à travers des dispositifs d'électronique de puissance, existent. Ces configurations permettent de maintenir une tension constante aux bornes de la charge, même lorsque le système fonctionne dans un environnement dynamique où la vitesse et la charge varient. Les dispositifs d'électronique de puissance jouent un rôle crucial en régulant la tension et en adaptant l'énergie produite par la machine asynchrone aux besoins spécifiques de la charge. Ces systèmes peuvent inclure des redresseurs, des onduleurs, et des convertisseurs, qui assurent une conversion efficace de l'énergie et la stabilisation de la tension. Cela permet d'assurer un fonctionnement fiable et stable, essentiel pour les applications où des variations de vitesse et de charge sont fréquentes, comme dans les systèmes d'énergie éolienne ou les installations autonomes en sites isolés [5] [6].

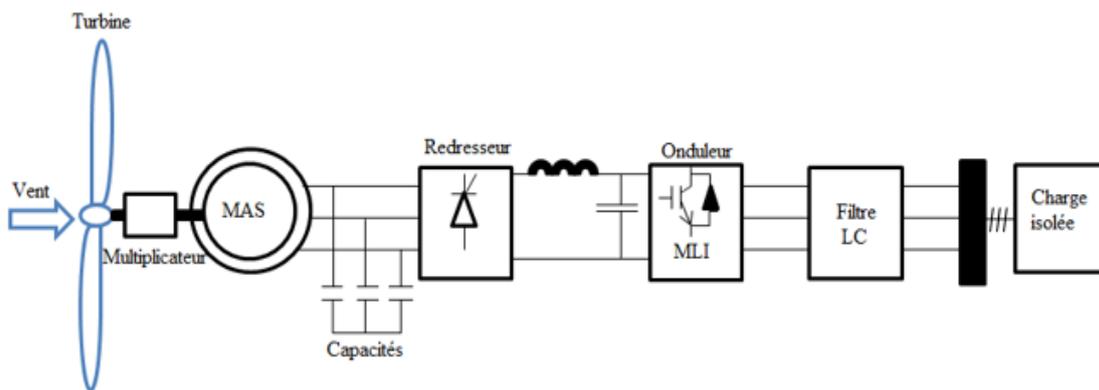


Figure I-2 Système de conversion d'énergie éolienne autonome basé sur la MAS

I.1.3 Système photovoltaïque isolé ou/et autonome (électrification rurale)

Un système photovoltaïque isolé alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau. C'est un moyen d'avoir l'énergie électrique lorsque le réseau d'alimentation n'est pas disponible : les bâtiments qui se trouvent dans la campagne, montagnes etc.

Ce type de système nécessite l'utilisation des batteries pour le stockage de l'électricité et d'un contrôleur de charge pour assurer la durabilité des batteries [4].

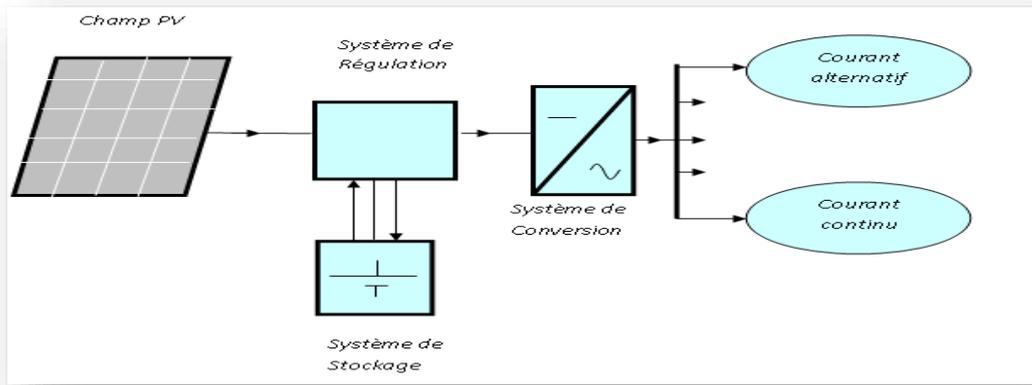


Figure I-3 Système de conversion d'énergie avec panneaux solaires autonomes basé sur la machine asynchrone

I.1.4 Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique

Une centrale hydraulique convertit l'énergie de l'eau en électricité. L'eau est d'abord accumulée dans un réservoir grâce à un barrage, créant une réserve d'énergie potentielle. Elle est ensuite acheminée sous haute pression à travers une conduite forcée vers des turbines. Les turbines transforment l'énergie potentielle de l'eau en énergie mécanique, qui est ensuite convertie en énergie électrique par des générateurs. L'électricité produite est acheminée via des transformateurs et des lignes de transmission vers les consommateurs. Les centrales hydrauliques sont une source d'énergie renouvelable et produisent peu de gaz à effet de serre, mais leur construction peut perturber les écosystèmes locaux et nécessite des investissements significatifs.

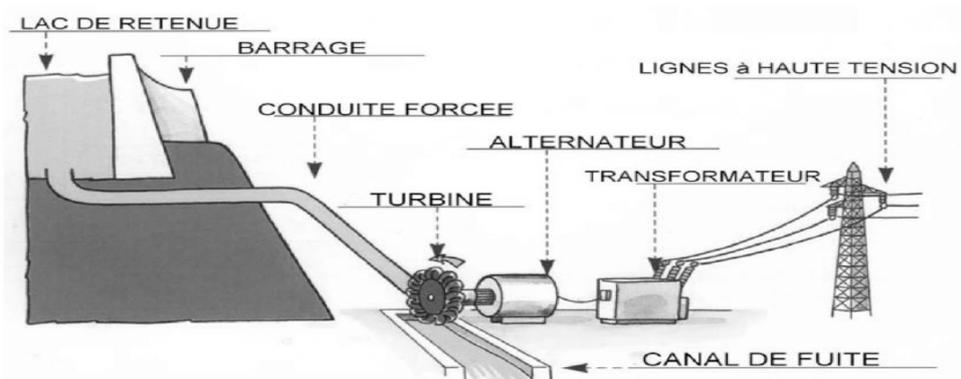


Figure I-4 Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique

I.1.5 Groupe électrogène

Un groupe électrogène est un dispositif autonome capable de produire de l'électricité. La plupart des groupes sont constitués d'un moteur thermique qui actionne un alternateur. Leur taille et leur poids peuvent varier de quelques kilogrammes à plusieurs dizaines de tonnes.



Figure I-5 Différents groupes électrogènes

I.1.6 Différentes machines utilisées dans ces systèmes

Les machines qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique leur fonctionnement est basé sur l'induction d'un courant électrique dans un circuit conducteur par déplacement relatif de celui-ci et d'un champ magnétique, à l'aide d'un engin d'entraînement mécanique.

I.1.7 Machine à courant continu

Une machine à courant continu est une machine électrique. Il s'agit d'un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique ; selon la source d'énergie

I.1.8 Machine synchrone

Les machines synchrones sont des machines électriques dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant

a. Machine synchrone à aimants permanents

Une machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

b. Machine synchrone à rotor bobiné

Ce type de machines est réversible car elles peuvent fonctionner en régime moteur comme en régime alternateur. Pour les moyennes et grosses puissances, les moteurs synchrones à rotor bobiné, associé avec un variateur de vitesse, sont des machines performantes [7].

b. Machine synchrone à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable est une machine à courant alternatif, elle possède le même type d'enroulements statoriques qu'une machine asynchrone, mais le facteur de puissance est plus faible que celui des autres machines électriques.

I.2 Machine asynchrone

Le moteur asynchrone est largement utilisé dans les applications industrielles en raison de ses nombreux avantages, tels que son faible coût, son encombrement réduit, son bon rendement et son excellente fiabilité. Bien qu'il consomme de l'énergie réactive pour magnétiser l'entrefer, il reste plus performant que les machines monophasées. Les avancées en électronique de puissance ont facilité son démarrage et sa variation de vitesse, élargissant ainsi son utilisation à divers domaines comme le transport (TGV et tramways), l'industrie, et la production d'énergie éolienne. Le moteur asynchrone convertit plus de 50 % de l'énergie produite en énergie mécanique dans l'industrie. Il est apprécié pour sa simplicité, sa robustesse, son coût initial modéré, et sa facilité d'entretien. Cependant, il nécessite un réseau triphasé pour fonctionner et consomme beaucoup de puissance réactive pour magnétiser les pôles du stator [8].

Il existe deux types de machines asynchrones :

- **Moteur à induction** : Fonctionne sur le principe d'induction électromagnétique, où le rotor est alimenté par les courants induits dans le stator sans contact électrique direct.
- **Moteur à collecteur** : Également appelé moteur à courant continu, il utilise des balais et un collecteur pour alimenter le rotor en courant électrique, permettant un contrôle précis de la vitesse mais nécessitant un entretien plus fréquent.

I.3 Constitution de la machine asynchrone

Deux composantes principales constituent les moteurs asynchrones, elles sont faites de tôle d'acier et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'une des composantes appelée le stator, il est fixe, produit un champ magnétique tournant ; on y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le rotor, il est monté sur un axe et libre de tourner, entraîné par un champ tournant, et il produit de l'énergie mécanique.

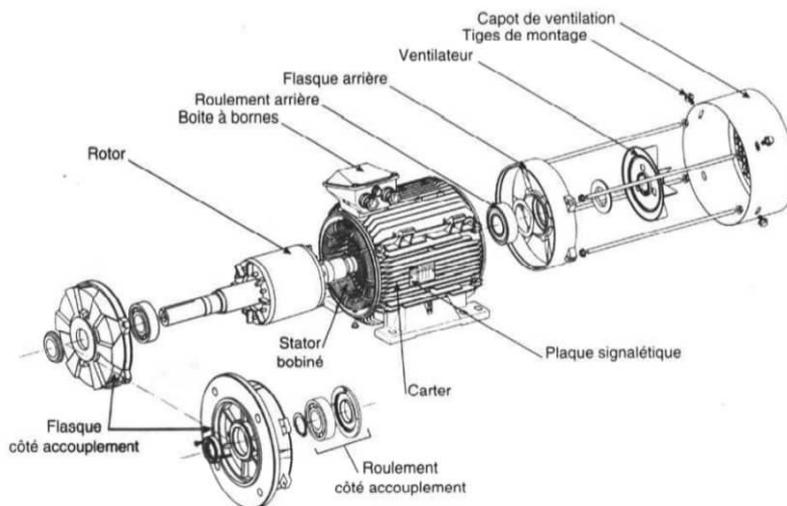


Figure I-6 Constitution d'une machine asynchrone.

I.3.1 Stator

Dans tous les cas, le stator reste au moins dans son principe, le même ; il est constitué d'un enroulement bobiné réparti à l'intérieur d'une carcasse cylindrique faisant office de bâti, il est logé à l'intérieur d'un circuit magnétique supporté par cette carcasse. Ce dernier est formé d'un empilage de tôles, qui à une forme de couronnes circulaires, dans lesquelles sont découpées les encoches parallèles à l'axe de la machine [9].



Figure 1-7 Stator Avec bobinage



Figure 1-8 Stator sans bobinage.

I.3.2 Rotor

Il est fait comme le stator, il s'agit d'un empilage de tôles magnétique en acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur.

Le rotor forme la partie mobile du moteur ; il est placé à l'intérieur du stator. Il tourne à une vitesse inférieure à la vitesse du champ tournant ; on distingue :

➤ Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (230/400v), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champs tandis que les barres accueillent les courants induits [9].



Figure I-9 Rotor à simple cage.

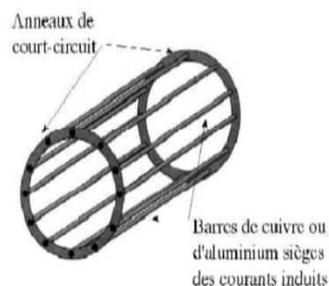


Figure I-10 Cage d'écureuil

➤ **Rotor à double cage**

Il est constitué de deux cages, l'une extérieure qui est assez résistante, l'autre intérieure de faible résistance. Au début du démarrage, le flux sera à fréquence élevée, les courants induits sont dans la cage intérieure. Le couple produit par la cage extérieure est très important, et l'appel de courant réduit. En fin de démarrage, la fréquence sera diminuée dans le rotor, et le passage du flux à travers la cage intérieure est encore plus facile.



Figure I-11 Rotor à double cage.

➤ **Rotor bobiné (rotor à bagues)**

C'est une sorte de cylindre constitué de tôles empilées solidaire sur l'arbre du moteur, dont les encoches seront percées dans ses tôles. Près de la surface de ce cylindre, des conducteurs passent dans ses encoches et sont réunis à une de leur extrémité en court-circuit, l'autre extrémité est raccordée à trois bagues permettent une liaison avec un circuit fixe autrement dit « des résistances ».

Les pôles du rotor sont en même nombre que le stator. Sur les bagues viennent frotter des balais raccordés au dispositif de démarrage [9].



Figure -12 Rotor Bobiné

➤ **Rotor à encoches profondes**

Il comporte une cage rotorique avec des barres très plates qui s'enfoncent profondément dans le circuit magnétique. L'effet de peau limite la pénétration du champ magnétique dans le rotor, et d'autant plus quand la fréquence est élevée.

A la mise sous tension, le rotor est immobile et les courants induits dans les barres rotoriques, à la fréquence de l'alimentation du stator se concentrent à la périphérie du rotor, ce qui correspond à une cage de forte résistance. Quand la vitesse augmente, la fréquence des courants induits diminue et la profondeur de pénétration du champ magnétique augmente. La cage présente ainsi une résistance plus faible en régime permanent [9].

I.4 Amorçage de la génératrice asynchrone triphasée

Pour qu'une génératrice asynchrone produise de l'électricité, il faut que le rotor ait un champ magnétique rémanent. Cela s'appelle l'amorçage, il permet de créer la puissance réactive. L'amorçage se fait avec des condensateurs. Ces condensateurs doivent fournir une puissance réactive un peu supérieure à celle consommée par le bobinage de la machine dans le cas où elle est connectée à une charge. En variant la vitesse de rotation ou la valeur du banc de capacités, on aura d'autres points d'amorçage.

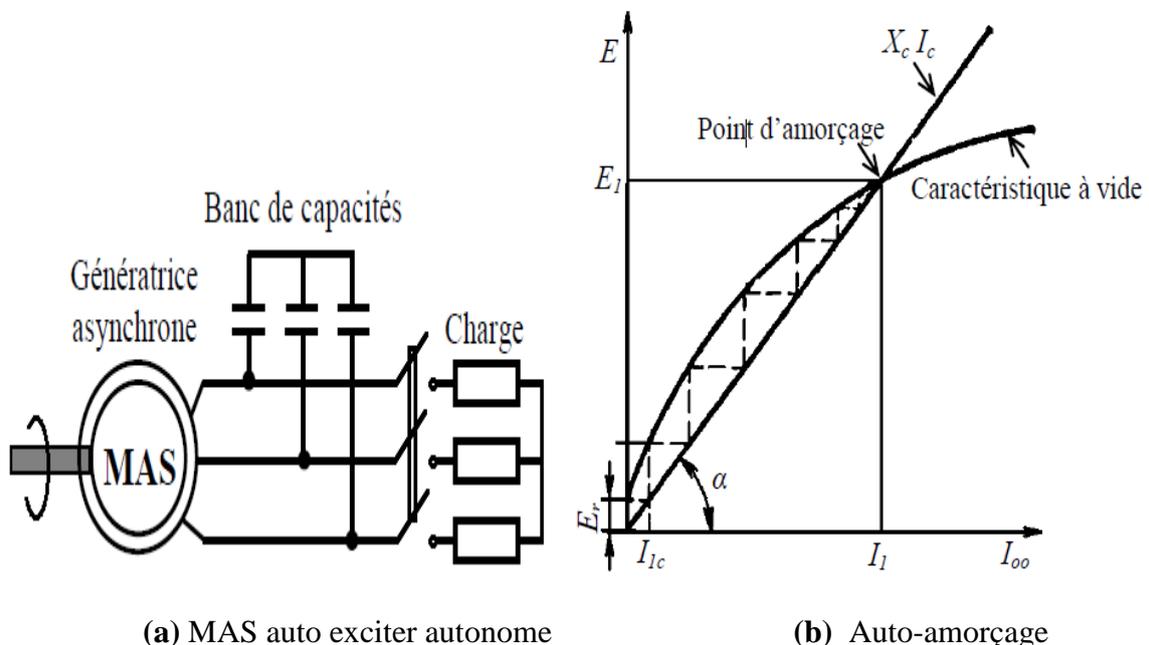


Figure I-13 Auto-amorçage d'une génératrice asynchrone triphasée en fonctionnement autonome

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré différents concepts généraux concernant les systèmes autonomes ainsi que les types de machines électriques utilisées dans ces systèmes. Nous avons souligné l'importance croissante des systèmes autonomes dans divers secteurs tels que l'industrie et les sites isolés, reflétant leur rôle crucial dans notre société moderne. Le prochain chapitre de ce mémoire se concentrera sur la modélisation de la machine asynchrone dans divers référentiels. Cette étude approfondira notre compréhension des techniques utilisées pour analyser et optimiser les performances des machines asynchrones dans des applications autonomes.

II. CHAPITRE II : Modélisation de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique revêt une importance cruciale pour l'étude de son fonctionnement et de ses performances. Dans le repère naturel (abc), une simulation basée sur les équations électriques et magnétiques nous permet d'observer et d'analyser les performances des différentes grandeurs électromécaniques. Pour modéliser la machine asynchrone dans le repère dqo, il est nécessaire d'effectuer une transformation de coordonnées à partir des équations du repère naturel. Cette transformation est habituellement réalisée en utilisant la transformation de Park. La formulation algébrique simplifiée utilisée dans cette modélisation permet d'obtenir des temps de simulation très courts, tout en maintenant une précision raisonnable des résultats de la modélisation. Dans ce chapitre, nous réaliserons des modélisations et des simulations de la machine asynchrone dans les deux référentiels, à savoir le repère naturel (abc) et le repère virtuel (dqo), en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink. Enfin, une comparaison des résultats obtenus dans les deux référentiels sera effectuée pour évaluer et comprendre les performances de la machine dans différents contextes de simulation.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone

II.2.1 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor. Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les Enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer. Les Enroulements du rotor sont raccordés sur eux-mêmes. Le moteur asynchrone ne possède donc ni enroulement d'excitation ni aimants permanents. Pour ce qui est du flux rotorique nécessaire pour la formation du couple électromagnétique, il est produit à partir de l'induction.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant. (L'effet de l'encochage est négligeable)
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

II.2.2.1 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée Schématiquement par la figure II.1 et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence.

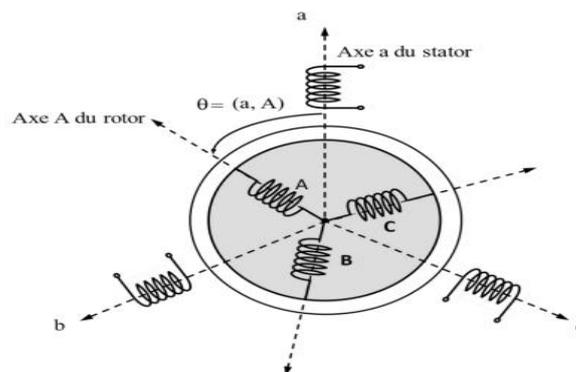


Figure II-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

II.2.2.2 Equations électriques

Pour ce modèle, on écrira les équations des tensions représentant pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive liée au flux.

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

A savoir que : v_{sa} v_{sb} v_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques ; i_{sa} i_{sb} i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques ; Φ_{sa} , Φ_{sb} , Φ_{sc} : Flux totaux à travers ces enroulements ; v_{ra} v_{rb} v_{rc} : Tensions rotoriques ; i_{ra} i_{rb} i_{rc} : Courants rotoriques ; Φ_{ra} , Φ_{rb} , Φ_{rc} : Flux rotoriques ; R_s : Résistance d'une phase statorique ; R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les systèmes d'équations II.1 et II.2 peuvent être écrits sous les formes matricielles suivantes :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Ainsi que sous la forme condensée tel que :

$$[v_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (\text{II.4})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi que sous la forme condensée tel que :

$$[\mathbf{v}_{r(abc)}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{r(abc)}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{r(abc)}] \quad (\text{II.6})$$

II.2.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées au paravent conduisent à des équations linéaires entre le flux et les courants de la MAS et elles seront écrites sous forme matricielle comme suite :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [\mathbf{L}_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [\mathbf{M}_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [\mathbf{L}_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [\mathbf{M}_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Tel que :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T$$

A savoir que :

$[\mathbf{L}_s]$ et $[\mathbf{L}_r]$: Matrices des inductances statoriques et rotoriques, respectivement ; $[\mathbf{M}_{sr}]$:

Matrice des inductances mutuelles statoriques/rotoriques.

Où :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} l_{ms} + l_{fs} & -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} \\ -\frac{l_m}{2} & l_{ms} + l_{fs} & -\frac{l_m}{2} \\ -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} & l_{ms} + l_{fs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} l_{mr} + l_{fr} & -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} \\ -\frac{l_m}{2} & l_{mr} + l_{fr} & -\frac{l_m}{2} \\ -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} & l_{mr} + l_{fr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec : l_{ms} : Inductance de magnétisation au stator ; l_{mr} : Inductance de magnétisation au rotor ; l_{fs} : Inductance de fuite statorique ; l_{fr} : Inductance de fuite rotorique ; l_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et celle du rotor ; θ_r : Angle électrique entre les axes statorique et rotorique.

On pose : $l_m = l_{ms} = l_{mr}$: Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondant du rotor.

En introduisant les expressions des flux II.7 et II.8 dans les équations des tensions du stator et du rotor II.3 et II.5, on obtient :

$$\begin{cases} [v_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] \cdot [i_{r(abc)}]) \\ [v_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} ([L_r] \cdot [i_{r(abc)}] + [M_{rs}] \cdot [i_{s(abc)}]) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On réécrit le système II.12 sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [v_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] \frac{d[i_{r(abc)}]}{dt} + \frac{d[M_{sr}]}{dt} [i_{r(abc)}] \\ [v_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{r(abc)}] + [M_{rs}] \frac{d[i_{s(abc)}]}{dt} + \frac{d[M_{rs}]}{dt} [i_{s(abc)}] \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Comme les inductances mutuelles stator/rotor ne dépendent pas du temps mais de θ_r , on établit un changement de variable, d'où l'équation II.13 devient :

$$\begin{cases} [v_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] \frac{d[i_{r(abc)}]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} [i_{r(abc)}] \\ [v_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{r(abc)}] + [M_{rs}] \frac{d[i_{s(abc)}]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} [i_{s(abc)}] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où : $\frac{d[M_{sr}]}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} = \omega_r \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r}$.

Le système d'équations II.14 devient :

$$\begin{cases} [v_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] \frac{d[i_{r(abc)}]}{dt} + \omega_r \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} [i_{r(abc)}] \\ [v_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{r(abc)}] + [M_{rs}] \frac{d[i_{s(abc)}]}{dt} + \omega_r \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} [i_{s(abc)}] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On réécrit le système d'équations II.15 sous la forme d'un système d'équations différentielles :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [i_{s(abc)}] = [L_s]^{-1} \left([v_{s(abc)}] - [R_s][i_{s(abc)}] - [M_{sr}] \frac{d[i_{r(abc)}]}{dt} - \omega_r \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} [i_{r(abc)}] \right) \\ \frac{d}{dt} [i_{r(abc)}] = [L_r]^{-1} \left([v_{r(abc)}] - [R_r][i_{r(abc)}] - [M_{rs}] \frac{d[i_{s(abc)}]}{dt} - \omega_r \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} [i_{s(abc)}] \right) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les dérivées des inductances mutuelles entre le stator et le rotor sont :

$$\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} = \frac{d[M_{rs}]^t}{d\theta_r} = -l_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

II.2.2.4 Equations mécanique et de couple électromagnétique

Les paramètres mécaniques (couple, vitesse) font partie des variations nécessaire pour l'étude des caractéristiques d'une MAS :

$$C_e = p [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{II.18})$$

L'équation du mouvement de la machine est nécessaire pour avoir un modèle complet de la MAS et elle s'écrit comme suite :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.19})$$

Le modèle du MAS dans le repère réel (abc) sous la forme d'un système d'équations différentielles (sous la forme Cauchy) à implémenter sous MATLAB/Simulink est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} [i_{s(abc)}] = [L_s]^{-1} \left([v_{s(abc)}] - [R_s][i_{s(abc)}] - [M_{sr}] \frac{d[i_{r(abc)}]}{dt} - p \cdot \Omega_r \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} [i_{r(abc)}] \right) \\ \frac{d}{dt} [i_{r(abc)}] = [L_r]^{-1} \left([v_{r(abc)}] - [R_r][i_{r(abc)}] - [M_{rs}] \frac{d[i_{s(abc)}]}{dt} - p \cdot \Omega_r \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} [i_{s(abc)}] \right) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(p [i_{s(abc)}]^T \left\{ \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \right\} [i_{r(abc)}] - C_r - f \cdot \Omega_r \right) \end{array} \right. \quad (II.20)$$

Chaque terme de la matrice d'inductance est dépendant de l'angle électrique θ_r . Par conséquent, son inverse doit être calculé à chaque pas de simulation pour résoudre le système d'équation électrique de la machine. Ceci représente l'inconvénient majeur de ce modèle pour la simulation, car c'est un modèle qui demande une grande puissance de calcul et un temps de simulation relativement long [10].

Par contre, l'apparition des ordinateurs puissants et des résolveurs très précis, nous permettent de résoudre le problème du temps de simulation et les difficultés de calculs. Ce modèle idéal pour l'étude du comportement de la machine, même si dans un état non sain ou déséquilibré, car il peut être modélisé facilement pour décrire le défaut souhaité, sans avoir à effectuer d'autres calculs ou transformation.

Afin de faciliter l'étude de cette machine lors d'un fonctionnement sain, des modèles simplifiés sont proposés dans la littérature en utilisant des transformations depuis le repère naturel abc vers un repère biphasé tournant à une vitesse ω_{coor} par rapport au plan original [11].

II.2.2.5 Simulation et interprétation des résultats de la MAS dans le repère réel (abc)

Les simulations montrent le démarrage à vide de la MAS, suivi de l'introduction d'une charge nominale de 3.63 (N.m) à $t = 2$ (seconde). Les figures (II.2 à II.6) présentent les résultats de ces simulations. Les paramètres sont donnés dans l'annexe. Lors du démarrage à vide de la machine électrique, différents phénomènes transitoires se produisent. Tout d'abord, le courant statorique I_s , connaît une phase de transition. Sa valeur augmente jusqu'à atteindre un niveau élevé, avec un maximum de 22.2 (A), ce qui reflète une forte intensité au début. Ensuite, ce courant diminue progressivement pour atteindre des valeurs efficaces d'environ 1.8 (A) en régime permanent, adoptant ainsi une forme sinusoïdale typique du fonctionnement équilibré de la machine. Cependant, lors de l'application de la charge à l'instant $t = 2$ (secondes), une augmentation de courant statorique est observée, atteignant une valeur efficace d'environ 3 (A). D'autre part, les courants rotoriques suivent également

un régime transitoire au démarrage. Leurs valeurs maximales sont significativement élevées, pouvant atteindre jusqu'à 21.1 (A), avant de diminuer légèrement. Aux alentours de $t = 2$ (secondes), les trois courants rotoriques convergent vers une valeur proche de 0 (A). Cependant, lors de l'application de la charge à $t = 2$ (secondes), ces courants augmentent instantanément pour se stabiliser après quelques dixièmes de seconde à une valeur efficace d'environ 2.5 (A). Il est important de souligner que les courants rotoriques adoptent une forme sinusoïdale équilibrée, conforme au fonctionnement de la machine. En ce qui concerne le couple électromagnétique, au démarrage à vide, il présente des oscillations initiales qui atteignent une valeur maximale d'environ 27.41 (N.m). Par la suite, il diminue progressivement de manière linéaire. Lors de l'application de la charge à $t = 2$ (seconde), le couple électromagnétique augmente pour atteindre une valeur d'environ 3.9 (N.m). Enfin, la vitesse du rotor subit également une phase de transition lors du démarrage. Après cette période de transition d'environ 0.02(s), la vitesse se stabilise autour de la vitesse de synchronisme, atteignant une valeur proche de 312 (rd/s) ou 2979.38 (tr/min). Cependant, lors de l'application de la charge, la vitesse diminue avec des oscillations jusqu'à atteindre une valeur d'environ 292 (rd/s) ou 2788.39 (tr/min). Ces observations mettent en évidence les comportements dynamiques et les réponses transitoires de cette machine lors du démarrage à vide et de l'application de la charge.

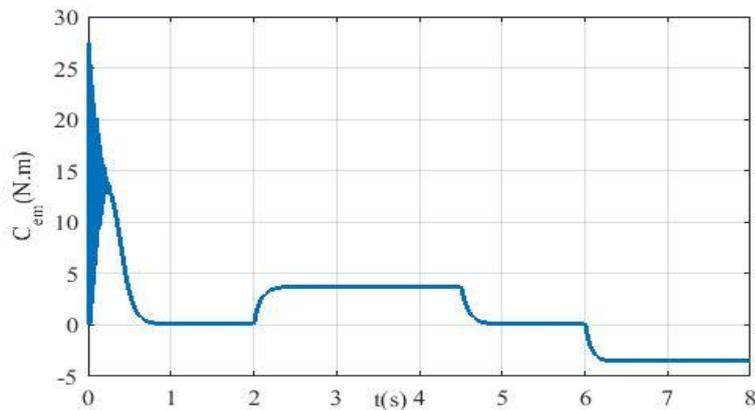


Figure II-2 Allure du couple électromagnétique

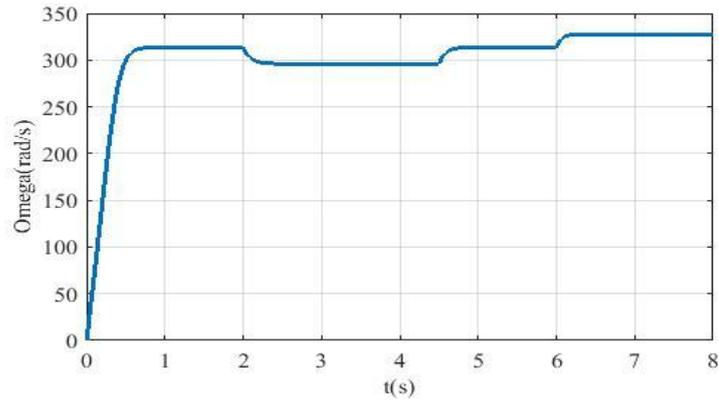


Figure II-3 Allure de la vitesse de rotation

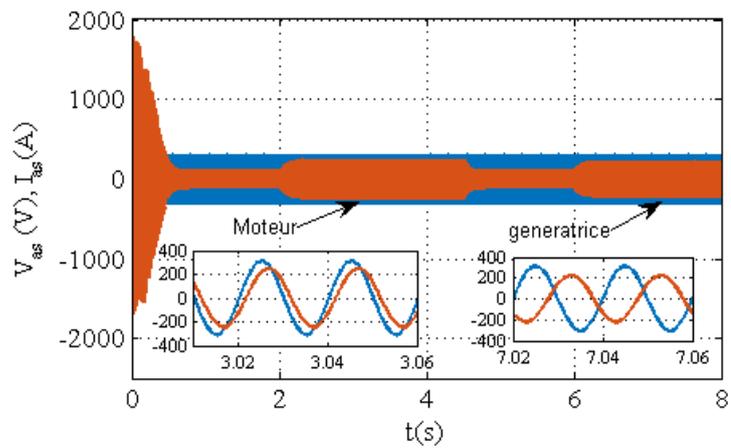


Figure II.4 allure de tension et de courant statorique

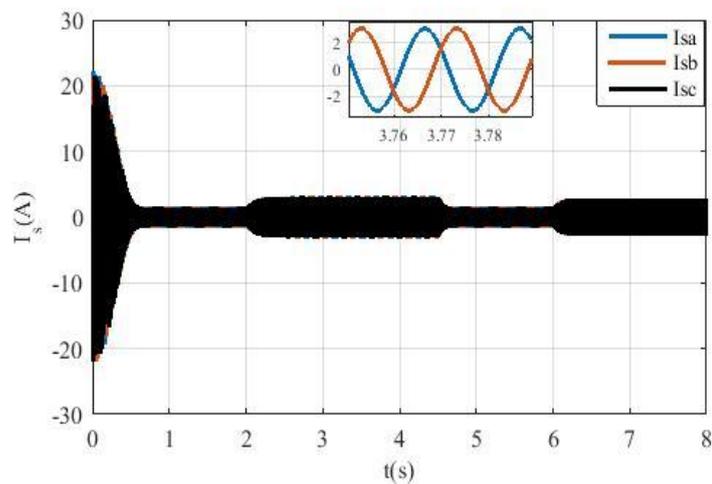


Figure II-5 Allure des courants statoriques

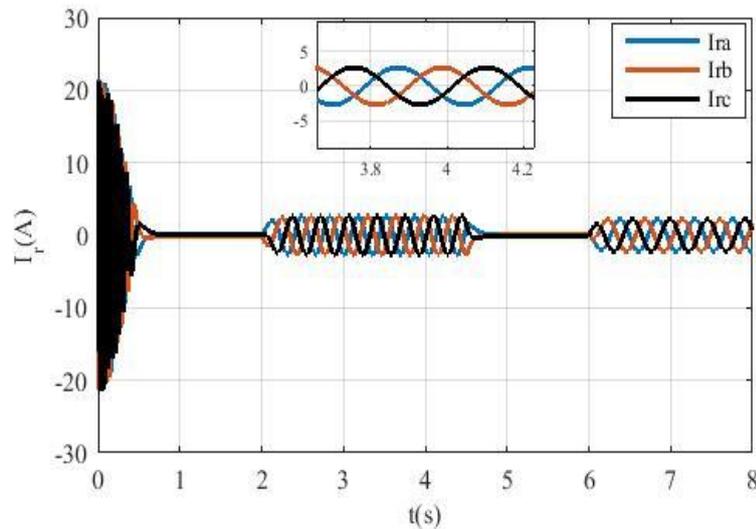


Figure II-6 Allure des courants rotoriques

II.2.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park consiste en une transformation du système triphasé vers un système biphasé suivie d'une rotation. Ce qui nous permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta 0$ ensuite vers le repère dq0. Étant donné que le repère $dq0$ est mobile et le repère $\alpha\beta 0$ est fixe par rapport au repère abc donc il forme un angle θ_{coord} appelé angle de Park.

II.2.2.7 Différents repères

Pour simplifier les expressions analytiques, on utilise les trois référentiels suivants :

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) : \omega_{coord} = 0$.
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) : \omega_{coord} = \omega_r$.
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) : \omega_{coord} = \omega_s$.

Le référentiel immobile par rapport au champ tournant est pris pour la suite de travail.

II.2.2.8 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dqo

La transformation de Park nous permet de transformer les grandeurs de la machine triphasée en des grandeurs de la machine biphasée selon les axes d et q, suite à cette transformation on obtient les vecteurs de Park. A savoir : le vecteur de tension, de courant et de flux.

La figure II.7 représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q :

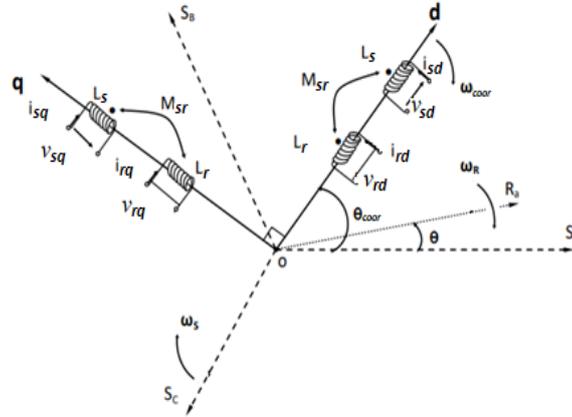


Figure II-7 Référentiel tournant d'axe (d et q)

Où :

$$\theta_{\text{coor}} = \int \omega_{\text{coor}} dt$$

Pour le passage du système triphasé au système biphasé, on a les équivalents suivants :

- L'équivalent de tension : $[v_{dq0}] = [P(\theta_{\text{coor}})][v_{abc}]$
- L'équivalent de courant : $[i_{dq0}] = [P(\theta_{\text{coor}})][i_{abc}]$ (II.21)
- L'équivalent de flux : $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{\text{coor}})][\Phi_{abc}]$

Où : $[P(\theta_{\text{coor}})]$: Matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [v_{abc}] = [P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}[v_{dq0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}[\Phi_{dq0}] \end{cases} \quad \text{(II.22)}$$

Les matrices de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrivent alors :

$$[P(\theta_{\text{coor}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.23)}$$

$$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1} = [P(\theta_{\text{coor}})]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

II.2.2.9 Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{coor}} \\ \omega_{\text{coor}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \\ (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

II.2.2.10 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$L_s = (l_{fs} + L_m) ; L_r = (l_{fr} + L_m) ; L_m = \frac{3}{2} l_m$$

En remplaçant les équations II.27 dans II.25 et II.26, on obtient :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega_{\text{coor}} L_s i_{sq} - L_m \frac{di_{rd}}{dt} + \omega_{\text{coor}} L_m i_{rq} + v_{sd} \\ L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_{\text{coor}} L_s i_{sd} - L_m \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_{\text{coor}} L_m i_{rd} + v_{sq} \\ L_r \frac{di_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) L_r i_{rq} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) L_m i_{sq} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} \\ L_r \frac{di_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) L_r i_{rd} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) L_m i_{sd} - L_m \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.2.2.11 Equations de couple électromagnétique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation II.18 devient comme suit :

$$C_e = p L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.29})$$

II.2.3 Simulation et interprétations des résultats de la machine asynchrone dans le repère (dq0)

Les figures (II.8 à II.16) montrent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS alimentée par un système triphasé de tension (220-50Hz) suivi de l'application d'une charge à l'instant t=2 (seconde) d'une valeur de 3.63 (N.m), et on a éliminé la charge a

l'instant $t=4.5$ (seconde) puis on a appliqué une autre charge négative a l'instant $t=6$ (seconde) d'une valeur -3.63 (N.m).

Lors de démarrage à vide, le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 27.4 (N.m). cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient a une très faible (presque nulle) pour compenser les pertes par frottement et par ventilations.

La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de $t=2$ (seconde) qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme d'une valeur de 313.6 (rad/s).

Au démarrage, les courants statoriques passent par un régime transitoire dont les les valeurs qui atteint 10 fois le courant nominal de la machine. Leurs valeurs sont de l'ordre de 22 (A) pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine.

Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur de 1.8 (A).

Pour les deux courants statoriques d'axe d, ils ont la même forme, sont de signe négatif et se stabilise à la valeur de -1.8 (A). Sur l'axe q, on constate qu'ils ont la même forme aussi et que les valeurs de ces courants établies sont presque nulles.

L'application d'une charge à la machine a l'instant $t=2$ (seconde) provoque une perturbation qui sera compensée par l'accroissement de couple électromagnétique, il atteint une valeur établie de 3.7 (N.m).

Le courant du stator augmente et tend vers une valeur de 3 (A). Pour la vitesse on constate qu'elle chute jusqu'à 296.8 (rad/s). À l'instant $t=2$ (seconde), le courant statorique direct prend la valeur de -1.75 (A), alors que le courant en quadrature prend la valeur de -3.3 (A).

- A l'instant $t=4.5$ (seconde), on a éliminé la charge d'où les valeurs des déférents résultats vont être les mêmes que celle de fonctionnement à vide.

L'application d'une charge à la machine a l'instant $t=6$ (seconde), provoque une perturbation qui sera compensé par le décroissement du couple électromagnétique, il atteint une valeur établie de -3.5 (N.m). Le courant de stator augmente et tend vers une valeur de 2.9 (A).

Pour la vitesse on constate qu'elle augmente jusqu'à 328 (rad/s). à l'instant $t=6$ (seconde), le courant statorique direct prend la valeur de -2.1 (A), alors que le courant en quadrature prend la valeur de 2.7 (A).

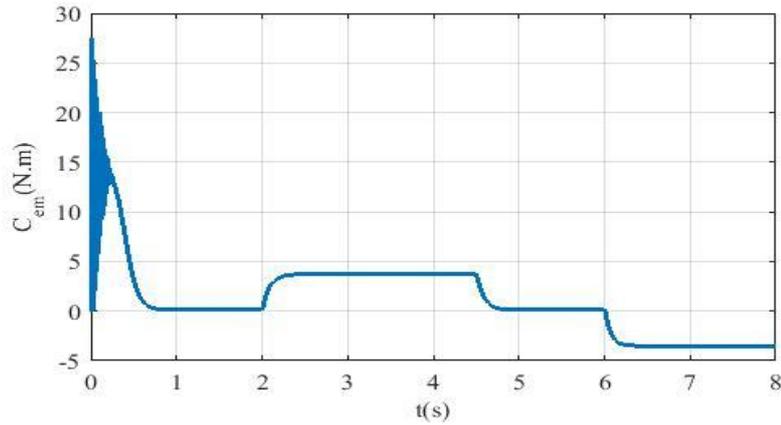


Figure II-8 Allure de couple électromagnétique dans le repère dq

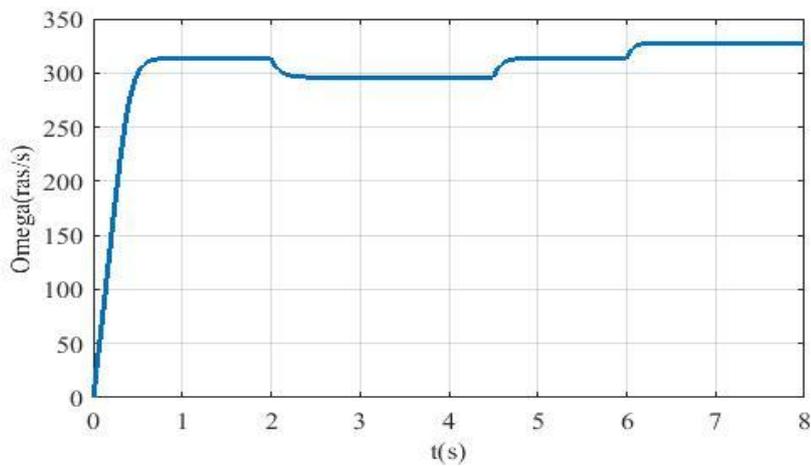


Figure II-9 Allure de la vitesse dans le repère dq

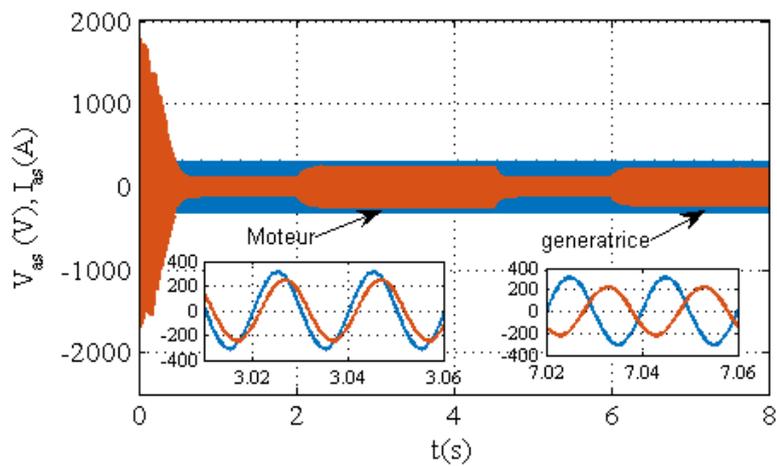


Figure II-10 allure de tension et de courant statorique dans le repère dq

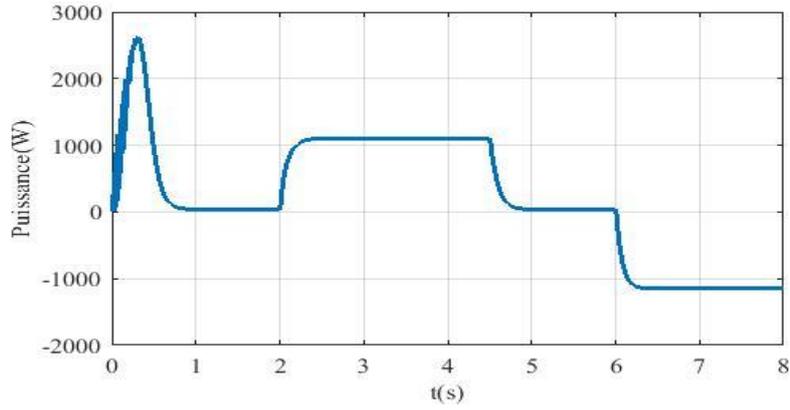


Figure II-11 allure de puissance dans le repère dq

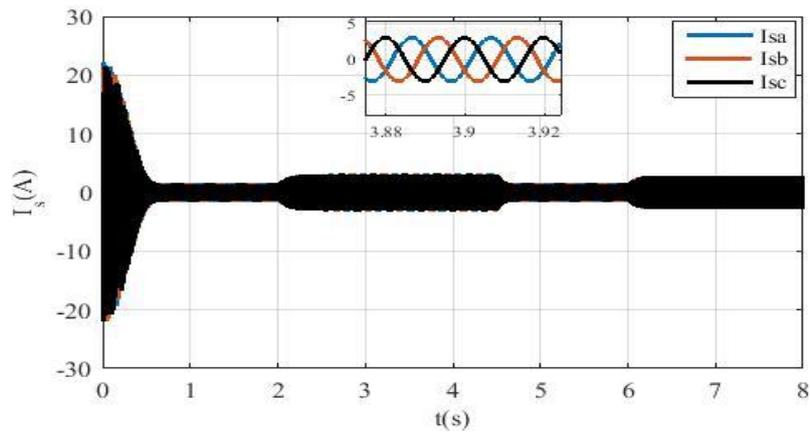


Figure II-12 Allure des courants statoriques dans le repère dq

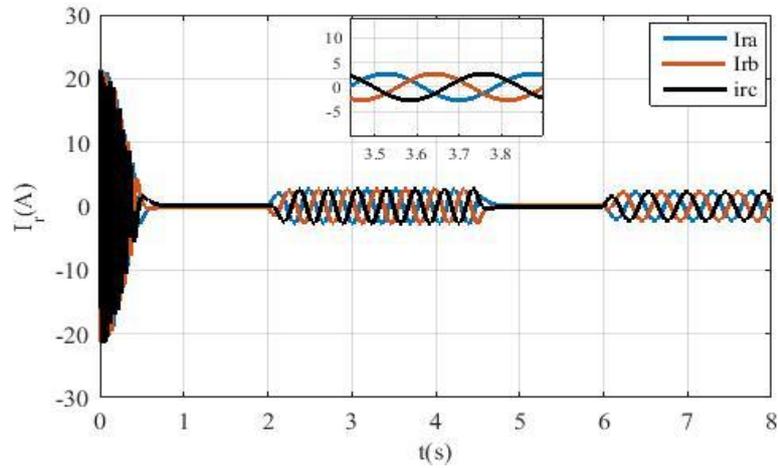


Figure II-13 Allure des courants rotorique dans le repère dq

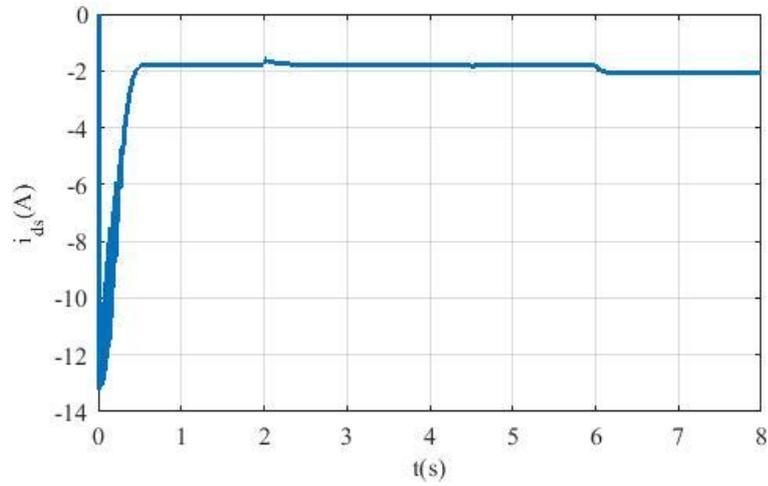


Figure II-14 Allure des courants de phase d

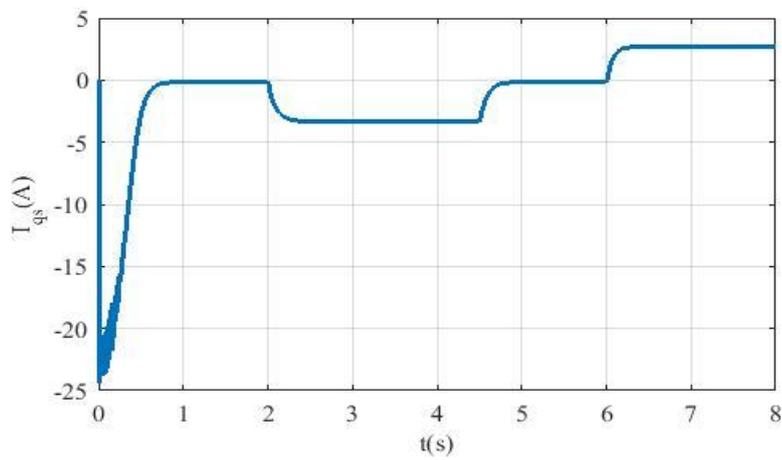
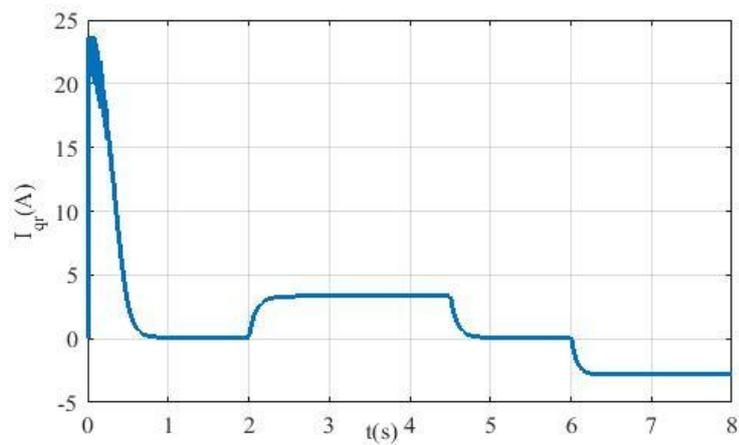


Figure II-15 Allure des courants de la phase q



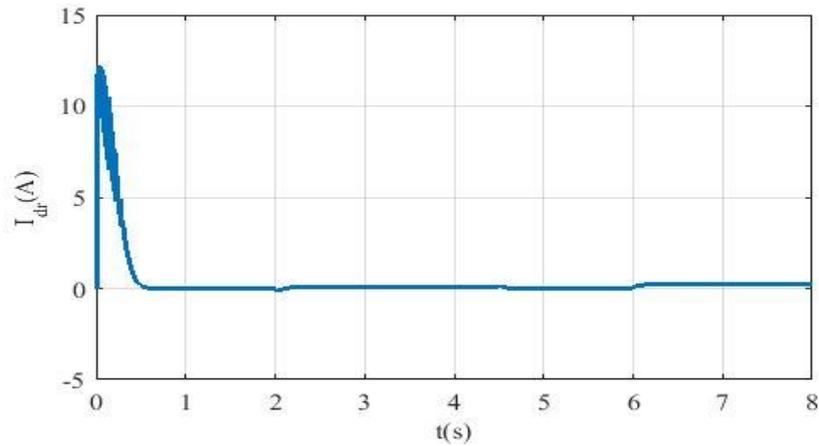


Figure II-16 Allures des courants rotoriques dans le repère dq

II.3 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la Machine Asynchrone (MAS) dans le repère abc. Nous avons détaillé la structure de la machine et élaboré un modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices. Grâce à la transformation de Park, nous avons examiné les caractéristiques de la machine dans le repère dqo. Les résultats de la simulation numérique ont validé notre modèle, fournissant des informations précieuses sur le comportement de la MAS. Il est apparu que les résultats de simulation sont identiques pour les deux modèles, que ce soit dans le repère naturel (abc) ou dans le repère virtuel (dqo). Au cours de cette étude, nous avons négligé l'effet de la saturation du circuit magnétique. Le prochain chapitre se concentrera sur l'étude du modèle de la Générateur Asynchrone (GAS) en fonctionnement autonome dans le repère naturel, en intégrant cette fois-ci l'effet de la saturation.

III. Chapitre III : Étude par simulation d'une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome

III.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de modéliser et d'analyser la génératrice asynchrone en tenant compte de la saturation du circuit magnétique, ce qui introduit un modèle non linéaire. En effet, lorsque la caractéristique de magnétisation est supposée linéaire, il est impossible d'atteindre le point de fonctionnement en régime permanent. Dans ce cas, bien que l'auto-amorçage soit possible, la tension statorique augmenterait théoriquement à l'infini et le courant atteindrait rapidement des valeurs irréalistes. En réalité, la tension aux bornes de la machine est limitée par la non-linéarité du circuit magnétique, qu'il est donc crucial de prendre en compte. Nous présenterons ensuite l'influence des variations de charge sur les paramètres de la génératrice asynchrone auto-excitée. Une étude sera menée à vide puis en charge, en alimentant des charges équilibrées et déséquilibrées directement connectées au bobinage statorique de la machine. Les résultats de simulation seront comparés dans les repères abc et dq0. Enfin, nous simulerons cette génératrice avec un régulateur de vitesse pour résoudre le problème des chutes de tension (Fig III.1).

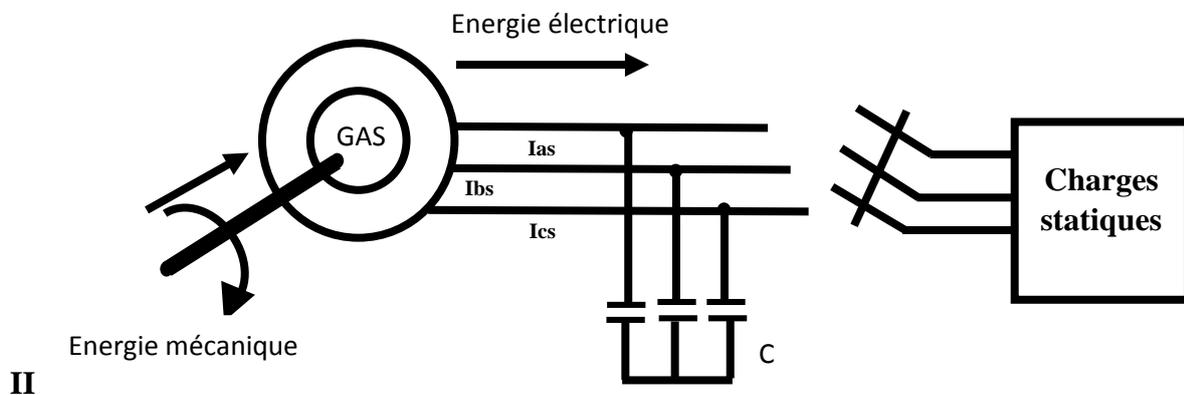
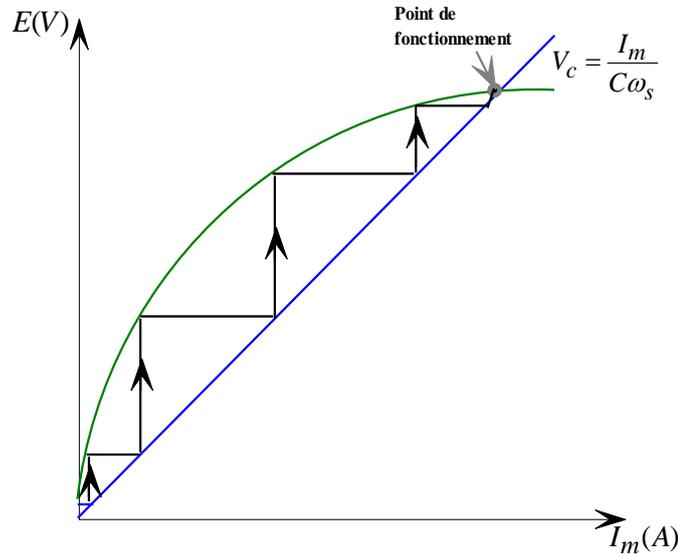


Figure III-1 Système de conversion d'énergie basée sur la GAS

III.2 Phénomène d'auto-amorçage

En l'absence de réseau pilote, il est possible d'auto-exciter la génératrice asynchrone au moyen d'un banc de condensateurs, mais l'amorçage et la protection contre les surtensions de résonance nécessitent une étude très soignée de l'installation. Le phénomène d'auto-amorçage de la génératrice commence par le flux rémanent et, avec la rotation du rotor, il génère une petite tension/courant aux bornes de la GAS et à travers le condensateur d'auto-

amorçage, ce qui augmentera la tension/courant par sa nature. Ensuite, il renvoie une tension/courant de valeur supérieure par rapport à celle envoyée par la génératrice. Ce processus se répète jusqu'à ce que la tension/courant renvoyée par le condensateur soit égale à celle envoyée par la génératrice (point de fonctionnement) [12].



GAS

Figure III-2 Schéma du phénomène d'auto-amorçage

III.2.1 Détermination de la valeur des capacités d'auto amorçage

L'auto-amorçage de la GAS ne peut avoir lieu que si la puissance apparente qu'elle produit correspond à celle qu'elle absorbe. Cependant, pour la partie puissance réactive, il est nécessaire d'insérer et de déterminer la valeur des capacités d'excitation [13].

$$C > \frac{1}{\omega_s^2 L_S} \quad (\text{III.1})$$

Cette condition montre que la valeur minimale (critique) conduisant à l'auto-amorçage dépend de l'inductance cyclique statorique ainsi que de la pulsation rotorique du glissement, car pour $g = 0$, on a $\omega_r = \omega_s$, d'où :

$$C_{min} > \frac{1}{\omega_r^2 L_S} \quad (\text{III.2})$$

En pratique, seule la valeur de C_{min} est intéressante, car au-delà de C_{max} correspond à un fonctionnement instable.

III.2.2 Equation d'auto-amorçage

Les équations d'auto excitation de la MAS correspondent en réalité aux équations électriques régissant le fonctionnement des condensateurs :

$[i_c] = \frac{d[Q_c]}{dt}$: Le courant qui traverse les trois condensateurs.

$[Q_c]$: Charge des trois condensateurs.

Dans le repère de Park :

$$[P(\vartheta_{\text{coor}})] \cdot [i_c] = [P(\vartheta_{\text{coor}})] \frac{d[Q_c]}{dt} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{aligned} [i_{cp}] &= [P(\vartheta_{\text{coor}})] \frac{d[P(\vartheta_{\text{coor}})]^{-1}[Q_{cp}]}{dt} = [P(\vartheta_{\text{coor}})] \left(\frac{d[P(\vartheta_{\text{coor}})]^{-1}}{dt} \right) [Q_{cp}] + \frac{d[Q_{cp}]}{dt} \\ &= \frac{d[\vartheta_{\text{coor}}]}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [Q_{cp}] + \frac{d[Q_{cp}]}{dt} \end{aligned}$$

Sachant que : $[Q_{cp}] = C[v_{cp}]$

$$\begin{aligned} [i_{cp}] &= C \cdot \omega_{\text{coor}} \begin{bmatrix} -v_{cq} \\ v_{cd} \\ 0 \end{bmatrix} + C \frac{d[v_{cp}]}{dt} \\ \frac{d[v_{cp}]}{dt} &= \frac{[i_{cp}]}{C} - \omega_{\text{coor}} \begin{bmatrix} -v_{cq} \\ v_{cd} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{i_{cd}}{C} + \omega_{\text{coor}} v_{cq} \\ \frac{dv_{cq}}{dt} = \frac{i_{cq}}{C} - \omega_{\text{coor}} v_{cd} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.3 Application du modèle saturé dans le repère de Park

Système d'équations de tensions (selon la convention génératrice) :

$$\begin{cases} -v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{\text{coor}} \cdot \Phi_{sq} \\ -v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_{\text{coor}} \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Système d'équations de flux

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = l_{fs} \cdot i_{sd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{sq} = l_{fs} \cdot i_{sq} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{rd} = l_{fr} \cdot i_{rd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{rq} = l_{fr} \cdot i_{rq} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les composantes d'axes d et q du flux et du courant magnétisants :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m \cdot i_{md} \\ \Phi_{mq} = L_m \cdot i_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} i_{rd} = i_{md} - i_{sd} \\ i_{rq} = i_{mq} - i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant les équations III.7 dans III.6, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = l_{fs} \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md} \\ \Phi_{sq} = l_{fs} \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = l_{fr} \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{md} \\ \Phi_{rq} = l_{fr} \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant les équations III.8 dans III.10, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = -l_{fr} \cdot i_{sd} + (L_m + l_{fr}) \cdot i_{md} \\ \Phi_{rq} = -l_{fr} \cdot i_{sq} + (L_m + l_{fr}) \cdot i_{mq} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

On considèrera le courant magnétisant circulant dans la branche magnétisante du modèle de la machine comme suit :

$$|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2}$$

Les équations des tensions du modèle de Park III.5 de la machine font apparaitre les dérivées des flux par rapport au temps, en les substituant par leurs expressions (équations III.9 et III.11), nous aurons :

$$\begin{cases} -v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{sd} + L_m i_{md}) - \omega_{coor} \Phi_{sq} \\ -v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{sq} + L_m i_{mq}) + \omega_{coor} \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} (-l_{fr} i_{sd} + (l_{fr} + L_m) i_{md}) - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} [-l_{fr} i_{sq} + (l_{fr} + L_m) i_{mq}] + (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Développons les termes en dérivées dans les équations statorique III.12 :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot \frac{dL_m}{dt} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{mq}}{dt} + i_{mq} \cdot \frac{dL_m}{dt} \end{cases} \quad (III.13)$$

Les inductances de fuite sont considérées constantes et l'inductance L_m est en fonction de $|i_m|$ nous pouvons écrire donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot \frac{dL_m}{d|i_m|} \frac{d|i_m|}{dt} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{mq}}{dt} + i_{mq} \cdot \frac{dL_m}{d|i_m|} \frac{d|i_m|}{dt} \end{cases} \quad (III.14)$$

Soit :

$$L'_m = \frac{dL_m}{d|i_m|}$$

Et la dérivée du courant magnétisant est :

$$\frac{d|i_m|}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \right) = \frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \quad (III.15)$$

En remplaçant la dérivée du courant magnétisant III.15 dans III.14, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left[L_m + L'_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{md}}{dt} + L'_m \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = l_{fs} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \left[L_m + L'_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{mq}}{dt} + L'_m \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} \end{cases} \quad (III.16)$$

Les termes $\left[L_m + L'_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{md}}{dt}$ et $\left[L_m + L'_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$: expriment respectivement l'effet dû à la saturation suivant les axes directs et en quadrature.

Les dérivées des flux rotoriques s'obtiennent en suivant la même démarche :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -l_{fr} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left[l_{fr} + L_m + L'_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{md}}{dt} + L'_m \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -l_{fr} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \left[l_{fr} + L_m + L'_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{mq}}{dt} + L'_m \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} \end{cases} \quad (III.17)$$

Pour alléger le modèle, on pose :

$$L_d = L_m + L'_m \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} : \text{Inductance magnétisante statique suivant l'axe d ;}$$

$$L_q = L_m + L'_m \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} : \text{Inductance magnétisante dynamique suivant l'axe q ;}$$

$$L_{dq} = L'_m \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} : \text{Représente inductance magnétisante d'effet croisé.}$$

D'où on aura le d'équations des dérivées des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_{fs} \frac{di_{sd}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = l_{fs} \frac{di_{sq}}{dt} + L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -l_{fr} \frac{di_{sd}}{dt} + (l_{fr} + L_d) \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -l_{fr} \frac{di_{sq}}{dt} + (l_{fr} + L_q) \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \end{array} \right. \quad (III.18)$$

Le modèle saturé de la GAS est finalement obtenu en introduisant l'équation III.18 dans le modèle de Park établi précédemment.

$$\left\{ \begin{array}{l} -v_{sd} = R_s i_{sd} + l_{fs} \frac{di_{sd}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} - \omega_{coor}(l_{fs} i_{sq} + L_m i_{mq}) \\ -v_{sq} = R_s i_{sq} + l_{fs} \frac{di_{sq}}{dt} + L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} + \omega_{coor}(l_{fs} i_{sd} + L_m i_{md}) \\ 0 = R_r (i_{md} - i_{sd}) - l_{fr} \frac{di_{sd}}{dt} + (l_{fr} + L_d) \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r)(-l_{fr} i_{sq} + (l_{fr} + L_m) i_{mq}) \\ 0 = R_r (i_{mq} - i_{sq}) - l_{fr} \frac{di_{sq}}{dt} + (l_{fr} + L_q) \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r)(-l_{fr} i_{sd} + (l_{fr} + L_m) i_{md}) \end{array} \right. \quad (II.19)$$

Pour tenir compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, on doit introduire la courbe de magnétisation qui est généralement obtenue par expérimentation et approximée par un polynôme d'interpolation. L'inductance de magnétisation L_m en fonction de i_m est approximée par le polynôme d'interpolation suivant [14].

$$L_m = 0.1406 + 0.0014i_m - 0.0012i_m^2 + 0.00005i_m^3$$

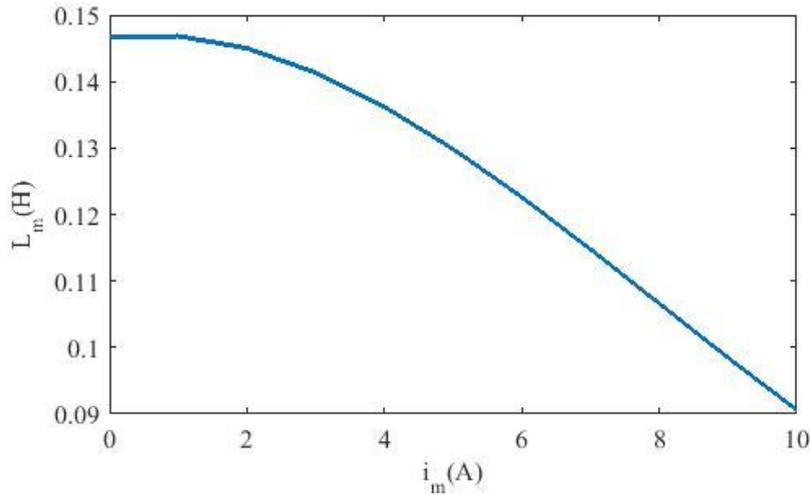


Figure III.3 Allure inductance magnétisante

III.3.1 Charges équilibrées

Suite à la validation du modèle analytique non linéaire pour l'étude de la GAS, à vide, débitant sur un banc de capacités, le même modèle fut utilisé pour étudier le fonctionnement du groupe électrogène sur des charges triphasées équilibrées (R, RL)

$$a) \quad \text{Charge résistive} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{sa} & -i_{cha} \\ -i_{sb} & -i_{chb} \\ -i_{sc} & -i_{chc} \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sa} = Ri_{cha} \\ V_{sb} = Ri_{chb} \\ V_{sc} = Ri_{chc} \end{cases} \quad (III.21)$$

b) Charge inductive (RL)

$$\begin{cases} V_{sa} = Ri_{cha} + L \frac{di_{cha}}{dt} \\ V_{sb} = Ri_{chb} + L \frac{di_{chb}}{dt} \\ V_{sc} = Ri_{chc} + L \frac{di_{chc}}{dt} \end{cases} \quad (III.22)$$

III.3.2 Charges déséquilibrées

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{cha}i_{cha} \\ V_{sb} = R_{chb}i_{chb} + L_{chb} \frac{di_{chb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{chc}i_{chc} + L_{chc} \frac{di_{chc}}{dt} \end{cases} \quad (III.23)$$

III.4 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'introduire le système (III.19) au modèle de la GAS et de l'implanter sous l'environnement Matlab/Simulink.

Notre simulation est basée sur les paramètres donnés dans l'annexe

III.4.1 Fonctionnement à vide et en influence de la capacité d'autoamorçage

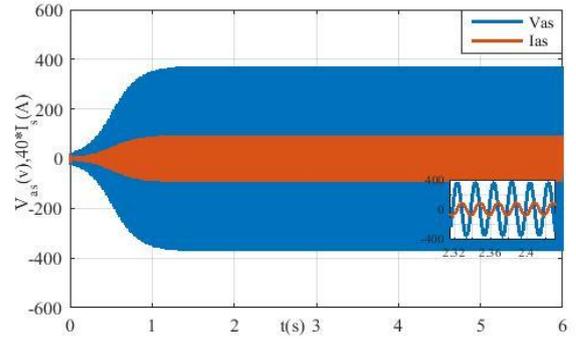
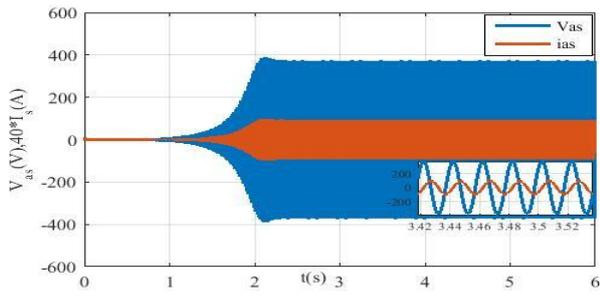
Après avoir déterminé la capacité minimale nécessaire, on relie le banc de condensateurs au modèle du générateur et on simule ce modèle en entraînant le générateur à une vitesse de 314 rad/s. Les résultats de l'essai à vide sont illustrés dans les figures III.3 et III.4. Les résultats montrent que les grandeurs électriques, comme les courants et les tensions, traversent une phase d'auto excitation d'environ 2.5 secondes. La montée de la tension induite suit une progression exponentielle avant de se stabiliser à une valeur fixe, correspondant au point de fonctionnement en régime permanent, influencé par la saturation du circuit magnétique. Le courant dans le stator présente une évolution similaire à celle de la tension. Une fois que ces grandeurs se sont stabilisées, ces grandeurs restent constantes tant que les conditions de fonctionnement ne changent pas de manière importante.

Pour étudier l'impact de la capacité d'excitation sur les caractéristiques de la génératrice, nous avons simulé celle-ci pour différentes valeurs de C. Le tableau (III.1) présente les résultats obtenus une fois le régime établi (saturé).

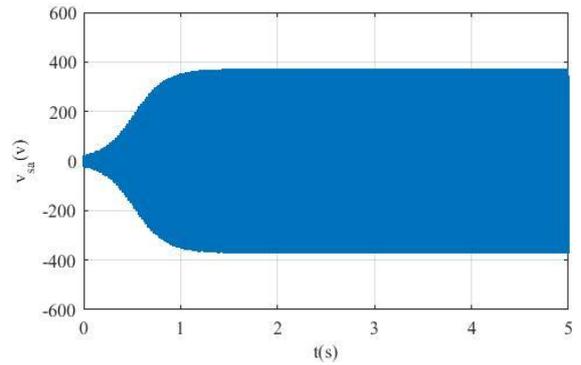
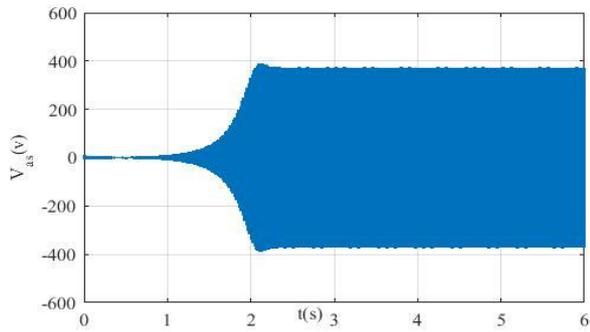
Tableau III-1 Influence des capacités d'excitation C

C	t (s)	V _{as}	I _{as}	I _m
17.5μF	4.3	356	1.95	2.39
20μF	2.3	371	2.33	2.43
23μF	1.5	388	2.8	2.86

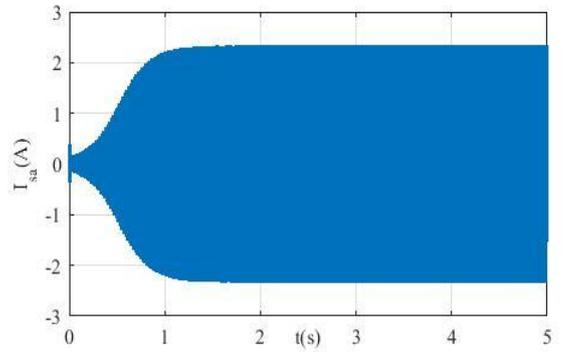
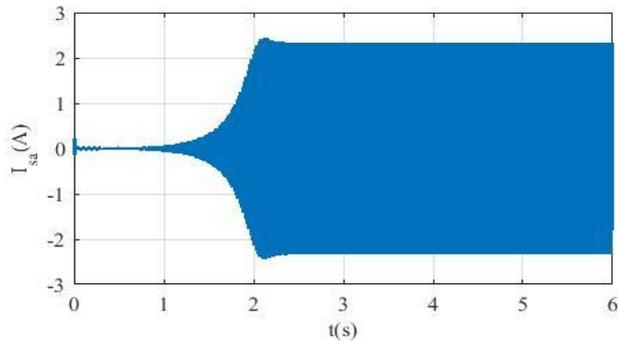
Dans chaque cas, il est observé que l'augmentation de la capacité d'excitation entraîne une amélioration des caractéristiques de la machine et réduit le temps d'amorçage (plus rapide). Cela indique que les performances de la machine sont sensiblement influencées par la taille des condensateurs d'excitation, qui sont définis par des valeurs minimales et maximales. À partir de maintenant, les capacités des condensateurs d'excitation seront fixées à 20 μF.



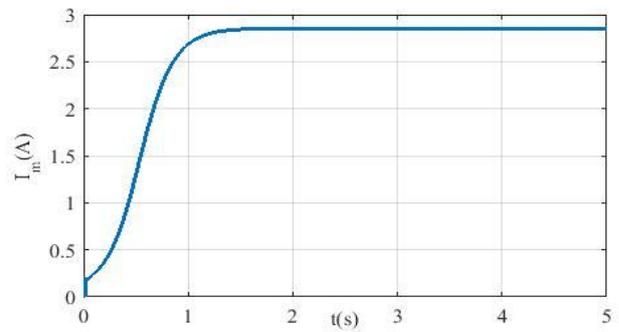
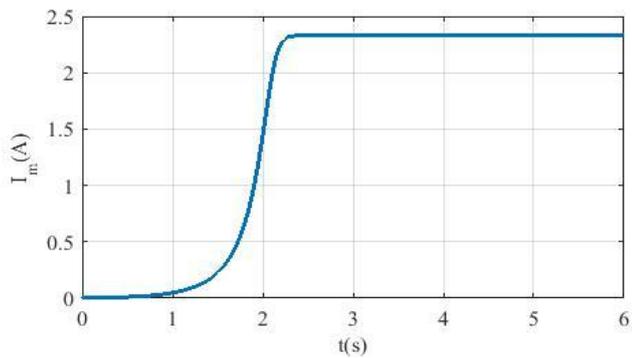
(A)



(B)



(C)



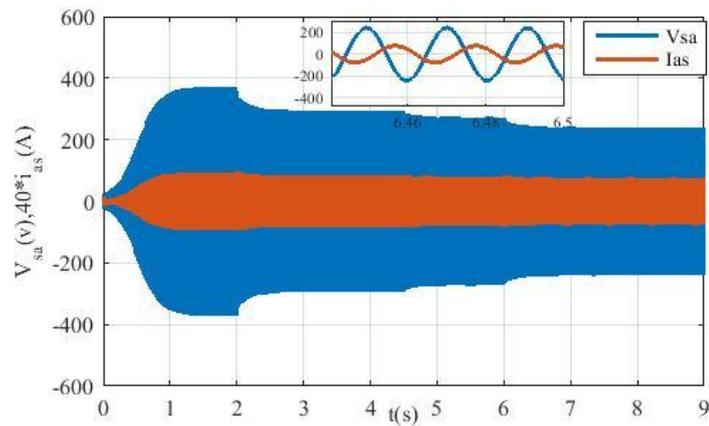
(D)

Figure III 4 Evolution des caractéristiques de la GAS en fonctionnement à vide dans le repère dq0 et abc

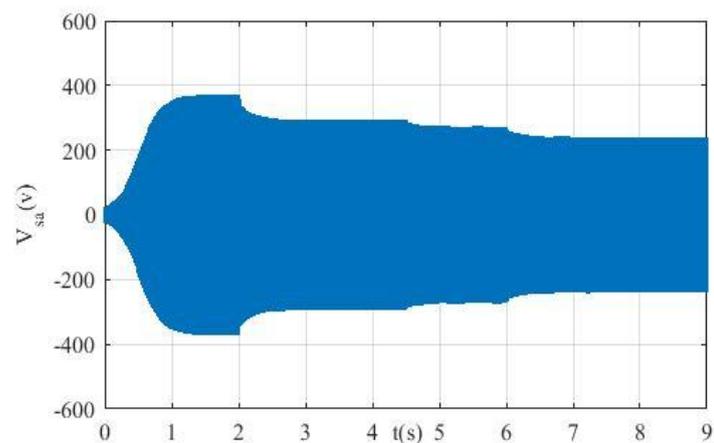
III.4.2 Fonctionnement en charge purement résistives

Dans cette section, nous allons analyser le fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-excitée en présence de diverses charges triphasées équilibrées.

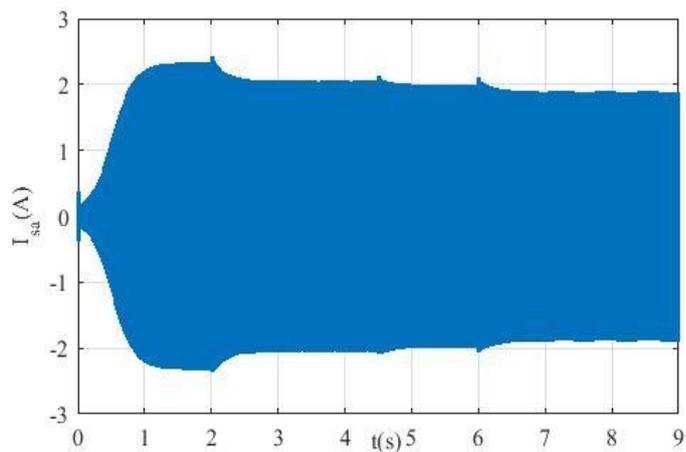
Dans le premier scénario, les résultats pour une charge purement résistive seront présentés dans la figure III.5, tandis que dans le second cas, une charge RL sera représentée par la figure III.6. En utilisant les mêmes paramètres que ceux employés pour le fonctionnement à vide, nous connectons une charge triphasée équilibrée de 300Ω à $t=2,5$ s, 250Ω à $t=4,5$ s et 200Ω à $t=6$ s. Lorsque la charge est introduite, on observe une baisse de la tension de phase, tandis que le courant de phase augmente. Avant la connexion de cette charge, le courant est nul, mais une fois connectée, il commence à s'établir de manière sinusoïdale à partir de $t=2,5$ s.



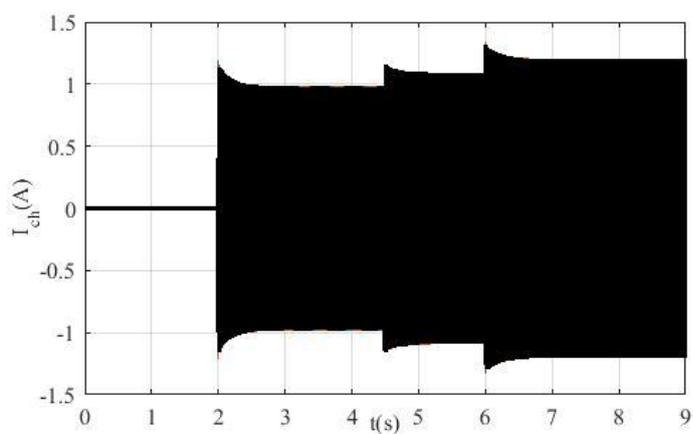
(A)



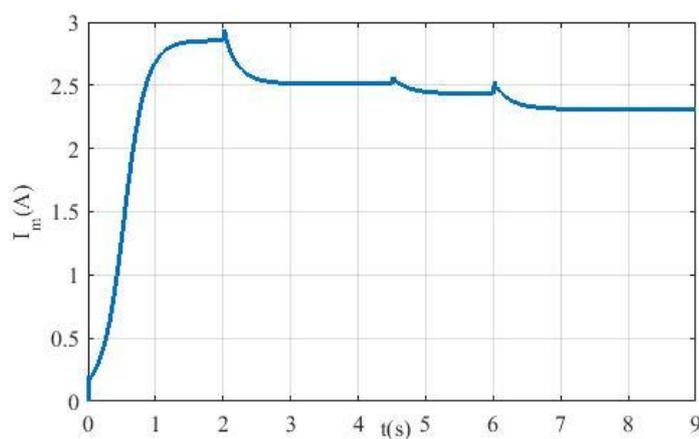
(B)



(C)



(D)

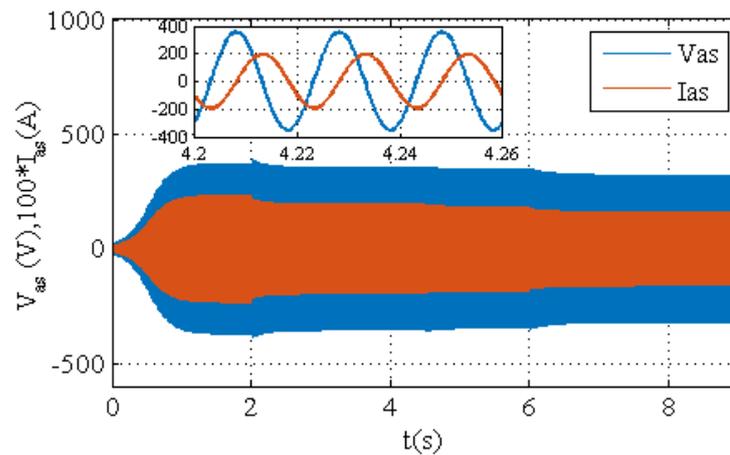


(E)

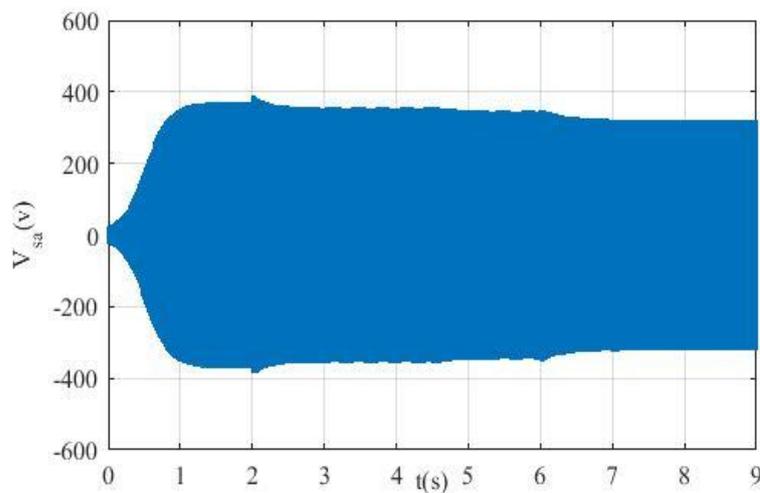
Figure III-5 Evolution des caractéristiques de la GAS en charge purement résistives

III.4.3 Fonctionnement en charges à effet inductifs

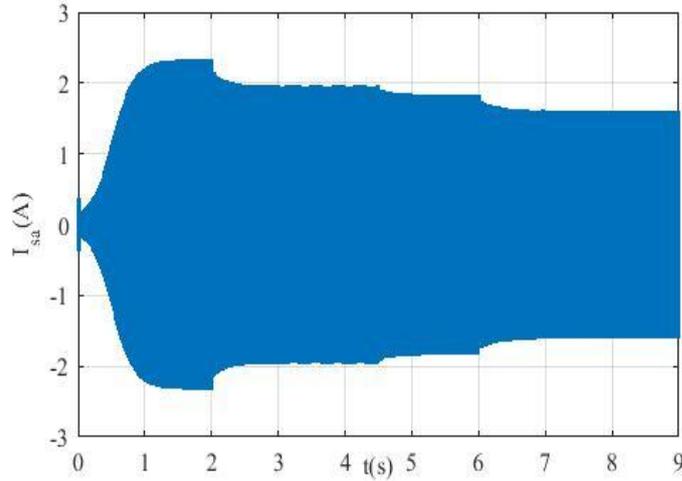
Dans ce second cas on introduit RL équilibré à l'instant ($t=2s$, $t=4.5s$, $t=6s$). En utilisant les mêmes paramètres précédemment définis avec une résistance $R=300\Omega$ et des inductances de valeurs ($L=4H$, $L=3H$, $L=2H$), les résultats obtenus avec une charge RL montrent des similitudes avec ceux obtenus avec une charge purement résistive. L'introduction d'une charge RL entraîne une diminution de la tension de phase et une augmentation du courant de phase, tout comme avec la charge purement résistive. Cependant, ces effets sont amplifiés en présence d'une charge RL en raison des propriétés magnétisantes du courant traversant l'inductance. L'introduction d'une charge inductive conduit à une consommation accrue d'énergie réactive, en raison de l'interaction avec le champ magnétique induit par le courant. En raison de l'influence du champ magnétique généré par le courant.



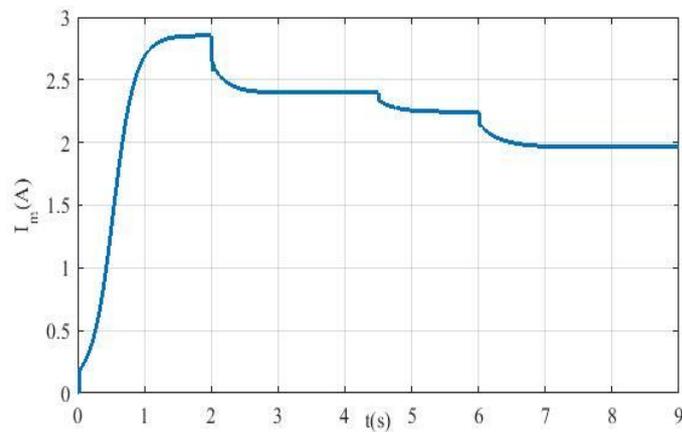
(A)



(B)



(C)



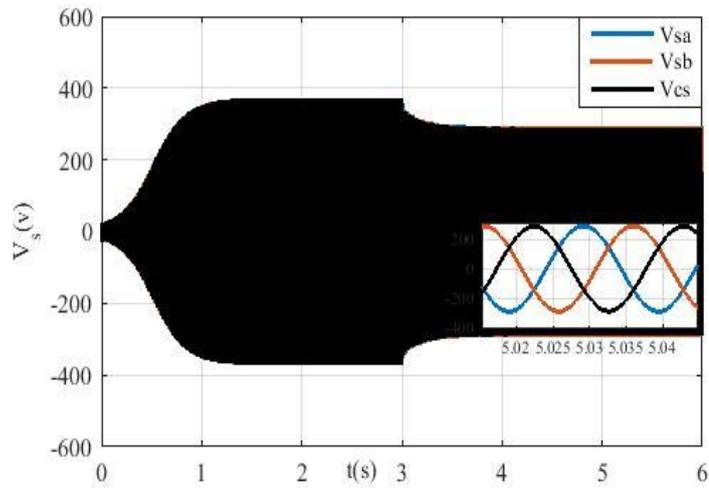
(D)

Figure III-6 Évolution des caractéristiques de la GAS en charges à effet inductif

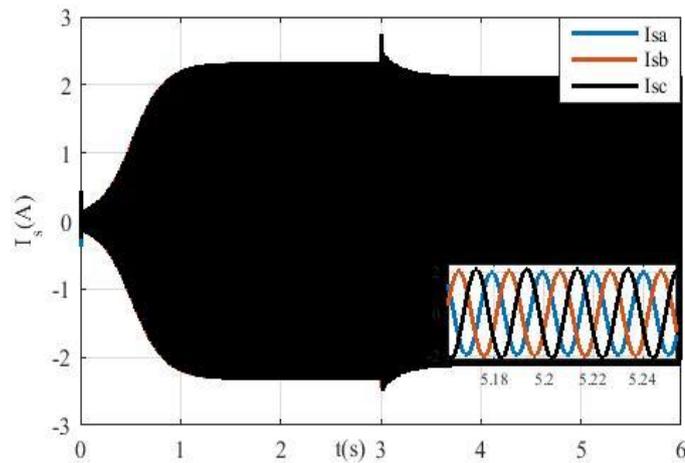
III.4.4 Fonctionnement en présence de charge déséquilibré

Pour examiner l'impact du déséquilibre de charge, nous avons décidé de maintenir les mêmes paramètres définis précédemment pour une charge purement résistive. Dans ce scénario, nous étudions les effets du déséquilibre de la charge résistive à l'instant $t=3$ s en variant les résistances tout en maintenant les mêmes valeurs ($R_a=350\Omega$, $R_b=300\Omega$ et $R_c=250\Omega$). Les courants et les tensions présentent des amplitudes différentes. À partir des résultats observés dans les figures, nous constatons que le déséquilibre de charge entraîne une variation des amplitudes des grandeurs électriques. Les courants et les tensions montrent des niveaux d'amplitude différents, ce qui augmente les pertes d'efficacité du système dues à l'accroissement des pertes ohmiques et magnétiques. Ces

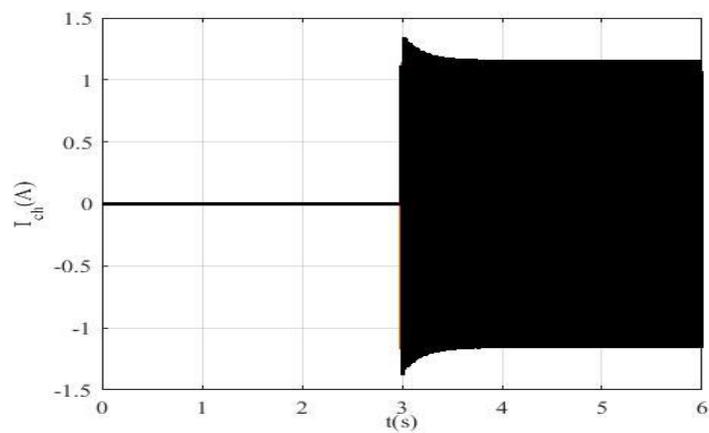
conditions contribuent également à une élévation de la chaleur, ce qui peut endommager les enroulements du générateur.



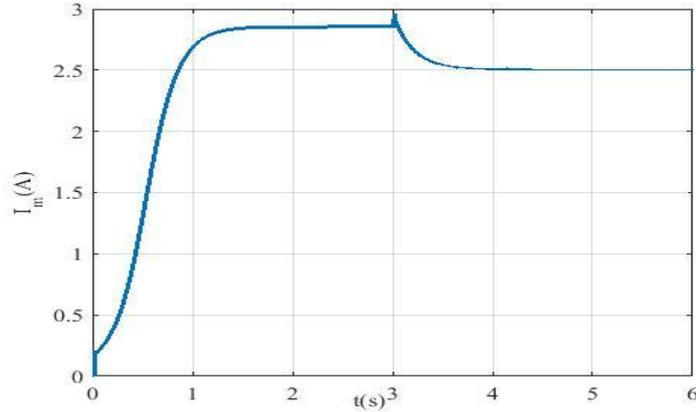
(A)



(B)



(C)

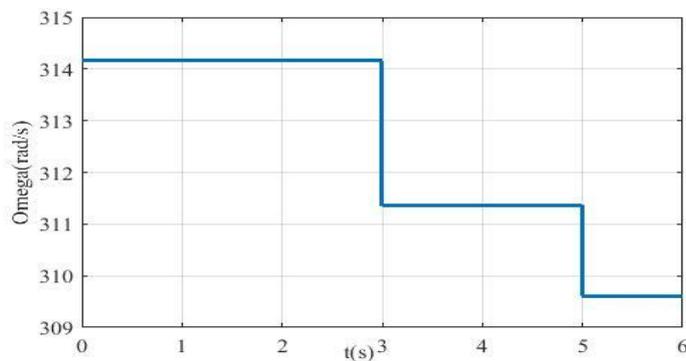


(D)

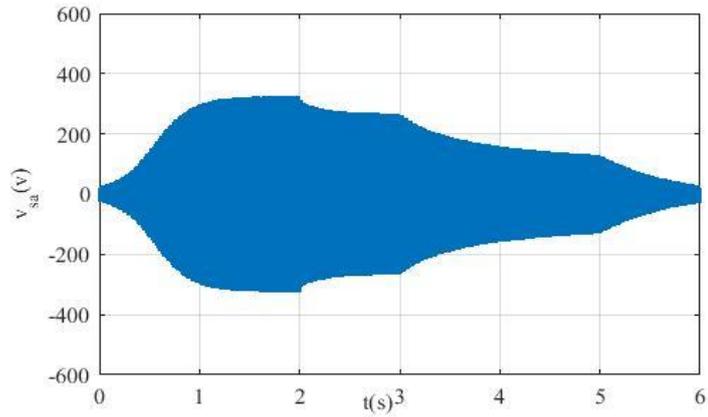
Figure III-7 Fonctionnement en présence de charge déséquilibré

III.4.5 Influence de la vitesse d'entraînement sur les caractéristiques de GAS

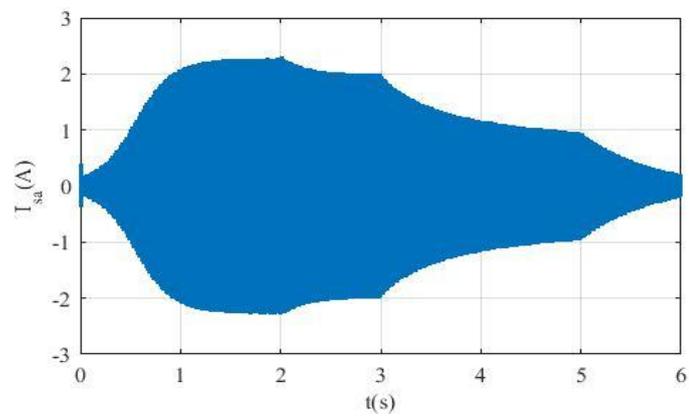
La GAS a été simulée à vide, puis des vitesses de 311 (rd/s) et 309 (rd/s) ont été appliquées respectivement à $t = 3$ s et $t = 5$ s. Le but était d'observer l'influence de la variation de la vitesse sur les performances et le fonctionnement de la GAS. Les résultats obtenus, illustrés par la figure (III.8), montrent que la diminution de la vitesse provoque des baisses dans l'ensemble des caractéristiques de fonctionnement de la génératrice. Une diminution de la vitesse de 0,82% a entraîné une baisse de 18,10% de la tension, de 13,02% du courant statorique et de 12,23% du courant de magnétisation. De plus, une diminution de la vitesse de 0,96% a entraîné une baisse de 52,27% de la tension, de 52,26% du courant statorique et de 52,05% du courant de magnétisation. Ainsi, les performances de la GAS sont fortement influencées par la variation de la vitesse d'entraînement.



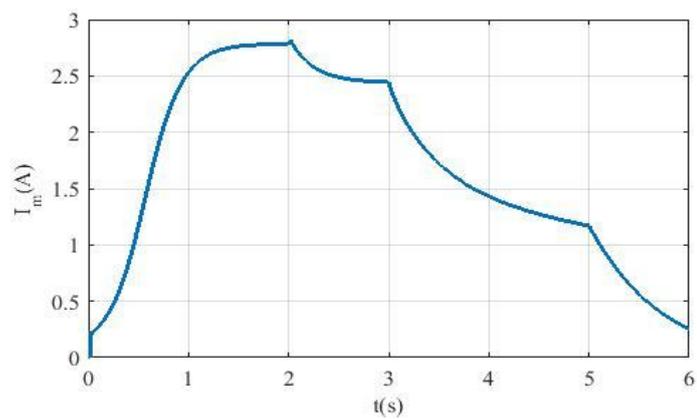
(A)



(B)



(C)



(D)

Figure III-8 Évolution des caractéristiques de la GAS en fonction de la variation de la vitesse

III.5 Régulateur de la vitesse de GAS

Pour évaluer l'impact de la variation de vitesse sur la génération d'énergie, il est nécessaire de mettre en œuvre la régulation de vitesse pour cette machine afin de corriger les chutes de tension causées par les charges. Étant donné que la tension est proportionnelle à la vitesse, il suffit d'utiliser la tension de référence de 311.12 V et la vitesse de référence de 314.15 (rd/s)

$$V_{mes} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} * \sqrt{V_{ds1}^2 + V_{qs1}^2} \quad (III.20)$$

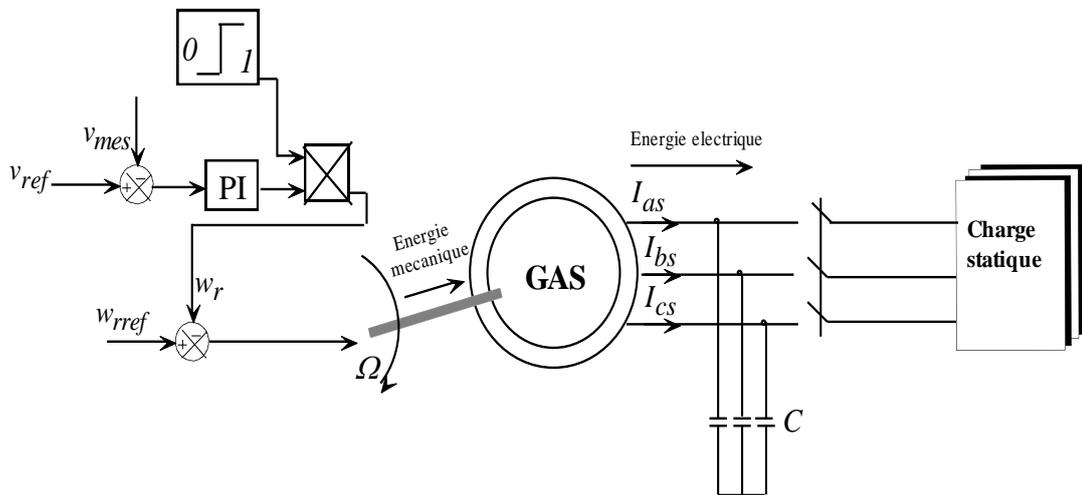
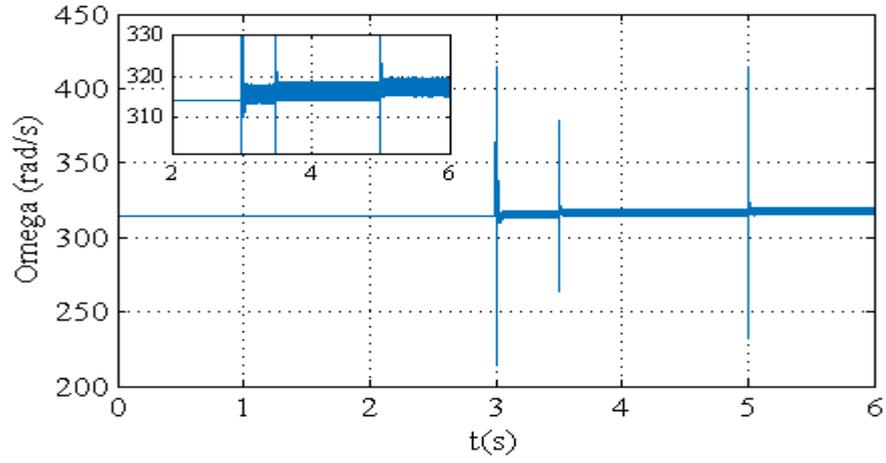


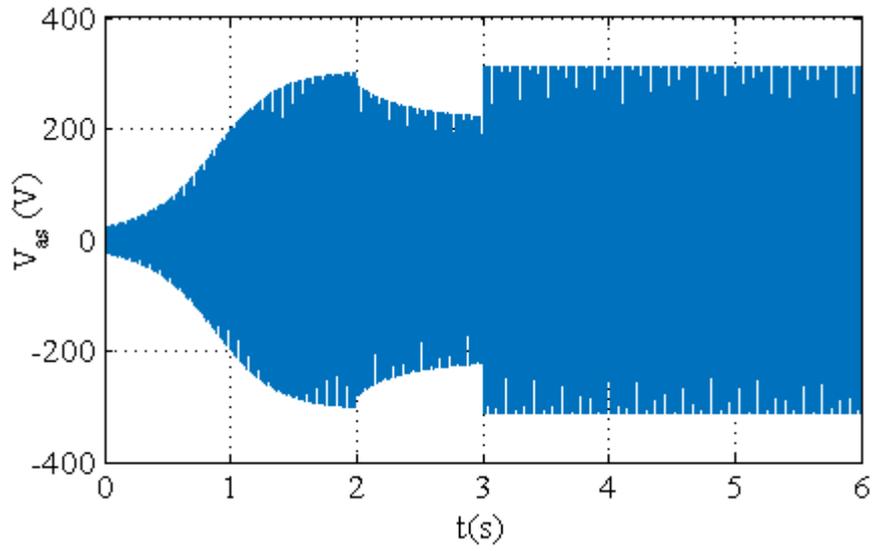
Figure III-9 Représentation schématique du système régulé

III.5.1 Régulation de la vitesse

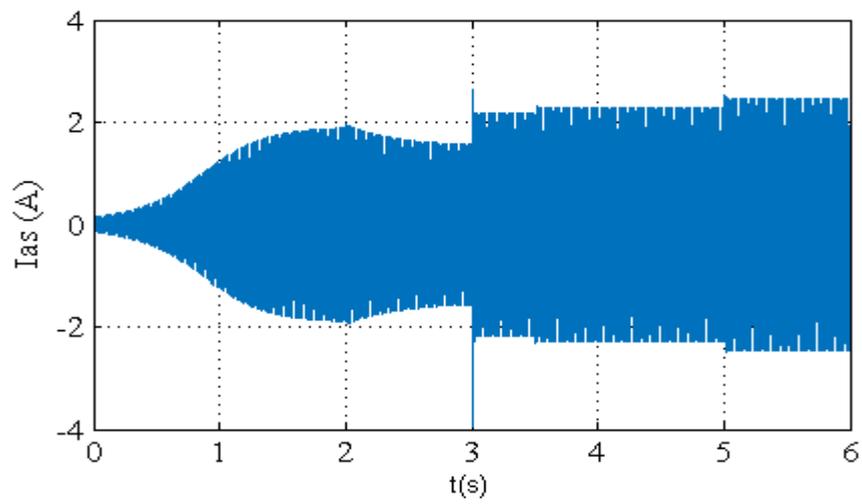
À $t=3s$, le régulateur sera activé. Les charges de 300Ω , 250Ω , et 200Ω sont introduites $t=2s$, $3s$ et $5s$ respectivement. Selon la figure (III.10), lors du fonctionnement à vide, le régulateur ne réagit pas car la tension reste stable, ce qui maintient également la vitesse constante. Lorsque la charge est appliquée à $t=2s$, la vitesse augmente pour compenser la chute de tension provoquée par la charge, tandis que la tension reste constante. On observe une légère augmentation dans les courants statoriques. Il est également notable que la vitesse, les courants statoriques sont proportionnels à la charge.



(A)



(B)



(C)

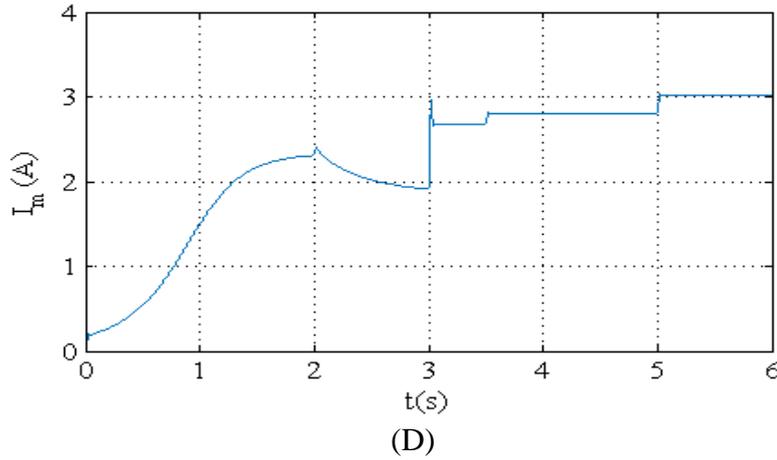


Figure III-10 Évolution des caractéristiques de la GAS avec une régulation de vitesse

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes simulations de la génératrice Asynchrone en mode auto-amorçage et fonctionnement autonome ont été effectuées. Pour cela, un modèle mathématique unifié de la GAS a été développé, L'auto-amorçage et la simulation des essais à vide et en charge avec différents facteurs de puissance ainsi que l'influence de la vitesse d'entraînement ont été présentés. Les performances de la génératrice sont affectées par les paramètres utilisés, la vitesse d'entraînement et par les charges, en particulier les charges inductives qui consomment de l'énergie réactive. Cela nuit à la magnétisation de la machine, car les capacités d'excitation doivent partager la puissance réactive qu'elles produisent entre la machine et les inductances. Cependant, nous avons inséré un régulateur de vitesse pour résoudre approximativement le problème de l'énergie réactive et maintenir une tension constante quel que soit la charge.

Conclusion Générale

Cette étude a permis de développer et de valider des modèles mathématiques pour la machine et la génératrice asynchrones en tenant compte de différents paramètres et effets, notamment la saturation du circuit magnétique. Les simulations effectuées ont démontré l'importance de la prise en compte de ces effets pour une analyse précise et une optimisation des performances dans des applications autonomes. L'intégration d'un régulateur de vitesse a montré son efficacité pour stabiliser la tension, soulignant ainsi son rôle essentiel dans le maintien de la fiabilité des systèmes autonomes.

Dans le premier chapitre, nous avons exploré divers concepts généraux concernant les systèmes autonomes ainsi que les types de machines électriques utilisées dans ces systèmes. Nous avons souligné l'importance croissante des systèmes autonomes dans divers secteurs tels que l'industrie et les sites isolés, illustrant leur rôle crucial dans notre société moderne.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation et de la simulation de la machine asynchrone (MAS) dans les repères abc et dqo. Un modèle mathématique simplifié a été élaboré et validé par des simulations numériques, montrant des résultats cohérents entre les deux repères. Cependant, l'effet de la saturation du circuit magnétique n'a pas été pris en compte.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé un modèle mathématique unifié de la génératrice asynchrone et réalisé des simulations en mode auto-amorçage et en fonctionnement autonome. Nous avons étudié l'auto-amorçage, les essais à vide et en charge, et l'influence de la vitesse d'entraînement. Les performances de la génératrice sont affectées par la vitesse d'entraînement et les charges, notamment inductives, qui consomment de l'énergie réactive. Un régulateur de vitesse a été intégré pour stabiliser la tension.

Bibliographie

- [1] A. Palamar et E.Pettai, “Control système for a diesel generator and UPS based microgrid”, Scientific journal of Rigas Tehniskas Universitates Zinatniskie Raksti, 2010.
- [2] ZAHIR AIT OUALI « Application des FPGA à la commande d’un moteur asynchrone »
Thèse de magistère université Tizi ouzou
- [3].A. Mirecki. Etude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance. Thèse de l’école polytechnique de Toulouse, 2005.
- [4].I. Vechiu. Modélisation et analyse de l’intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome. Thèse de l’université du Havre, 2005.
- [5] D.Seyoum, M. F. Rahman et C. Grantham , « terminal voltage controle of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control», applied power electronics conference and exposition (APEC’03), eighteenth annual IEEE, vol. 2, Miami beach, 2003.
- [6] F. A.Farret, B. Palle et M. G. Simoes- « Full expandable model of paralell self-excited induction generators», IEE Proc-Electr, power appl, 2005.
- [7] K. Idjedarene « Contribution à l’étude et la commande de génératrices asynchrone à cage dédiées à des centrales électrique éoliennes autonome», Thèse de doctorat en électrotechnique. Université de Bejaia, 2010.
- [8] S. Chekkal, « Intégration des génératrices asynchrones à double étoile dans un système eolien», Thèse Doctorat de l’Université de Bejaia, Algérie 2015.
- [9]. Démarrage et protection des moteurs asynchrones triphasés, mémoire d’ingénieur, université de Tizi-Ouzou, 2016.
- [10] E. Amirouche, “Modélisation dynamique et commande d’une génératrice hydrolienne polyphasée en fonctionnement non conventionnel”, Thèse Doctorat, Université A. MIRA-Bejaia, février 2022.
- [11] H. Knudsen, “Extended Park’s transformation for 2×3-phase synchronous machine and converter phasor model with representation of AC harmonics” IEEE Power Engineering Review, pp. 57,1995.
- [12] : Louze, L, « Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée ».CONSTANTINE,2010.
- [13] : Merabet, E, « Commande floue adaptative d’une machine asynchrone double étoile», université de Batna ,2008. ?
- [14] : Abdessemed, R, « Modélisation et simulation des machines électrique », Ellipses, Paris 2011.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone modélisée

Résistance statorique (Ohm)	$R_s = 6.6378$
Résistance rotorique (Ohm)	$R_r = 6.1165$
Résistance magnétisante (Ohm)	$R_m = 8.84251$
Inductance mutuel cyclique (H)	$L_m = 0.6724$
Inductance de fuite statorique (H)	$l_{fs} = 0.0108$
Inductance de fuite rotorique (H)	$l_{fr} = 0.0108$
Moment d'inertie des masses tournantes. (kg.m ²)	$J = 0.0182618$
Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad)	$f = 0.0003922$
Puissance	1.1 kw

