

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

HAMED HALOUA

BENHAROUNE HOUSSAMEDDINE

Thème:

**ETUDE DANS GÉNÉRATRICE
ASYNCHRONE À CAGE EN RÉGIME
LINÉAIRE ET EN RÉGIME SATURÉ**

Soumis au jury composé de :

M ^r L.SAHRAOUI	MAA	Président	UKM Ouargla
M ^r K.BOUAALI /L.KHETTACH	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^{me} S.NACER	MCA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2020/2021

Remerciement

Remerciement

Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur "Mde Bouali KHadidja" et "Mr Khettache Laid" d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période. Il n'a eu de cesse de me prodiguer de précieux conseils durant toute la période de réalisation du travail. Je lui en suis reconnaissante

Nous remercions aussi le président du jury et les membres du jury examinateurs qui nous font l'honneur de participer au jury de ce travail.

Je tiens également à remercier l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.

Et enfin Nous remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce mémoire.

DÉDICACE

Dédicace

*Je dédie mon travail avant tout à mes **CHERS**
PARENTS*

Ils m'ont encouragé tout au long de mes études.

*Et ma femme **BENSAOUI AHLAM**, il a toujours été
à mes cotes pour m'aider et m'encourager à
continuer mes études.*

*Je n'oublie pas mon fils **LOKMAN ET** ma petite
fille **LILIYANE**.*

*Et aussi je dédie ce travail à mes chers **FRERES** et
SOURS*

*Je remercie aussi chaleureusement mon binôme
HALOUA HAMED et pour son soutien constant et
sa patience et toujours à mes cote.*

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 frères **Lokmane, Abdelghaffar, Younes.**

A ma belle **niss.**

A mon binôme **Houssam eddine .**

A tout ma famille.

A tous mes camarades et mes amis.

A tous mes enseignants depuis le primaire jusqu'à maintenant.

Symbole Signification Unité :

V_{ds} ; V_{qs}	tensions statoriques	V
V_{dr} ; V_{qr}	tensions rotoriques	
I_{ds} ; I_{qs}	courants statoriques	A
I_{dr} ; I_{qr}	courant rotorique	
[R_s]	Matrice résistance stator	Ohms
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ohms
[L_s]	Matrice inductance stator	H
L_{ss}	Inductance cyclique statorique par phase	H
φ_{sf}	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
ψ_s	Vecteur flux statoriques	
[P(α)]	La matrice du PARK	
[P-1(α)]	La matrice inverse du PARK	
M_s	Inductances mutuelles entre deux phases statoriques	
M_r	Inductances mutuelles entre deux phases rotoriques	
ω	Pulsation électrique	rad/s
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em} / T_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	Kg.m ²
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	
f	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rad
V_s	Vecteur tensions statoriques	V
I_s	Vecteur courants statoriques	A
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
φ_{sf}	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
φ_s	Vecteur flux statoriques	
ω	Pulsation électrique	rad/s
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
P	Puissance	Watts
p	Nombre de paires de pôles	
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	
Z_G	l'impédance équivalente de la génératrice	
Z_c	l'impédance du condensateur.	
g	le glissement	
C₁ ; C₂	capacité	

LISTE DES FIGURES

Chapitre I :

Figure	Page
Figure I-1 : Machine asynchrone de 4.5MW, 45tr/min	15
Figure I-2 : Eclaté d'un moteur asynchrone à cage,	16
Figure I-3 : Eclaté d'un moteur asynchrone à bagues.	16
Figure I-4 : Stator d'un moteur asynchrone	17
Figure I-5 : Symboles électrique du moteur asynchrone à rotor bobiné (a) et à cage d'écureuil (b)	18
Figure I-6 : Rotor à cage d'écureuil	19
Figure I-7 : Rotor bobiné	19
Figure I-8 : Schéma de principe d'un rotor bobiné	20
Figure I-9: Représentation du rotor à double cage	20
Figure I-10 : Représentation du rotor à encoches profondes	21
Figure I-11 : transformations d'énergie	39
Figure I-12 : Caractéristique couple- vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles [2]	40

Chapitre II :

Figure II-1 : Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau [2]	31
Figure II-2 : Représentation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	35
Figure II-3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé	38
Figure II-4 : Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel arbitraire : -a- Suivant l'axe d ; -b- Suivant l'axe q.	40
Figure II-5 : Phénomène d'auto-amorçage	41
Figure II-6 : Schéma équivalent de l'auto-amorçage.	42
Figure II-7 : Schéma équivalent réduit de l'auto-amorçage.	42
Figure II.8 : Zone d'auto-excitation du générateur asynchrone	45
Figure II.9 : Représentation des enroulements de la GAS suivant les axes d, q.	46
Figure II-10 : schéma monophasé statorique dans le repère (d,q).	46
Figure II-11 : Le schéma bloc de simulation	48
Figure II-12 : Le courant statorique I_a induit enrégime linéaire	48

Figure II-13 : Le courant statorique Ib induit en régime linéaire	49
Figure II-14 : Le courant statorique Ic induit en régime linéaire	49
Figure II-15 : La tension d'auto-amorçage Va en régime linéaire	50
Figure II-16 : La tension d'auto-amorçage Vb en régime linéaire	50
Figure II-17 : La tension d'auto-amorçage Vc en régime linéaire	51
Figure II-18 : La tension d'auto-amorçage Vds en régime linéaire	51
Figure II-19 : La tension d'auto-amorçage Vqs en régime linéaire	52
Figure II-20 : Le courant statorique Ia induit en régime linéaire	52
Figure II-21 : Le courant statorique Ib induit en régime linéaire	53
Figure II-22 : Le courant statorique Ic induit en régime linéaire	53
Figure II-23 : La tension d'auto-amorçage Va en régime linéaire	54
Figure II-24 : La tension d'auto-amorçage Vb en régime linéaire	54
Figure II-25 : La tension d'auto-amorçage Vc en régime linéaire	55
Figure II-26 : La tension d'auto-amorçage Vds en régime linéaire	55
Figure II-27 : La tension d'auto-amorçage Vqs en régime linéaire	56

Chapitre III :

Figure III.1 : Caractéristique de magnétisation en régime linéaire et saturé de la machine étudiée.	61
Figure III.2 : Variation de l'écart en fonction du flux linéaire.	62
Figure III.3 : Schéma équivalent des flux selon l'axe (d, q).	64
Figure III.4 : Décomposition du flux et le courant selon l'axe (d, q).	65
Figure III.5 : Evolution de l'inductance dynamique $L = f(i_m)$	68
Figure III.6 : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(i_m)$.	68
Figure III.7 : GAS auto-amorcée à vide.	69
Figure III.8 : Schéma bloc de simulation de la GAS en régime saturé.	70
Figure III -9 : Tension de GAS à vide	71
Figure III -10 : Courant de GAS à vide	72
Figure III.11 : courant de magnétisation d'un GAS à vide	73
Figure III-12 : GAS auto-amorcée alimentant une charge inductive.	73

Figure III -13 : Schéma équivalent de charge R-L selon l'axes (d, q).	74
Figure III.14 : L'évolution de la tension statorique en charge inductive.	75
Figure III.15 : L'évolution du courant statorique en charge inductive.	75
Figure III.16: L'évolution du courant de magnétisation en charge inductive.	76
Figure III.17: L'évolution du courant de charge (charge inductive).	76

SOMMAIRE

Rmercîment.....	1
Dédicace	2
Symbole Signification Unité	
Tableau de figure	4
Introduction générale.....	13
Chapitre I	
I - Introduction.....	15
I-1 Définition.....	15
I.1.1. Historique sur l'évolution des machines électriques	15
I-2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé	16
I-2-1 le Stator (inducteur).....	17
I-2-2 Rotor (Induit)	18
I-2-2.1 Rotor à cage d'écureuil.....	19
I-2-2-2 Rotor bobiné	20
I-2-2-3 Rotor à double cage.....	20
I-2-2-4 Rotor à encoches profondes.....	21
I.2.3. Enroulements.....	21
I.2.4. Paliers.....	22
I.2.5. Boite à borne.....	22
I.2.6. Carcasse et arbre mécanique.....	22
I.2.7. Flasques.....	22
I.2.8. Ventilateur	22
I.2.10. Boite à borne	22
I.3 Utilisation	23
I.3.1 Moteur asynchrone.....	23
I.3.2. Générateur asynchrone	23
I.4. Couple induit.....	23
I.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone et glissement	24
I.6 Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone	25
I.6.1 Avantages.....	25
I.6.2 Inconvénients.....	26
I.7 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	27
I.7.1 particularités d'une génératrice asynchrone.....	27
I.7.2 Fonctionnement d'une génératrice sur réseau	27
I.7.3 démarrage de la génératrice.....	28
I.8 Avantages de la génératrice à vitesse fixe.....	28
I.9 Conclusion.....	29

Chapitre II

II.1 Introduction	31
II.2 Modélisation de la machine asynchrne.....	32
II.2.1. Les hypothèses simplificatrices.....	32
II.2.2 Modèle diphasé de la machine asynchrone en fonctionnement linéaire.....	35
II.2.1 Équations générales de la machine.....	36
II.2.1.1. Équations électriques.....	36
II.2.1.2. L'équation mécanique.....	39
II.3. Choix du référentiel	39
II.4 Prise en compte du phénomène de saturation magnétique.....	40
II.5. Phénomène d'Auto-amorçage de la génératrice asynchrone à vide	41
II.5.1Interprétation du fonctionnement autonome	45
II.6. L'équation électrique de la Génératrice asynchrone à vide	46
II.7. Simulation de la GAS :	47
II.7-1. Premier cas $C=550e^{-6}$	48
II.7-2. Deuxième cas $C=30*e^{-6}$	52
II.8. Interprétations les résultats.....	56
II.9 conclusion	57

Chapitre III

III.1. Introduction	59
III.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé.....	59
III.1 .1Construction de la fonction degré de saturation.....	60
III.2 Modélisation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé.....	61
III.2.1.Modèle mathématique de la génératrice asynchrone à cage dans le repère biphasé (d,q).....	61
III.2.1.1 Equations électrique	61
III.2.1.2 Equations des flux.....	61
III.3. L'auto-amorçage de la GAS en régime saturé à vide.....	66
III.3.1 Modélisation simulation de la génératrice asynchrone en régime saturé a vide.....	68
III.3.3Modélisation de l'auto amorçage en charge inductive (RL)	72
III.3.3.1 Résultats de simulation	74
III.3.3.2 Interprétation des résultats	75
III.4 Conclusion.....	76

CONCLUSION GENERALE.....79

BIBLIOGRAPHIQUE

ANNEXE

Résumé :

cet mémoire est d'étudier les deux types de régimes de fonctionnement linéaire et saturé de la génératrice asynchrone à cage utilisée dans la production de l'électricité. Pour ce faire, cette étude portera essentiellement sur la modélisation et la simulation assistée par MATLAB / SIMULINK.

L'objectif principale de ce mémoire est l'étude d'une génératrice asynchrone " GAS "auto excitée, de sa modélisation dans les deux mode linéaire et saturé à base des hypothèses posées, pour la production d'énergie électrique.

Abstract:

this thesis is to study the two types of linear and saturated operating regimes of the asynchronous cage generator used in the production of electricity. To do this, this study will focus on modeling and simulation assisted by MATLAB / SIMULINK.

The main objective of this thesis is the study of a self-excited "GAS" asynchronous generator, its modeling in both linear and saturated modes based on the hypotheses made, for the production of electrical energy.

المخلص

تهدف هذه الرسالة إلى دراسة نوعين من أنظمة التشغيل الخطية والمشبعة لمولد القفص غير المتزامن المستخدم في إنتاج الكهرباء. للقيام بذلك ، ستركز هذه الدراسة على النمذجة والمحاكاة بمساعدة ماتلاب سيمولينك.

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو دراسة المولد غير المتزامن "GAS" ذاتي الإثارة ، ونمذجته في كل من الوضعين الخطي والمشبع على أساس الفرضيات الموضوعية ، لإنتاج الطاقة الكهربائية.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie électrique est un facteur essentiel dans le développement et l'évolution de la société humaine. Compte tenu du nombre croissant de la population, la production de cette énergie devient très importante et l'utilisation des formes de production de proximité permet la réduction des coûts, afin de favoriser les consommateurs ordinaires de trouver l'énergie pour leur besoin au quotidien.

La machine asynchrone triphasée, compte tenu de ses multiples performances est utilisée dans la production de l'énergie électrique surtout grâce à la démultiplication des sources de production. Cette machine utilisée en génératrice produit de l'énergie dont la fréquence et la tension varient très vite non seulement avec la vitesse d'entraînement mais aussi avec la charge.

Le but de ce travail est d'étudier les deux types de régimes de fonctionnement linéaire et saturé de la génératrice asynchrone à cage utilisée dans la production de l'électricité. Pour ce faire, cette étude portera essentiellement sur la modélisation et la simulation assistée par MATLAB / SIMULINK.

Le présent mémoire est organisé en trois chapitres. Après une introduction générale. Le premier chapitre est consacré à la description de la machine asynchrone, et le principe de son fonctionnement,

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et la simulation de la GAS en régime linéaire.

Le troisième chapitre sera réservé à la modélisation et à la simulation de la GAS en régime saturé, par la suite nous avons étudié le comportement de la génératrice et son fonctionnement avec défirrent charge (R et R-L).

Le travail sera complété par une étude comparative entre les deux régimes dans une conclusion générale et les perspectives envisagés.

CHAPITRE 01 :
GÉNÉRALITÉS SUR LES
MACHINES ASYNCHRONE

I - Introduction

La plupart des équipements industriels actuels contiennent des machines asynchrones triphasées d'une puissance de 100MW à 20 MW.

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, surtout en fonctionnement moteur. En plus, cette machine offre la possibilité d'utilisation comme générateur

Dans ce chapitre il nous paraît indispensable de rappeler la description et les principales caractéristiques des machines asynchrones à cage le principe de son fonctionnement, et en précisant les avantages et les inconvénients.

I-1 Définition

Le moteur asynchrone est une machine tournante appelé aussi moteur à induction, il fonctionne avec du courant alternatif. Sa particularité est de fonctionner avec un induit en court-circuit. Le mot asynchrone veut dire que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ statorique. Il existe deux types de moteur asynchrone:

- Moteurs asynchrones à cages
- Moteurs asynchrones à bagues

I.1.1. Historique sur l'évolution des machines électriques [9]

- En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée ;
- En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedriche Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène ;
- En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu ;
- En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur ;
- En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable ;
- En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles ;
- En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes ;
- En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré ;

- En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système Polyphasé (transformateurs, machines synchrones et asynchrones, etc.).

Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

On remarque sur cette brève historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines".

Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais),etc.

Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières, par exemple :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction [9].

La fig.I.8 représente une machine asynchrone de puissance 4.5MW et de vitesse 45tr/min.



Figure I-1: Machine asynchrone de 4.5MW, 45tr/min [9].

I-2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé

Un moteur asynchrone triphasé comporte deux parties principales : un stator (inducteur) et un rotor (induit) séparés par un entrefer de faible épaisseur.

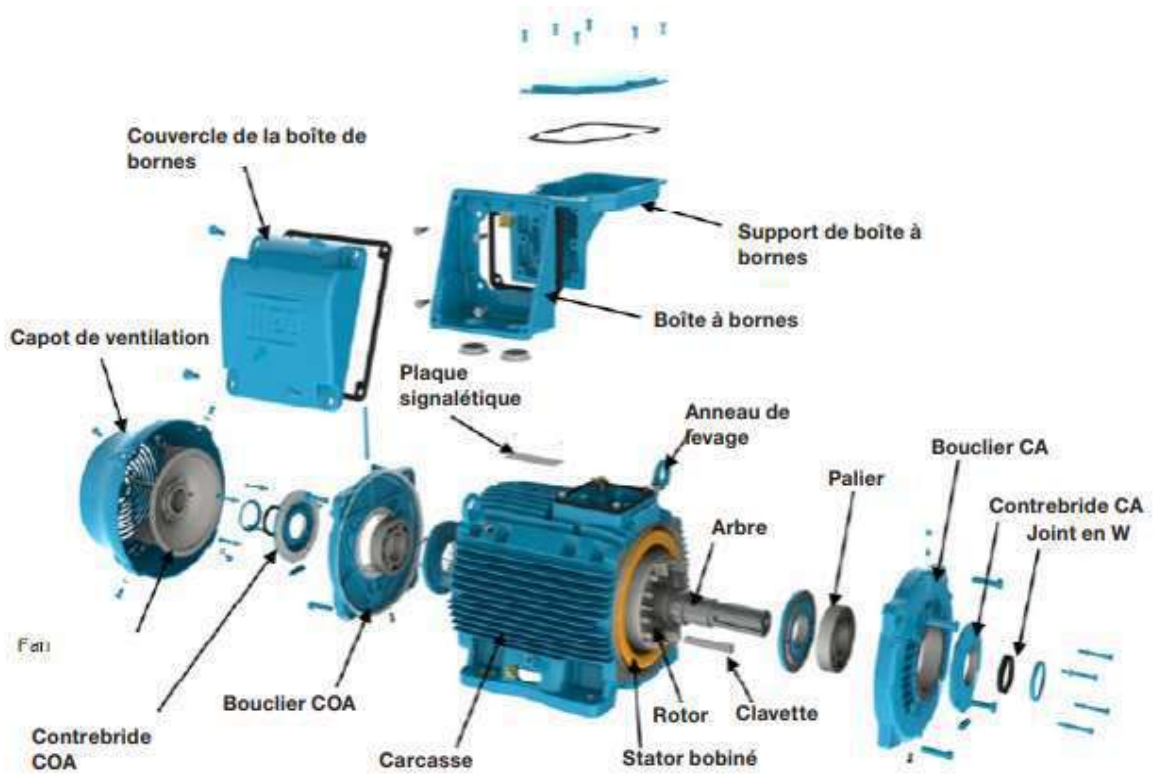


Figure I-2: Eclaté d'un moteur asynchrone à cage.

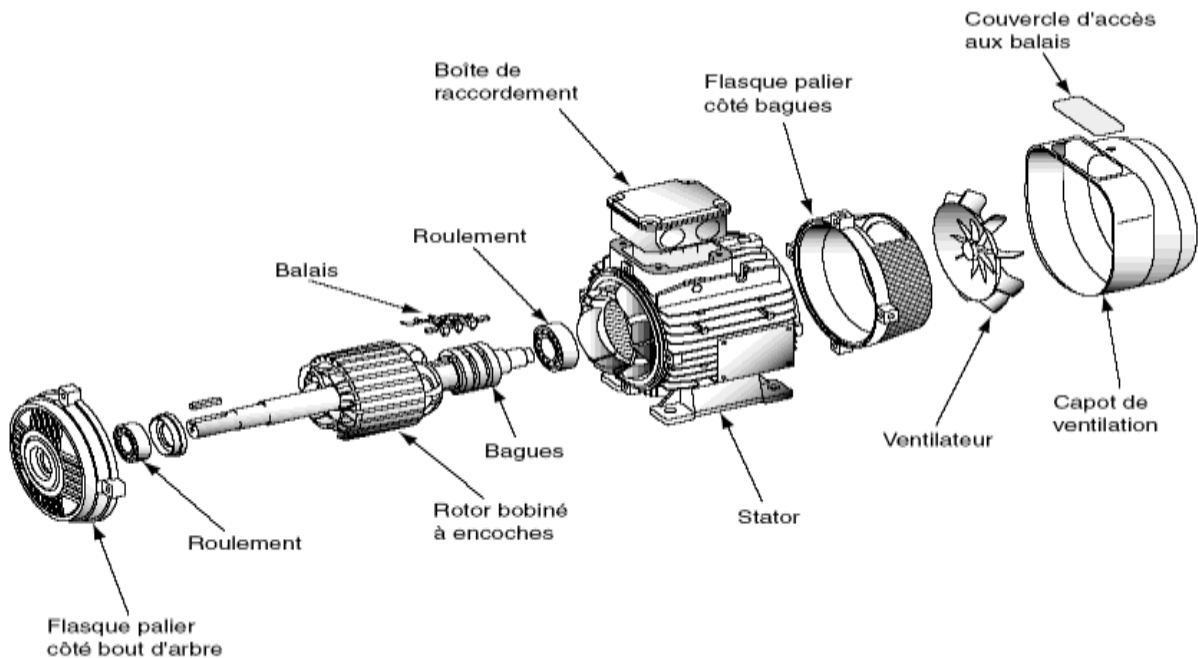


Figure I-3: Eclaté d'un moteur asynchrone à bagues.

I-2-1 le Stator (inducteur)

C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger referme une

couronne de tôles minces (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le feuilletage du circuit magnétique réduit les pertes par cycle d'Hystérésis et par courants de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant. Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse du champ tournant.



(a) *Stator avec bobinage*



(a) *Stator sans bobinage*



(b) *Coupe d'un stator*

Figure I-4: Stator d'un moteur asynchrone

I-2-2 Rotor (Induit)

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit donc n'est relié à aucune alimentation électrique et il tourne à une vitesse (N) inférieure à celle du champ tournant.

Selon la construction du rotor, on peut distinguer deux familles de moteurs asynchrones:

Les moteurs à cage dont le rotor forme une cage d'écureuil et les moteurs à bague

dont le rotor est bobiné.



Figure I-5: Symboles électrique du moteur asynchrone

(a) à rotor bobiné (b) à cage d'écureuil

I-2-2.1 Rotor à cage d'écureuil

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (fig.I.11). La cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. 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 [9].

Les encoches rotoriques sont inclinées par rapport à l'axe longitudinal pour diminuer les harmoniques supérieurs d'espace et réduire la réactance liée à la position de la variation angulaire rotor / stator.



Figure I-6 : Rotor à cage d'écureuil

I-2-2-2 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.

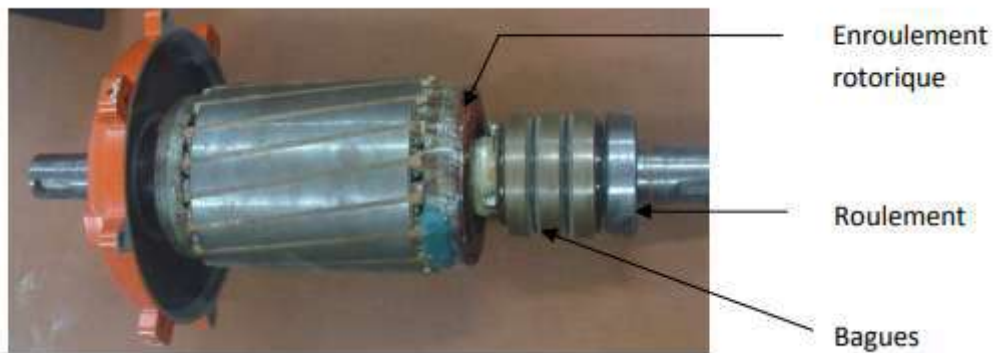


Figure I.7 : Rotor bobiné

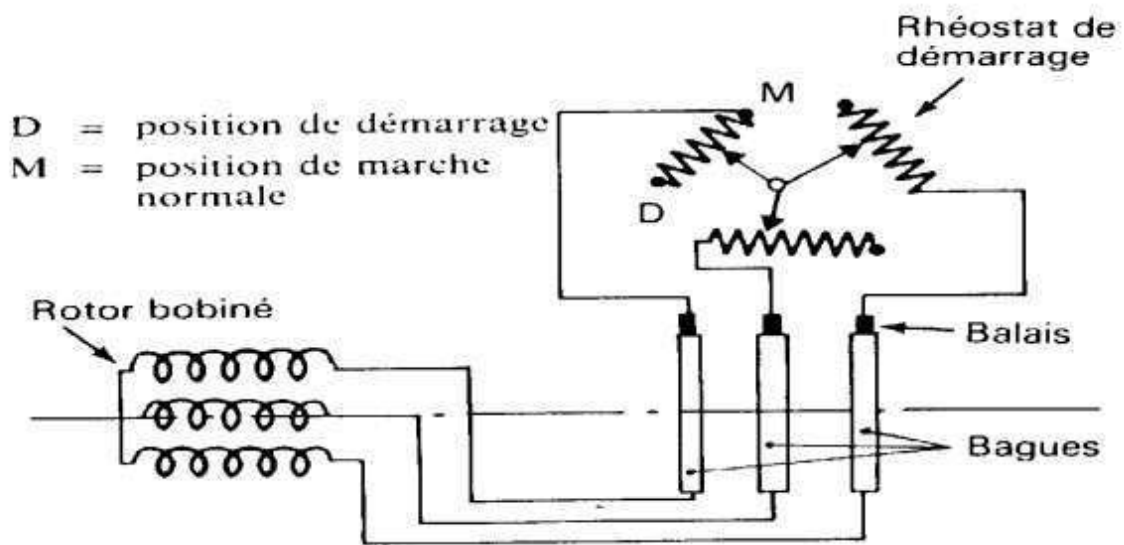


Figure I.8 : Schéma de principe d'un rotor bobiné

I-2-2-3 Rotor à double cage :

Ce type de moteur porte deux séries d'encoches. Une première série d'encoches voisine de l'entrefer contenant les barres de la cage extérieure. Puis une deuxième série d'encoches profonde contenant les barres de la cage intérieure. Les deux cages peuvent être reliées entre eux via un étroit passage **Figure I-9**.

La cage extérieure possède une résistance plus grand que celle de la cage intérieure en agissant sur

la section des barres ($R_{re} \gg R_{ri}$). De plus, la réactance de fuite de la cage extérieure est plus faible que la réactance de fuite de la cage intérieure ($l_{re}\omega_s \ll l_{ri}\omega_s$)

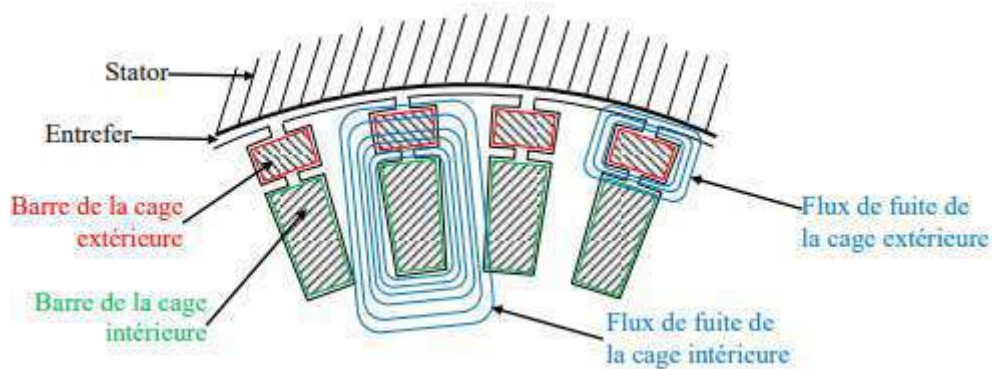


Figure I-9: Représentation du rotor à double cage

I-2-2-4 Rotor à encoches profondes :

Afin d'améliorer les caractéristiques de démarrage du moteur à cage, on utilise ce type de moteur, c'est un rotor à cage simple avec des barres très plates s'enfonçant dans le circuit magnétique. Au démarrage, et par effet de peau, le courant se localise dans la partie supérieure de la barre et donc la section utile réduite, la résistance augmente et le courant diminue. Mais au fonctionnement nominal, cet effet diminue avec l'augmentation de la vitesse et la diminution de la fréquence, ce qui va réduire la résistance des barres [2]

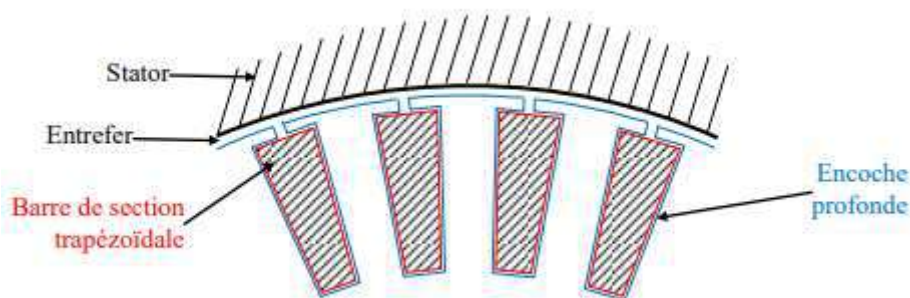


Figure I-10 : Représentation du rotor à encoches profondes

I.2.3. Enroulements

Les trois bobines (un enroulement par phase) sont identiques, décalées l'une par rapport à l'autre de 120° et sont alimentées par des tensions triphasées. Elles produisent un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation. La vitesse au synchronisme s'exprime par la relation suivante :

$$N_s = \frac{60 \times f}{P}$$

Avec

N_s : Vitesse synchrone (tr/min) ;

P : Nombre de paire de pôles ;

f : Fréquence du réseau (Hz) ;

I.2.4. Paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écurueil

[1].

I.2.5. Boite à borne

Le stator porte à l'intérieur des encoches un bobinage formant P paires de pôles, dont l'une des extrémités abouties à la source et l'autre à une plaque à bornes avec laquelle on choisit le type de couplage : étoile ou triangle

I.2.6. Carcasse et arbre mécanique

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [9].

I.2.7. Flasques :

Elles servent à positionner les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes de la machine.

I.2.8. Ventilateur :

Il facilite le refroidissement de la machine.

I.2.10. Boite à borne :

Le stator porte à l'intérieur des encoches un bobinage formant P paires de pôles, dont l'une des extrémités abouties à la source et l'autre à une plaque à bornes avec laquelle on choisit le type de couplage : étoile ou triangle

I.3 Utilisation :

I.3.1 Moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence, les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage.

Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écuréuil [2].

I.3.2. Générateur asynchrone :

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes, le plus souvent avec des machines à cage d'écuréuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes [2].

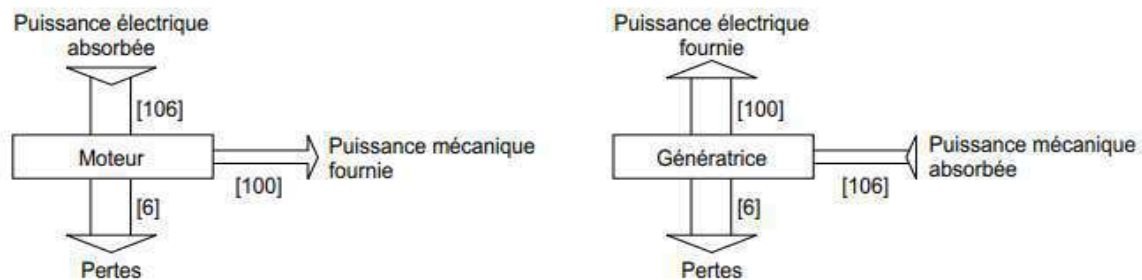


Figure I-11 : transformations d'énergie

I.4. Couple induit

La figure I-6 présente la caractéristique couple/vitesse en régime permanent d'un e MAS. Tout d'abord, il est possible d'observer que la MAS possède 2 zones de fonctionnement.

Dans le cas de la production d'énergie électrique, c'est la zone de fonctionnement en générateur qui est utilisée. En effet, le couple est négatif au -delà de la vitesse de rotation angulaire synchrone Ω_{syn} me parce qu'il est inversé. Pour ce qui est du fonctionnement moteur, il existe 5 points de

fonctionnement importants, dont 4 sont représentés sur la courbe de la figure I-6.

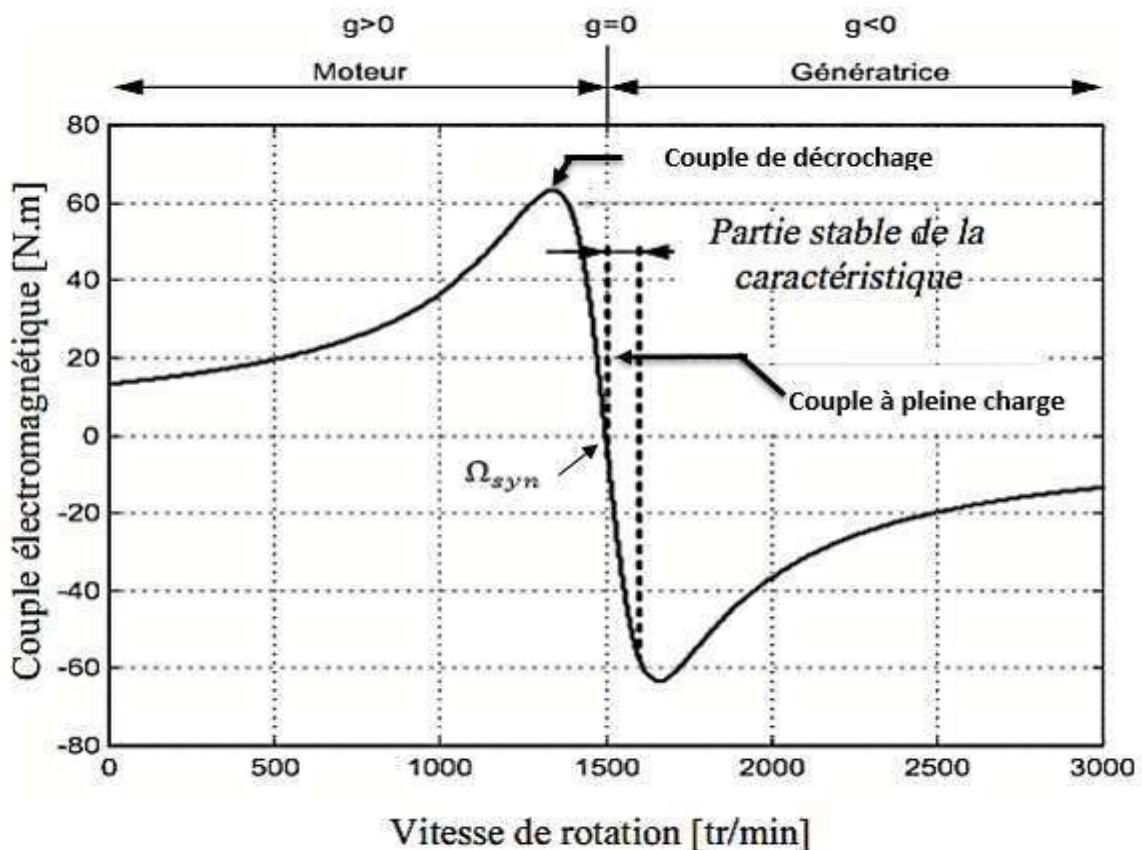


Figure I-12 : Caractéristique couple- vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles[2]

Le premier de ces points est le couple de démarrage, qui correspond simplement au couple induit sur le rotor lorsque le moteur est mis sous tension, Le deuxième point correspond au couple de décrochage C_{eme} , C'est le couple maximal qui peut être induit sur l'arbre du rotor dans la zone de fonctionnement en moteur. Il faut également prendre en note qu'il existe aussi un couple de décrochage dans la zone de fonctionnement en générateur. Enfin, les deux derniers points de fonctionnement présentés à la figure I-6 sont le couple à pleine charge (ou couple nominal) et le couple à vitesse synchrone. Bien entendu, le couple à vitesse synchrone est nul, car à ce point le rotor tourne à vitesse synchrone et aucun courant n'est induit dans les barres du rotor. Finalement, il existe également un couple à vide (ou couple sans charge) non nul, qui se retrouve à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse synchrone. En effet, lorsque la machine fonctionne sans charge, la vitesse est légèrement inférieure à la vitesse synchrone en raison des pertes par frottement. Ainsi, lorsque la machine fonctionne sans charge, un couple est tout de même appliqué sur le rotor.

I.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone et glissement :

Le rotor du MAS est constitué de conducteurs (des bobinages ou carrément des barres métalliques) disposés le long du rotor et court-circuités. Lorsque le champ tournant balaye ces

conducteurs, il induit des courants qui entrent en interaction avec le champ et permettent à un couple moteur de se créer. Le rotor se met alors à tourner et se stabilise à une vitesse toujours légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme. Il est impossible pour le rotor de tourner à la vitesse de synchronisme puisqu'il serait alors baigné dans un champ fixe, et donc parcouru par un courant nul. En l'absence de courant, le couple serait nul, et la machine décélérerait. La légère différence de vitesse justifie le terme de *glissement* du rotor par rapport au champ tournant.

Le *glissement* : grandeur caractéristique du fonctionnement du moteur asynchrone.

Lorsqu'on étudie le fonctionnement d'une machine asynchrone, on distingue deux vitesses de rotations :

- Vitesse de rotation du champ statorique, dite vitesse de synchronisme :

N_s (tr/min) ou Ω_s (rad/s).

- Vitesse de rotation du rotor : N_r (tr/min) ou Ω_r (rad/s).

Le glissement (g), décrit l'écart relatif entre les deux vitesses. On retiendra :

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

C'est une grandeur sans dimension qui rentre en compte dans quasiment toutes les formules importantes du fonctionnement de la machine [13].

- Pour $g=0$: correspond à la vitesse du synchronisme ($N_r = N_s$), pour laquelle le couple est nul.
- Pour $g=1$: correspond à une vitesse nulle ($N_r = 0$), le rotor est bloqué.
- Pour $g>0$: correspond au fonctionnement hypo synchrone ($N_r < N_s$), la machine est en fonctionnement moteur.
- Pour $g<0$: correspond au fonctionnement hyper synchrone ($N_r > N_s$), la machine fonctionne en génératrice.

I.6 Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone :

I.6.1 Avantages :

Parmi les avantages dans la machine asynchrone [6]:

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans les puissances moyennes et élevées.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- 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.

I.6.2 Inconvénients :

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [6] :

- 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.

I.7 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique).

Une force électromotrice induite apparaît crée des courants rotorique. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique, [3].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante [4].

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, les courants s'annulent de même que le couple qu'ils produisent et la machine n'est plus entraînée.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée glissement, lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine fonctionne en générateur alternatif mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotoriques un fonctionnement en générateur alternatif autonome est toutefois possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator, à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent.

On retrouve cette même problématique lorsqu'on cherche à faire fonctionner des machines

à courant continu à excitation série en génératrice. À défaut, des dispositifs d'électronique de puissance et une batterie permettent d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome.

Cette solution est mise en œuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes dans des sites isolés.

I.7.1 particularités d'une génératrice asynchrone

La génératrice asynchrone elle, doit être entraînée au-delà de sa vitesse de synchronisme pour fournir de l'énergie électrique. Cependant, ces machines asynchrones ne possèdent pas comme les alternateurs un circuit d'excitation. Il faut néanmoins fournir la puissance de magnétisation aussi bien en génératrice qu'en moteur; il ne s'agit pas d'une puissance utilisable, appelée puissance active, mais d'une puissance fictive, puissance réactive, correspondant à une composante du courant à facteur de puissance nul. Ce courant peut être emprunté au réseau mais peut aussi bien être obtenu de façon statique en branchant en parallèle à la machine une batterie de condensateurs. En outre, en ajustant ces condensateurs de façon précise, il est possible, dans certaines conditions, d'utiliser une génératrice asynchrone en dehors d'un réseau, fonctionnement autonome pour alimenter une charge isolée [5].

I.7.2 Fonctionnement d'une génératrice sur réseau :

Dans un moteur d'induction alimenté à partir d'un réseau, la tension appliquée aux bornes du bobinage induit dans le circuit magnétique un flux tournant par rapport au stator qui tend à entraîner le rotor conformément aux lois de l'induction. Si ce dernier n'est pas accouplé, il tourne pratiquement à la vitesse de ce flux, soit la vitesse de synchronisme N_{sy} . Si on lui applique une charge, le couple résistant provoque un effet de freinage qui le fait glisser par rapport au flux tournant ; l'écart de vitesse est, pour les moteurs classiques, relativement faible et le glissement ne dépasse pas quelque pour-cent sa valeur nominale.

Au lieu de charger la machine, il est également possible de l'entraîner à l'aide d'un moteur, A ce moment le couple appliqué va l'entraîner un peu plus vite que le flux tournant ; le glissement change de signe en même temps que la puissance active électrique [5] :

- Absorbée sur le réseau pour le fonctionnement en moteur
- Fournie au réseau pour le fonctionnement en génératrice

Cependant pour produire le flux, dans un cas aussi bien que dans l'autre, le circuit magnétique doit recevoir une énergie de magnétisation ; celle-ci toujours fournie à la machine, est réactive car elle correspond à une composante du courant (ampères-tours de magnétisation) en quadrature avec la tension. Afin d'éviter de pénaliser le réseau, on utilise souvent une batterie de condensateurs branchée en parallèle avec la machine et qui fournit tout ou partie de la puissance réactive nécessaire la puissance nécessaire en kVAR est donnée dans les tableaux de caractéristiques électriques.

I.7.3 démarrage de la génératrice :

Celui-ci est habituellement assuré par la machine d'entraînement : aussi dans leur grande généralité, les génératrices asynchrones sont des machines à cage. Il est toutefois possible, dans certains cas particuliers, de les utiliser momentanément en moteurs pour assurer ou faciliter le lancement du groupe générateur ; dans ce cas l'insertion temporaire de résistances en série avec la machine permet de limiter l'appel de courant tout en assurant un couple réduit mais suffisant pour un démarrage à vide. Ces mêmes résistances seront d'ailleurs normalement utilisées, même lorsque le démarrage est effectué par la seule machine d'entraînement, pour faciliter le couplage sur le réseau en réduisant la pointe due à la magnétisation [5].

I.8 Avantages de la génératrice à vitesse fixe

- Système électrique plus simple,
- Plus grande fiabilité,
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne,
- Pas besoin de système électrique de commande,
- Moins cher. Il existe plusieurs types de génératrices utilisées dans le fonctionnement à vitesse variable représentés par le tableau suivant

Génératrices utilisées	Caractéristiques
Machine asynchrone en autonome	Nécessité de capacités d'auto excitation pour magnétiser la machine.
Machine asynchrone à cage débitant sur un réseau	Obligation de fonctionner au voisinage du synchronisme
Machine à double alimentation ou MADA	Autorise le fonctionnement à vitesse variable

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	Bon rendement, faibles puissances, adaptée aux faibles vitesses mais prix élevé.
Machine à réluctance variable (MRV)	Permettant de supprimer totalement ou partiellement le multiplicateur de vitesse.

I.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la production de l'énergie électrique à partir de l'exploitation de la une machine asynchrone

Ensuite, un rappel sur la construction de cette machine, les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), ainsi que ces avantages et inconvénients.

Finalement, nous avons discuté sur le fonctionnement les machines asynchrones en mode génératrice.

Dans ce travail, notre choix est basé sur cette dernière génératrice. Dans ce cadre, le suivant chapitre sera consacré à la modélisation de la génératrice asynchrone GAS en mode linéaire.

CHAPITRE 02 :
MODÉLISATION ET
SIMULATION DE LA GAS EN
RÉGIME LINÉAIRE

II.1 Introduction :

Les méthodes de modélisation, d'analyse et de simulation sont à l'heure actuelle, un outil qui permet de décrire et de prédire le comportement des machines électriques, mais aussi des systèmes plus complexes associant machines-convertisseurs et dispositifs de commande.

Ces méthodes sont basées sur des notions mathématiques. La description différentielle est la plus utilisée pour caractériser les comportements dynamiques et pour prédire les effets des perturbations.

En général, le processus de modélisation requiert au départ l'identification des paramètres de la machine (résistances et inductances ...) en fonction des données expérimentales disponibles et en tenant compte des considérations théoriques. On pourra ensuite décrire l'évolution de grandeurs (courants, tensions et flux) de la machine par l'écriture d'un système d'équations différentielles.

Le modèle linéaire du générateur asynchrone auto-excité en régime dynamique est présenté dans ce chapitre, son intérêt est essentiellement théorique. Nous reprenons les équations de base de la machine asynchrone idéalisée [9-11], l'utilisation de la transformation d'axe arbitraire nous permet d'obtenir des équations différentielles simplifiées.

Nous simulons par la suite le modèle établi avec une application à l'auto-amorçage sur une batterie de condensateurs.

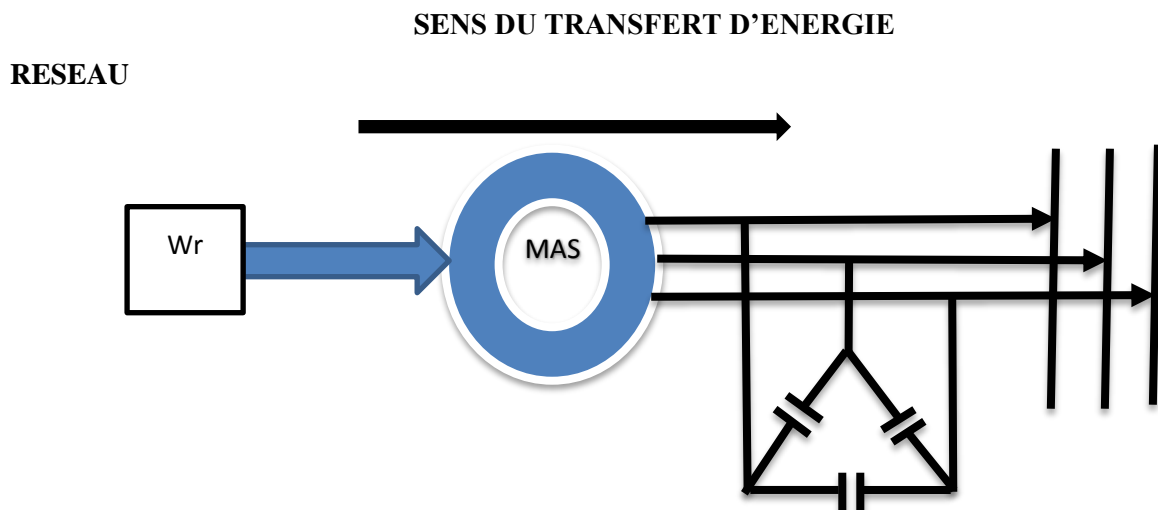


Figure II-1 : Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau [8]

Un seul dispositif basé sur une machine asynchrone auto-excitée par un banc de capacités directement connecté sur une charge permet d'obtenir un fonctionnement purement autonome. Le phénomène d'auto-excitation est en revanche difficile à maîtriser car les variations de charge influent directement sur les valeurs de la tension et la fréquence délivrées. De plus, un dispositif d'orientation des pales de l'éolienne est nécessaire afin de maintenir une vitesse de rotation et par conséquent une fréquence délivrées fixes. Afin de déterminer les performances et les limites de fonctionnement de ce dispositif, un modèle de la machine est établi dans un repère diphasé. Le modèle de la charge et des capacités d'autoexcitation (équilibrés ou non) est également établi de façon complètement indépendante du modèle de la machine. Des simulations sont alors effectuées dans différentes configurations de charges et de déséquilibres et validées par des essais expérimentaux.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone :

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

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

$$V = R * I + \frac{d\psi}{dt}$$

Ou R est la résistance du bobinage, I , V et ψ représentent respectivement le courant dans le bobinage, la tension a ses bornes et le flux le traversent.

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

$$\begin{cases} [V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \\ [V_r] = 0 = R_r[I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad (2.1)$$

Et $[X_j] = (X_a \ X_b \ X_c)^t, X = V, I \text{ ou } \psi \text{ et } j = s \text{ ou } r$

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment en fonction des courants en faisant intervenir les différentes inductances :

$$[V_s] = [V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad [V_r] = [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$$[I_s] = [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad [I_r] = [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\psi_s] = [\psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\psi_r] = [\psi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

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

Respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sab} \\ L_{sab} & L_{saa} & L_{sab} \\ L_{sab} & L_{sab} & L_{saa} \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{rAA} & L_{rAB} & L_{rAB} \\ L_{rAB} & L_{rAA} & L_{rAB} \\ L_{rAB} & L_{rAB} & L_{rAA} \end{bmatrix}$$

L_s, L_r : Inductances propres statorique et rotorique

$$L_{sab} = M_s; L_{rAB} = M_r$$

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques

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

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

L'expression des flux est alors donnée par :

$$\begin{cases} [\psi_s] = L_s[I_s] + M[I_r] \\ [\psi_r] = M[I_s] + L_r[\psi_r] \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = I_s - M_s \\ L_r = I_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases}$$

Où L_s, L_r et M représentent respectivement les inductances cycliques statorique, rotorique et magnétisante exprimées en fonction des inductances propres et mutuelles

L'écriture du modèle de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant est obtenue en utilisant les transformations normées de Park et Concordia permettant la conservation de la puissance.

Si l'on appelle θ l'angle de rotation électrique entre l'axe d du repère diphasé et le repère fixe lié à la phase a du stator, nous avons alors :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(-\theta) T_{32}^t \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Et

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques et rotoriques, nous obtenons le modèle électrique diphasé d'une machine asynchrone [12]:

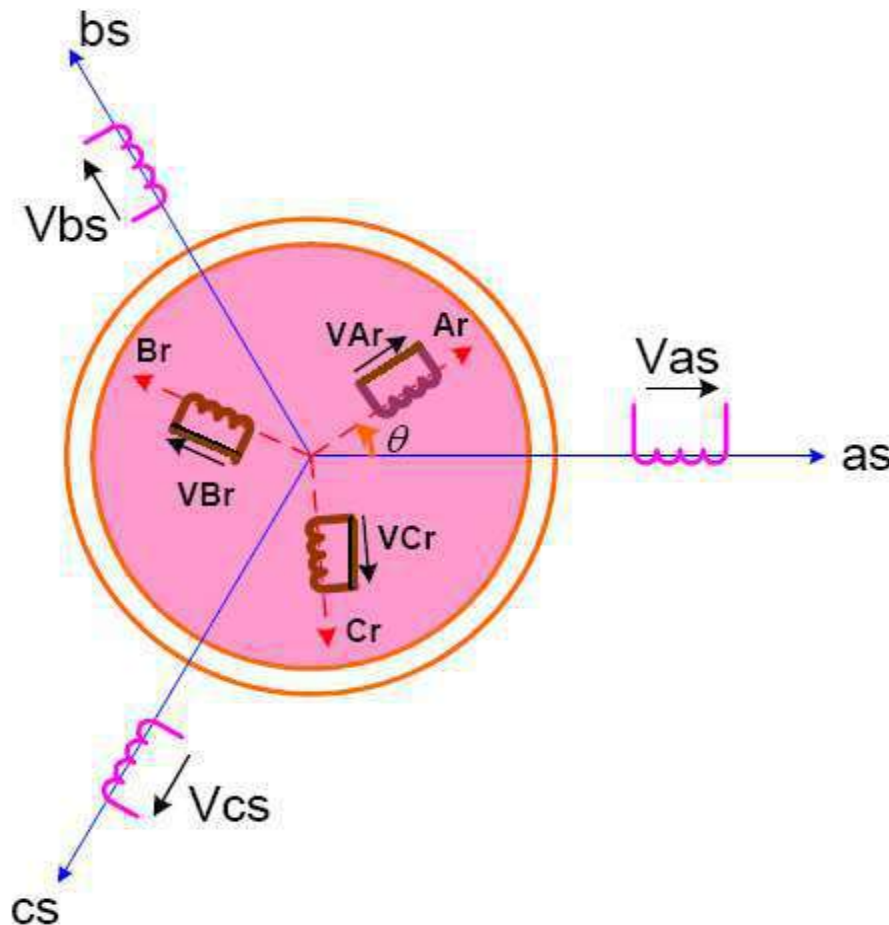


Figure II-2 : Représentation de la machine asynchrone à cage d'écuréuil

as, bs, cs : phases du stator ; Ar , Br ,Cr: phases du rotor.

II.2. Modèle diphasé de la machine asynchrone en fonctionnement linéaire :

La machine asynchrone est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple. Le modèle diphasé (d, q) donné par la transformation de Park est alors utilisé [8]. Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park qui s'exprime par :

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

La matrice de changement de base $[P(\alpha)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$ Donc :

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

Avec (α) : l'angle entre l'axe **d** et l'axe **as** de la figure **II-2** pour une transformation au stator ou l'angle entre **d** et **Ar** pour une transformation au rotor.

II.2.1 Équations générales de la machine :

II.2.1.1. Équations électriques :

Les grandeurs (courants, tensions et flux) transformées, du système diphasé sont égales à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé :

$$\begin{cases} [V_{dqs}] = [P(\theta_s)][V_{sabc}] \\ [V_{dqr}] = [P(\theta_s - \theta)][V_{rABC}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [I_{dqs}] = [P(\theta_s)][I_{sabc}] \\ [I_{dqr}] = [P(\theta_s - \theta)][I_{rABC}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [\psi_{dqs}] = [P(\theta_s)][\psi_{rabc}] \\ [\psi_{dqr}] = [P(\theta_s - \theta)][\psi_{rABC}] \end{cases}$$

Ainsi, en multipliant les systèmes d'équations (2-1) et (2-2) par la matrice de Park, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \theta_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \theta_s \psi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \theta_r \psi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \theta_r \psi_{dr} \end{cases} \quad (2.5)$$

Suite à l'hypothèse de linéarité des matériaux, de flux statoriques et rotoriques s'expriment dans le repère de PARK, en fonctions des courants, par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Donc

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \psi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec :

θ_s, θ_r : angles du champ tournant statorique et de position du rotor par rapport au stator

Plusieurs solutions sont possibles pour orienter le repère « d q » par rapport au repère triphasé. Dans le cadre de nos travaux, on se fixe les axes d et q solidaires du champ tournant de la machine.

Lors d'une alimentation sinusoïdale, il est possible d'écrire, en régime permanent :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.8)$$

ω_s : Pulsation des grandeurs statoriques.

ω_r : Pulsation des grandeurs rotoriques.

Par la suite, l'expression (2.8) peut se transformer, en régime permanent, sous la forme suivante :

$$\omega_s - \omega_r = p * \Omega = \omega$$

Avec

- Ω : est la vitesse mécanique.
- ω : la pulsation mécanique.

Ainsi, en partant des équations (2.5), (2.6), on obtient l'équation matricielle suivant qui en globe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère d q :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_r M & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Dans le nouveau repère, la machine est représentée par la figure 2-4 ci-dessous.

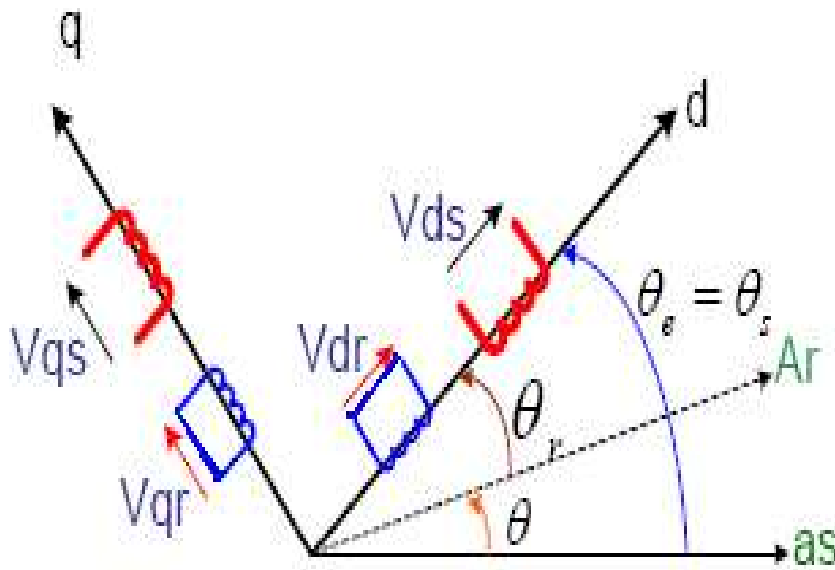


Figure II-3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé

II.2.1.2. L'équation mécanique :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + j \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.10)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f : coefficient de frottements visqueux

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Inertie de la machine.

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction des inductances cycliques, des flux et du nombre de paire de pôles p de la machine par la relation :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s L_r - M^2} (\psi_{dr} \psi_{qs} - \psi_{qr} \psi_{ds}) \quad (2.11)$$

II.3. Choix du référentiel :

Il est plus intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit au stator, soit au rotor, ou au champ tournant, selon les objectifs de l'application. Dans chacun de ces nouveaux référentiels, les équations de la machine deviennent plus simples que dans le référentiel quelconque.

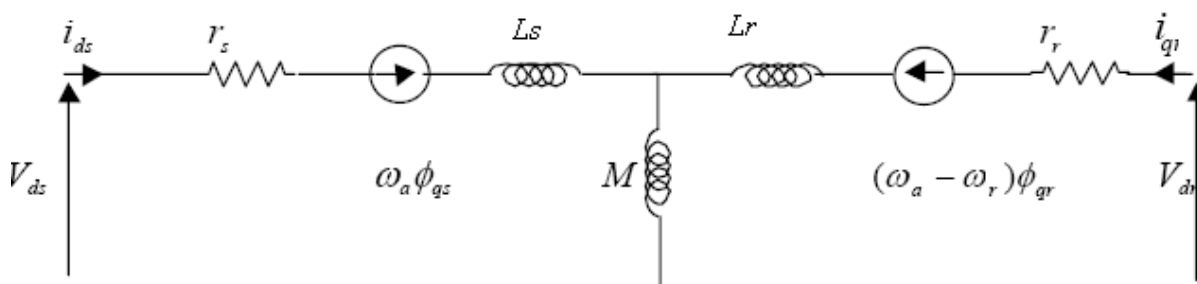
θ_s Référentiel lié au stator : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_r = \frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

θ_r Référentiel lié au rotor : dans ce repère $\theta_p = \theta$ donc

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_s = 0$$

Nous représentons ci-dessous (Figure 2-4) les schémas équivalents suivant les deux axes pour un référentiel quelconque de vitesse ω_a



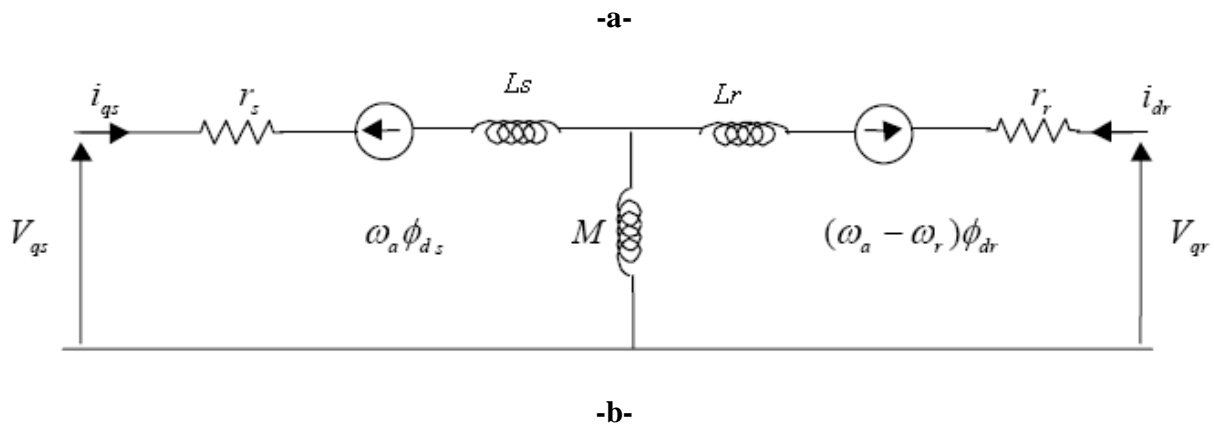


Figure II-4 : Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel arbitraire : -a- Suivant l'axe d ; -b- Suivant l'axe q.

II.4 Prise en compte du phénomène de saturation magnétique :

Le modèle de la machine asynchrone établi précédemment est, dans la plupart des cas, suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires (démarrage, impact de charge...). Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante M constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire.

La simulation du phénomène d'auto-excitation de la machine asynchrone par un banc de capacités ne peut se satisfaire de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement en régime permanent. En effet lorsque la machine est entraînée par un dispositif externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la machine crée un couple électromagnétique engendrant une force électromotrice sur les enroulements statoriques. La connexion de capacités 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 2-5 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.

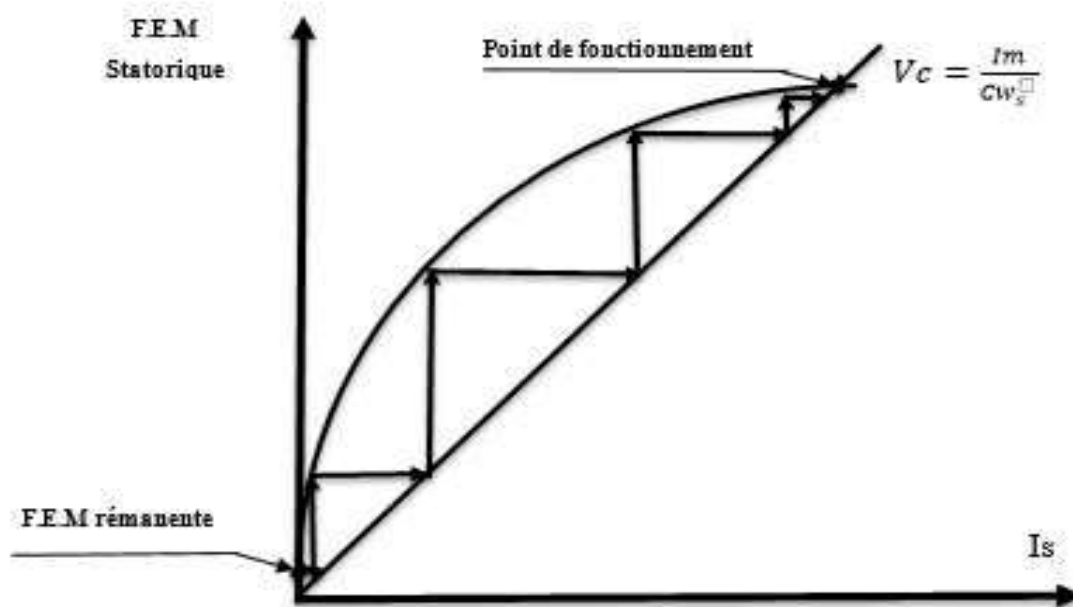


Figure II-5 : Phénomène d'auto-amorçage

II.5. Phénomène d'Auto-amorçage de la génératrice asynchrone à vide :

L'auto-amorçage de la génératrice de sa produit qu'en présence du condensateur. Ce dernier forme avec la génératrice un système oscillant dont les équations dérivent du schéma Fig. 2.5. il faut noter que lorsque la machine n'est pas saturée, la caractéristique de magnétisation $\psi_m (I_m)$ est une droite de pente sensiblement égale à la mutuelle M [7].

La Fig. II-6 présente le schéma équivalent ramené au stator d'une phase de la GAS, où R_s la résistance du stator, L_s l'inductance de fuite totale de stator, L_m l'inductance de magnétisation, $L_{0,r}$ l'inductance de fuite totale de rotor ramenée au stator, $R_{0,r}$ la résistance rotorique ramenée au stator et g le glissement

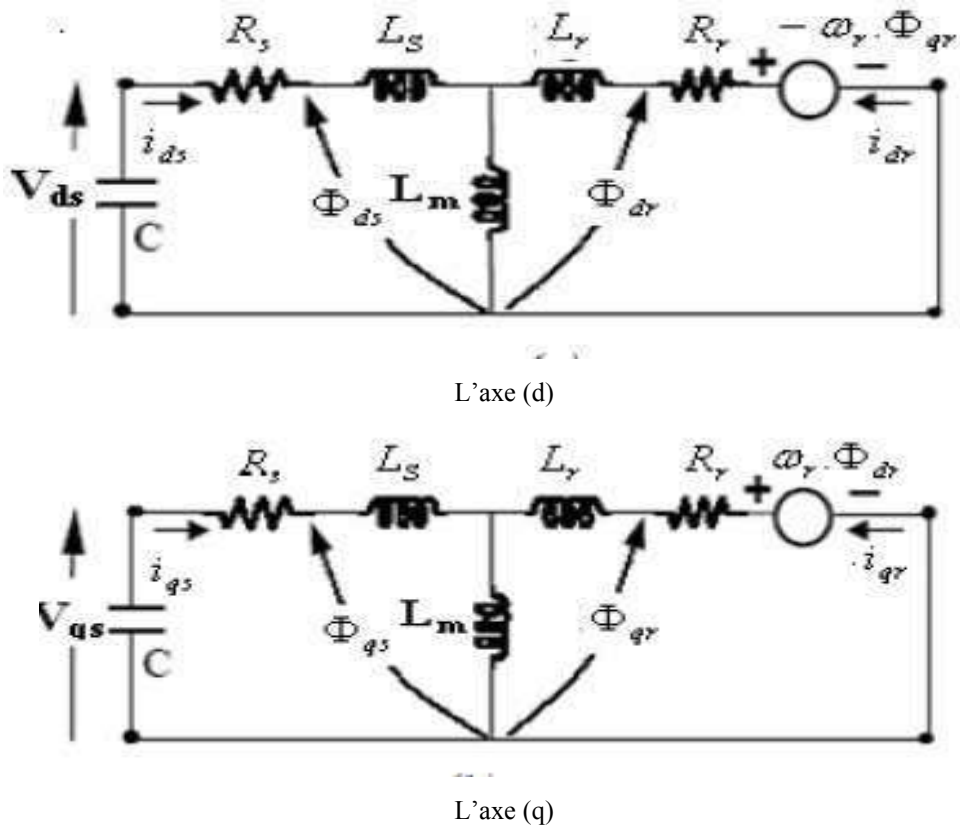


Figure II-6– Schéma équivalent de l’auto-amorçage.

On peut réduire la Fig. 2.6 à une figure contenant deux impédances, Z_G de génératrice débitant sur une impédance de condensateur Z_c , Fig. 2.7.

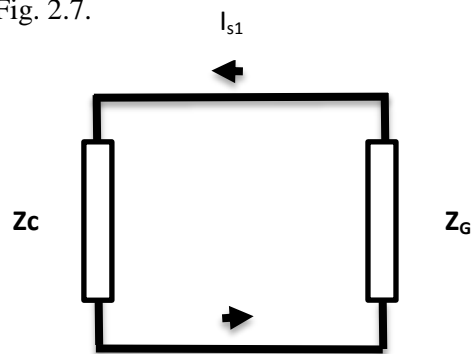


Figure II-7– Schéma équivalent réduit de l’auto-amorçage.

- Z_G : l’impédance équivalente de la génératrice;
- Z_c : l’impédance du condensateur.

A partir de la Fig. 2.3, on écrit l’équation en tensions suivante

$$Z_G i_{s1} + Z_c i_{s1} = 0 \tag{2.12}$$

Alors, il faut que :

$$Z_G + Z_C = Z_{eq} = 0 \quad (2.13)$$

D'après la Fig. 2.2, l'impédance de la génératrice est :

$$Z_G = R_{s1} + j\omega L_{\sigma s1} + \frac{j\omega L_m \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega L'_{\sigma r} \right)}{\frac{R'_r}{g} + j\omega(L_m + L'_{\sigma r})} \quad (2.14)$$

$$Z_c = -\frac{j}{C\omega} \quad (2.15)$$

On a:

$$L_{\sigma s1} = L_{s1} - L_m L_{\sigma s1} = L'_r - L_m \quad (2.16)$$

On remplace les équations (2.16) , (2.15) et (2.14) dans l'équation (2.13), on aura:

$$Z_{eq} = Z_R + jZ_I \quad (2.17)$$

D'où :

$$Z_R = R_{s1} + \frac{\omega^2 L_{s1} L'_r \frac{R'_r}{g} (1 - \rho)}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + \omega^2 L_r'^2} \quad (2.18)$$

$$Z_I = \frac{-1}{C} + \frac{\omega^2 L_{s1} \left[\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + \rho \omega^2 L_r'^2 \right]}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + \omega^2 L_r'^2} \quad (2.19)$$

a. Pour de faibles valeurs du glissement : $g \approx 0 \Rightarrow \omega_1 \approx \omega_r$

On néglige $(l_m + l'_{ir})^2 \omega^2$ devant $\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2$ les parties réelle et imaginaire ont les expressions approchées suivantes :

$$R_e(Z_{rés}) \simeq r_s \left| + \frac{L_m^2 \omega^2}{r_r'} g_1 \right. \quad (2.20.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) \simeq L_{ls} \omega - \frac{1}{c\omega} + L_m \omega \quad (2.20.b)$$

En annulant la partie réelle, les expressions du glissement et de la vitesse de synchronisme sont

$$g_1 = \frac{-r_s r_r'}{L_m^2 \omega_1^2}, \quad \omega_1 \simeq \omega_r \left(1 - \frac{r_s r_r'}{\omega_r^2 L_m^2} \right) \quad (2.21)$$

En annulant la partie imaginaire et en remplaçant Ω par Ω_1 , l'expression de la capacité est

$$C_1 \simeq \frac{1}{\omega_1^2 (L_{ls} + L_m)} \quad (2.22)$$

b. Pour de grandes valeurs du glissement :

Pour de grandes valeurs du glissement, les expressions approchées des parties réelle et imaginaire sont :

$$R_e(\bar{Z}_{rés}) \simeq r_s \left| + \frac{r_r' L_m^2}{g (L_m + L_{lr}')^2} \right. \quad (2.23.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) \simeq L_{ls} \omega - \frac{1}{c\omega} + \frac{L_m \omega L_{lr}'}{(L_m + L_{lr}')^2} \quad (2.23.b)$$

En annulant la partie réelle, les expressions du glissement et de la vitesse de synchronisme sont :

$$g_2 = \frac{-r_r' L_m^2}{r_s (L_m + L_{lr}')^2}, \quad \omega_2 \simeq \frac{\omega_r}{1 + \frac{r_r' L_m^2}{r_s (L_m + L_{lr}')^2}} \quad (2.24)$$

En annulant la partie imaginaire et en remplaçant Ω par Ω_2 , l'expression de la capacité est:

$$C_2 \simeq \frac{1}{\omega_2^2 (L_{ls} + L_{lr}')} \quad (2.25)$$

II.5. Interprétation du fonctionnement autonome :

D'après les équations en dessus, il existe deux points de fonctionnement stable en mode autonome :

- Un premier point correspondant à une pulsation statorique aux alentours de la vitesse électrique du rotor (glissement $g \approx 0$), la capacité C_1 correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique, autrement dit, l'énergie absorbée par la machine est égale à l'énergie fournie par le condensateur. C'est la capacité de seuil au-dessous de laquelle il ne peut y' avoir d'amorçage.
- Un deuxième point correspond à une vitesse rotorique égale au double de la pulsation statorique ($g \approx -1$), Il est caractérisé par la résonance de la capacité C_2 avec l'inductance de court-circuit. Dans ce cas, il faudra entraîner la machine au double de la pulsation statorique.

Du point de vue pratique, le deuxième point correspond à la vitesse n'est pas intéressant puisque cette vitesse est excessive car si la vitesse est imposée par un dispositif extérieur, les courants générés peuvent dangereusement dépasser les possibilités thermiques de la machine [10].

Seule ω_1 sera retenue.

Sur la Figure II.8 nous avons représenté la zone d'auto-excitation délimitée par les courbes et en fonction de la vitesse d'entraînement.

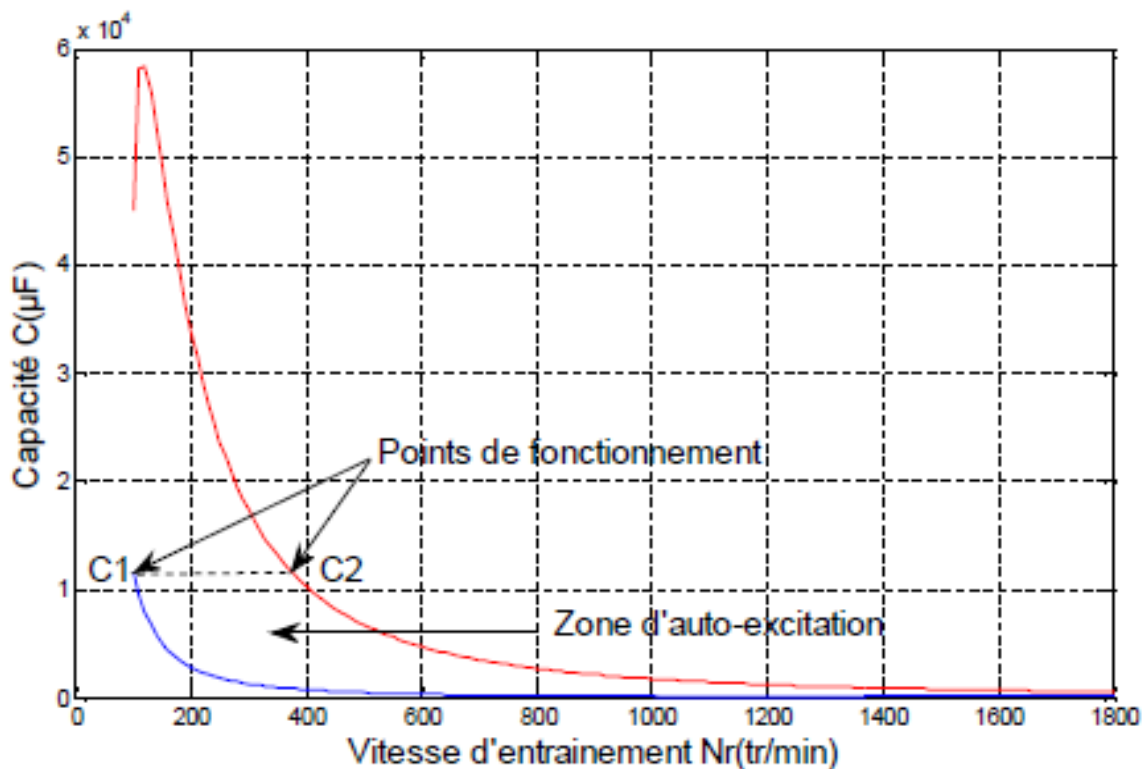


Figure II.8 : Zone d'auto-excitation du générateur asynchrone.

II.6. L'équation électrique de la Génératrice asynchrone à vide :

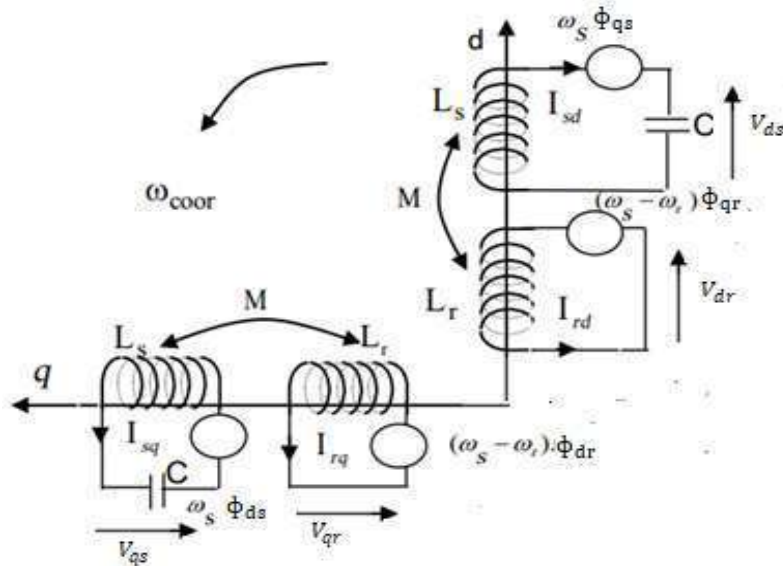


Figure II.9 : Représentation des enroulements de la GAS suivant les axes d, q.

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{d}{dt} I_{ds} + M \frac{d}{dt} I_{dr} \\ -V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + M \frac{d}{dt} I_{qr} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{d}{dt} I_{dr} + M \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega_r (L_r I_{rq} + M I_{sq}) \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{d}{dt} I_{qr} + M \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega_r (L_r I_{rd} + M I_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.26)$$

D'après le schéma monophasé de chaque phase (d) et (q) à vide représenté dans la Figure (II5)



Figure II-10: schéma monophasé statorique dans le repère (d,q).

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

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{1}{c} \int i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{1}{c} \int i_{qs} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{sd} = \frac{1}{C} I_{sd} + w_s V_{sq} \\ \frac{d}{dt} V_{sq} = \frac{1}{C} I_{sq} - w_s V_{sd} \end{cases} \quad (2.28)$$

En utilisant le modèle d'état de la machine avec les courants statoriques et rotoriques comme grandeurs d'état, ces équations peuvent être réécrites sous forme matricielle :

$$\frac{d[I]}{dt} = [L]^{-1} \{ [B][U] - \{ [R] + \omega_r [R_1] \} [I] \}$$

Tel que :

$$[B] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{c} \int i_{ds} \\ -\frac{1}{c} \int i_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; [R_1] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}; \frac{d[I]}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; \text{ De même, si la}$$

II.7. Simulation de la GAS :

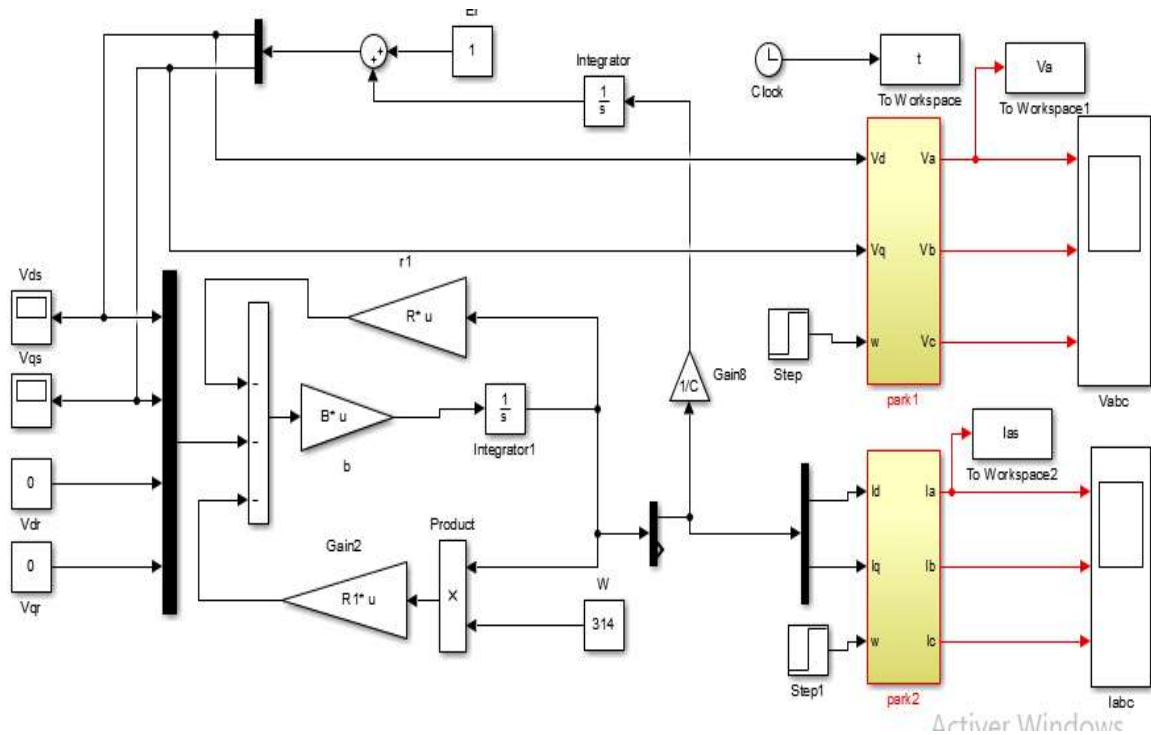


Figure II-11 : Le schéma bloc de simulation

II.7-1. Premier cas C=550e-6 :

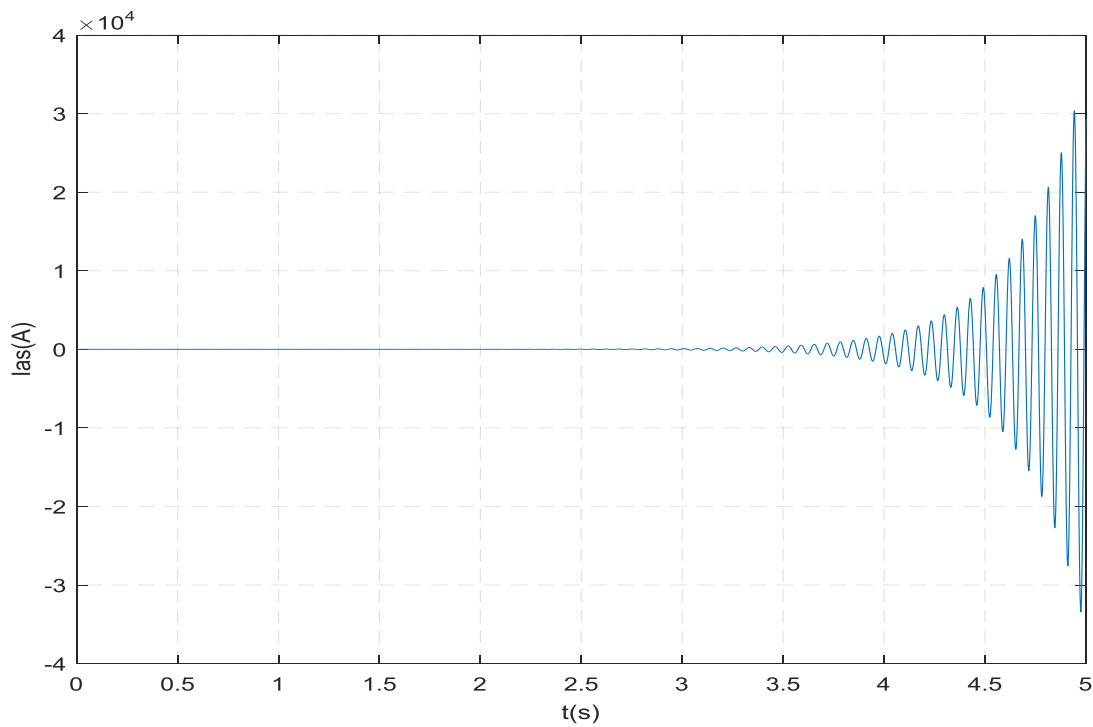


Figure II-12 : Le courant statorique Ia induit en régime linéaire

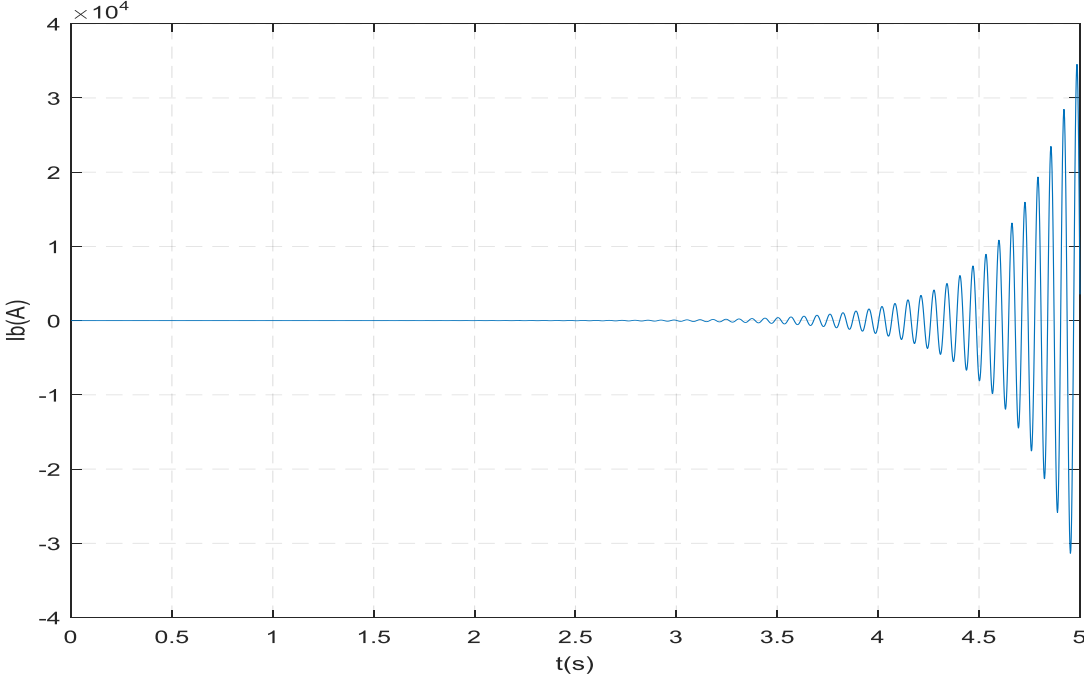


Figure II-13 : Le courant statorique I_b induit en régime linéaire

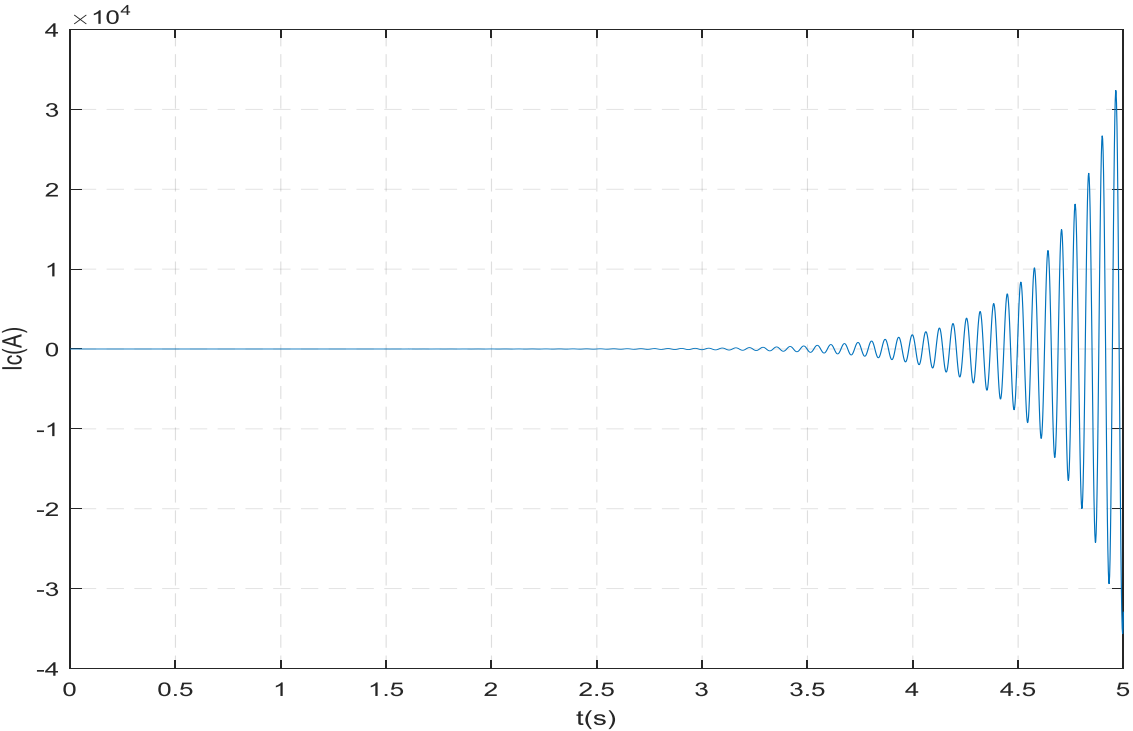


Figure II-14 : Le courant statorique I_c induit en régime linéaire

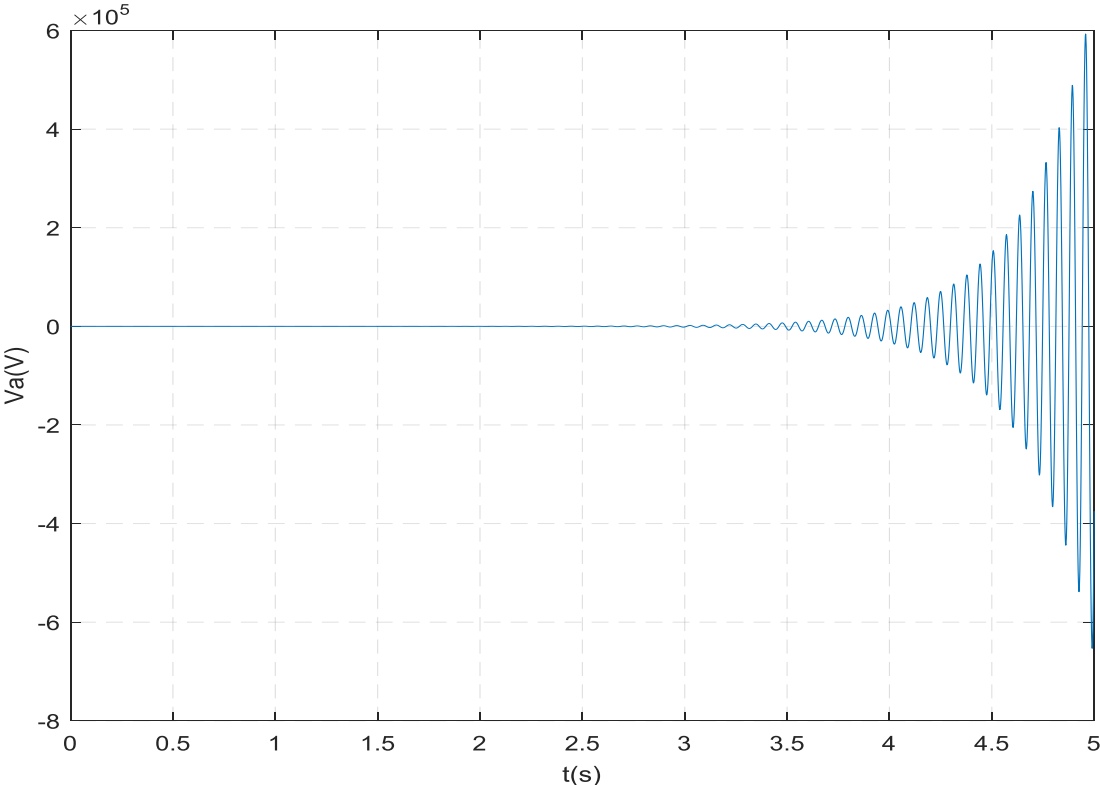


Figure II-15 : La tension d'auto-amorçage V_a en régime linéaire

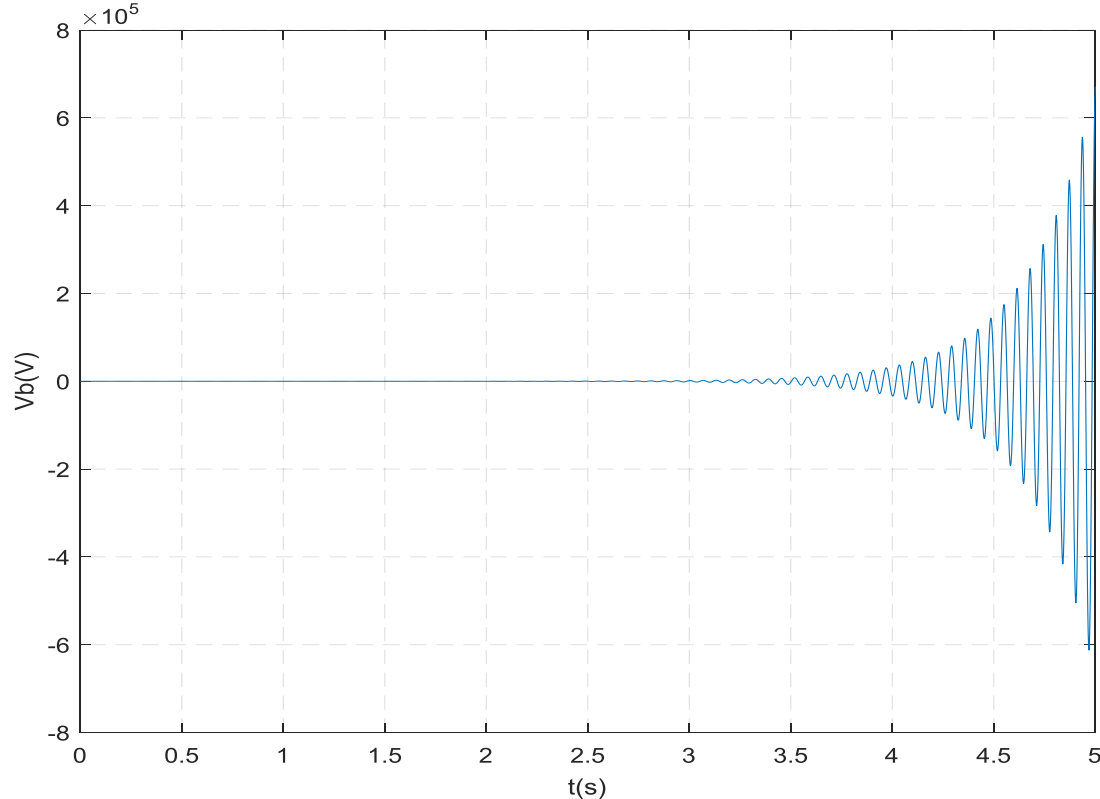


Figure II-16: La tension d'auto-amorçage V_b en régime linéaire

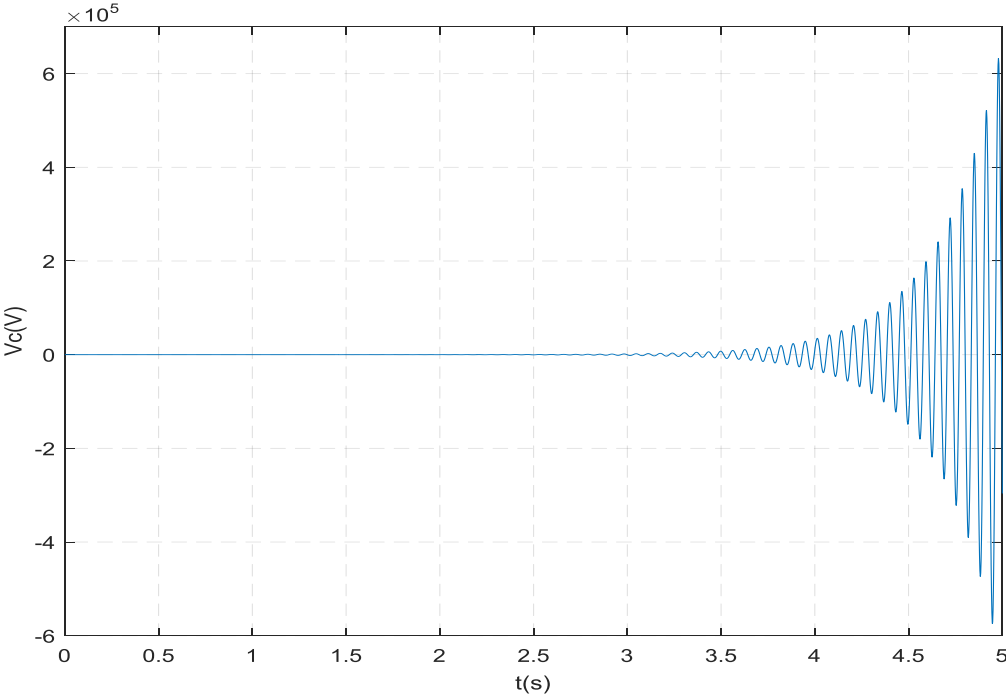


Figure II-17: La tension d'auto-amorçage V_c en régime linéaire

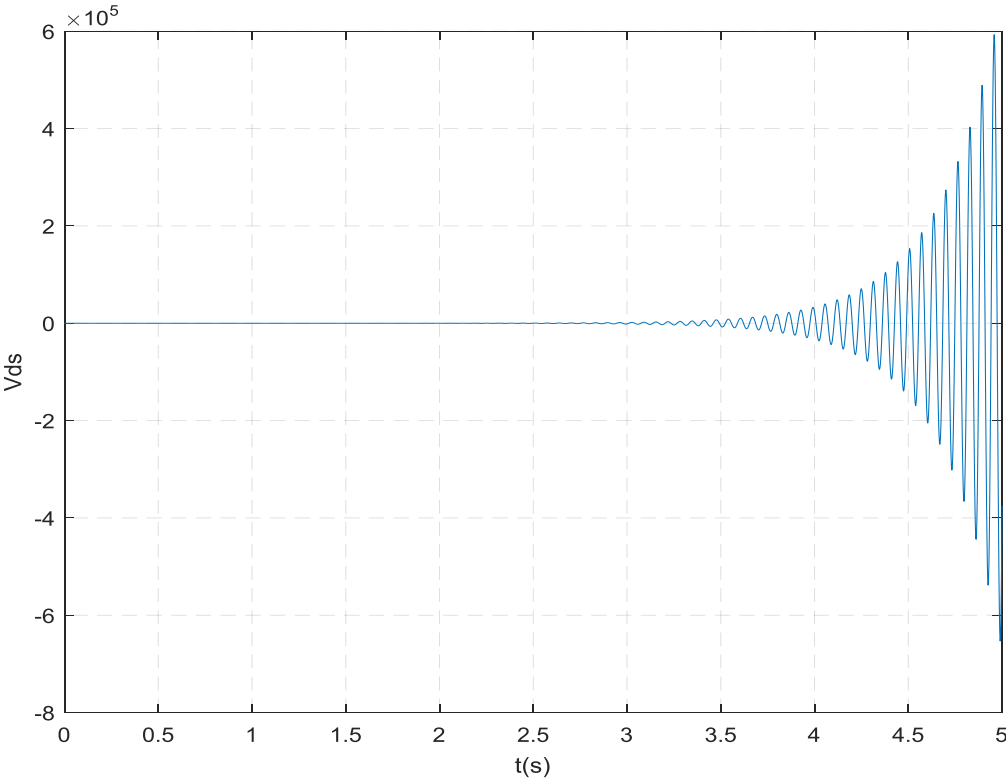


Figure II-18 : La tension d'auto-amorçage V_{ds} en régime linéaire

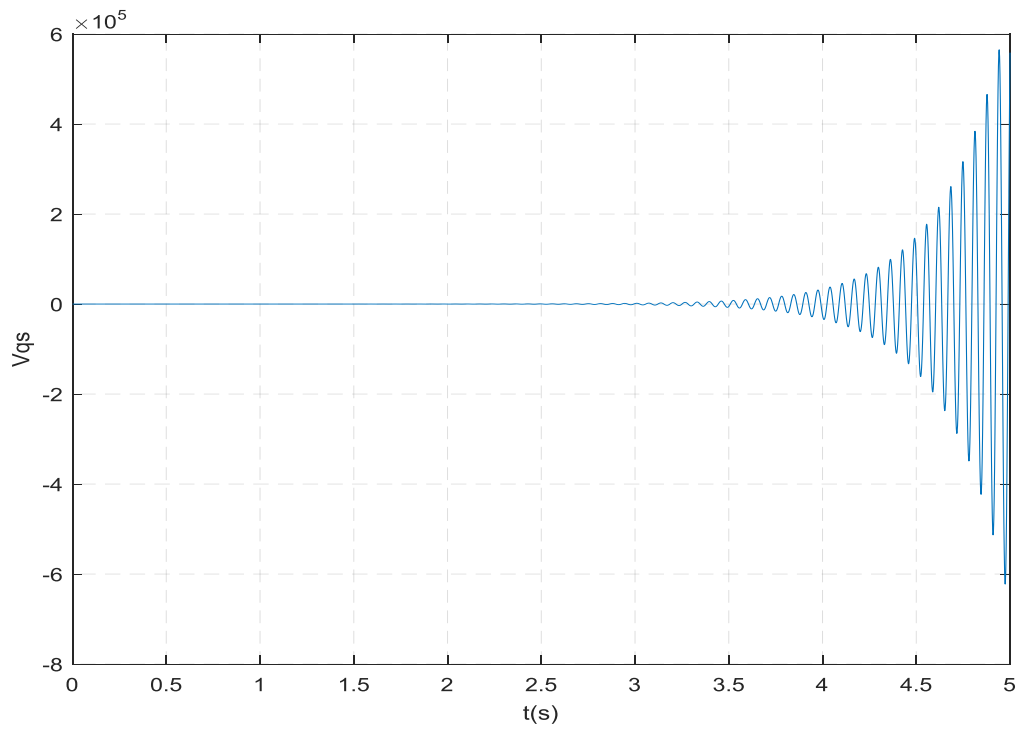


Figure II-19 : La tension d'auto-amorçage V_{qs} en régime linéaire

II.7-2. Deuxième cas $C=30 \cdot e^{-6}$:

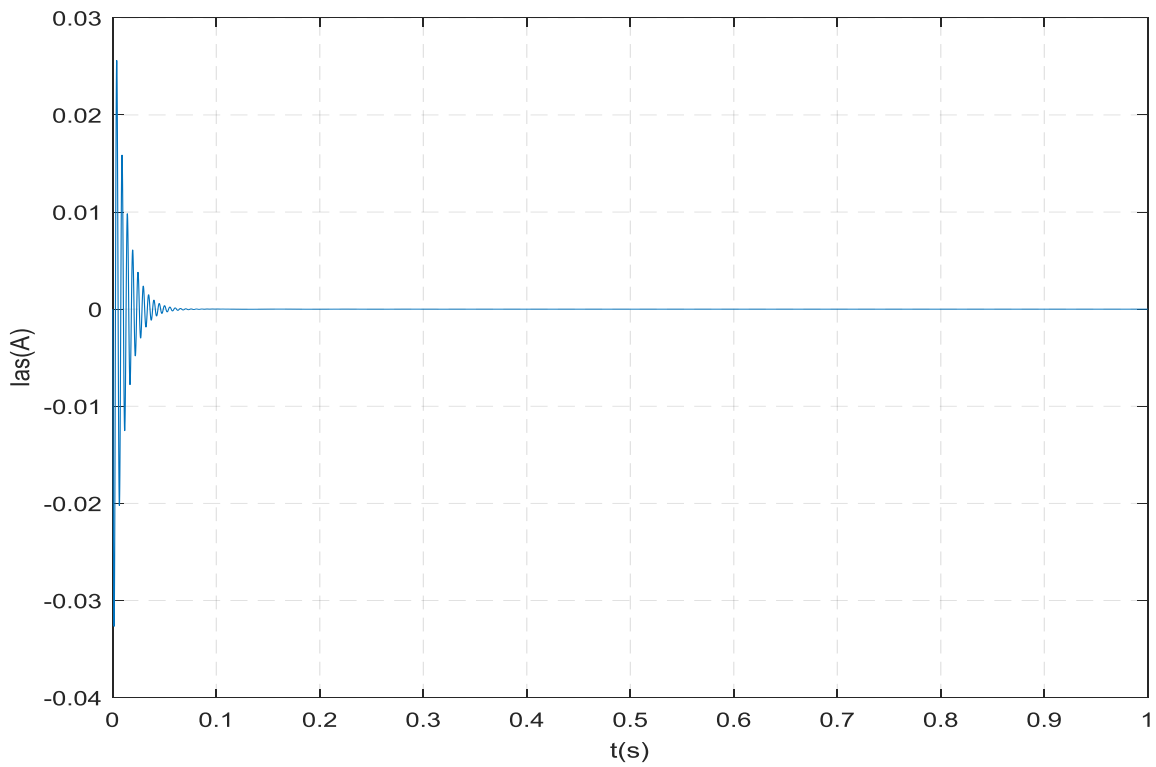


Figure II-20 : Le courant statorique Ia induit en régime linéaire

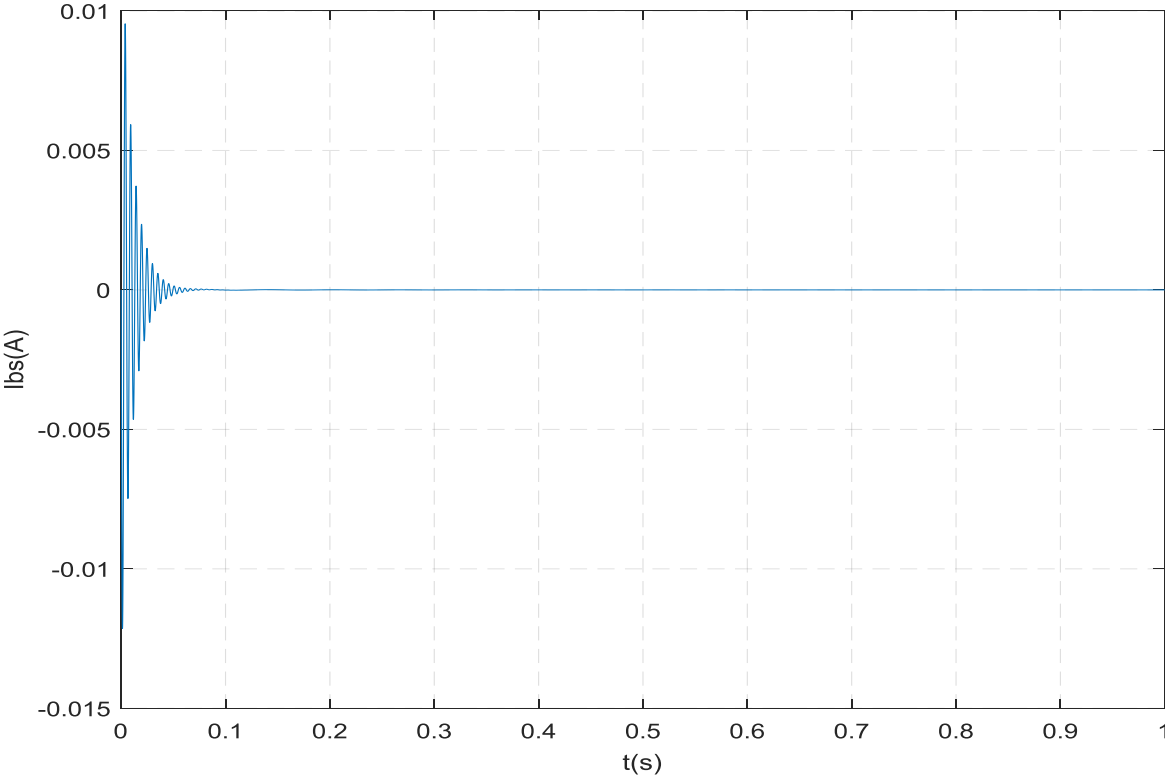


Figure II-21 : Le courant statorique Ib induit en régime linéaire

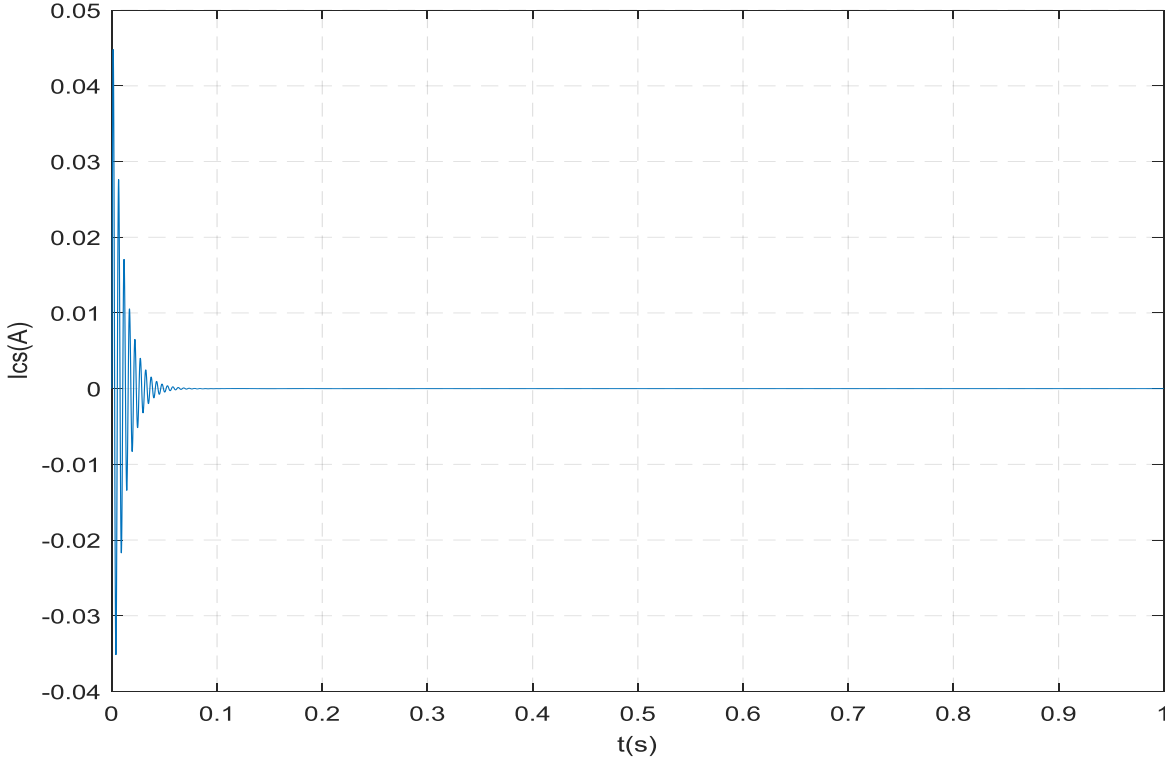


Figure II-22: Le courant statorique I_c induit en régime linéaire

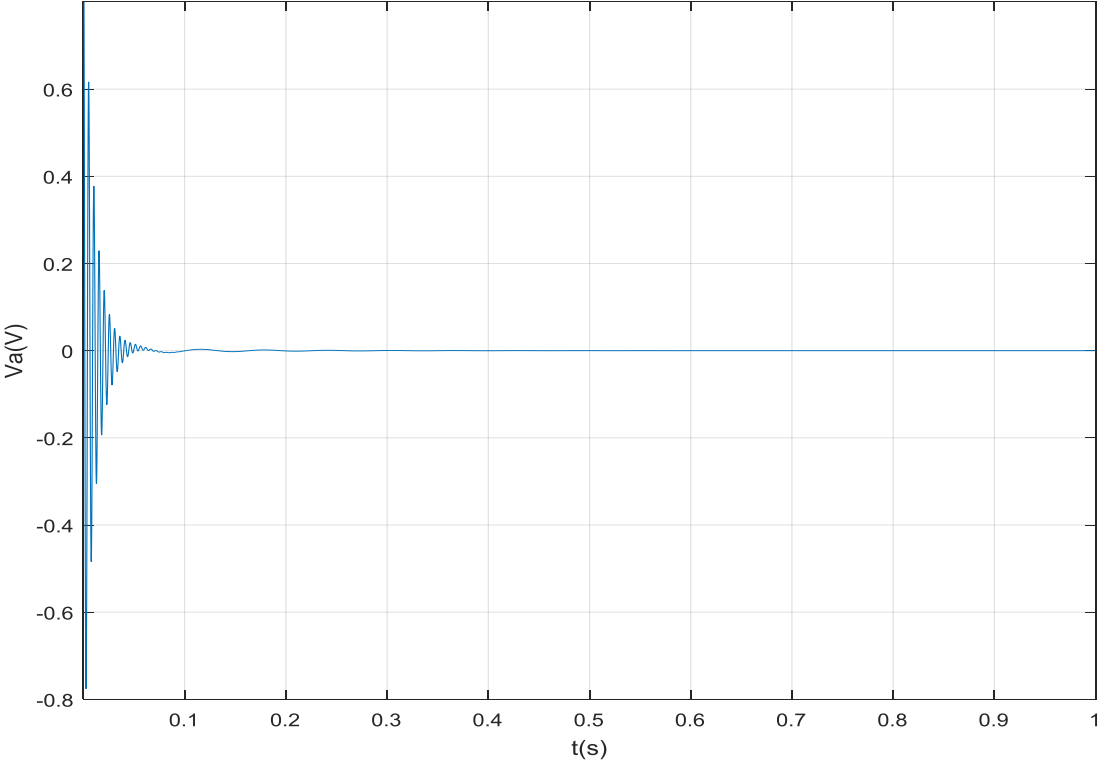


Figure II-23 : La tension d'auto-amorçage V_a en régime linéaire

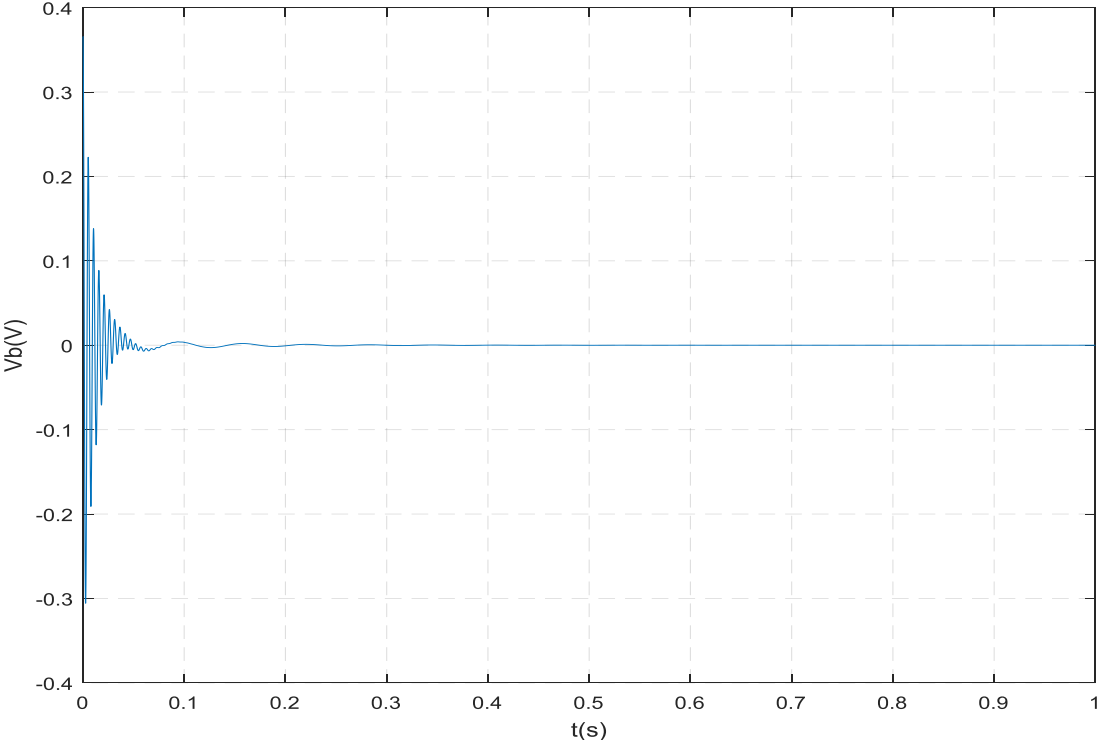


Figure II-24 : La tension d'auto-amorçage V_b en régime linéaire

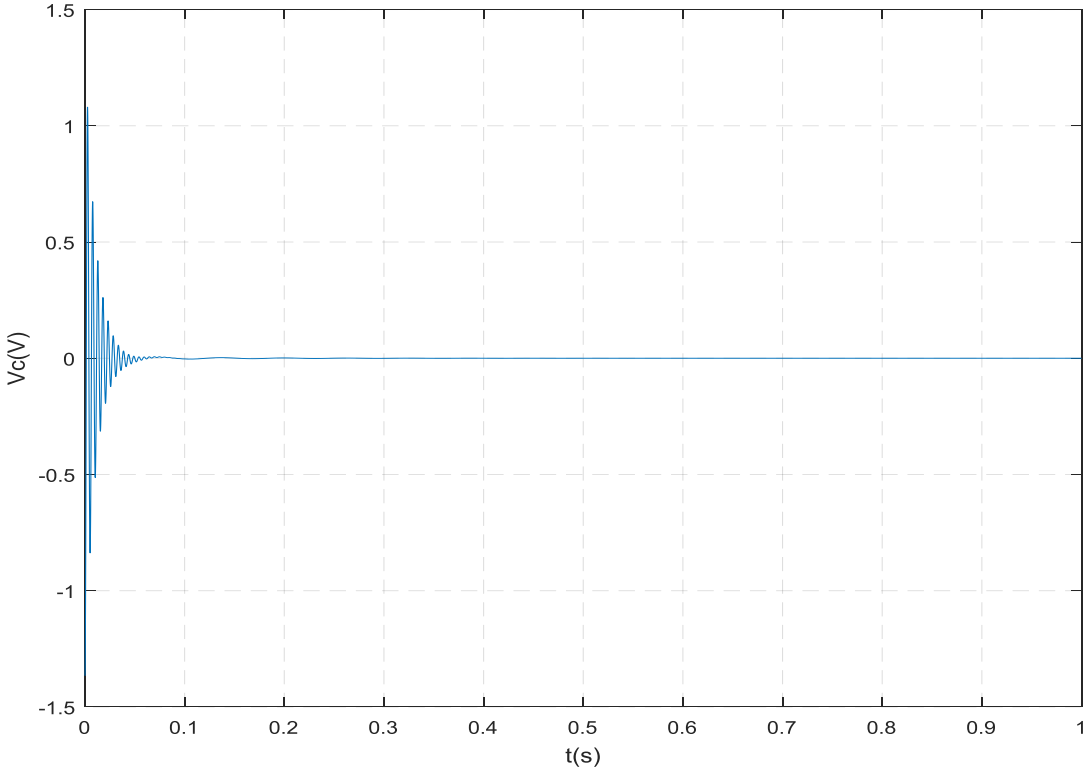


Figure II-25 : La tension d'auto-amorçage V_c en régime linéaire

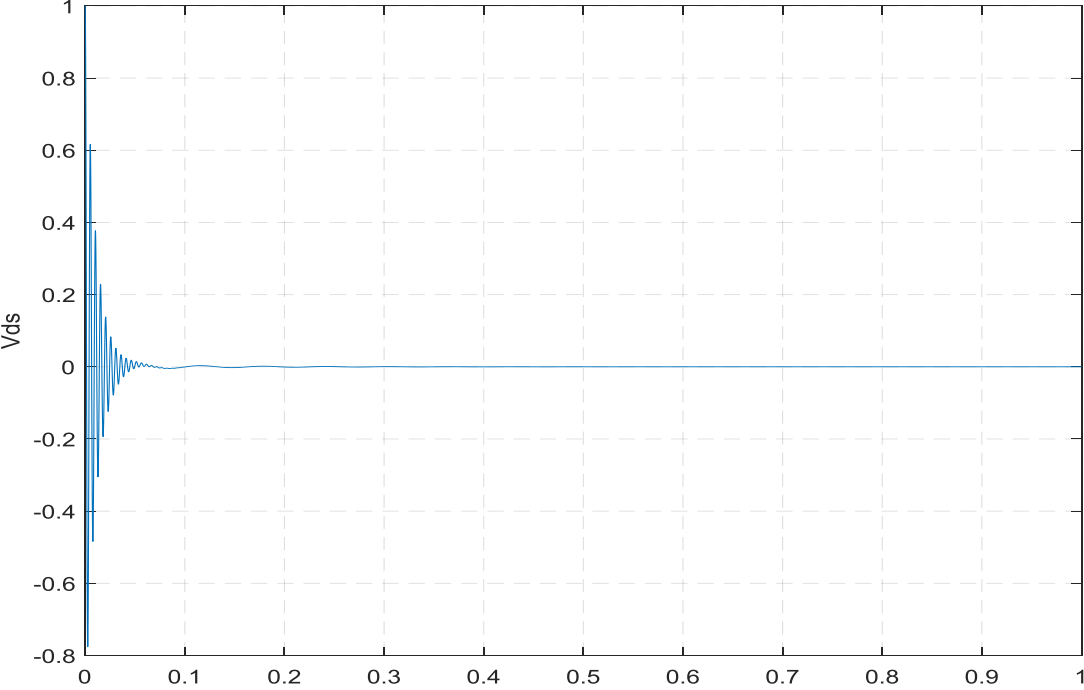
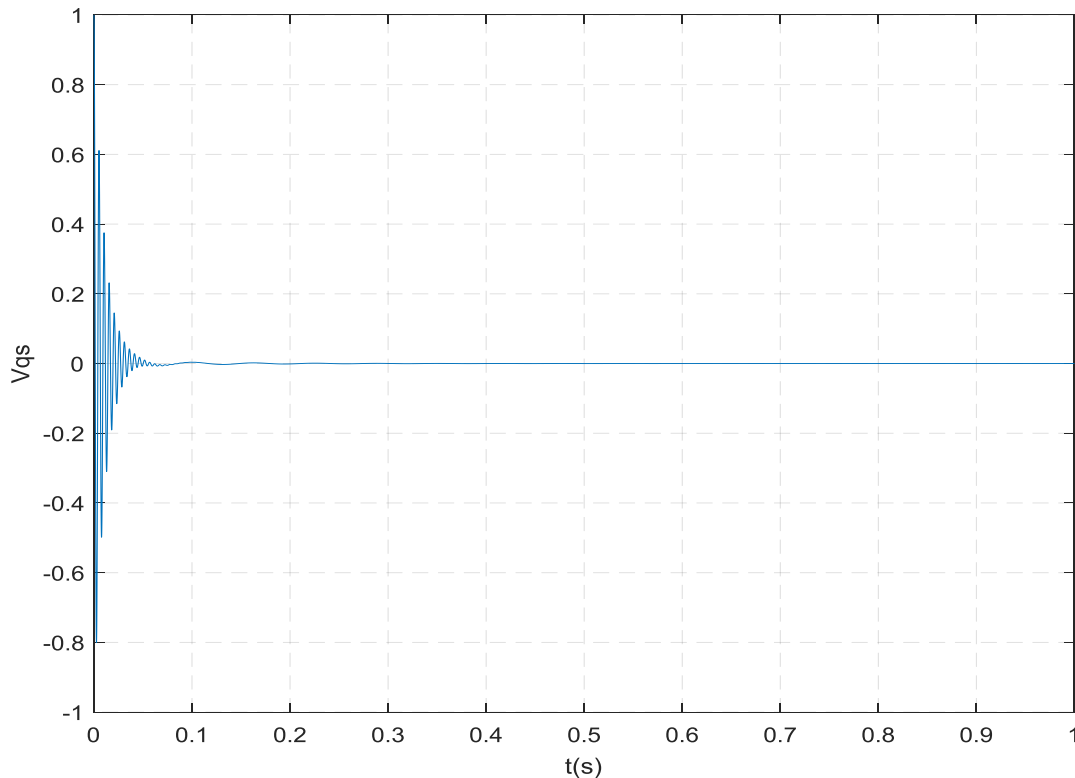


Figure II-26 : La tension d'auto-amorçage V_{ds} en régime linéaire**Figure II-27** : La tension d'auto-amorçage V_{qs} en régime linéaire

II.8. Interprétations les résultats

La simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-amorcé à vide, sous l'hypothèse de linéarité du flux, conduit à une divergence des caractéristiques (tension, courant, etc...) Si la valeur du condensateur est telle que $C > C_{min}$. La machine délivre une tension au stator dont la valeur $5.9 \cdot 10^5$ V / $6 \cdot 10^5$ V / $6.1 \cdot 10^5$ V / $6.2 \cdot 10^5$ V / $6.1 \cdot 10^5$ V de V_a , V_b , V_c , V_{ds} , et V_{qs} successivement dans une 1 seconde voire les Figures II (15-16-17-18-19).

Nous remarquons la même chose pour le courant I_a , I_b et I_c qui atteint $3 \cdot 10^4$ A / $3.4 \cdot 10^4$ A / $3.2 \cdot 10^4$ A successivement au bout de 1 s, voir les Figures II-(12-13-14), s'abaissent jusqu'ils s'annulent, donc l'amorçage n'est pas possible.

De même, si la valeur du condensateur est telle que $C < C_{min}$, le courant qui présenté dans les Figures II-(20-21-22) et la tension dans les Figures II-(23-24-25-26-27) diminuent avec la constante du temps puis s'annulent, donc l'amorçage n'est pas possible,

L'effet de saturation qui nous permet de limiter les amplitudes de la tension et du courant, car si l'inductance magnétisante est considérée comme constante et égale à sa valeur en régime non-saturé,

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d, q) Par l'utilisation du modèle de Park, afin que nous puissions conclure le modélisé une génératrice asynchrone, et nous sommes intéressés sur la détermination des capacités d'autoamorçage d'une génératrice asynchrone autonome en fonctionnement linéaire que nous avons corrigées par la suite en tenant compte de la saturation magnétique qui permet de limiter les amplitudes des tension et courant en régime établi.

Nous avons montré également l'influence de la capacité des condensateurs d'excitation et de la vitesse d'entraînement sur la valeur de la tension à vide, en effet plus ces deux grandeurs sont élevées, plus la tension délivrée par la génératrice asynchrone l'est aussi.

CHAPITRE 3 :

MODÉLISATION ET

SIMULATION DE LA GAS EN

RÉGIME SATURÉ

III.1. Introduction :

La machine asynchrone est utilisée dans plusieurs applications comme moyen de conversion d'énergie. Son exploitation optimale dans les chaînes de production, nécessite la connaissance des régimes qui caractérisent son fonctionnement.

Quoi qu'ils constituent actuellement l'objet de recherches très poussées, la saturation, la variation de la résistance rotorique due à l'élévation de la température, la structure et la répartition non sinusoïdale du champ dans l'entrefer sont des phénomènes physiques internes habituellement négligés dans l'analyse des machines alternatives, car l'introduction de ces phénomènes augmentera considérablement la complexité d'analyse. [15]

La machine asynchrone standard est généralement modérément saturée durant son fonctionnement normal. De plus, les progrès réalisés dans les convertisseurs statiques ont permis de mettre au point des techniques de commande permettant d'exploiter la machine à des niveaux de flux très élevés dans le but d'en tirer le maximum de couple et une meilleur dynamique. Ce qui a souvent pour conséquence une saturation assez forte de la machine. Il existe aussi des cas spécifiques, tels que celui du générateur asynchrone auto-excité, où la prise en compte de la saturation n'est plus une question d'amélioration de la précision du modèle. Ce phénomène, qui est indispensable au fonctionnement du générateur, devient nécessaire à la convergence du modèle [16].

Le phénomène de saturation du milieu magnétique est très important pour l'auto-amorçage du générateur asynchrone sur une batterie de condensateurs. Plusieurs auteurs ont mis en évidence son effet dans le modèle du générateur. [17-18], [19-20].

Le modèle linéaire de la génératrice asynchrone n'est donc pas réel et le fonctionnement de la génératrice est correct redevable à la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine.

En régime de saturation, les flux et les courants ne sont plus proportionnels. La caractéristique de magnétisation se compose en plus de la partie linéaire, d'une partie dite coude

et une autre dite de saturation.

C'est cette partie qui va limiter les grandeurs de la génératrice [21].

III.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé

Dès que l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique est écartée, on ne peut plus utiliser des inductances constantes. De nombreux chercheurs ont alors abordé ce problème de manière à

modéliser la caractéristique magnétique [22], où différentes techniques d'introduction de la saturation dans les modèles d-q de la machine asynchrone ont été proposées [23-24-25-26].

Nous citons à titre d'exemple les modèles suivants :

- le modèle analytique.
- Le modèle hyperbolique.
- Le modèle qui consiste à décomposer la caractéristique de magnétisation en segments de droites mais de moins en moins utilisé [22].
- le modèle exponentiel

La prise en compte de la saturation devenue donc impérative, notre choix pour la modélisation de la caractéristique magnétique s'est porté sur une approche dite méthode de la fonction degré de saturation, l'approximation de cette fonction est faite par une fonction exponentielle [27].

Dans la suite, la fonction degré de saturation sera notée F_{ds} .

III.1 .1Construction de la fonction degré de saturation

La Figure (III.1) représente la caractéristique de magnétisation réelle de la machine utilisée [25]. Relevée par un essai au synchronisme [28].

La même figure représente aussi une caractéristique linéaire que nous construisons en supposant que la machine ne se sature pas quelque soit le courant magnétisant absorbé.

Définissons pour tout point de fonctionnement, l'écart $\Delta\varphi$ entre les flux magnétisants linéaire et saturé .

$$\Delta\varphi = \varphi_{mlin} - \varphi_{msat}$$

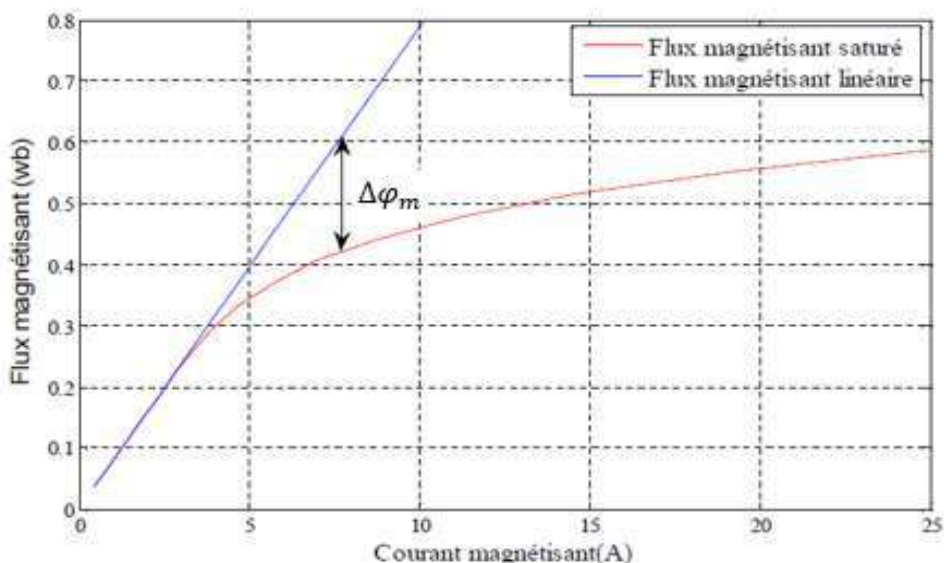


Figure III.1: Caractéristique de magnétisation en régime linéaire et saturé de la machine étudiée.

$\Delta\varphi_m$: représente l'atténuation du flux magnétisant par rapport à la valeur qu'il aurait sous

l'hypothèse linéaire.

La Figure (III.2) montre les variations de $\Delta\varphi_m$ en fonction du flux $\Delta\varphi_{mlin}$

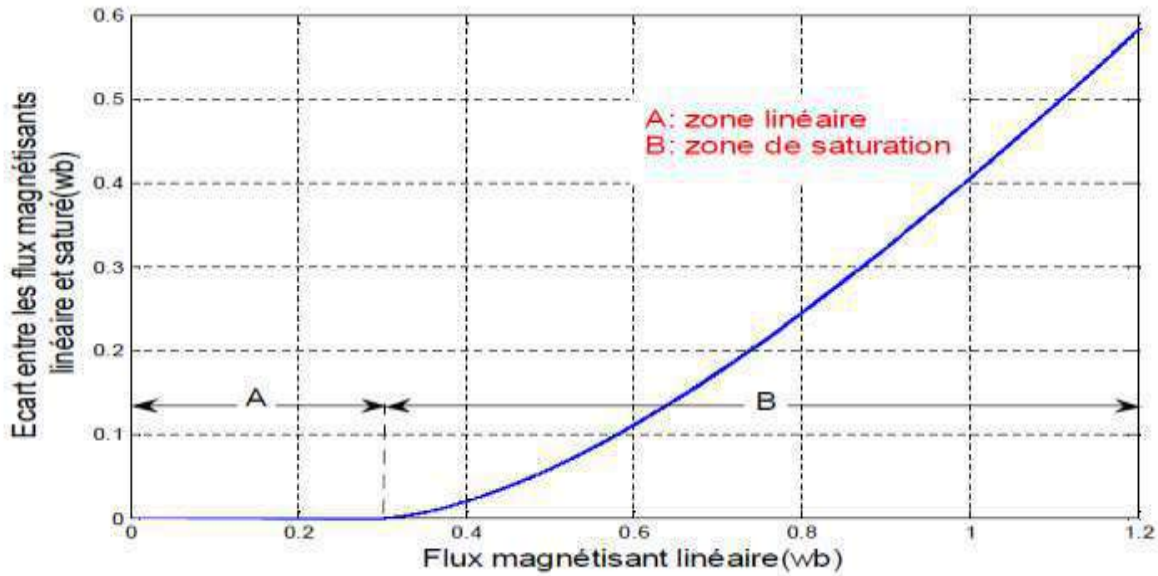


Figure III.2: Variation de l'écart $\Delta\varphi_m$ en fonction du flux linéaire.

Nous définissons la fonction « degré de saturation » par l'expression suivante:

$$Fds(\varphi_{mlin}) = \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_{mlin}}$$

III.2 Modélisation de la génératrice asynchrone à cage en régime saturé

III.2.1. Modèle mathématique de la génératrice asynchrone à cage dans le repère biphasé (d,q)

III.2.1.1 Equations électrique

Les équations électrique comme suit :

$$\begin{cases} -V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ -V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (III.1)$$

III.2.1.2 Equations des flux

Les équations des flux comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Sachant que les inductances cycliques statoriques et rotoriques s'expriment en fonction de l'inductance magnétisante et des inductances de fuites comme suit :

$$L_s = L_m + L_{\sigma s} \quad ; \quad L_r = L_m + L_{\sigma r}$$

Avec :

L_s, L_r : Inductances cycliques statoriques et rotoriques.

$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$: Inductances de fuites statoriques et rotoriques.

L_m : L'inductance magnétisante.

Si l'on désire exprimer les flux en fonction des courants statoriques et rotoriques et courants magnétisants, En introduisant les quatre relations dans le système d'équations, on les exprimant comme suit :

$$\begin{cases} i_{dr} = i_{dm} - i_{ds} \\ i_{qr} = i_{qm} - i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{dm} - i_{dr} \\ i_{qs} = i_{qm} - i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot (i_{dm} - i_{ds}) = (L_s - L_m) \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dm} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot (i_{qm} - i_{qs}) = (L_s - L_m) \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qm} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{dm} - i_{dr}) = (L_r - L_m) \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{dm} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qm} - i_{qr}) = (L_r - L_m) \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qm} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

On obtient donc les équations des flux suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_{\sigma s} \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dm} \\ \varphi_{qs} = L_{\sigma s} \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qm} \\ \varphi_{dr} = L_{\sigma r} \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{dm} \\ \varphi_{qr} = L_{\sigma r} \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qm} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Ces équations sont traduites selon la figure (III.1) :

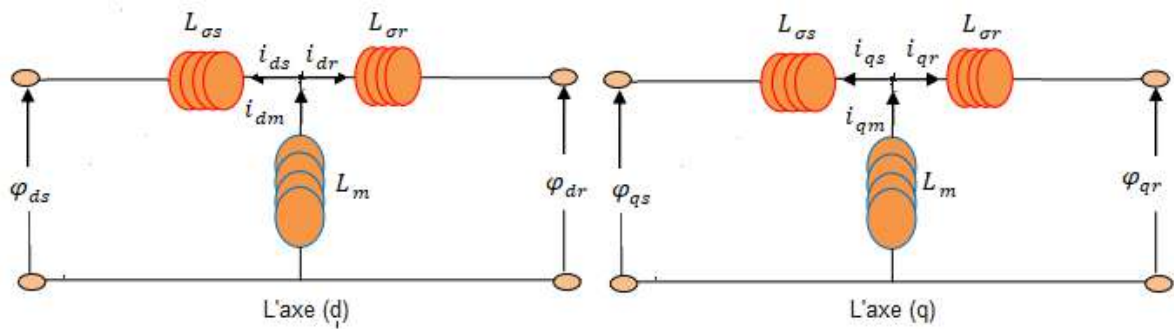


Figure III.3 : Schéma équivalent des flux selon l'axe (d, q).

Dérivent les équations différentielles des flux suivantes:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d(L_m \cdot i_{dm})}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d\varphi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d(L_m \cdot i_{qm})}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d\varphi_{qm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d(L_m \cdot i_{dm})}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d\varphi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d(L_m \cdot i_{qm})}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d\varphi_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{qm} = L_m \cdot i_{qm} \\ \varphi_{dm} = L_m \cdot i_{dm} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$[\varphi_{dm}], \{\varphi_{qm}\}$: Sont respectivement les composantes du flux magnétiques dans le système d'axe d et q.

$[i_{dm}], [i_{qm}]$: Sont respectivement les courants de magnétisation selon le système d'axe d et q.

Le problème revient donc à écrire le comportement du flux magnétisant dans le système d'axes (d, q), pour pouvoir évaluer les quantités magnétiques $\frac{d\varphi_{dm}}{dt}$ et $\frac{d\varphi_{qm}}{dt}$, en fait une décomposition comme le montre la figure (III.4).

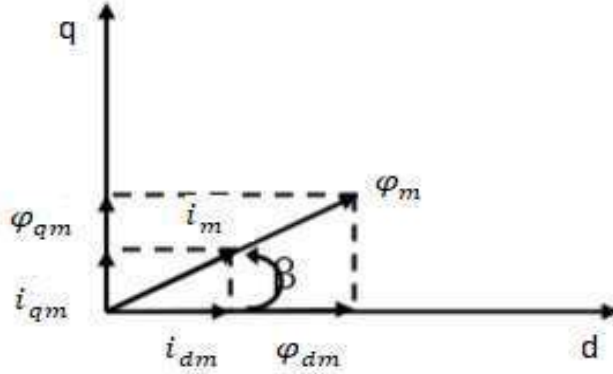


Figure III.4 : Décomposition du flux et le courant selon l'axe (d, q).

D'après la figure (III.4):

$$\begin{cases} \varphi_{dm} = |\overline{\varphi_m}| \cdot \cos \beta \\ \varphi_{qm} = |\overline{\varphi_m}| \cdot \sin \beta \end{cases} \quad \text{Avec :} \quad \cos \beta = \frac{i_{dm}}{|\overline{i_m}|} = \frac{\varphi_{dm}}{|\overline{\varphi_m}|} \quad \text{et} \quad \sin \beta = \frac{i_{qm}}{|\overline{i_m}|} = \frac{\varphi_{qm}}{|\overline{\varphi_m}|}$$

β : L'angle désigne la position de φ_m par rapport à l'axe (d, q).

Avec : φ_m et i_m sont respectivement les vecteurs flux et courant magnétisant.

Sachant que : $L_m = \frac{|\overline{\varphi_m}|}{|\overline{i_m}|}$, on peut calculer :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} = \frac{d(L_m i_{dm})}{dt} = \frac{dL_m}{dt} \cdot i_{dm} + \frac{di_{dm}}{dt} \cdot L_m \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} = \frac{d(L_m i_{qm})}{dt} = \frac{dL_m}{dt} \cdot i_{qm} + \frac{di_{qm}}{dt} \cdot L_m \end{cases} \quad (III.9)$$

La dérivée de l'inductance de magnétisation L_m peut être exprimée comme:

$$\frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{d|\overline{i_m}|}{dt} = \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{1}{|\overline{i_m}|} \left(i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right) \quad (III.10)$$

On remplace l'équation (III.10) dans l'équation (III.9), on obtient les expressions des flux suivants :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} = \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_m}{|\overline{i_m}|} \left(i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right) + \frac{di_{dm}}{dt} \cdot L_m \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} = \left(\frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm}^2}{|\overline{i_m}|} + L_m \right) \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|\overline{i_m}|} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{qm}}{dt} = \frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_m}{|i_m|} \left(i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} + i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} \right) + \frac{di_{qm}}{dt} \cdot L_m \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} = \left(\frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_{qm}^2}{|i_m|} + L_m \right) \frac{di_{qm}}{dt} + \frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

On peut montrer facilement que:

$$|i_m| \cdot \frac{dL_m}{d|i_m|} = \frac{d|\varphi_m|}{d|i_m|} - L_m = L - L_m$$

Où:

L : la dérivée du flux magnétisant par rapport au courant magnétisant appelée Inductance dynamique.

L_m : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique statique.

On pose :

$$L_{dq} = \frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|i_m|}$$

$$L_{dm} = \left(\frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_{dm}^2}{|i_m|} + L_m \right)$$

$$L_{qm} = \left(\frac{dL_m}{d|i_m|} \cdot \frac{i_{qm}^2}{|i_m|} + L_m \right)$$

Avec :

$[L_{dq}]$: L'inductance cyclique d'inter-saturation.

$[L_{dm}]$: L'inductance cyclique de saturation selon l'axe d.

$[L_{qm}]$: L'inductance cyclique de saturation selon l'axe q.

Les inductances cycliques totales statoriques et rotoriques selon l'axes (d, q) sont :

$$\begin{cases} L_{sd} = L_{dm} + L_{\sigma s} \\ L_{sq} = L_{qm} + L_{\sigma s} \\ L_{rd} = L_{dm} + L_{\sigma r} \\ L_{rq} = L_{qm} + L_{\sigma r} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le flux de magnétisation φ_m est la somme des deux flux φ_{dm} et φ_{qm} , d'où :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{dm}^2 + \varphi_{qm}^2}$$

L'expression du courant de magnétisation est :

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

Ainsi que les équations des flux précédents deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + L_{dm} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = L_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + L_{qm} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + L_{dm} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = L_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + L_{qm} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_{dm}}{dt} \end{cases} \quad (III.14)$$

En introduisant le système d'équations (III. 2) et (III. 14) dans (III. 1), On obtient le nouveau système d'équations qui tient compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, dans un référentiel (d, q) lié au stator ($\omega_s = 0$, $\omega_r = -\omega$), est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} -V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_{\sigma s} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qr}}{dt} \\ -V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_{\sigma s} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + L_{\sigma r} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} - \omega_r (L_r i_{qr} + L_m i_{qs}) \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + L_{\sigma r} \frac{di_{qr}}{dt} + L_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + \omega_r (L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) \end{cases} \quad (III. 15)$$

III.3. L'auto-amorçage de la GAS en régime saturé à vide

Afin de tenir compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, 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. La courbe est divisée en plusieurs intervalles égaux.

Dans chaque intervalle, la courbe est interpolée par un polynôme de Lagrange d'ordre deux à condition qu'aux extrémités de chaque intervalle la continuité et la dérivabilité soient vérifiées.

Connaissant le flux magnétisant en fonction du courant magnétisant, On déduit l'évolution des inductances L et L_m sont représentées par les figures (III.5) et (III.6).

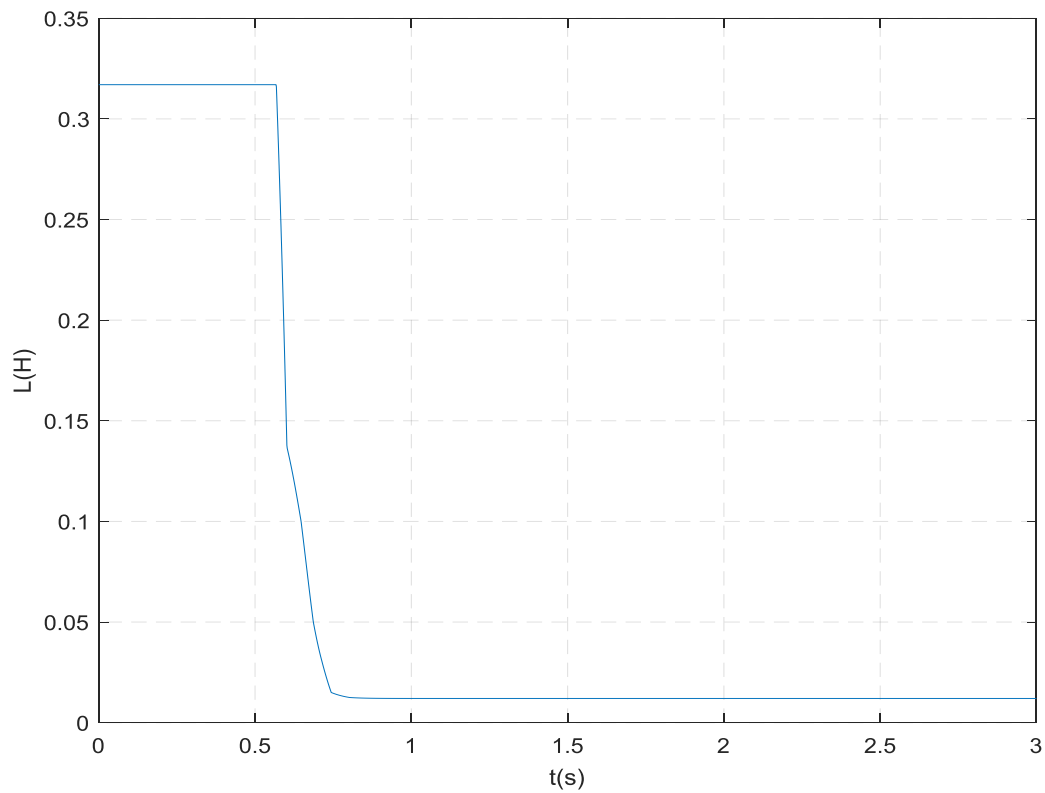


Figure III.5 : Evolution de l'inductance dynamique $L = f(i_m)$.

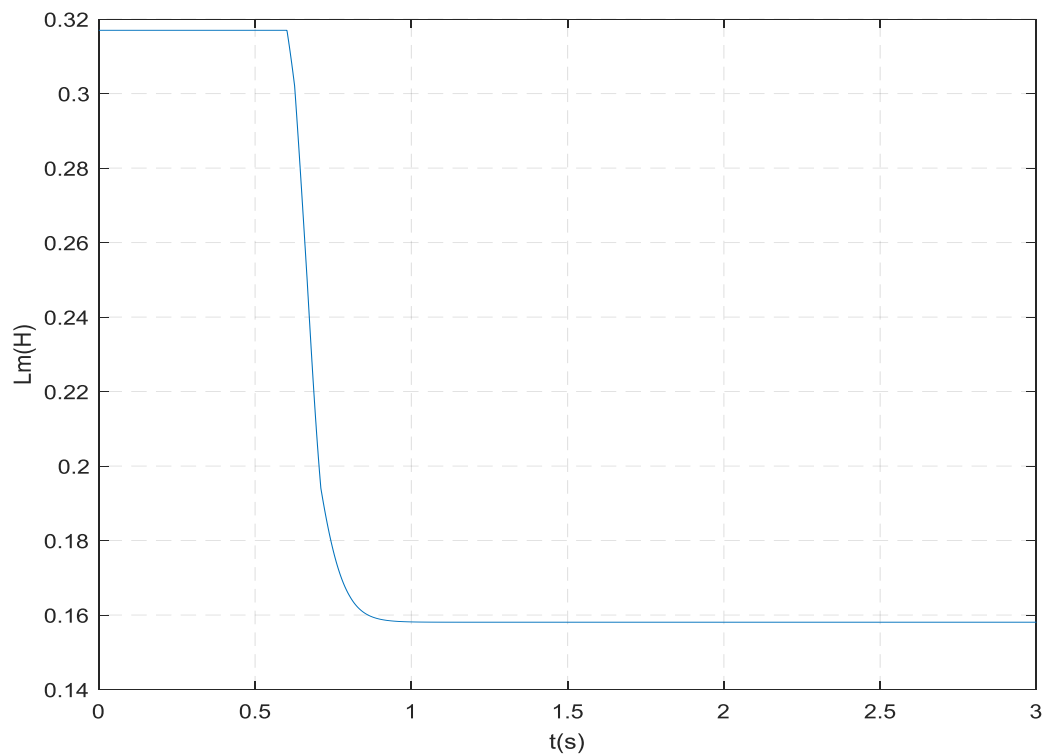


Figure III.6 : Evolution de l'inductance de magnétisation $L_m = f(i_m)$.

III.3.1 Modélisation simulation de la génératrice asynchrone en régime saturé à vide

On a résumé la modélisation de l'auto-amorçage de la GAS par les équations des tensions aux bornes des condensateurs donnés selon le système d'axes (d, q), Représentée sur la figure (III.7) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{ds} = \frac{1}{c} i_{ds} \\ \frac{d}{dt} V_{qs} = \frac{1}{c} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

La simulation de l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone pour ce régime de fonctionnement consiste à résoudre un système d'équations différentielles non linéaires. Pour la résolution du système, nous avons choisi la méthode Runge-Kutta d'ordre 4 à pas variable.

Nous présentons les résultats de simulation : Les figures (III. 9) et (III. 10) représentent, pour la machine considérée, l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de $62\mu\text{F}$, pour des vitesses de rotation de 1500 tr/min.

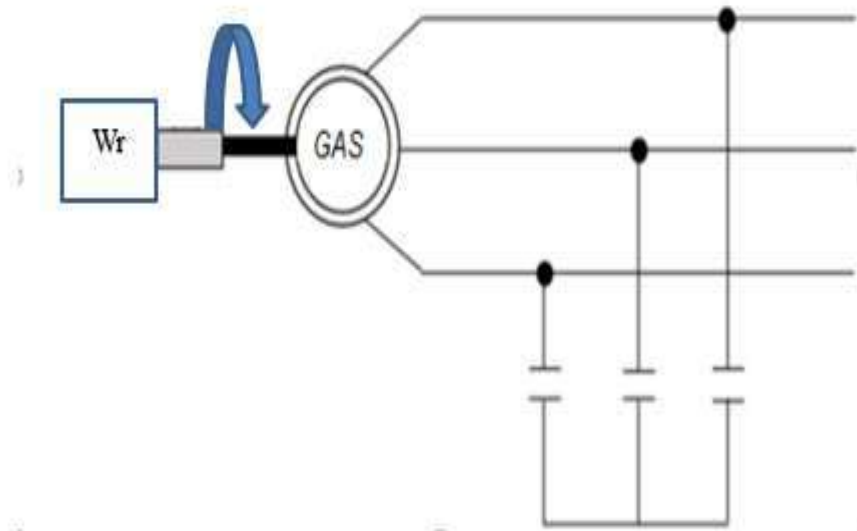


Figure III.7 : GAS auto-amorcée à vide.

La condition nécessaire pour l’auto-amorçage est exprimée par : $C > \frac{1}{L_s \omega_r^2}$.

Finalement, le schéma bloc de simulation globale de GAS est illustré par la figure (III.8).

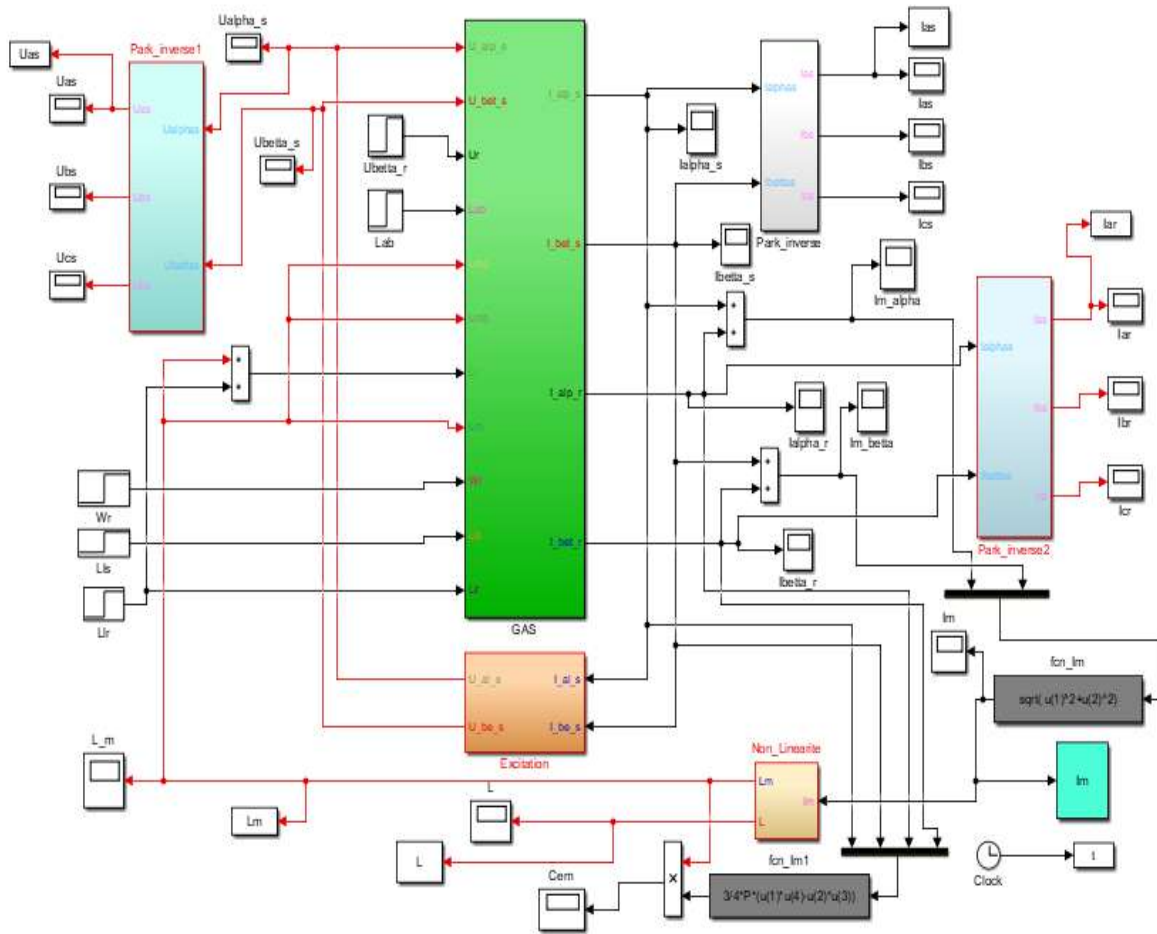


Figure III.8 : Schéma bloc de simulation de la génératrice asynchrone en régime saturé.

III.3.2 Interprétation des résultats :

Les Figures (III. 9) et (III. 10) représentent l’évolution de la tension et du courant statoriques et rotorique en fonctionnement à vide de la GAS à cage.

Au démarrage, on remarque que la tension et le courant générés croient de façon exponentielle, puis se stabilisent respectivement à 220V et à 4.5A en régimes totalement établis à $t=0.7s$, et c’est l’instant où le courant de magnétisation atteint son régime saturation (Figure (III.10)).

Nous pouvons également noter que les évolutions des tensions et des courants statoriques suivent la forme de l’évolution du courant de magnétisation.

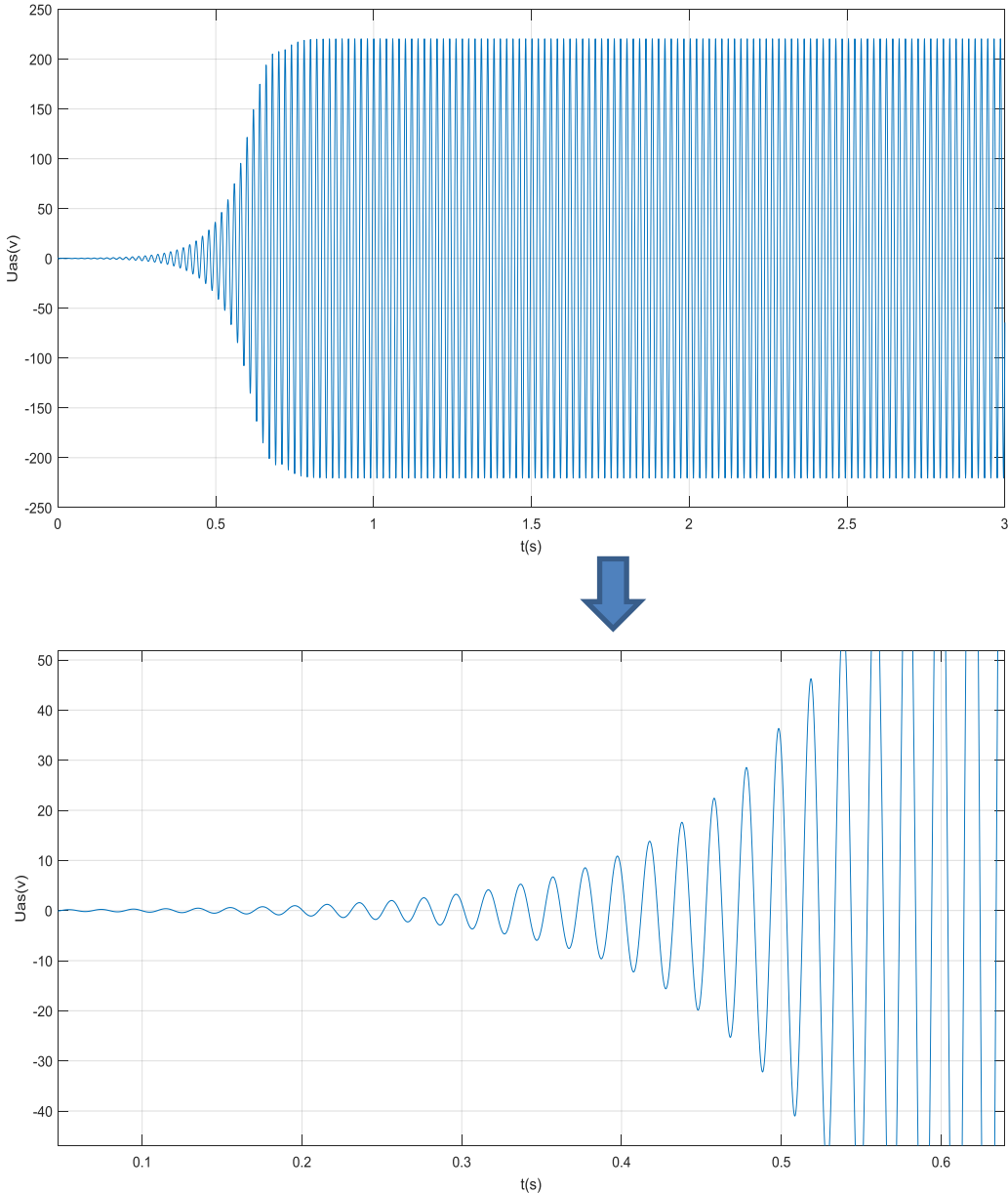


Figure III -9 : Tension de GAS à vide

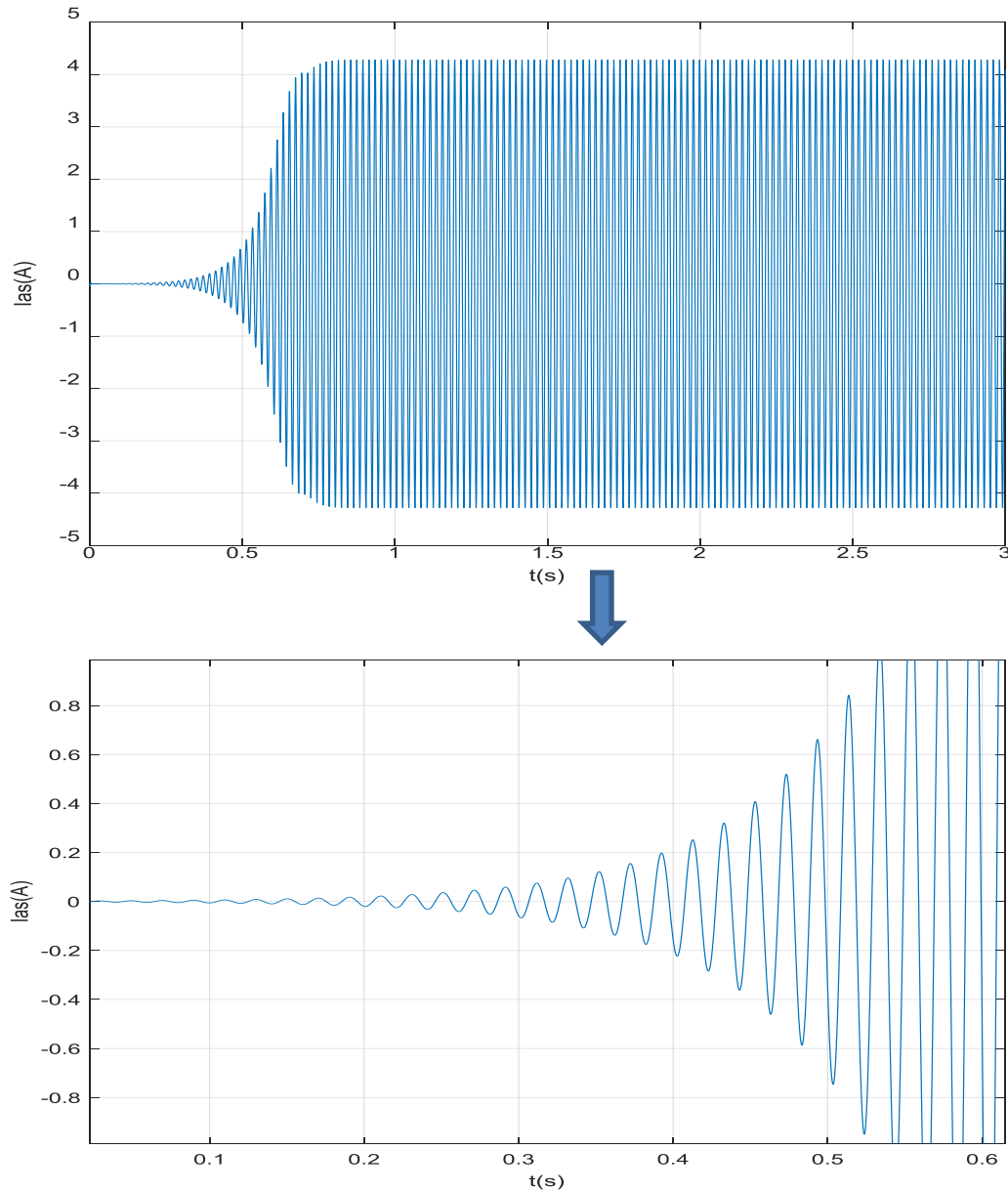


Figure III -10 Courant de GAS à vide

Nous remarquons que le courant et la tension statorique croissent 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 ou $T = [0.7, 3]$.

Les amplitudes des tensions et des courants statoriques obtenues en régime permanent sont égales à 220 V et 4.5 A, avec une fréquence de 50Hz.

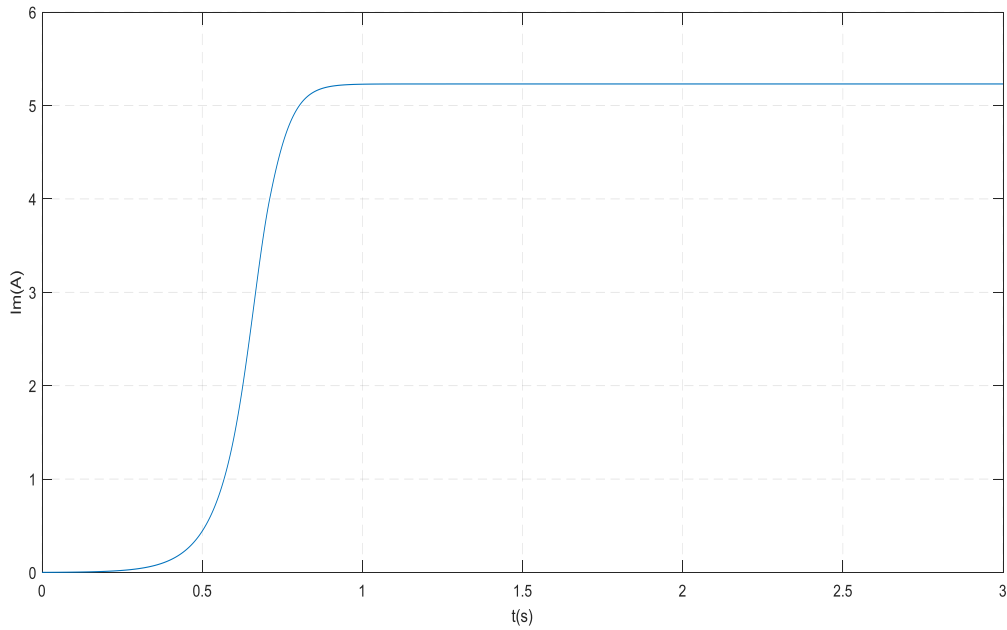


Figure III.11 : courant de magnétisation d'un GAS à vide

III.3.3 Modélisation de l'auto amorçage en charge inductive (RL)

La figure (III.12) présenté une GAS auto-amorcée en charge inductive.

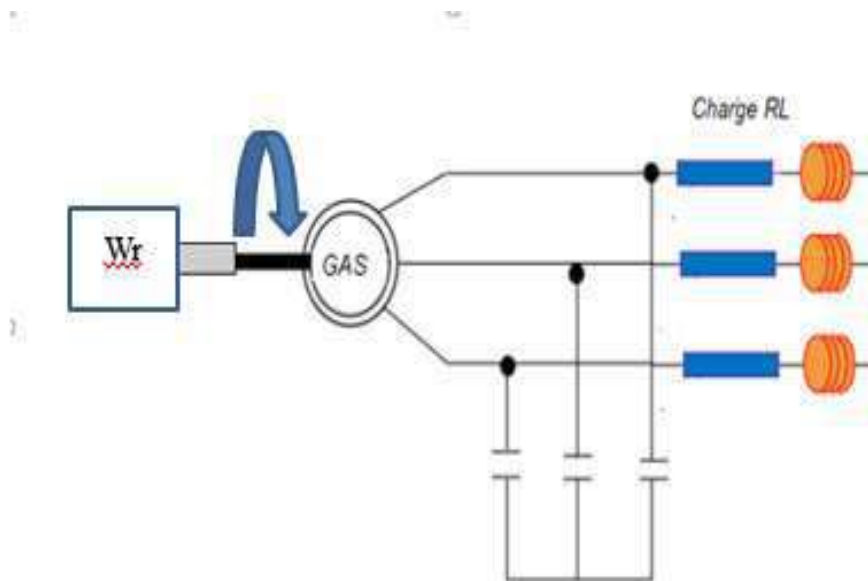


Figure III.1: GAS auto-amorcée alimentant une charge inductive.

Pour déterminer l'équation d'état de la génératrice en charge inductive (R-L), on peut utiliser la figure(III. 13) ci-dessous :

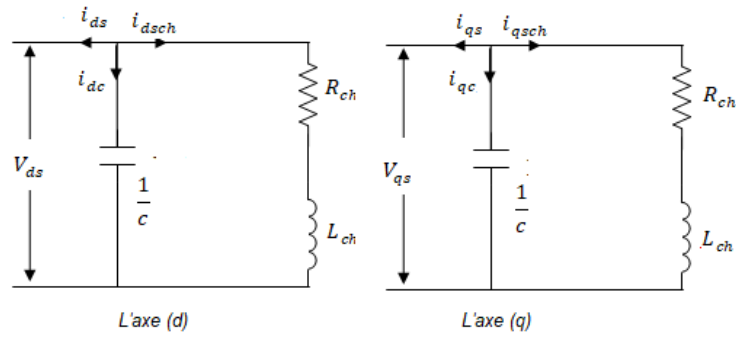


Figure III.2: Schéma équivalent de charge R-L selon l'axes (d, q).

D'après le schéma de la figure (III.13).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{ds} = \frac{1}{c} i_{ds} + \omega_s V_{qs} \\ V_{ds} = R_{ch} \cdot i_{dsch} + L \frac{di_{dsch}}{dt} - \omega_s L_{ch} i_{qsch} \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{qs} = \frac{1}{c} i_{qs} - \omega_s V_{ds} \\ V_{qs} = R_{ch} \cdot i_{qsch} + L \frac{di_{qsch}}{dt} + \omega_s L_{ch} i_{dsch} \end{cases} \quad (III.18)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{dc} = i_{ds} - i_{dsch} \\ i_{qc} = i_{qs} - i_{qsch} \end{cases} \quad (III.19)$$

En substituant (II. 19) dans (II. 17) et (II. 18) en réécrivant les équations selon (d, q), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{ds} = \frac{1}{c} (i_{ds} - i_{dsch}) \\ \frac{d}{dt} i_{dsch} = \frac{1}{L_{ch}} (V_{ds} - R_{ch} i_{dsch}) \end{cases} \quad (III.20)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{qs} = \frac{1}{c} (i_{qs} - i_{qsch}) \\ \frac{d}{dt} i_{qsch} = \frac{1}{L_{ch}} (V_{qs} - R_{ch} i_{qsch}) \end{cases} \quad (III.21)$$

III.3.3.1 Résultats de simulation

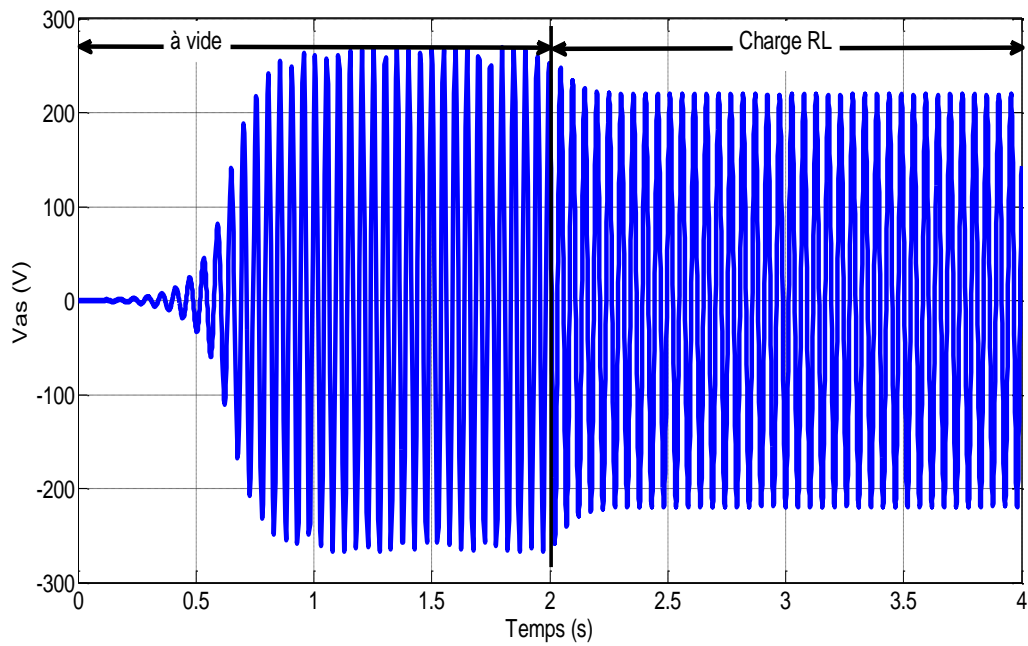


Figure III.3: L'évolution de la tension statorique en charge inductive.

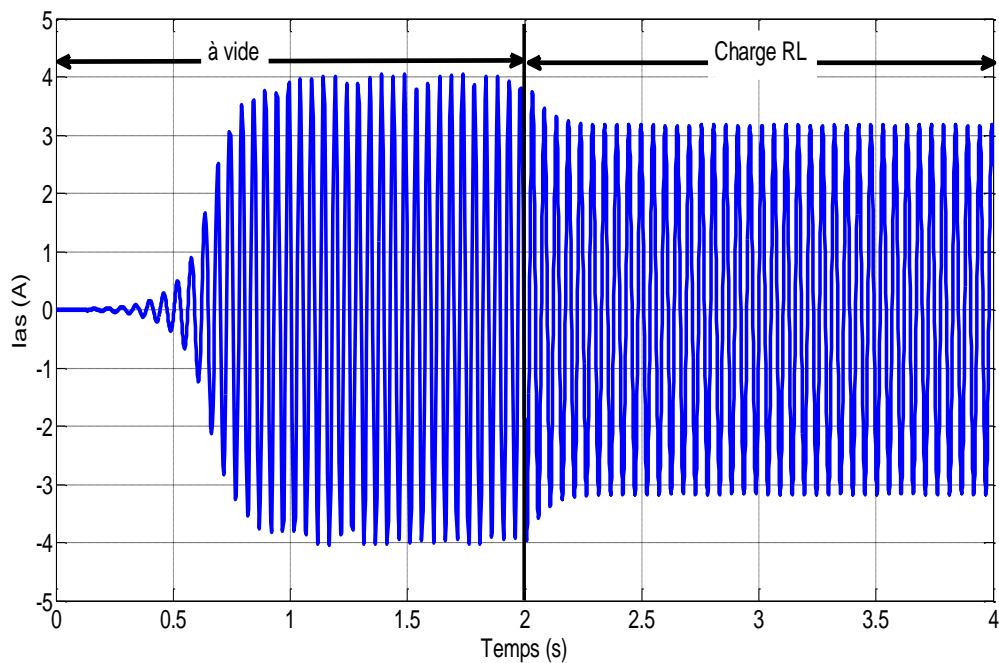


Figure III.4: L'évolution du courant statorique en charge inductive.

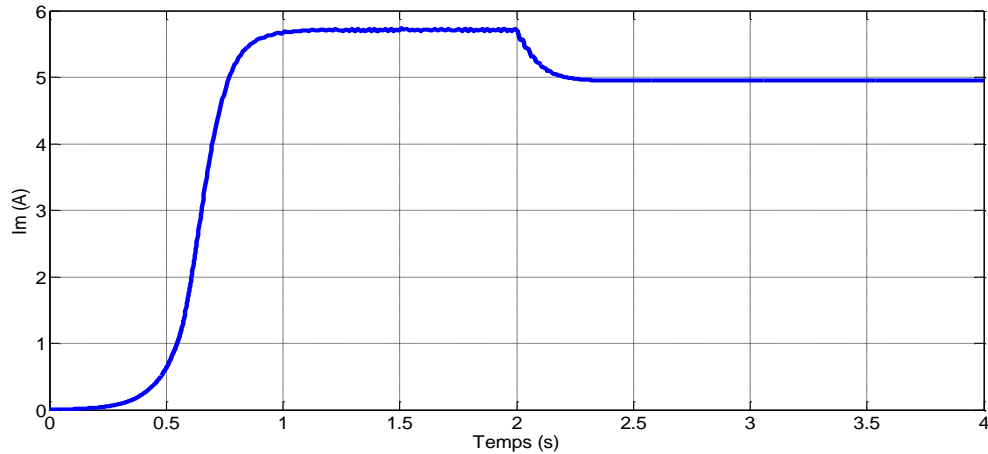


Figure III.5: L'évolution du courant de magnétisation en charge inductive.

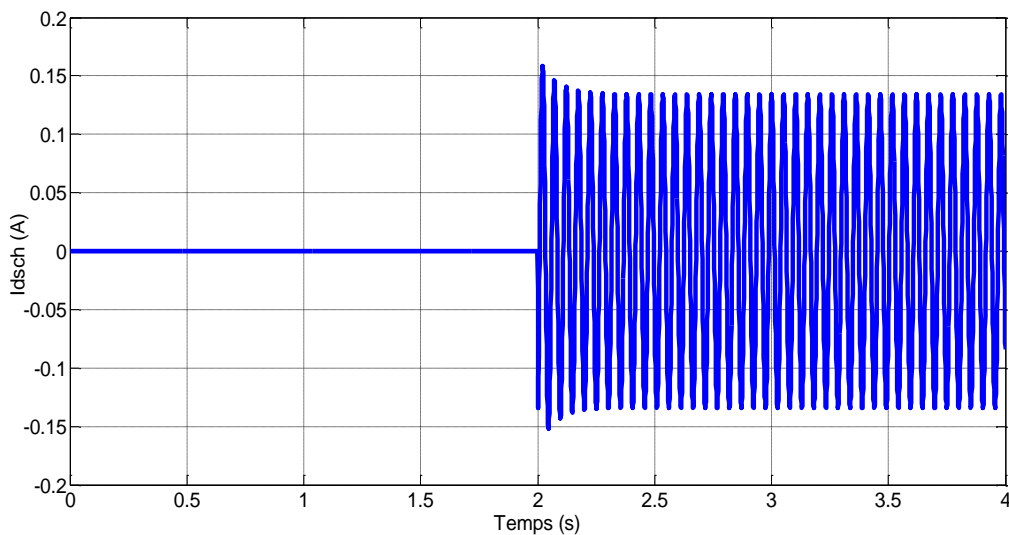


Figure III.6: L'évolution du courant de charge (charge inductive).

III.3.3.2 Interprétation des résultats

Dans cette application, la vitesse de rotation est fixe. La valeur de la capacité d'excitation est de $C = 97\mu\text{F}$. Les charges $R_{ch} = 2000\ \Omega$ et $L_{ch} = 0.5\text{H}$ sont appliquées à $t = 2\text{s}$.

L'insertion de la charge engendre des diminutions aux niveaux de l'ensemble des caractéristiques de la GAS par rapport à celles observées en fonctionnement à vide, qui sont de 18.2 % au niveau de la tension statorique figure (III.14), de 21% du courant statorique figure (III.15) et de 13.65% du courant de magnétisation figure (III.16). Cela est dû essentiellement à la démagnétisation de la machine et au manque d'énergie réactive nécessaire d'une part pour la magnétisation de la machine et d'autre part pour l'alimentation de la charge, en particulier celle inductive qui est consommatrice de l'énergie réactive, et c'est aux condensateurs d'excitation de satisfaire et de

partager l'énergie qu'ils produisent entre les deux consommances de la puissance réactive. La figure (III.17) montre l'évolution du courant aux bornes de la charge qui se stabilise à 0.134 A.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé la génératrice asynchrone à cage auto-amorcée dans le cas d'un fonctionnement saturé à vide, et en charge inductive (RL).

Les grandeurs statoriques ne sont plus imposées et il faut fournir à la machine la puissance réactive nécessaire à sa magnétisation.

Nous avons introduit l'effet de la saturation dans le modèle dynamique de la machine asynchrone. La saturation de la branche magnétisante est indispensable au fonctionnement autonome du générateur. La connaissance avec précision de la caractéristique de magnétisation de la machine est particulièrement importante. Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel de la génératrice.

Conclusion générale

Conclusion générale :

L'objectif principale de ce mémoire est l'étude d'une génératrice asynchrone " GAS "auto excitée, de sa modélisation dans les deux modes linéaire et saturé à base des hypothèses posées, pour la production d'énergie électrique.

Le premier chapitre de ce mémoire rappelle les concepts fondamentaux et généralités sur les machines asynchrones et sa historique et les différents types et a représenté sa construction, ainsi le principe de fonctionnement et le processus de fonctionnement de la partie mécanique, ainsi que ces avantages et inconvénients.

Le second chapitre a été dédié à la modélisation de la machine asynchrone fonctionnant en génératrice en mode linéaire. Nous avons utilisé 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 ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation en mode linéaire en suite nous avons expliqué le phénomène de l'auto amorçage avec des capacités et comment déterminé cette valeur.

Pour finir, on a étudié la génératrice asynchrone dans le mode de fonctionnement saturation à vide et après on a ajouté une charge R et R-L a été établiez, la simulation du phénomène d'auto-excitation nécessite la prise en compte de cette saturation par une inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant. La précision de cette variation implique une méthode d'identification rigoureuse de la courbe de magnétisation, à la fin de cette étude une comparaison entre les résultats simulation montrés la performance et l'évolution présentés en temps d'amorçage.

Références bibliographiques

- [1] M. Nezar « *Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrone en utilisant Les techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2006.
- [2] M.KOSTINKO , L.PIOTROVSKI « Machines électriques » Tome II. Edition Mir 1979
- [3] Jean-Pierre Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", vol. 7 TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [4] M. Poloujadoff, "Machines asynchrones - Régimes quelconques", Encyclopédie de Techniques de l'ingénieur, 2000.
- [5] <http://voltaweb.elec.free.fr/GA/ga.html>.
- [6] Elkheir Merabet "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Doubl Etoile"
M'emoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2008 .
- [7] modélisation et simulation des machine électrique* Rachid ABDESSEMED].
- [8] Jean Chatelain, Machines électriques, Traité d'électricité, Vol X, Presse Polytechniques romandes, édition Georgi, 1983.
- [9] P. C. Krause, « Analysis of electric machine », Mc Graw-hill, 1987.
- [10] T. KHALDI, « Retour Réseau sur auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone», Thèse de Magister, E.N.P ,1999. [7]
- [11] P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Eyrolles,1982.
- [12] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segurier, " Introduction à l'électrotechnique approfondie" éditions Lavoisier, ISBN : 2-8520-6089-2.
- [13] A.H. Al-Bahrani, "Analysis of Self-Excited Induction Generators Under Unbalanced Conditions",
Electric Machines and Power Systems, 24, 1996, pp. 117-129.
- [14] G. Segurier, F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Editions Tec & Doc, ISBN : 2- 85206-979-2.

- [15] M. IMADOUCHENE «Modélisation et Régulation d'un Générateur Asynchrone Autonome Redressé », thèse de Magister, E.N.P,2004.
- [16] A. NESBA « Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone »; thèse de Doctorat, E.N.P,2007.
- [18] T. KHALDI, « Retour Réseau sur auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone», Thèse de Magister, E.N.P ,1999. [7]
- [17] A. NESBA, Génératrice Asynchrone En Régime Dynamique – Extension du modèle linéaire à la saturation, Thèse de Magister, E.N.P, 1994.
- [19] K.P. Kovacs, « On the theory of cylindrical rotor AC machines, including main flux saturation », IEEE Trans. On PAS, Vol. PAS-103, No. 4, April 1984 pp. 754 -761.
- [20] J. M. Ferreira de Jesus, « A model for saturation in induction machines »; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.3, Septembr 1988, pp 682-688.
- [21] D. Kairous, S. Mekhtoub, R. Ibtouen, O. Touhami, Modèle d'un générateur
- [22] M. Boussak, « Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction »; Thèse de l'université de Paris VI, 1989.
- [23] F. P. De Mello and G. W. Walsh, « Reclosing transients in induction motors with terminal * capacitors »; AIEE Trans, on Power Apparatus and Systems, vol. 80,1961, pp.1206-1213.
- [24] T. A. Lipo and A. Consoli, « Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances», IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. IA-20, pp. 180-189, Jan./Feb. 1981.
- [25] J. A. A. Melkebeek, « Magnetising-Field Saturation and Dynamic Behaviour of induction Machines. Part 1: Improved Calculation Method for induction-Machine Dynamics », IEE Proc, vol. 130, Pt. B, N°. 1, January 1983, pp. 1-9.

- [26] K. E. Hallenius, P. Vas and J. E. Brown, The Analysis of a Saturated Self-Excited Asynchronous Generator, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 6, N°. 2, June 1991, pp. 336-345.
- [27] B.K. Bose, « Power electronics and AC drives », Prentice-Hall, 1986.
- [28] M. IMADOUCHENE «Modélisation et Régulation d'un Générateur Asynchrone Autonome Redressé », thèse de Magister, E.N.P,2004.

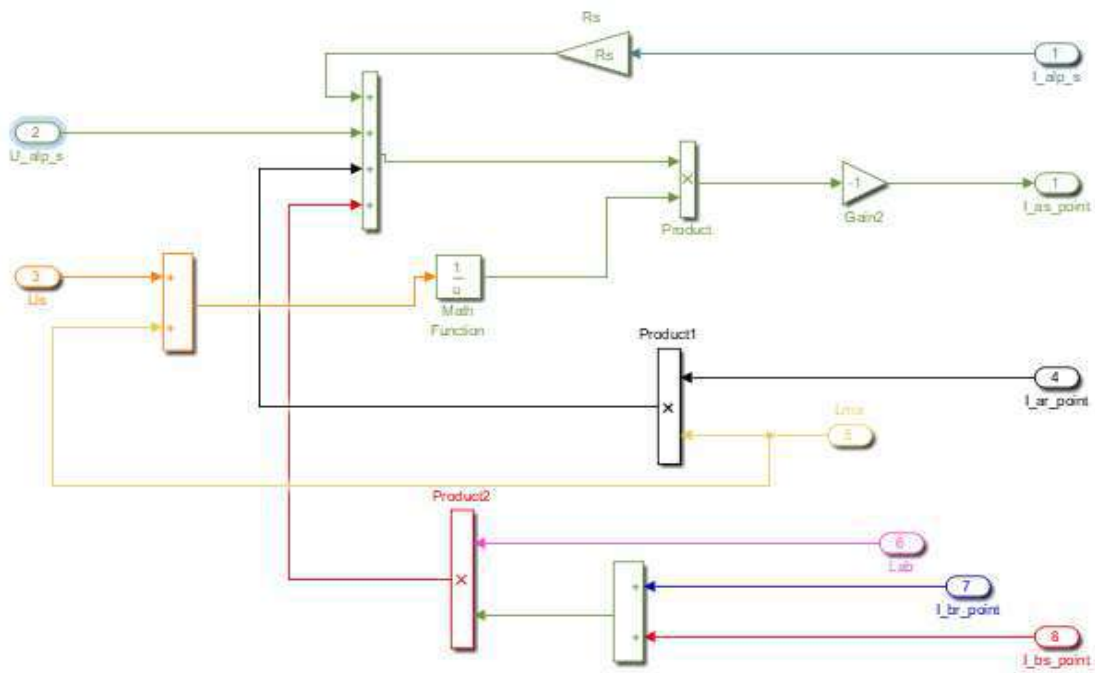


Figure : Subsystem

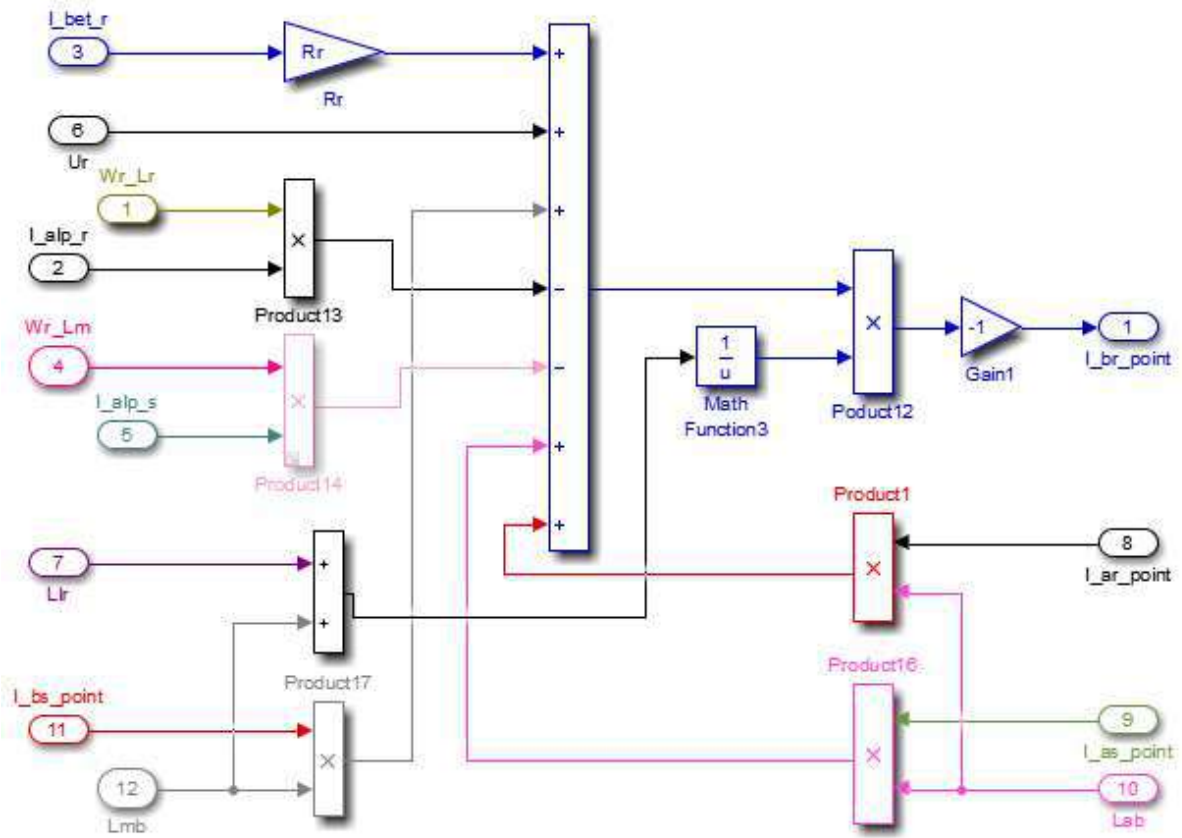


Figure : Subsystem 1

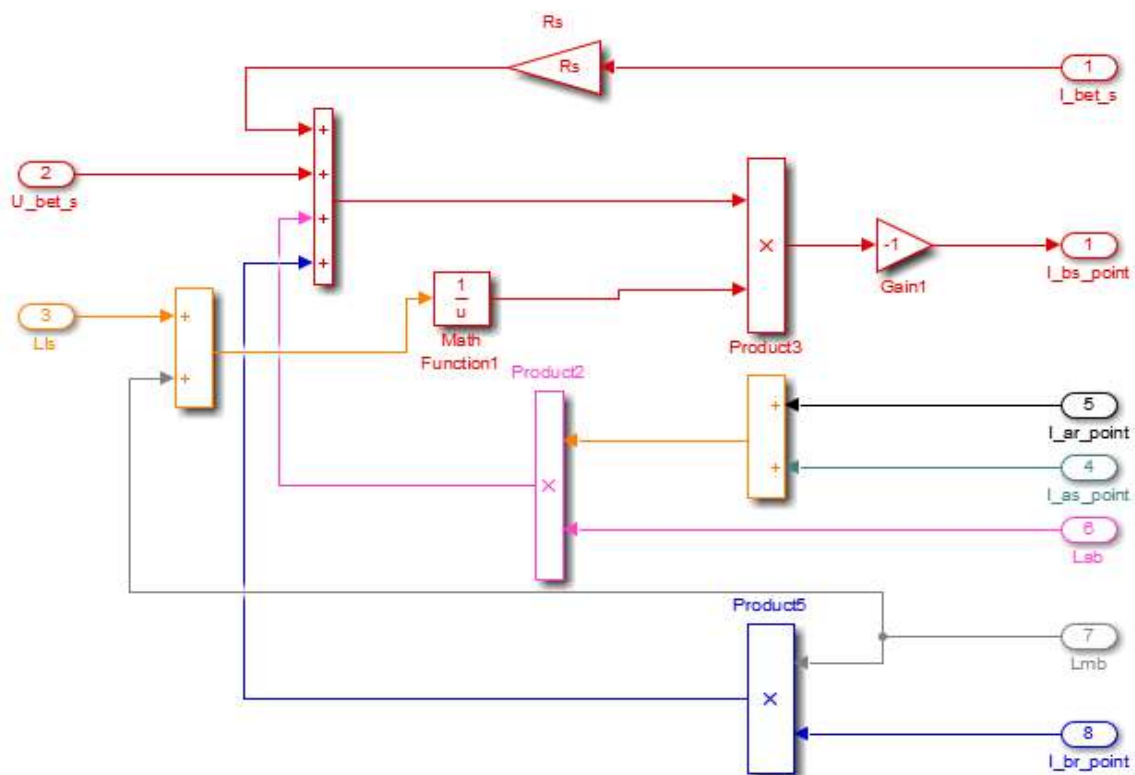


Figure : Subsystem 2

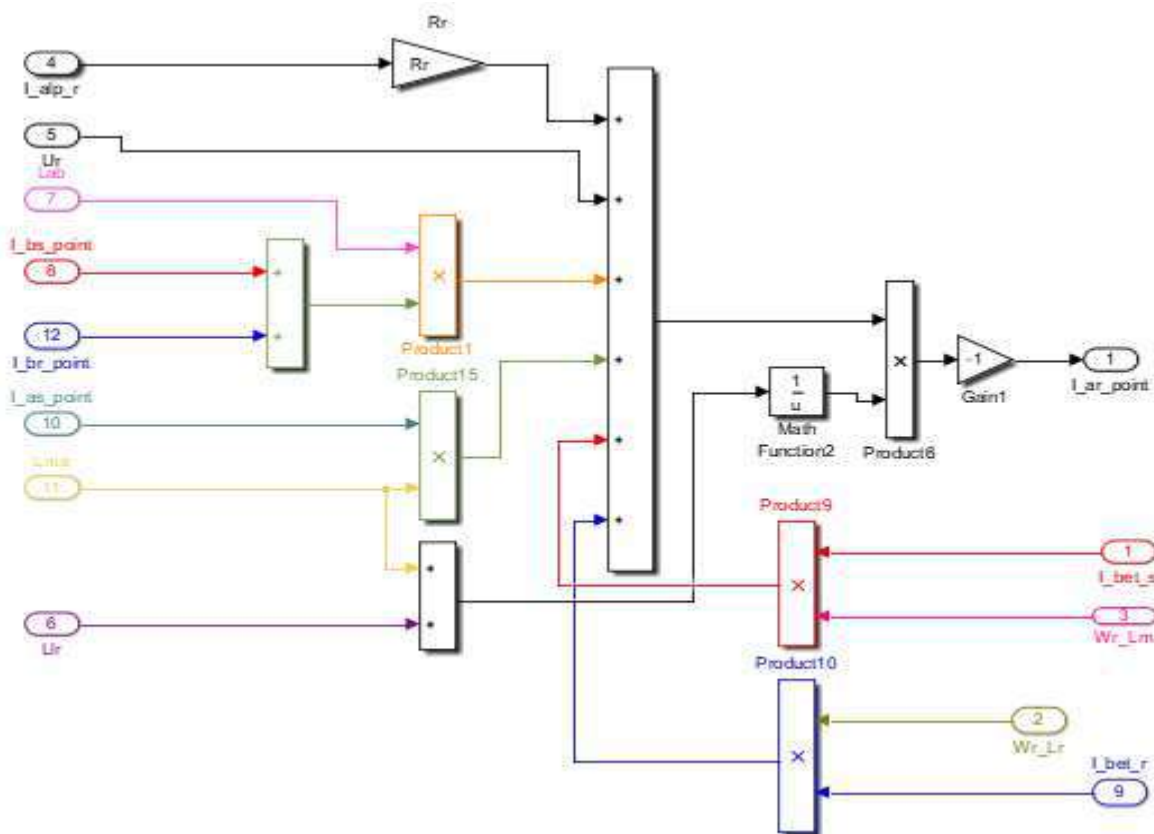


Figure : Subsystem 3

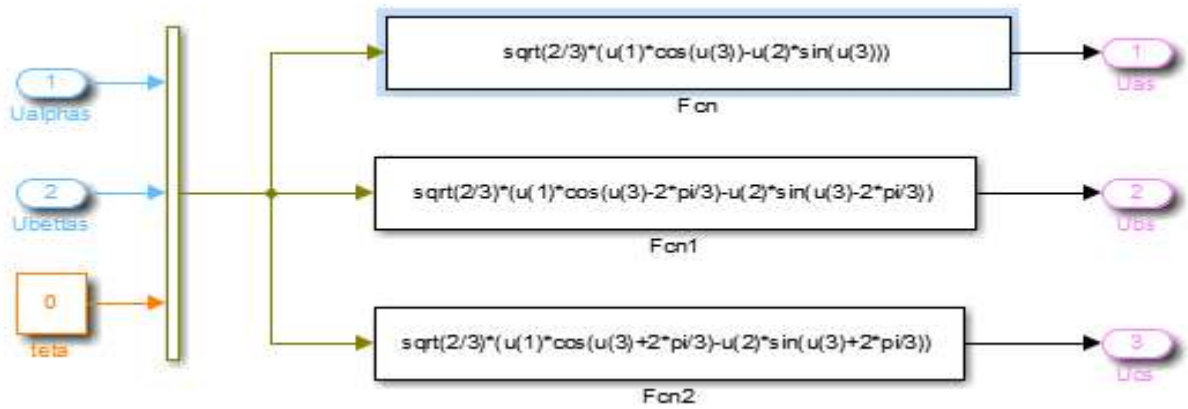


Figure : présenté transformations PARK inverse

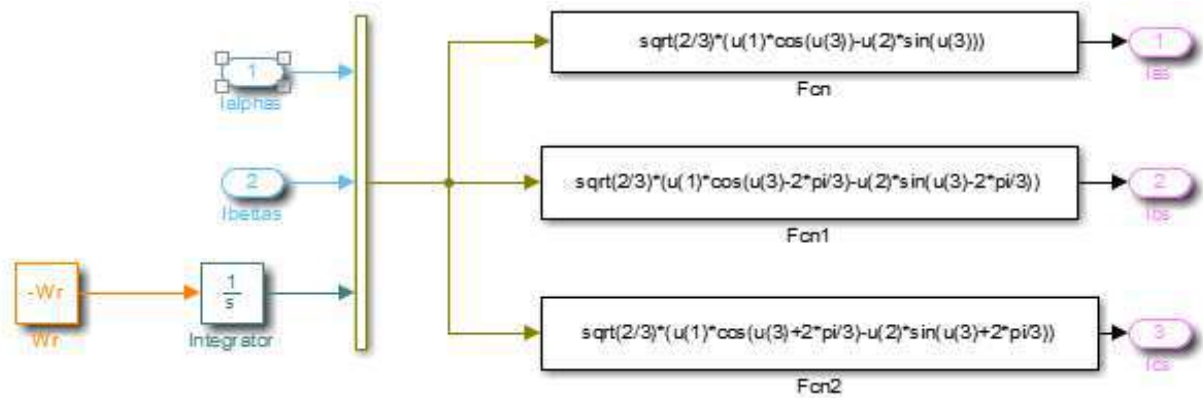


Figure : présenté transformations PARK

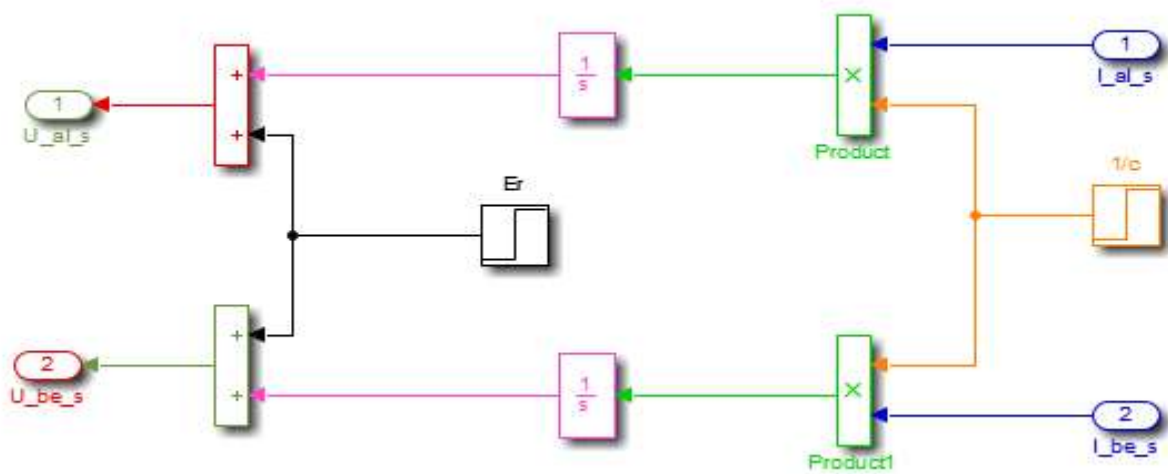


Figure : qui présenté plock d'excitation

Annexe

Les paramètres de la GAS utilisé :		
Symbole	Description	Valeurs Unités
Pn	Puissance	2,2 KW
I	Intensité	9/5,3 A
P	Nombre de paires de pôles	2
V	La tension	200/380
F	Fréquence	50 HZ
N	la vitesse	1500 tr/min
Rs	Résistance statorique	3,38 Ω
Rr	Résistance rotorique	3,38 Ω
Ls	Inductance statorique	1,086 H
Lr	Inductance rotorique	1,086 H
M	Inductance mutuelle	0,18
J	Inertie du moteur	0.002 Kg.m ²
f	Coefficient de frottement	0 N.m sec/rad

Le programme :

```

clear all; clc
% Les données de la GAS
% Pn= 2.2 kW, 9/5.3 A, 220/380 V, 50 Hz, N=1500tr/min
P=2;
Cst=2;
J=0.005;
f=0
R=2000; %Charge résistive
L=0.5; %charge inductive
cse=10e-4; %Compensation
% Les paramètres sont
%-----
Rs=3.38;
Rr=3.88;
c= 6.2e-005;
Wr=315;
Er=1;
Lm=0.315;
Lls=0.324-Lm;

```

```
Llr=Lls;  
%-----  
Ls=1.086;  
Lr=1.086;  
M=0.18;  
Lab=0;  
Lma = M;  
Lmb=M;  
Las=Ls;  
Lbs=Ls;  
Lar=Lr;  
Lbr=Lr;  
disp()
```