

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**Ministère de l'enseignement supérieur
et de la recherche scientifique**

Université MOULOUD MAMMERY de Tizi-Ouzou

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département d'Electrotechnique



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIBLOME DE MASTER ACADEMIQUE

SPECIALITE : MACHINES ELECTRIQUES

Thème :

**Identification Paramétrique d'une
Génératrice Asynchrone auto-excitée
dédiée à la Conversion d'Energie
Eolienne et Micro-hydraulique dans un
Site Isolé**

Proposé par :

M^r. A. MIOUAT

Présenté par :

M^{elle}. KHENNACHE Zahia

M^{elle}. MELLOUL Ouiza

Promotion: 2013

A decorative border with a repeating floral motif surrounds the text. The border consists of a series of stylized flowers and leaves arranged in a rectangular frame.

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord le bon DIEU le tout puissant pour nous avoir donné la volonté, la santé et la patience.

Ce travail a été effectué au sien des laboratoires d'électrotechnique générale est de machine électrique de l'Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, sous la direction scientifique de Monsieur MIOUAT Azzouz maître assistant au département d'électrotechnique à qui nous présentons l'expression de nos profondes gratitudees pour toute les conseils et les encouragements qu'il nous a prodigués toute la durée du travail. Qu'il soit remercié pour la confiance qu'il nous a témoignée pour avoir accepté de diriger ce travail. Ses encouragements m'ont été d'un grand secours durant les périodes difficiles.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Monsieur HADDAD Salah, Professeur à l'UMMTO d'avoir accepté de nous aider à faire ce travail. Je tiens à exprimer ma haute reconnaissance pour sa disponibilité à chaque sollicitation et sa générosité scientifique.

En fin, nous ne pourrons pas terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de nos enseignants qui sont à l'origine de tous nos savoirs.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*La lumière de ma vie qui n'a jamais cessé de m'éclairer et à qui je dois tout : mes très chers
parents*

*A mes frères et mes sœurs et toute la famille surtout à mon frère Hocine qui
m'a aidé durant toute la période de mes études.*

A tous mes cousins et cousines

A mes copines Samia et Nassima qui ma prodigué des conseils.

A tous mes ami(e)s sans exception

A toute la promotion d'électrotechnique (2013)

A tous ce qui ont contribué de prêt ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Zahia

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents à qui je dois tout

*A la mémoire de défunts grand mère Dehbia qui n'est cessé de me rappeler
peut se fier à la richesse quelle qu'elle soit, seule l'instruction fait exception.*

A mes chères sœurs Djedjiga, Zahia, Nadia et Malika

A mes chers frères Belkacem, Youcef et Mohammed

A toute ma famille

A tout mes ami(e)s

A toute ma promotion d'électrotechnique(2013)

A tous ceux qui ont contribué de prêt ou de loin à la réalisation de ce mémoire

Ouiza

Sommaire

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

Chapitre I : Généralité sur la génératrice asynchrone

Introduction.....	3
I.1 Définition.....	3
I.2 Constitution de la machine asynchrone.....	3
I.2.1 Le stator.....	4
I.2.2 L'entrefer.....	4
I.2.3 Le rotor.....	4
I.3 Les différents types de la machine asynchrone.....	5
I.3.1 Rotor à cage.....	5
I.3.2 Rotor à bague ou rotor bobiné.....	7
I.3.3 Machine à double alimentation (MADA)	8
I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	9
I.4.1 Notion de couple et de glissement.....	10
I.4.2 Bilan de puissance de la génératrice asynchrone.....	11
I.4.2.1 La puissance mécanique absorbée.....	11
I.4.2.2 Les pertes par effet joule au rotor P_{jr}	12
I.4.2.3 Les pertes fer au rotor P_{fer}	12
I.4.2.4 La puissance transmise P_{em}	12
I.4.2.5 Les pertes par effet joule au stator P_{js}	12
I.4.2.6 Les pertes fer au stator P_{fs}	13
I.4.2.7 Le couple électromagnétique.....	13
I.4.2.8 Le rendement de la machine asynchrone.....	13
I.5 Les modes de fonctionnement du générateur asynchrone.....	13
I.5.1 Fonctionnement non autonome.....	13
I.5.2 Fonctionnement autonome (auto-excitée)	15
I.6 L'utilisation de la génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG)	16
Conclusion.....	16

Chapitre II : Modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée

Introduction.....	17
II.1 Modélisation de la génératrice en fonctionnement linéaire.....	17
II.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	17
II.1.2 Convention de signe.....	17
II.1.3 Modèle mathématique de la génératrice asynchrone linéaire.....	17
II.1.3.1 Equations générales de la génératrice.....	18
II.1.3.2 Transformation de PARK.....	18
II.1.3.3 Equations de la machine biphasée équivalente.....	22
II.1.4 Choix du référentiel.....	23
II.1.4.1 Référentiels lié au stator.....	26
II.1.4.2 Référentiel lié au rotor.....	27

II.1.4.3 Référentiel liée au champ tournant.....	28
II.1.5 Les expressions de la puissance et du couple électromagnétique.....	28
II.1.5.1 L'expression de la puissance.....	29
II.1.5.2 L'expression du couple électromagnétique.....	29
II.2 Modélisation de la génératrice asynchrone saturée.....	29
II.2.1 Modèle diphasé de la machine asynchrone saturée.....	29
II.2.2 Elaboration du modèle de la machine asynchrone pour l'étude en génératrice autonome.....	30
II.3 Auto-amorçage de la génératrice asynchrone.....	34
II.3.1 Fonctionnement à vide.....	39
II.3.2 Fonctionnement en charge	39
II.3.2.1 Cas d'une charge équilibrée R.....	40
II.3.2.2 Cas d'une charge déséquilibrée R-L.....	40
Conclusion.....	42

Chapitre III : Identification des paramètres de la machine

Introduction.....	44
III.1 Schéma électrique équivalent par phase d'une machine asynchrone.....	44
III.2 Identification des paramètres du schéma équivalent par la méthode classique.....	45
III.2.1 Essai en courant continu.....	49
III.2.2 Essai à vide.....	49
III.2.3 Essai à rotor calé (en court-circuit).....	50
III.2.4 Le rapport de transformation.....	52
III.3 Mesure de l'inductance propre d'une phase statorique L_s , de la mutuelle stator-rotor M_{sr} , de la mutuelle stator-stator M_s , et de l'inductance L_r	55
III.3.2 Mesures avec prise en compte de la résistance des pertes fer et de la résistance statorique	55
III.3.3 Mesure des grandeurs rotoriques (avec prise en compte des pertes fer rotoriques)	55
III.3.4 Identification de l'inductance magnétisante (L_m)	58
III.4 Résumé des paramètres identifiés.....	60
Conclusion	64

Chapitre IV : Etude de fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-excitée

Introduction.....	66
IV.1 Importance de la saturation de la machine dans l'auto-amorçage.....	66
IV.2 Identification de la courbe de magnétisation.....	67
IV.3 Etude du fonctionnement de la génératrice asynchrone	69
IV.3.1 Etude expérimentale.....	69
IV.3.1.1 Fonctionnement à vide	70
IV.3.1.2 Fonctionnement en charge.....	71

IV.3.2 Etude par simulation.....	76
IV.3.2.1 Simulation du fonctionnement à vide.....	78
VI.3.2.2 Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage de la machine	81
VI.3.2.3 Influence de la vitesse de rotation sur la tension d'auto-amorçage de la machine.....	82
Conclusion.....	83
Conclusion générale.....	85

Introduction Générale

Introduction générale

L'énergie électrique est un facteur essentiel pour le développement et l'évolution des sociétés humaines ; que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie, que sur le développement des activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable par sa souplesse d'utilisation et par la multiplicité des domaines d'activité où elle est appelée à jouer un rôle plus important.

Actuellement, il existe toujours un nombre important de population habitant des régions éloignées sans connexion avec le réseau de distribution publique de l'électricité. Le coût d'investissement pour l'extension du réseau vers ces régions rend cette solution non envisageable. Dans ces dernières années, un grand intérêt est porté sur l'exploitation des sources d'énergie renouvelables telle que l'énergie hydraulique, éolienne, solaire, celle produite par les vagues, la géothermie et la biomasse. En plus, avec le développement des technologies des énergies renouvelables, la construction des systèmes de production à base d'énergie renouvelable est devenue une solution alternative pour alimenter les sites isolés. Donc il est important d'étudier ces systèmes de production dans le cadre des programmes de développement durable. Pour réaliser ceci, il est important de disposer de différentes technologies de générateurs électriques. La génératrice asynchrone auto-excitée est largement utilisée dans la conversion d'énergie dans différentes applications telle que la micro-hydraulique et l'éolienne. Ce type de générateur est généralement utilisée comme source d'énergie isolée pour alimenté les régions éloignées, il présente des avantages par rapport aux générateurs synchrones conventionnels, en effet, ils sont caractérisés par un coût réduit, l'absence de contacts électriques par balais-collecteurs, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire et à entretenir, ainsi que l'absence de la source d'excitation séparé à courant continu.

La génératrice asynchrone ne disposant pas de bobinage d'excitation, il est nécessaire de lui fournir l'énergie magnétisante. Dans ce cas de fonctionnement, cette énergie peut être générée par une batterie de condensateurs connectés au bobinage statorique de cette génératrice, et elle lui offre de l'énergie réactive nécessaire à sa magnétisation et la saturation de son circuit magnétique.

L'objectif de notre mémoire consiste à étudier le fonctionnement d'une génératrice asynchrone auto-excitée en exploitant une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit disponible au niveau du laboratoire. Dans cette étude nous nous proposons d'abord d'identifier les paramètres de la génératrice à partir de mesures expérimentales, par la suite ces paramètres

seront utilisés pour simuler le fonctionnement de la génératrice. Pour valider notre travail, les résultats obtenus par simulation seront comparés avec les résultats des essais expérimentaux effectués sur un banc d'essai réalisé au laboratoire.

Le présent mémoire est structuré en quatre chapitres. Le premier chapitre présentera des généralités sur la machine asynchrone à savoir sa construction, son principe de fonctionnement et son utilisation comme générateur.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude analytique de la machine asynchrone dont le but est l'établissement du modèle de la machine en utilisant la transformation de Park afin de simplifier l'étude des caractéristiques de la machine.

Dans le troisième chapitre nous aborderons la procédure expérimentale pour l'identification des paramètres de la machine, nécessaires pour l'étude et la simulation de son fonctionnement.

En fin le dernier chapitre sera consacré aux essais expérimentaux de fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-excitée et à l'exploitation des modèles élaborés dans le deuxième chapitre et les paramètres identifiées dans le troisième chapitre pour la simulation du comportement de la génératrice en faisant appel au logiciel Matlab-Simulink.

Nous terminerons notre mémoire par une conclusion générale qui sera dédiée à une synthèse du travail effectué et aux perspectives envisagées.

Chapitre I

Généralité sur les machines asynchrone

Introduction :

Les machines asynchrones constituent la deuxième catégorie importante de machines à courant alternatif. [1]

L'utilisation de ces machines comme générateurs d'électricité est moins courante que celle des alternateurs synchrones. Néanmoins le développement des sources autonomes d'énergie et surtout des systèmes de récupération a vu l'essor rapide de ce type de générateurs qui présente de nombreux avantages par rapport à l'alternateur ; elles sont caractérisées par sa robustesse, sa simplicité de construction et elles nécessitent peu de maintenance et aussi elles sont économiques. [2]

Dans ce chapitre nous présenterons des généralités sur la machine asynchrone et son fonctionnement en mode générateur.

I.1 Définition :

La machine asynchrone, connue également sous le terme de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation n'est pas égale à celle du champ statorique. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écuriel sont les plus fréquemment utilisées en raison de leur robustesse, de leur simplicité de construction et de leur bas coût. C'est une machine réversible en énergie elle peut fonctionner en mode moteur ou en générateur. **(Figure I.1)**[3]

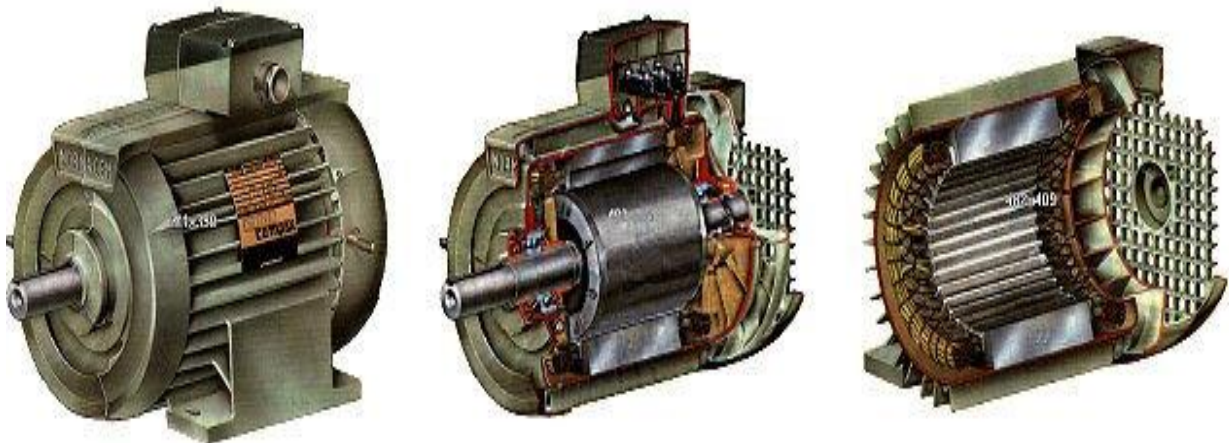


Figure I.1 : Machine asynchrone (machine à induction).

I.2 Constitution de la machine asynchrone:

Elle comporte deux éléments principaux, un inducteur fixe nommé Stator et un induit mobile nommé Rotor.

- **le stator** (partie fixe) est constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- **le rotor** (partie tournante) est constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.

I.2.1 Le stator :

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans les quelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. **(Figure I.2)** [3]

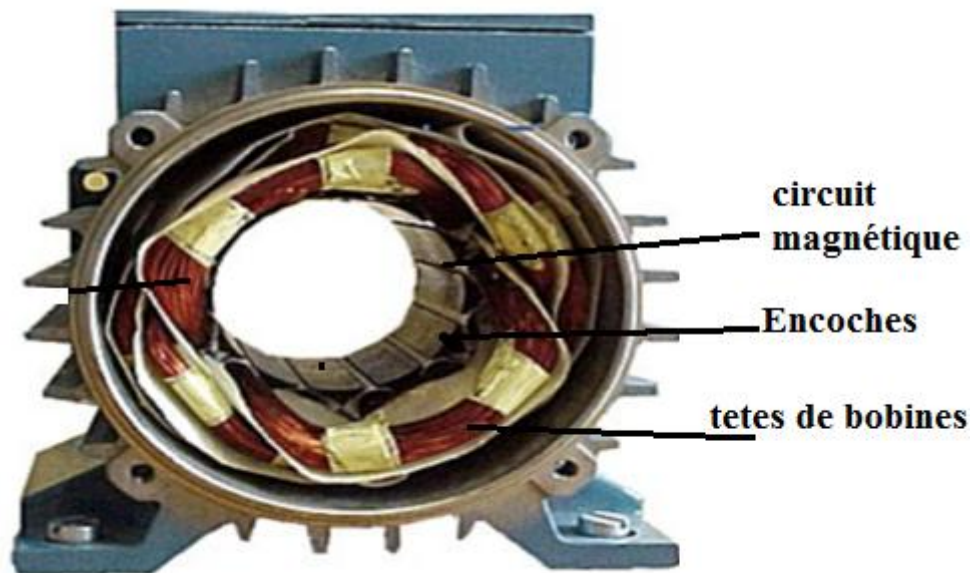


Figure I.2 : Le stator de la machine asynchrone.

I.2.2 L'entrefer :

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale.

I.2.3 Le Rotor :

Il n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, ni continu, ni alternative, ce qui simplifie sa construction. Le courant dans ses enroulements est uniquement induit par le

champ tournant statorique, l'enroulement rotorique est encore appelé induit. Les différents types des machines asynchrones ne se distinguent que par le rotor. [2] [3]

I.3 Les différents types de machines asynchrones :

On peut distinguer plusieurs types de machines asynchrones comme les machines dont leurs rotors sont à cage (simple ou double), bobiné, ou bien des machines à double alimentation (MADA).

I.3.1 Rotor à cage :

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui de la machine à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. (**Figure I.3**)



Figure I.3 : Rotor à cage d'écureuil

Et on distingue deux types de rotor à cage : [2]

a) Rotor à cage d'écureuil simple:

Il est de construction simple mais robuste formé par un ensemble de barres conductrices de cuivre ou d'aluminium disposées sur la périphérie de l'arbre rotorique parallèles à son axe, elles sont réunies sur chacune des faces de l'armature par un anneau d'assez forte section appelé anneau de court-circuit, sa résistance électrique est très faible. L'allure d'un tel rotor est donnée sur la figure (**Figure I.4**) [3] :

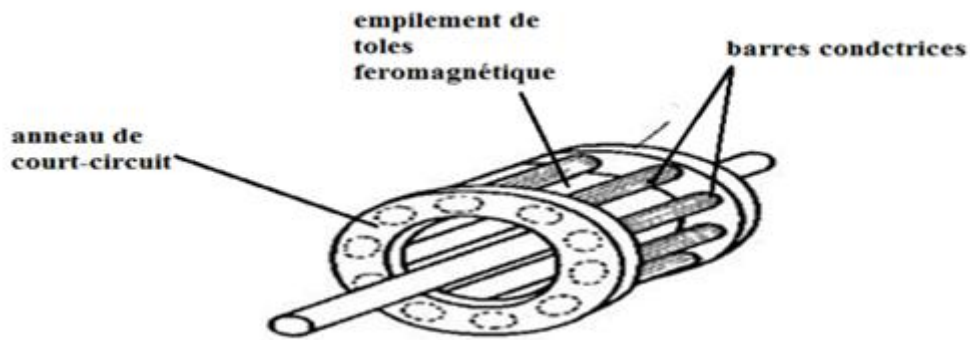


Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil simple

b) Rotor à double cage :

Le rotor comporte deux cages coaxiales: (**Figure I.5**)

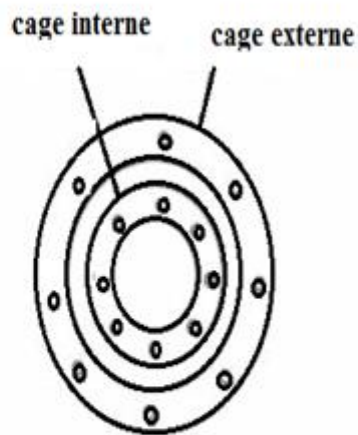
— l'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer.

— l'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi une inductance de fuites supérieure à la première.

Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum de courant ; sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple de démarrage.

Au contraire, lorsque la machine atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g et une fréquence rotorique basse gf , ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce qui favorise la cage interne de faible résistance.

On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage.



Cage interne: résistance faible, inductance de fuite importante
Cage externe: inductance de fuite faible, résistance importante

Figure I.5: Rotor à double cage.

I.3.2 Rotor à bague ou rotor bobiné :

Le rotor est constitué par un enroulement identique à celui du stator, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Aux extrémités des enroulements rotoriques, leurs sorties sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...), qui permettent le réglage de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux (il assure de meilleures conditions au démarrage) (**figure I.6**).

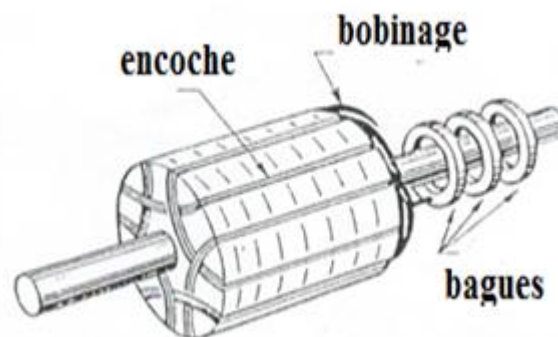


Figure I.6: Rotor à bagues (bobiné).

I.3.3 Machine à double alimentation (MADA) :

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un onduleur (**Figure I.7**).

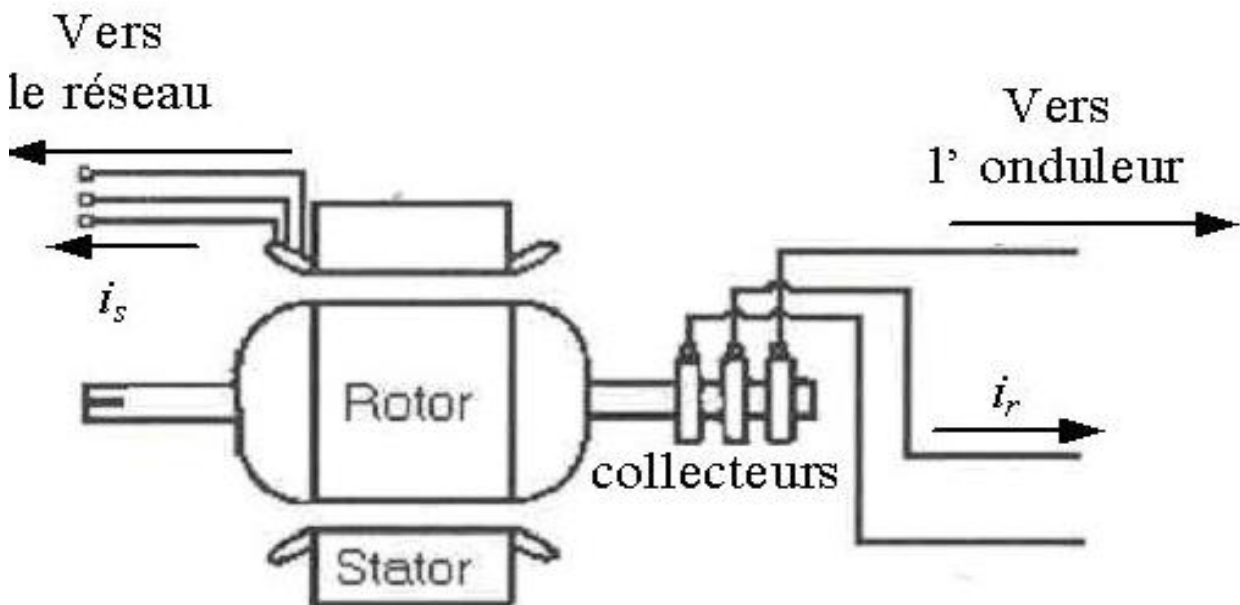


Figure I.7 : MADA avec des bagues collectrices

➤ Domaine d'applications de la MADA :

La machine à double alimentation offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone. Surtout en ce qui concerne la gamme de vitesse opérationnelle et la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éoliennes et

hydrauliques (**Figure I.8**), ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau.

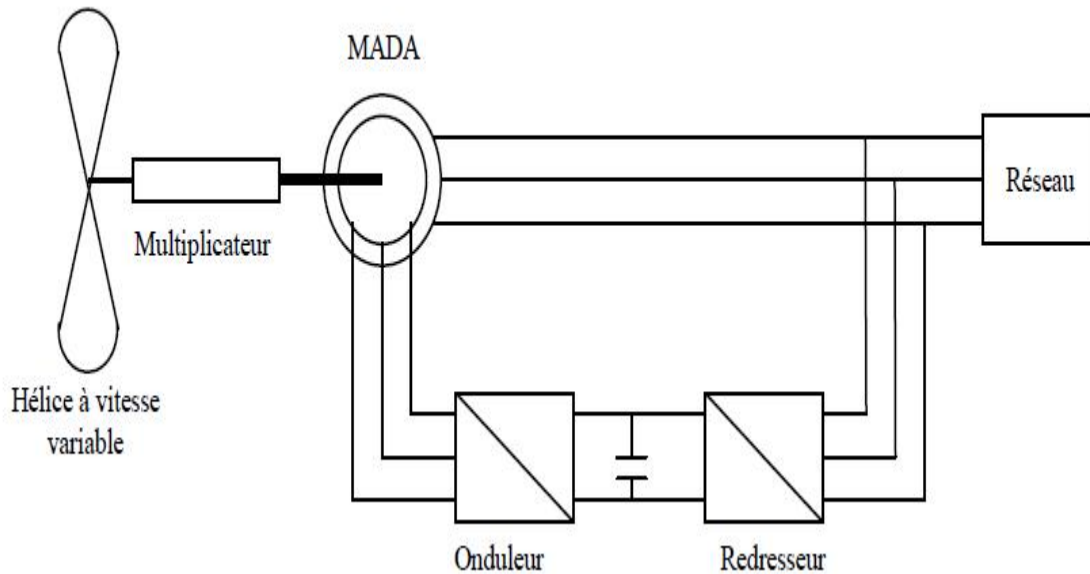


Figure I.8 : Système de production éolienne à base de la MADA.

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

La machine à induction se comporte comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit qui tient d'une application directe de la loi de LENZ ("les courants induits s'opposent aux courants qui leur ont donné naissance" et qui les déplacent). Les terminologies utilisées pour les machines asynchrones se rapprochent de celles employées dans l'étude des transformateurs. Le stator alimenté par des courants à la pulsation ω_s crée un champ tournant à la vitesse synchrone :

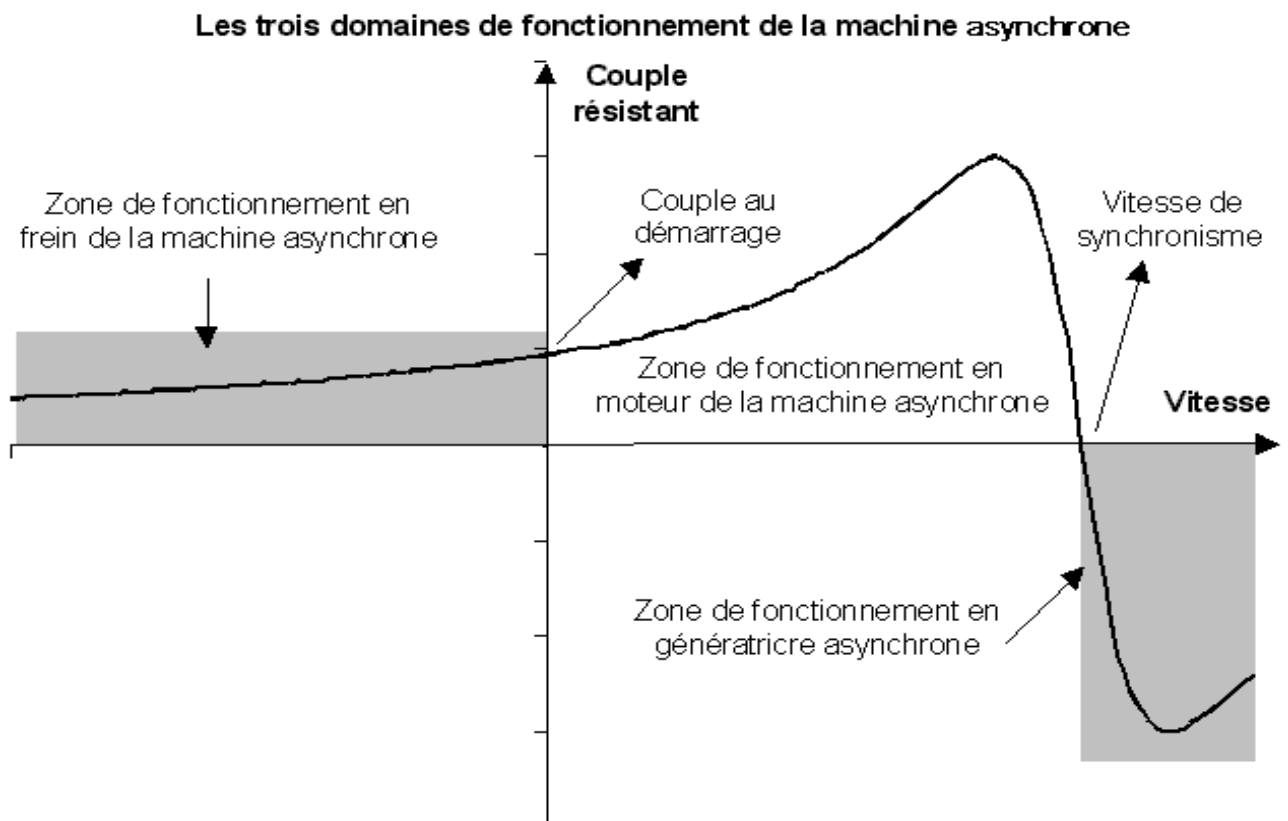
$$\Omega_s = \omega_s / p \quad (\text{I.1})$$

ω_s : Pulsation des courants statoriques.

p : Nombre de paires de pôles.

Pour que la machine fonctionne en génératrice, il faut que le rotor tourne dans le sens du champ tournant à une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme. Le rotor développe ainsi son propre champ magnétique. Lorsque cette génératrice est connectée au réseau, elle se met à tourner à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de rotation du champ magnétique dans le stator (Fonctionnement de type « moteur »). Si la vitesse de rotation du

rotor devient égale à celle du champ magnétique (synchronisme), aucune induction n'apparaît dans le rotor, et donc aucune interaction avec le stator. Enfin, si la vitesse de rotation du rotor est légèrement supérieure à celle du champ magnétique du stator, il se développe alors une force électromagnétique similaire à celle obtenue avec un générateur synchrone. La différence entre la vitesse de rotation du rotor et la vitesse de rotation du champ magnétique est appelée glissement, sa valeur ne dépassant pas en pratique quelques pour-cent. Pour une augmentation limitée de la vitesse de rotation, le couple et donc la puissance fournie sont proportionnels au glissement. La figure suivante présente les différents domaines de fonctionnement de la machine asynchrone : **(Figure I.9)**



I.4.1 Notion de couple et de glissement :

a) Le glissement :

La différence entre la vitesse de synchronisme (Ω_s) et celle du rotor (Ω_r) est appelée “glissement” (g) et s’exprime en % de la vitesse de synchronisme.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

Ω_r : vitesse de rotation du rotor [rad/s].

Ω_s : vitesse de synchronisme [rad/s].

Dans le cas où la machine fonctionne en génératrice le glissement g est négatif.

b) Le couple :

Dans le cas d'une génératrice ($\Omega_s < \Omega_r$ et $g < 0$) le couple électromagnétique est égal au couple résistant : [3]

$$C_{em} = C_r \quad (\text{I.3})$$

I.4.2 Bilan de puissance de la génératrice asynchrone:

L'allure du diagramme énergétique de la génératrice asynchrone est donnée comme suit : [3]

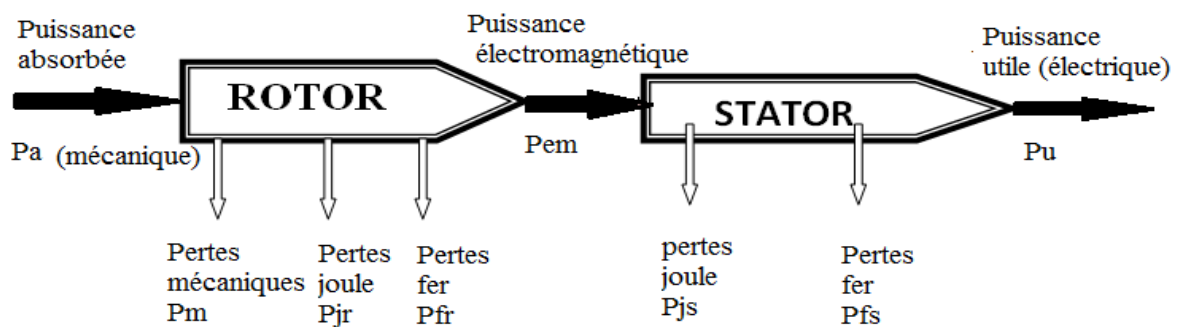


Figure I.10 : Bilan de puissance de la génératrice asynchrone.

I.4.2.1 La puissance mécanique absorbée :

La puissance absorbée par une génératrice asynchrone est une puissance active mécanique et elle est négative.

I.4.2.2 Les pertes par effet Joule au rotor P_{jr} :

Se sont les pertes électriques dissipées par effet Joule dans les enroulements secondaires (rotorique). Elles sont proportionnelles au carré des courants qui circulent dans ces enroulements. Elles sont données par la formule suivante : [3]

$$P_{jr}=3.R_r.I_r^2 \quad (I.4)$$

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I_r : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement rotorique.

I.4.2.3 Les pertes fer au rotor P_{fr} :

Ce sont des pertes par hystérésis dans le fer du rotor, du fait du champ glissant résultant ; elles sont négligeables devant les autres pertes car la pulsation de rotation de ce champ, $\omega_r=g\omega_s$ est faible devant la pulsation du champ tournant ω_s . [3]

I.4.2.4 La puissance transmise P_{em} :

C'est la soustraction entre la puissance absorbée et la somme des pertes rotoriques et aussi c'est la puissance transmise du rotor vers le stator, la formule est donnée comme suit :

$$P_{em}=P_a-\sum \text{pertes} \quad (I.5)$$

$\sum \text{pertes}$: Sont les pertes par effet Joule et les pertes dissipée dans le fer.

I.4.2.5 Les pertes par effet Joule au stator P_{js} :

Ce sont des pertes électriques dissipées par effet Joule dans les enroulements primaires (statoriques), elles sont proportionnelles au carré des courants qui circulent dans ces enroulements. La formule de cette puissance est donnée par [3] :

$$P_{js}=3.R_s.I_s^2 \quad (I.6)$$

R_s : résistance d'une phase statorique.

I_s : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement statorique.

I.4.2.6 Les Pertes fer au stator P_{fs} :

Elles sont dues à la rotation du champ d'induction glissant résultant. Ce champ magnétique ne dépend que de la tension du réseau et de la fréquence f , si cette machine est connectée au réseau. Ces pertes sont donc constantes ; elles sont dues au courants de Foucault (dans le fer) et à l'hystérésis [3].

I.4.2.7 Le couple électromagnétique :

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s et le rotor tourne à la vitesse Ω_r , l'action de l'ensemble des forces électromagnétiques crée ce qu'on appelle un couple électromagnétique résultant d'expression :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} \quad (I.7)$$

C_{em} : En [N.m]

P_{em} : En [w]

Ω_r : En [rd/s]

I.4.2.8 Le rendement de la machine asynchrone :

La mesure des différents pertes de puissance de la machine asynchrone permet de calculer son rendement en effectuant des différents essais on peut calculer ces pertes de puissance.

Par définition, le calcul du rendement suppose la mesure des puissances utile et absorbée. Le rendement s'exprime alors : [3]

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad \text{ou} \quad \eta = \frac{P_a - \text{pertes}}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \text{pertes}} \quad (I.8)$$

I.5 Les modes de fonctionnement du générateur asynchrone :

Le générateur asynchrone fonctionne en deux modes différents :

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

I.5.1 Fonctionnement non autonome :

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur est couplé à un réseau assez puissant ce dernier impose alors au générateur sa tension et sa fréquence. Par ailleurs il lui fournit automatiquement l'énergie réactive dont il a besoin pour son fonctionnement.

Initialement la MAS fonctionne en moteur alimenté par le réseau puis et grâce au dispositif d'entraînement (turbine éolienne ou hydraulique), la MAS passe du fonctionnement en moteur à celui en générateur dès que son glissement devient négatif.

Le schéma correspondant à ce mode de fonctionnement est donné sur la figure ci-dessous (**Figure I.11**) :

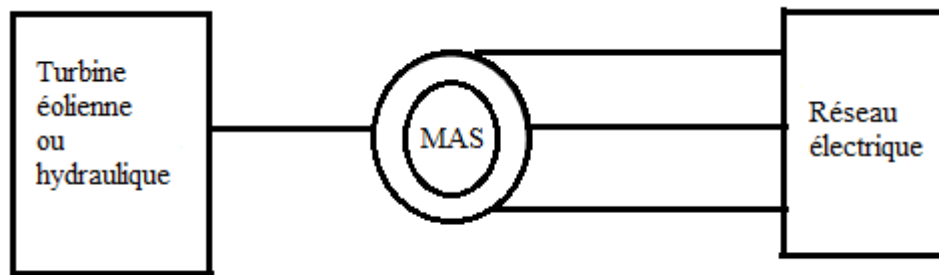


Figure I.11 : Génératrice asynchrone connectée au réseau.

Dans le cas de fonctionnement non autonome on trouve par exemple la machine à double alimentation (MADA) où ce type de machine est utilisé comme génératrice dans la plupart des projets des installations éoliennes ou des centrales hydrauliques, car elles offrent de grands avantages de fonctionnement. Par ailleurs, cette machine peut fonctionner en différents régimes [4].

➤ Régimes de fonctionnement de la MADA :

a) Stationnaire ($g=1$) :

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f ; par conséquent, le rotor est le siège d'une f.em induite avec une fréquence f_r identique avec f . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

b) hypo synchrone ($0 < g < 1$) :

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse de synchronisme.

c) synchrone ($g=0$) :

Au point, ou la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor. On constate que la puissance du stator est égale à celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête).

d) hyper synchrone ($g<0$) :

Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.5.2 Fonctionnement autonome (auto-excitée) :

Dans ce mode de fonctionnement la génératrice asynchrone est isolée du réseau et entraînée à une vitesse suffisante. Le fonctionnement autonome nécessite l'apport de l'énergie réactive qui dans ce cas est fournie par des condensateurs (**Figure I.12**).

En effet la MAS par nature, n'engendre pas sa propre énergie d'excitation, quelque soit son fonctionnement (moteur, générateur).

En fonctionnement autonome (génératrice asynchrone isolée.), on monte en parallèle avec le stator de la génératrice une batterie de condensateurs fournissant l'énergie réactive nécessaire.

La machine doit remplir les conditions suivantes :

- Existence d'une aimantation rémanente (il suffit pour cela que la machine ait été mise, au moins une fois, sous tension pour conserver une aimantation durable).
- La batterie de condensateurs doit avoir une valeur supérieure à une capacité seuil, en dessous de laquelle la MAS ne peut s'auto amorcer en générateur.

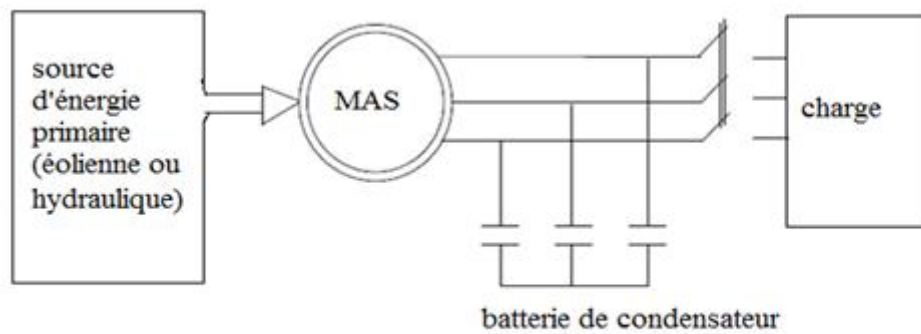


Figure I.12: Schéma de fonctionnement de générateur autonome.

I.6 L'utilisation de la génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG) :

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme la micro centrale hydraulique ; Il est utilisé en mode autonome à proximité des petites chutes d'eau. Il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes, le plus souvent avec des machines à cage d'écureuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes [5].

Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons présenté une étude générale sur la machine asynchrone où on a vu sa construction, ses différents types et son fonctionnement en générateur, et nous avons donné un aperçu sur les principaux générateurs utilisés dans la production d'énergie électrique parmi lesquelles on a cité les génératrices autonome qui fonctionnent à vitesse fixe. Ces générateurs présentent plusieurs avantages par rapport aux autres, ils sont caractérisés par leurs robustesses, faible coût et aussi ont une simplicité mécanique.

Dans notre travail nous intéressons à faire l'étude pour ce type de générateur et plus exactement à utiliser une génératrice à rotor bobiné en court-circuit dans un site isolé et c'est celle qui existe dans le laboratoire d'électrotechnique générale. Pour cela nous établirons d'abord un modèle mathématique pour cette génératrice et ceci fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone

Introduction :

La modélisation est la description mathématique du processus technique d'un système. C'est une étape très importante dans l'étude préliminaire.

Les phénomènes électromagnétiques mis en jeu dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques sont difficiles.

La mise en équations de la machine asynchrone est basée sur les outils mathématiques simplificateurs représentés par différentes transformations.

Dans notre étude, nous utiliserons l'une de ces transformations ; c'est celle de PARK pour sa facilité et sa souplesse.

Dans ce chapitre nous allons modéliser la génératrice asynchrone à rotor bobiné en court circuit. On présentera son modèle dynamique avec certaines hypothèses simplificatrices. Pour cela, on doit établir les équations linéaires et non linéaires de cette génératrice.

II.1 Modélisation de la génératrice en fonctionnement linéaire :

II.1.1 Hypothèses simplificatrices :

A cause des phénomènes électromagnétiques et mécaniques complexes de la machine asynchrone, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes [4] [6]:

- ✓ La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction, le bobinage est donc réparti de manière à produire une f.m.m à répartition spatiale sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ L'influence de l'effet de peau négligé.
- ✓ l'échauffement n'est pas pris en compte.
- ✓ On néglige le phénomène d'hystérésis et l'effet des courants de Foucault.
- ✓ L'entrefer est de largeur constante.

Ces hypothèses nous permettent d'affirmer que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres et les résistances sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.1.2 Convention de signe :

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.e.m positive fait circuler un courant positive.
- Les angles et les vitesses de rotation sont pris positivement dans le sens trigonométrique.

La structure de la machine asynchrone que nous allons étudier est représentée par le schéma suivant (**Figure II.1**) [4].

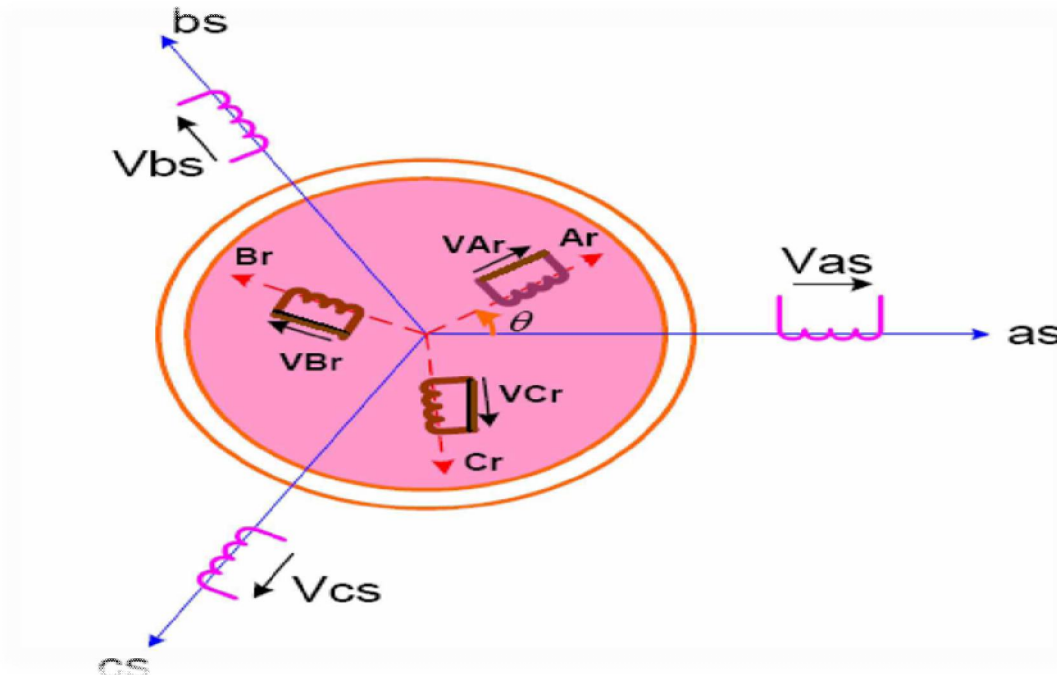


Figure II.1: Structure de la machine asynchrone.

II.1.3 Modèle mathématique de la génératrice asynchrone linéaire :

II.1.3.1 Equations générales de la génératrice :

Les équations générales du générateur asynchrone à rotor bobiné en court circuit dans un repère triphasé s'écrivent sous forme matricielle et elles peuvent être traduites par trois types :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

A) Equations électriques :

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Elle est donnée comme suit [4] [6]:

$$\mathbf{V} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \frac{d\boldsymbol{\phi}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Avec les conventions utilisées et en appliquant la loi de FARADAY sur chaque bobinage de la machine, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions aux bornes différents enroulements [7] [8].

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_s] &= [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d[\boldsymbol{\phi}_s]}{dt} \\ [\mathbf{V}_r] &= \mathbf{0} = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d[\boldsymbol{\phi}_r]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\boldsymbol{\phi}_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{V}_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}$$

Où :

$[\mathbf{V}_s]$: Vecteur tension statorique.

$[\mathbf{I}_s]$: Vecteur courant statorique.

$[\mathbf{V}_r]$: Vecteur tension rotorique.

$[\mathbf{I}_r]$: Vecteur courant rotorique.

$[\boldsymbol{\phi}_s]$: Vecteur flux statorique.

$[\boldsymbol{\phi}_r]$: Vecteur flux rotorique.

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

$$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$$

Et :

$$R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

$[\mathbf{R}_r], [\mathbf{R}_s]$: Matrices de résistances statorique et rotorique.

R_{sa}, R_{ra} : Résistances statorique et rotorique par phase.

B- Equations magnétiques :

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit [7] [8] [9] [10] :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^t[I_s] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{sa} & M_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & l_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & M_{sa} & l_{sa} \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{ra} & M_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & l_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & M_{ra} & l_{ra} \end{bmatrix}$$

l_{sa} : Inductance propre d'une phase de l'enroulement statorique.

M_{sa} : Inductance mutuelle entre deux phases de l'enroulement statorique.

l_{ra} : Inductance propre d'une phase de l'enroulement rotorique.

M_{ra} : Inductance mutuelle entre deux phases de l'enroulement rotorique.

$[L_{ss}], [L_{rr}]$: Matrices d'inductances statorique et rotorique.

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$: Matrice des inductances mutuelles.

M: Maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (les axes des deux phases coïncident).

Le système d'équations de fonctionnement de la machine devient:

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \\ 0 = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] [I_r] + [M_{sr}]^t [I_s] \} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

C) Equation mécanique de la machine :

L'équation mécanique est donnée par :

$$T_{em} = J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r + T_r \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega r}{p} \quad (\text{II.6})$$

On peut exprimer l'équation du couple électromagnétique en coordonnant la vitesse de l'équation(II.5) et la vitesse de l'équation (II.6), la formule est donnée par :

$$T_{em} = \frac{J}{p} \frac{d\omega r}{dt} + f \frac{\omega r}{p} + T_r \quad (\text{II.7})$$

Ω_r : Vitesse mécanique du rotor.

ωr : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques.

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

Enfin on a un système de six équations différentielles électriques et une équation mécanique présentant l'expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales. Ces dernières sont dues au mouvement de rotation du rotor. D'où, la complexité de la résolution analytique.

Pour contourner cette difficulté, nous considérons les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statoriques et rotoriques en utilisant la transformation de Park.

II.1.3.2 Transformation de PARK :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents (**Figure II.2**). Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système dans les axes a, b, c.

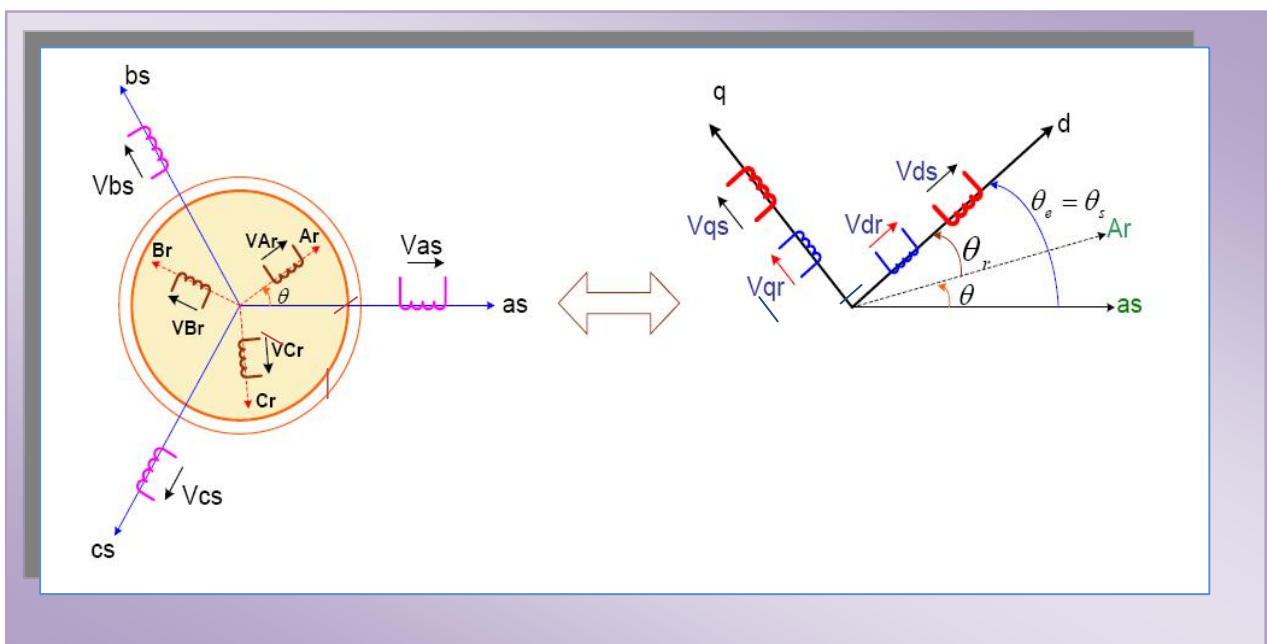


Figure II.2 : Passage du triphasé au biphasé

La matrice de transformation est définie par [5] [7] :

$$\theta_s = (Oas, Od) ; \theta_r = (Oar, Od) \quad ; \quad \theta = (Oas, Oar) = \theta_s - \theta_r$$

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le passage du système biphasé au système triphasé est défini par le produit matriciel suivant [5]:

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[X_{sdqo}] \\ [X_{abc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[X_{rdqo}] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

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

X : représente un courant, une tension ou un flux.

II.1.3.3 Equations de la machine biphasée équivalente :

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice plus simple et indépendante de la variation de θ [7] [8] .

Les équations électriques et magnétique sont données par :

a) Équations des tensions :

Appliquons la transformation de Park à l'expression

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{dq\bar{s}}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{dq\bar{s}}] + \frac{d}{dt}\{[P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{dq\bar{s}}]\} \quad (\text{II.9})$$

Utilisons la formule de la dérivée d'un produit :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{dq\bar{s}}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{dq\bar{s}}] + [\Phi_{dq\bar{s}}]\frac{d}{dt}[P(\theta_s)]^{-1} + [P(\theta_s)]^{-1}\frac{d}{dt}[\Phi_{dq\bar{s}}] \quad (\text{II.10})$$

Multiplions les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$, nous trouvons :

$$[V_{dq\bar{s}}] = [R_s][I_{dq\bar{s}}] + [P(\theta_s)][\Phi_{dq\bar{s}}]\frac{d}{dt}[P(\theta_s)]^{-1} + \frac{d}{dt}[\Phi_{dq\bar{s}}] \quad (\text{II.11})$$

Dérivons $[P(\theta_s)]^{-1}$ par rapport au temps :

$$\frac{d}{dt}[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II.12})$$

En effectuant le produit matriciel:

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Et l'expression (II.13) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\Phi_{sdq}] \quad (\text{II.14})$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$0 = [R_r][I_{rdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\Phi_{rdq}] \quad (\text{II.15})$$

Nous pouvons en déduire les relations entre les composantes de Park :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

b) Equation des flux :

Appliquons la transformation de Park à l'expression.

$$[P(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rdq}] \quad (\text{II.17})$$

Multiplions les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$, nous trouvons :

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rdq}] \quad (\text{II.18})$$

On a:

$$[P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Et :

$$[P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

D'après l'égalité nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Posons : $L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

Les expressions des composantes de Park des flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

En remplaçant l'expression des flux (II.22) dans l'expression des tensions (II.16) on aboutit à l'expression des tensions en l'exprimant sous forme matricielle comme suit [4] [7] [8]:

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S & -\omega_s L_S & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_S & R_S & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_r M & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (II.23)$$

II.1.4 Choix du référentiel :

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qui est libre.

Lors d'une alimentation sinusoïdale il est possible d'écrire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{Pulsation des grandeurs statoriques.}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{Pulsation des grandeurs rotoriques.}$$

Les équations de la machine peuvent être exprimées dans différents référentiels, le choix d'un référentiel se fait selon le problème étudié. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Nous représentons ci-dessous (Figure II.3) les schémas équivalents suivant les deux axes pour un référentiel quelconque de vitesse ω_s :

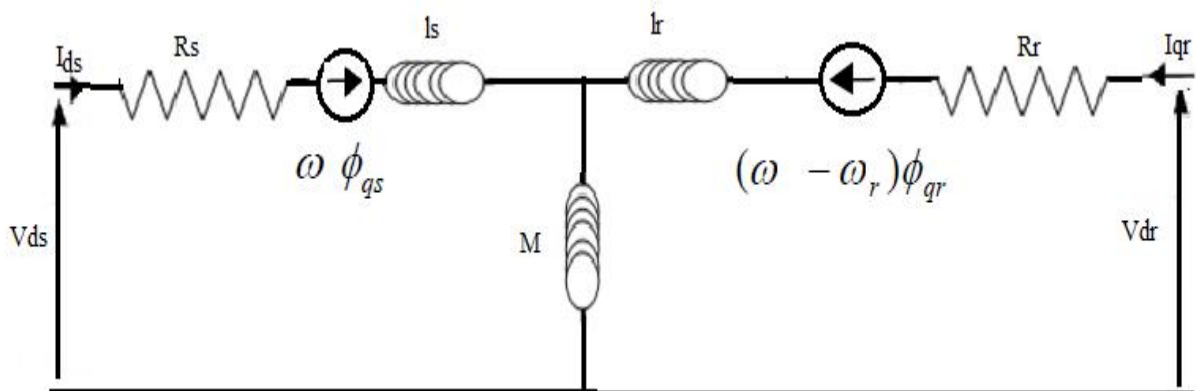


Figure II.3 : Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel arbitraire suivant l'axe d.

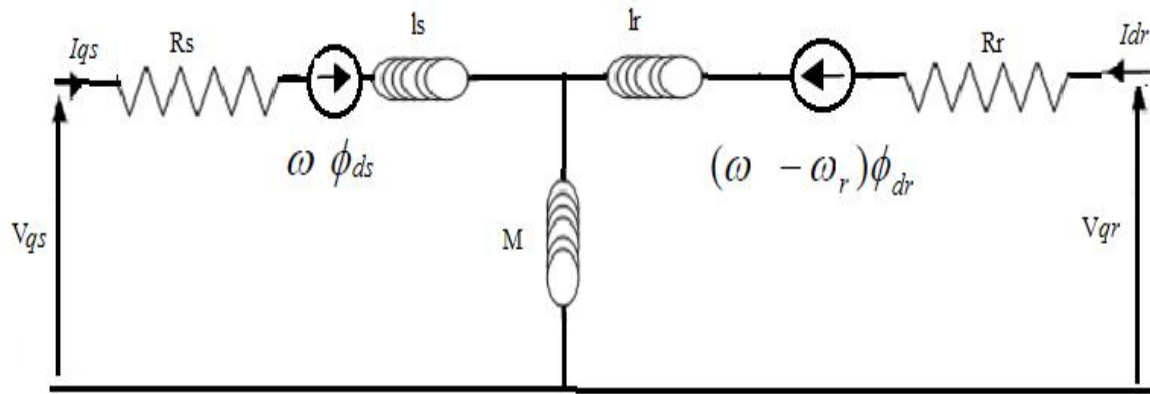


Figure II.4 : Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel arbitraire suivant l'axe q.

Le choix du référentiel se fait en fonction de la valeur de ω :

ω : La vitesse angulaire avec laquelle les deux axes d et q tournent.

$\omega_s = \omega_r$: correspond au référentiel stationnaire.

$\omega_s = 0$: correspond au référentiel lié au rotor.

$\omega = \omega_s$: correspond au référentiel lié au champ tournant.

II.1.4.1 Référentiels lié au stator :

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \text{ puisqu'on a } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation.

II.1.4.2 Référentiel lié au rotor :

Les conditions sont telles que :

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

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_r \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_r \phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

II.1.4.3 Référentiel liée au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt}=\omega \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt}=g\omega$$

Tel que : $\omega = \omega_s - \omega_r = P\Omega$

Ω : Vitesse mécanique [tr/mn].

ω : Vitesse électrique du rotor [rad/s].

P : Nombre de paires de pôles.

g : Glissement.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - g\omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + g\omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent

d'où la facilité de régulation. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines.

II.1.5 Les expressions de la puissance et du couple électromagnétique:

II.1.5.1 L'expression de la puissance :

Dans le cas d'une génératrice asynchrone la puissance électrique instantanée P_e s'exprime en fonction des grandeurs d'axes dq comme suit:

$$P_e = V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} - V_{sd} I_{sd} - V_{sq} I_{sq} \quad (\text{II.27})$$

II.1.5.2 L'expression du couple électromagnétique :

La transformation de Park, appliquée à l'expression du couple électromagnétique, permet alors de réécrire ce dernier sous forme suivante :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.28})$$

En explicitant les flux statoriques et rotoriques en fonction des inductances, on vérifie que :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P.M. (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.29})$$

II.2 Modélisation de la génératrice asynchrone saturée :

Dans la plupart des cas le modèle linéaire de la machine asynchrone est suffisant pour obtenir des bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires (démarrage...). Ce modèle considère que l'inductance magnétisante est constante, ce qui n'est pas tout à fait vrai, car le matériau magnétique utilisé pour la fabrication n'est pas parfaitement linéaire.

Cependant dans certaines utilisations de la machine asynchrone (alimentation avec onduleur, génératrice auto-excitée, éoliennes), il est indispensable de tenir compte de l'effet de la saturation du circuit magnétique et donc de la variation de l'inductance magnétisante [6].

Les causes du non linéarité des coefficients et des paramètres dans les machines électriques sont de différentes natures :

La résistance rotorique varie à cause de l'effet de peau; alors que la résistance statorique dépend de la température. Les inductances sont liées à la saturation. Le moment d'inertie dépend de la fréquence de rotation. Les paramètres de la machine dépendent de la tension de la charge et dans le cas général, ils sont en fonction du temps.

Pour la modélisation de la machine deux approches sont envisageables :

- 1) L'introduction de coefficients variables dans le système d'équation.
- 2) Le remplacement de l'équation non linéaire avec un nombre donné d'équations linéaires avec des coefficients constants [6].

II.2.1 Modèle diphasé de la machine asynchrone saturée :

Dans ce modèle et contrairement au modèle précédent il faut bien préciser que les inductances cycliques ne seront plus considérées comme constantes mais plutôt variables.

Nous allons prendre en considération la variation de l'inductance mutuelle à travers la variation de l'inductance magnétisante L_m [7] [8].

$$\Phi_{sd} = l_s \cdot I_{sd} + \Phi_{md} \quad (\text{II.30})$$

$$\Phi_{sq} = l_s \cdot I_{sq} + \Phi_{mq} \quad (\text{II.31})$$

$$\Phi_{rd} = l_r \cdot I_{rd} + \Phi_{md} \quad (\text{II.32})$$

$$\Phi_{rq} = l_r \cdot I_{rq} + \Phi_{mq} \quad (\text{II.33})$$

Les courants magnétisants de la machine sont définis à partir des composantes statoriques et rotorique suivants les deux axes d et q comme suit :

$$I_{md} = I_{sd} + I_{rd} \quad (\text{II.34})$$

$$I_{mq} = I_{sq} + I_{rq} \quad (\text{II.35})$$

On peut exprimer chacun des deux flux magnétisants par :

$$\Phi_{md} = L_m \cdot I_{md} \quad (\text{II.36})$$

$$\Phi_{mq} = L_m \cdot I_{mq} \quad (\text{II.37})$$

L_m est appelée inductance magnétisante statique. L'épaisseur de l'entrefer étant supposée constante, L_m en fonction des courants, est identique suivant les deux axes d et q.

En partant des relations (II.34) à (II.37) et en utilisant les relations (II.38) à (II.41), on obtient, pour les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes, les expressions suivantes [11] [12]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

Sachant que : $L_s = l_s + L_m$

$$L_r = l_r + L_m$$

$$I_{md} = I_{sd} + I_{rd} \Rightarrow I_{rd} = I_{md} - I_{sd}$$

$$I_{mq} = I_{sq} + I_{rq} \Rightarrow I_{rq} = I_{mq} - I_{sq}$$

Les équations du flux statoriques deviendront :

$$\Phi_{sd} = l_s \cdot I_{sd} + L_m (I_{sd} + I_{rd}) = l_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{md} \quad (\text{II.39})$$

$$\Phi_{sq} = l_s \cdot I_{sq} + L_m (I_{sq} + I_{rq}) = l_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{mq} \quad (\text{II.40})$$

Et celles du flux rotoriques deviendront :

$$\begin{aligned} \Phi_{rd} &= l_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \\ &= l_r \cdot I_{md} - l_r \cdot I_{sd} + L_m (I_{rd} + I_{sd}) \\ \Phi_{rd} &= -l_r \cdot I_{sd} + (L_m + l_r) \cdot I_{md} \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= l_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \\ &= l_r \cdot I_{mq} - l_r \cdot I_{sq} + L_m (I_{rq} + I_{sq}) \\ \Phi_{rq} &= -l_r \cdot I_{sq} + (L_m + l_r) \cdot I_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

Le niveau de saturation de la machine est une fonction des ampères-tours globaux de la machine. Par conséquent, on définit le module de courant magnétisant global sous la forme suivante :

$$|I_m| = \sqrt{I_{md}^2 + I_{mq}^2} \quad (\text{II.43})$$

Dans ce cas, L_m , qui caractérise la magnétisation de la machine, peut être exprimée comme étant le rapport de $|\Phi_m|$, flux total magnétisant de la machine par $|I_m|$:

$$L_m = \frac{|\Phi_m|}{|I_m|} \quad (\text{II.44})$$

Cette inductance de magnétisation est, bien évidemment, fonction du courant $|I_m|$, $L_m = f(|I_m|)$. Pour une machine donnée, son identification s'obtient expérimentalement à travers la caractéristique interne de la machine que nous allons expliciter dans le chapitre IV.

Dans le cas d'un prototype virtuel, il est possible d'obtenir cette caractéristique à partir d'une modélisation numérique tenant compte de la non linéarité des matériaux constituant la machine.

Les équations (II.24), et (II.25), font toutes apparaître une dérivée d'un flux par rapport au temps. Nous allons chercher à exprimer l'une de ces dérivées [11] [12].

Soit $\frac{d\phi_{sd}}{dt}$:

D'après l'expression (II.39), cette dérivée s'écrit $\frac{d\phi_{sd}}{dt} = \frac{d}{dt}(l_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{md})$

Les inductances de fuites étant supposées constantes, on aboutit à l'équation suivante :

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + I_{md} \cdot \frac{dL_m}{dt}$$

Comme L_m varie avec le module de $|I_m|$, l'équation précédente peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + I_{md} \cdot L_m' \frac{d|I_m|}{dt}$$

Avec: $L_m' = \frac{dL_m}{d|I_m|}$

Sachant que $\frac{d|I_m|}{dt} = \frac{d}{dt}(\sqrt{I_{md}^2 + I_{mq}^2}) = \frac{I_{md}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + \frac{I_{mq}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{mq}}{dt}$

La dérivée temporelle du flux ϕ_{sd} devient alors:

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + I_{md} \cdot L_m' \cdot \left(\frac{I_{md}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + \frac{I_{mq}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{mq}}{dt} \right)$$

En développant les différents termes, on obtient :

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(L_m + L_m' \cdot \frac{I_{md}^2}{|I_m|} \right) \cdot \frac{dI_{md}}{dt} + L_m' \cdot \frac{I_{md} \cdot I_{mq}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{mq}}{dt}$$

Trois termes peuvent être distingués :

-le premier $l_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt}$: est issu du flux de fuites.

-le second $\left(L_m + L_m' \cdot \frac{I_{md}^2}{|I_m|} \right) \cdot \frac{dI_{md}}{dt}$: est dû à la saturation suivant l'axe direct.

-Et le troisième $L_m' \cdot \frac{I_{md} \cdot I_{mq}}{|I_m|} \cdot \frac{dI_{mq}}{dt}$: reflète l'effet du courant suivant l'axe q sur le flux d'axe direct. C'est l'effet croisé.

Les dérivées temporelles des flux ϕ_{sq} , ϕ_{rd} et ϕ_{sd} peuvent être exprimées de manière similaire. Ainsi, dans les équations (II.24) et (II.25) les flux seront fonction des courants et des diverses inductances introduites précédemment [11][12].

$$L_{md} = L_m + L_m' \cdot \frac{I_{md}^2}{|I_m|} \quad (\text{II.45})$$

$$L_{mq} = L_m + L_m' \cdot \frac{I_{mq}^2}{|I_m|} \quad (\text{II.46})$$

$$L_{dq} = L_m' \cdot \frac{I_{md} \cdot I_{mq}}{|I_m|} \quad (\text{II.47})$$

Les termes L_{md} et L_{mq} représentent les inductances magnétisantes dynamiques suivants les axes direct et en quadrature respectivement. Dans le cas d'une caractéristique linéaire des matériaux $L_{md} = L_{mq} = L_m = \text{constante}$. L_{dq} , inductance d'effet croisé, elle exprime la variation de L_m en fonction de I_{md} et I_{mq} . Elle quantifie le couplage croisé entre bobinages des axes d et q.

Dans l'hypothèse de la linéarité des matériaux, $L_{dq} = 0$.

En conclusion, la connaissance des évolutions de $L_m = f(|I_m|)$ permet de calculer toutes les inductances qui interviennent dans le modèle en présence de la saturation. C'est ce principe de base qui est appliqué dans le modèle analytique élaboré.

Les équations électriques de la machine asynchrone s'écrivent alors, sous forme matricielle, comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega_s \cdot I_s & 0 & -\omega_s \cdot L_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{matrix} V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{matrix} &= \begin{matrix} \omega_s \cdot I_s & R_s & \omega_s \cdot L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r \cdot I_r & R_r & -\omega_r \cdot (I_r + L_m) \\ -\omega_r \cdot I_r & -R_r & \omega_r \cdot (I_r + L_m) & R_r \end{matrix} \cdot \begin{matrix} I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} \left(\begin{matrix} I_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & I_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -I_r & 0 & I_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -I_r & L_{dq} & I_r + L_{mq} \end{matrix} \right) \cdot \begin{matrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{md}}{dt} \\ \frac{dI_{mq}}{dt} \end{matrix} \end{matrix} \quad (II.48)
 \end{aligned}$$

Dans le modèle développé ci-dessus, les courants rotoriques ne sont plus explicites mais sont inclus implicitement dans les expressions des courants magnétisants I_{md} et I_{mq} .

Après l'application de la transformation de Park aux différents flux et courants, on aboutit à l'expression de couple électromagnétique suivante :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot L_m \cdot (I_{md} \cdot I_{sq} - I_{mq} \cdot I_{sd}) \quad (II.49)$$

II.2.2 Elaboration du modèle de la machine asynchrone pour l'étude en génératrice autonome :

Le modèle développé ci-dessus est évidemment valable pour l'étude du régime moteur autant que générateur sur réseau. Dans le cas d'un fonctionnement générateur autonome débitant sur un banc de capacités, le modèle doit être adapté pour tenir compte des contraintes de ce point de fonctionnement ainsi que des équations de charges. Partant du schéma monophasé étoile équivalent, la (**Figure II.3**) montre le schéma du dispositif étudié dans le repère de Park où chaque grandeur électrique est mise sous forme de ses composantes directe et en quadrature.

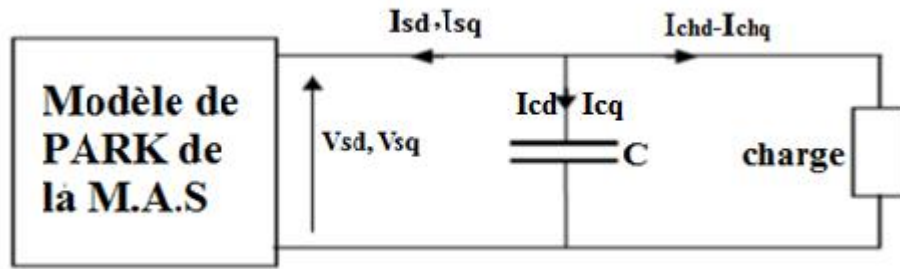


Figure II.5 Génératrice asynchrone auto-excitée alimentant une charge.

L'étude de l'auto-amorçage de la machine en fonctionnement génératrice à vide est possible en résolvant le système d'équations en tension. On rappelle que l'auto-amorçage de la génératrice n'est possible qu'en présence de fems rémanente aux bornes des bobinages statoriques. Afin de prendre en considération ces fems, nous affectons aux tensions statoriques des valeurs initiales non nulles mais très faibles.

Par ailleurs, la fréquence des grandeurs statoriques étant inconnue, le système d'équations de la génératrice est mieux conditionné lorsqu'il est exprimé dans le référentiel (d,q) lié au rotor. En effet, dans ce repère, seule la valeur de la vitesse de rotation mécanique est nécessaire. Dans ce cas, le système d'équations du modèle linéaire (l'équation (III.14)) dans ce repère est donné par l'expression matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot L_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot M \\ p \cdot \Omega \cdot L_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} \end{pmatrix} \tag{II.50}$$

Et le même système d'équations, en tenant compte de la saturation, s'écrira comme suit dans le référentiel (d,q) lié au rotor (dédit de l'équation (II.50) avec et sans L'm :

➤ **En prenant en considération L'm :**

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot l_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot L_m \\ p \cdot \Omega \cdot l_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{md}}{dt} \\ \frac{dI_{mq}}{dt} \end{pmatrix}$$

➤ **En négligeant L'm :**

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot l_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot L_m \\ p \cdot \Omega \cdot l_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & L_m \\ -l_r & 0 & l_r + L_m & 0 \\ 0 & -l_r & 0 & l_r + L_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{md}}{dt} \\ \frac{dI_{mq}}{dt} \end{pmatrix} \tag{II.51}$$

En vue de la simulation, nous devons écrire notre système sous la forme suivante :

$$\frac{di}{dt} = [B_1] - [A_1] \cdot [I]$$

On obtient notre système comme suit :

$$[V] = R \cdot [I] + [L] \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{di}{dt} = [V] \cdot [L^{-1}] - R \cdot [I] \cdot [L^{-1}]$$

Pour calculer L^{-1} il suffit de déterminer les éléments de la matrice $[A]$ telle que :

$$[L] \cdot [A] = [I]$$

$[I]$: Matrice identité.

$$\begin{pmatrix} l_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & L_m \\ -l_r & 0 & L_{mr} & 0 \\ 0 & -l_r & 0 & L_{mr} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Il y a 16 équations d'où on tire :

$$A_{12} = A_{32} = 0$$

$$A_{14} = A_{34} = 0$$

$$A_{22} = A_{42} = 0$$

$$A_{23} = A_{43} = 0$$

$$A_{11} = \frac{L_{mr}}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{22} = \frac{L_{mr}}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{24} = \frac{-L_m}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{31} = \frac{l_r}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{33} = \frac{l_s}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{42} = \frac{l_r}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{44} = \frac{l_s}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}}$$

Avec : $L_{mr} = l_r + L_m$

La matrice inductance inverse L^{-1} est donc :

$$\frac{1}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & -L_m \\ l_r & 0 & l_s & 0 \\ 0 & l_r & 0 & l_s \end{pmatrix}$$

Pour vérifier, il suffit de multiplier la matrice inductance par cette matrice, pour trouver la matrice unité.

L'équation électrique devient maintenant :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & -L_m \\ l_r & 0 & l_s & 0 \\ 0 & l_r & 0 & l_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$- \frac{1}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & -L_m \\ l_r & 0 & l_s & 0 \\ 0 & l_r & 0 & l_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_s & -P\Omega l_s & 0 & -P\Omega L_m \\ P\Omega l_s & R_s & P\Omega L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{pmatrix}$$

Le système d'équations électriques final devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_m \cdot l_r + l_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} V_{sd} \\ L_{mr} V_{sq} \\ L_{mr} V_{md} \\ L_{mr} V_{mq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_{mr} R_s + L_m R_r & -P\Omega l_s L_{mr} & -R_r L_m & -P\Omega L_m L_{mr} \\ P\Omega l_s L_{mr} & R_s L_{mr} + L_m R_r & P\Omega L_m L_{mr} & -R_r L_m \\ R_s l_r - R_r l_s & -P\Omega l_s l_r & l_s R_r & -P\Omega L_m l_r \\ P\Omega l_s l_r & R_s l_r - R_r l_s & P\Omega L_m l_r & l_s R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{md} \\ I_{mq} \end{pmatrix} \quad (II.52)$$

L'ensemble de ces équations permet de définir complètement le modèle saturé de la machine asynchrone. Ces équations associées à celles de l'auto excitation permettent de simuler le fonctionnement en régime saturé.

II.3 Auto-amorçage de la génératrice asynchrone :

II.3.1 Fonctionnement à vide :

La stimulation du générateur asynchrone est assurée par une batterie de condensateurs montés aux bornes du stator.

A vide, les équations d'auto excitation de la machine correspondent en réalité aux équations électriques des condensateurs. Les équations du circuit extérieur (banc de capacités) sont données dans les axes abc comme suit [4] [6]:

$$V_{abc} = -\frac{1}{C} \int I_{abc} dt \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{abc} = -\frac{1}{C} I_{abc}$$

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \cdot V_{dqo} = P(\theta)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix}$$

La même chose pour le courant :

$$-\frac{1}{C} \cdot (P(\theta)^{-1} \cdot I_{dqo}) = \frac{d}{dt} (P(\theta)^{-1} \cdot V_{dqo})$$

$$-P(\theta)^{-1} \cdot \frac{1}{C} \cdot I_{dqo} = P(\theta)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (P(\theta)^{-1} \cdot V_{dqo})$$

$$\frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} = \frac{d}{d\theta} P(\theta)^{-1} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} \cdot \omega_r$$

$$-P(\theta)^{-1} \cdot \frac{1}{C} \cdot I_{dqo} = P(\theta)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \cdot V_{dqo} + \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} \cdot \omega_r \cdot V_{dqo}$$

On multiplie à gauche par $P(\theta)$:

$$-\frac{1}{C} \cdot I_{dqo} = \frac{d}{dt} \cdot V_{dqo} + P(\theta) \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} \cdot \omega_r \cdot V_{dqo}$$

$$P(\theta) \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow -\frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix}$$

Si l'on ne tient pas compte de la composante homopolaire (indice o)

$$-\frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_d = -\frac{1}{C} \cdot I_d + \omega_r \cdot V_q \\ \frac{d}{dt} V_q = -\frac{1}{C} \cdot I_q + \omega_r \cdot V_d \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

II.3.2 Fonctionnement en charge :

Dans le cas d'une charge résistive, la variation de la tension et de la fréquence est tolérable ; en effet on peut se dispenser de la régulation, mais dans le cas d'une charge inductive la chute de la tension est accentuée à cause de la demande en puissance réactive supplémentaire par la charge. Quand la génératrice alimente un moteur asynchrone de grande puissance, le désamorçage de la génératrice est accru [7].

II.3.2.1 Cas d'une charge équilibrée R :

Il y a plusieurs types de charge équilibrée, il y a celles qui contiennent des inductances des capacités ou des résistances, dans notre système on introduit une charge équilibrée purement

résistive. A un instant quelconque on branche une charge résistive aux bornes de la génératrice auto-amorcée et entraînée par un moteur à courant continu. Le schéma d’auto-amorçage de la génératrice asynchrone est représenté par la (Figure II.5). [4][6] :

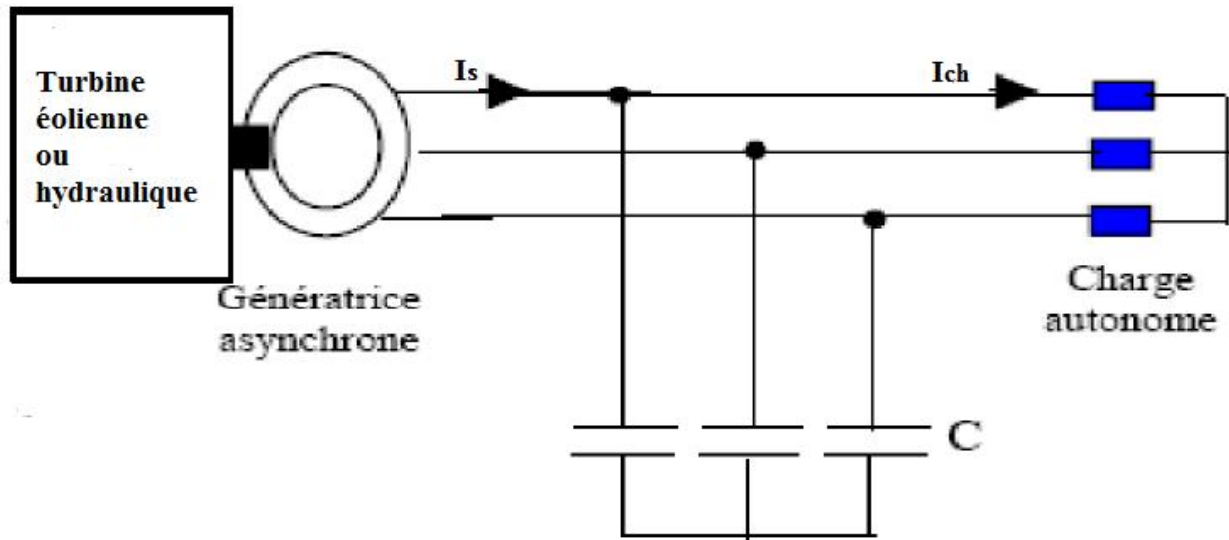


Figure II.5 : Auto-excitation de la génératrice asynchrone en charge.

Dans les équations d’auto-amorçage du système (II.53), il suffit d’ajouter les courants de charge aux courants statoriques les équations du système deviennent alors:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{sd} - I_{chd} \\ -I_{sq} - I_{chq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & p\Omega \\ -p\Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

On déduit les courants de charge I_{chd} et I_{chq} à partir du système de charges suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R \cdot I_{chd} \\ V_{sq} = R \cdot I_{chq} \end{cases} \quad (II.55)$$

Pour le bloc simulink, et à partir des tensions statorique V_{ds} et V_{sq} on calcule les courant de charge selon les équations (II.55) ensuite on les ajoute par un sommateur au courant statoriques I_{ds} et I_{qs} , et pour former une boucle la somme sera injectée au bloc d’auto- amorçage.

Maintenant et à partir des systèmes matricielles (II.52), (II.53), (II.54) on peut construire notre bloc simulink à vide et en charge.

II.3.2.2 Cas d'une charge déséquilibrée R-L :

Dans un site isolé l'utilisation d'une génératrice asynchrone pour la génération de l'électricité peut débiter sur une charge déséquilibrée. Pour étudier ce cas de figure, on peut utiliser le même modèle de PARK de la machine proposé dans le cas des charges équilibrées. Toutes fois, concernant les équations du circuit électrique extérieur, on adoptera l'écriture triphasée de ces dernières. Ainsi, les tensions aux bornes des condensateurs sont données par l'équation matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{sa} - I_{cha} \\ -I_{sb} - I_{chb} \\ -I_{sc} - I_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

I_{cha} , I_{chb} et I_{chc} étant les courants dans la charge triphasée et C la capacité d'auto-amorçage.

On doit ajouter à cette équation celles concernant la charge. Dans le cas de charges déséquilibrées (RL) réparties sur trois phases on écrit :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{cha} \cdot I_{cha} \\ V_{sb} = R_{chb} \cdot I_{chb} + L_{chb} \cdot \frac{dI_{chb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{chc} \cdot I_{chc} + L_{chc} \cdot \frac{dI_{chc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Où:

R_{cha} , R_{chb} et R_{chc} : sont respectivement les résistances de charges dans les trois phases.

L_{chb} , L_{chc} : sont respectivement les inductances de charge dans la phase b et c.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressées à la modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit, nous avons d'abord construit des équations générales de la génératrice asynchrone dans un référentiel arbitraire avec des hypothèses simplificatrices, en suite on a effectué les transformations triphasés-biphasés où on a utilisé le modèle du PARK.

Le modèle du générateur asynchrone a été établi dans le régime linéaire. Ce modèle étant incomplet, d'où la nécessité de la modélisation de la génératrice asynchrone en régime non linéaire. Dans ce cas on a pris en compte l'effet de la saturation magnétique du circuit du flux de la machine.

L'auto-amorçage comme phénomène physique a été lui aussi introduit dans ce chapitre. La présence d'un banc de capacités est primordiale pour le fonctionnement dans un site isolé, pour cela on adjoint à notre modèle un système d'auto-amorçage à vide ensuite en charge et ça dans le référentiel lié au rotor car la vitesse de la rotation est supposée constante.

L'objectif de l'élaboration du modèle analytique est de pouvoir étudier le fonctionnement d'un générateur auto-excité dans différents cas de figure. Avant de faire l'étude de ce dernier on va passer d'abord à la partie expérimentale qui est l'objet du chapitre III où on déterminera tous les paramètres de la génératrice.

Chapitre III

Identification des paramètres de la machine

Introduction :

L'étude des machines à induction revêt une grande importance, pour cela, il est nécessaire de faire l'identification de ses paramètres électriques et mécanique. A cette effet, on effectuera des différents essais expérimentaux, et en utilisant la méthode classique pour faire tout les calculs nécessaires.

Pour déterminer ces paramètres on utilise la machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit, et les différents appareils existants au niveau du laboratoire d'électrotechnique générale. Comme les machines asynchrones sont réversibles on fera tous les essais en fonctionnement moteur.

L'identification des paramètres de cette machine est abordée en utilisant le schéma équivalent simplifié.

III.1 Schéma électrique équivalent par phase d'une machine asynchrone :

Le schéma équivalent par phase de la machine asynchrone est représenté par les deux circuits primaire et secondaire suivants (**Figure III.1**) :

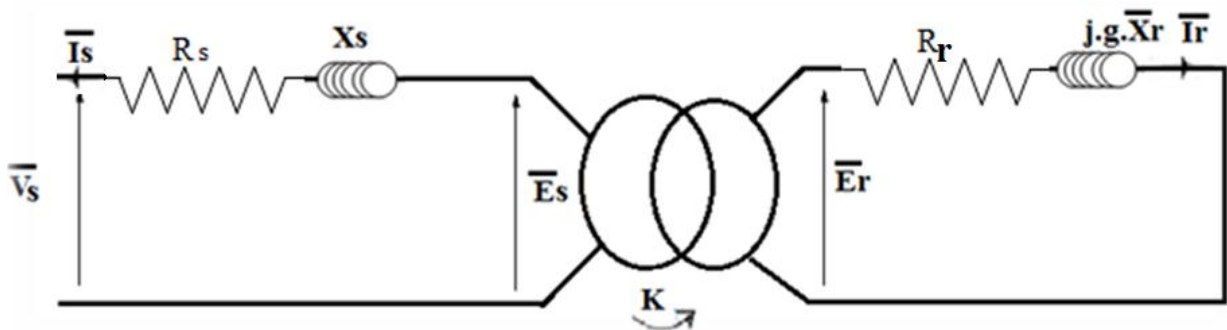


Figure III.1 : Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone.

\bar{I}_s : Le courant induit dans une phase du stator [A].

\bar{V}_s : La valeur efficace de la tension d'une phase statorique [V].

R_s : La résistance d'une phase statorique [Ω].

X_s : La réactance cyclique de fuite d'une phase statorique [Ω].

\bar{E}_s : La f.e.m induite d'une phase statorique [V]

K : Le rapport de transformation (sans unité).

\bar{E}_r : La f.e.m induite d'une phase rotorique (V).

R_r : La résistance d'une phase rotorique (Ω).

X_r : La réactance cyclique de fuite d'une phase rotorique (Ω).

g : le glissement de la machine.

I_r : Le courant induit dans une phase du rotor (A).

III.1.1 Etablissement du schéma équivalent simplifié :

Le schéma équivalent de la figure III.1 est rarement utilisé en électrotechnique. On préfère souvent adopter le schéma équivalent où toutes les grandeurs sont ramenées au stator.

Cette représentation serait obtenue en introduisant, au niveau des grandeurs rotoriques, le rapport de transformation rotor-stator. Pour cela on peut tirer les quatre équations générales suivantes :

a-Equation du stator :

$$\bar{V}_s = \bar{E}_s + (R_s + j.X_s).\bar{I}_s \quad [\text{V}] \quad (\text{III.1})$$

b-Equation du rotor :

$$\bar{E}_r = (R_r + j.g.X_r).\bar{I}_r \quad [\text{V}] \quad (\text{III.2})$$

Si on divise l'équation du rotor par le glissement « g » on aura :

$$\frac{\bar{E}_r}{g} = \left(\frac{R_r}{g} + j.X_r\right).\bar{I}_r \quad [\text{V}] \quad (\text{III.3})$$

c- Rapport entre la valeur efficace des tensions statoriques et rotoriques :

$$\frac{\bar{E}_r}{\bar{E}_s} = g \cdot \frac{m_s}{m_r.K} \quad (\text{III.4})$$

Où :

m_s : Nombre de phase du stator.

m_r : Nombre de phase du rotor.

K: Le rapport de transformation de la machine.

d- Equation de liaison :

$$\bar{E}_s = j.X_m. \left(\bar{I}_s - \frac{\bar{I}_r}{K} \right) \quad [V] \quad (III.5)$$

-La résistance rotorique ramenée au stator :

$$R'_r = \frac{m_r.K^2}{m_s} R_r \quad [\Omega] \quad (III.6)$$

-La réactance de fuite rotorique ramenée au stator :

$$X'_r = \frac{m_r.K^2}{m_s} X_r \quad [\Omega] \quad (III.7)$$

-Le courant rotorique ramenée au stator :

$$I'_r = \frac{I_r}{K} \quad [A] \quad (III.8)$$

Dans ces conditions, les équations du stator, du rotor et de liaison deviennent :

$$\bar{V}_s = \bar{E}_s + (R_s + j.X_s).\bar{I}_s \quad [V] \quad (III.9)$$

$$\bar{E}_s = \left(\frac{R'_r}{s} + j.X'_r \right) \bar{I}'_r \quad [V] \quad (III.10)$$

$$\bar{E}_s = j.X_m.(\bar{I}_s - \bar{I}_r) \quad [V] \quad (III.11)$$

e- Equation du courant magnétisant :

Pour déterminer le courant de magnétisation on doit transformer le schéma équivalent d'une phase du moteur asynchrone en schéma en « T », pour cela on passe par les étapes suivantes :

*** Circuit équivalent du stator :**

Le circuit équivalent du stator tient compte de la résistance des enroulements, du flux de fuite, des pertes dans le circuit magnétique et du courant de magnétisation, tous ces paramètres sont représentés par la figure III.2.

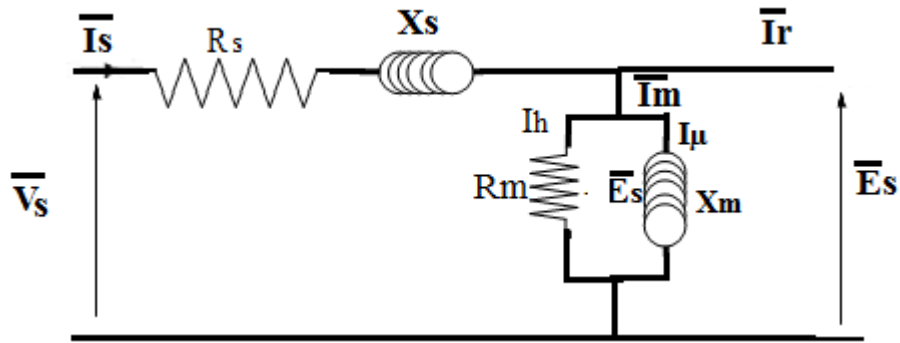


Figure III.2 : Circuit équivalent du stator.

*** Circuit équivalent du rotor :**

La seconde partie de la machine représente la résistance des conducteurs et le flux de fuite (Figure.III.3).

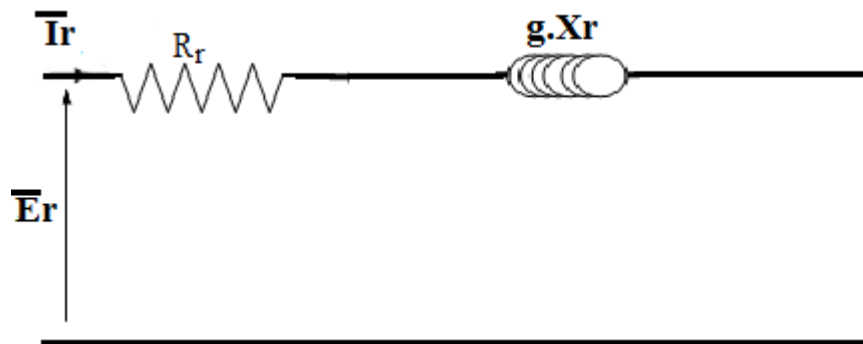


Figure III.3: Circuit équivalent du rotor.

L'équation du courant « I_r » reste la même:

$$I_r = \frac{E_r}{R_r + j.g.X_r} \quad [A] \quad (III.12)$$

Comme pour le transformateur, on pose :

$$\begin{aligned} E'_r &= K.E_r & R'_r &= K^2.R_r \\ I'_r &= \frac{I_r}{K} & X'_r &= K^2.X_r \end{aligned}$$

Ces relations permettent de remplacer le circuit équivalent du rotor par le circuit alimenté à la tension de sortie du stator.

On peut alors raccorder ensemble le circuit du stator et celui du rotor pour former le schéma électrique équivalent d'une phase ramenée au stator (**Figure.III.4**) et on peut tirer la relation entre les courants statoriques, les courants rotoriques et le flux présent dans l'entrefer :

$$\bar{I}_m = (\bar{I}_s - \bar{I}'_r) = \frac{\bar{E}_s}{Z} \quad [A] \quad (\text{III.13})$$

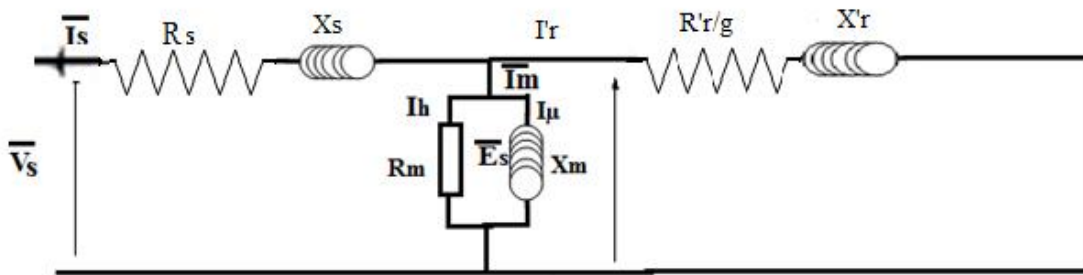


Figure III.4 : Schéma électrique équivalent d'une phase ramené au stator.

Avec :

V_s : Tension simple d'une phase statorique [V].

R_s : Résistance d'une phase statorique [Ω].

X_s : Réactance cyclique de fuite d'une phase statorique (Ω).

E_s : La f.e.m induite d'une phase statorique [V].

R'_r : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator [Ω].

R_m : Résistance de magnétisation [Ω].

X'_r : Réactance cyclique de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator [Ω].

X_m : Réactance de magnétisation [Ω].

I'_r : Le courant d'une phase rotorique ramené au stator [A].

I_m : Le courant de magnétisation [A].

I_μ : La composante réactive du courant de magnétisation [A].

I_h : La composante active du courant de magnétisation [A].

Les six paramètres (R_s , X_s , R'_r , X'_r , R_m , X_m) du schéma équivalent seront déterminés en utilisant la méthode classique.

III.2 Identification des paramètres du schéma équivalent par la méthode classique:

Pour déterminer les éléments du schéma équivalent on effectue les trois essais suivants :

- Essai en courant continu (mesure des résistances statorique et rotorique).
- Essai à vide.
- Essai en court-circuit.

III.2.1 Essai en courant continu :

* La résistance statorique :

La résistance statorique est mesurée en courant continu par la méthode Volt-Ampèremétrique.

La figure III.5 représente le montage classique pour la mesure de la résistance statorique. La résistance à mesurer étant de faible valeur, le voltmètre est placé directement à ces bornes. Il est bon de mesurer la résistance de chaque phase puis de calculer la valeur moyenne « R_s » de la résistance statorique.

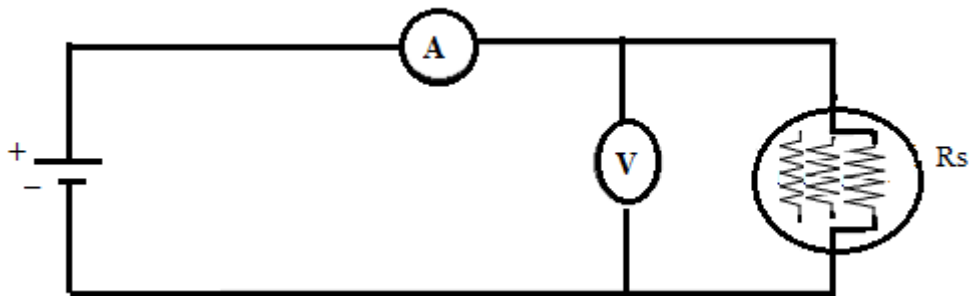


Figure III.5 : Mesure de résistance d'une phase statorique.

Les résultats de cet essai sont résumés dans le tableau qui suit :

Tableau III.1 : Résultats de mesure à courant continu de la résistance statorique R_s .

V_{as} (V)	6,8	7,92	9,32
I_{as} (A)	6	5	4

$$D'o\grave{u} : R_s = \frac{V_{as}}{I_{as}} = \sum \frac{R_i}{3} = 1,61 \Omega$$

* La résistance rotorique :

Pour mesurer la résistance rotorique on utilise la méthode précédente (volt-ampèremétrique) en faisant le branchement aux bornes de deux résistance rotorique en séries, le résultat de

division de la tension sur le courant nous donne la somme des deux résistances, alors on divise par deux pour trouver « R_r ».

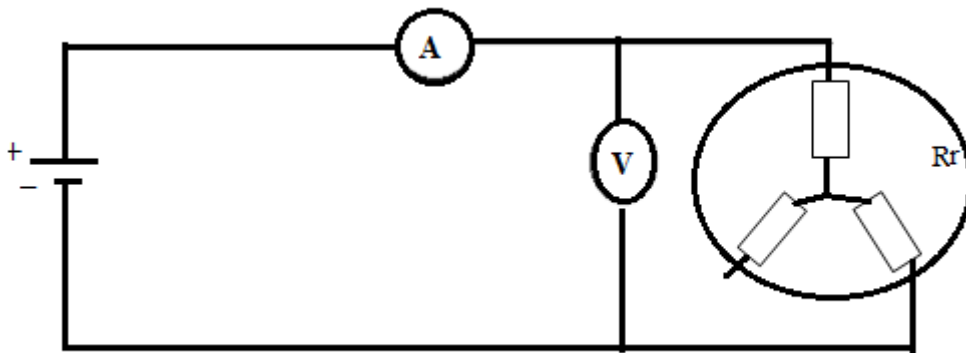


Figure III.6 : Mesure de résistance de deux phases rotoriques.

Les résultats de cet essai sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau III.2 : Résultats de mesure à courant continu de la résistance rotorique R_r .

Var (V)	5,1	5,3	2,2
Iar (A)	4,2	4,4	2,1

$$D'où : 2R_r = \frac{V_{ar}}{I_{ar}} \quad d'où \quad R_r = (\sum R_i / 3) / 2 = 0,609 \, \Omega.$$

III.2.2 Essai à vide :

Dans cette manipulation, la charge est nulle, le moteur est alimenté par sa tension nominale, nous relevons les indications des appareils :

La tension d'alimentation U [V] ;

Le courant absorbé I_0 [A] ;

La vitesse de rotation N [tr/mn] ;

La puissance à vide P_0 ;

Le schéma du montage à réaliser est le suivant :

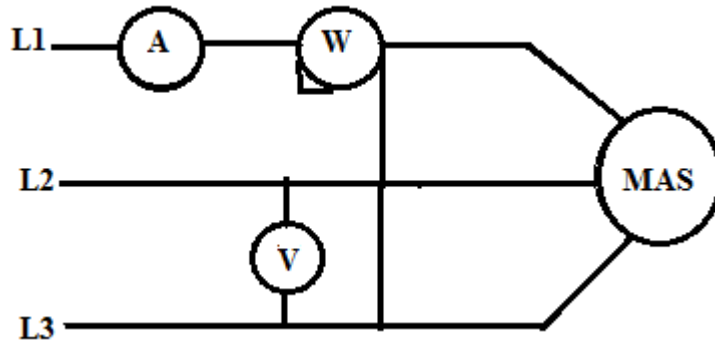


Figure III.7 : Schéma du montage de l'essai à vide.

Lorsque le moteur asynchrone tourne à vide, son glissement est très faible. Cela veut dire que la valeur R'_r/g est très élevée. Par conséquent, le courant I'_r devient négligeable par rapport au courant d'excitation statorique I_0 . Il s'ensuit que le circuit n'est composé que de X_m en parallèle avec R_m . On peut évaluer ces deux paramètres en mesurant la tension, le courant et la puissance active absorbée par le moteur. Et aussi de déterminer les pertes rotationnelles dues au frottement des supports du rotor et à la ventilation. Le schéma équivalent devient :

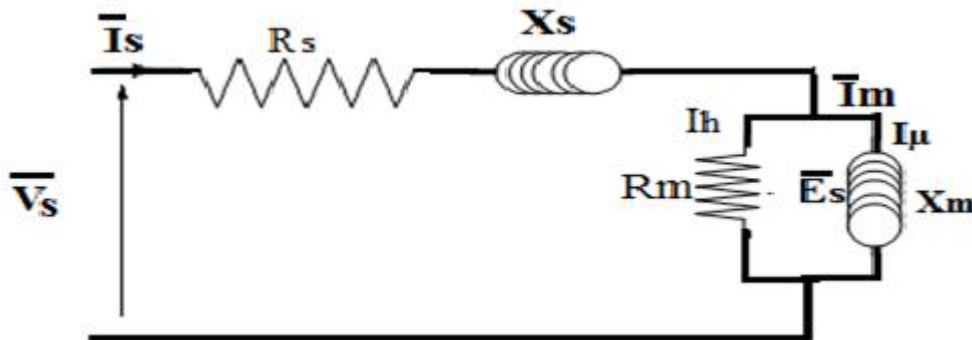


Figure III.8: Schéma électrique équivalent à vide.

Les équations qui régissent le schéma équivalent à vide sont données par :

$$\bar{V}_s = \bar{E}_s + (R_s + j.X_s) \cdot \bar{I}_0 \quad [V] \tag{III.14}$$

$$\bar{E}_s = \bar{V}_s - (R_s + j.X_s) \cdot \bar{I}_0 \quad [V]$$

$$\bar{E}_s = X_m \cdot \bar{I}_\mu \quad [V] \tag{III.15}$$

Le facteur de puissance à vide est donné par :

$$\cos\Phi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot U \cdot I_0} \quad (\text{III.16})$$

Où :

U : la tension composée de l'alimentation [V].

P_0 et I_0 sont respectivement la puissance absorbée et le courant mesuré à vide.

a -La résistance magnétisante R_m :

$$\begin{cases} P_{\text{fer}} = 3 \cdot R_m \cdot I_h^2 \\ \bar{E}_s = R_m \cdot I_h \end{cases}$$

D'où
$$R_m = \frac{3 \cdot E_s^2}{P_{\text{fer}}} \quad [\Omega] \quad (\text{III.17})$$

b-La réactance de magnétisation:

$$X_m = \frac{\bar{E}_s}{\bar{I}_\mu} \quad \begin{cases} \bar{E}_s = X_m \cdot \bar{I}_\mu \end{cases}$$

D'où :
$$X_m = \frac{E_s}{I_0 \cdot \sin\phi_0} \quad [\Omega] \quad (\text{III.18})$$

III.2.3 Essai à rotor calé (en court-circuit) :

Le schéma de branchement est le suivant :

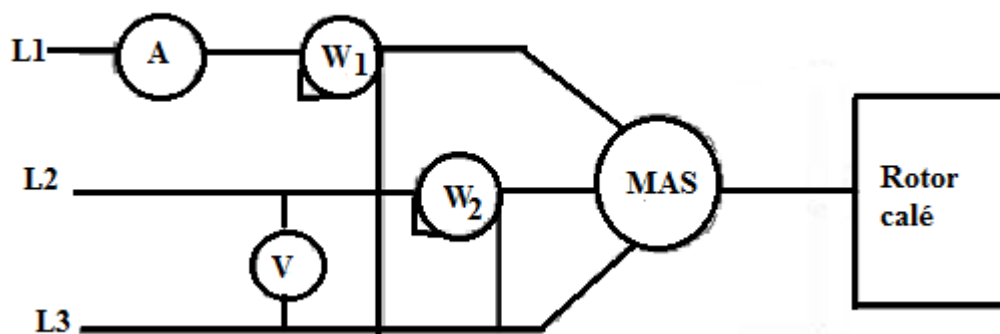


Figure III.9 : Schéma de montage du rotor calé.

A rotor calé le glissement est unitaire, l'impédance de circuit du rotor est très faible. Par conséquent, l'essai doit se faire à tension réduite de façon à limiter le courant à une valeur acceptable. Les normes de l'essai mentionnent une valeur de l'ordre du courant nominal.

Puisqu'on alimente le moteur à tension réduite, l'influence de la branche shunt devient peut significative, et comme le glissement est égale à 1, la valeur de R'_r/g devient simplement R'_r , où cette dernière est la résistance du rotor ramenée au stator, on peut alors ne considérer que les paramètres en séries du circuit équivalent: la résistance du stator et du rotor ramenée au stator ainsi que la réactance associée au flux de fuite au stator et au rotor (**Figure III.10**). Le schéma équivalent en court-circuit est le suivant [8] [9] [10]:

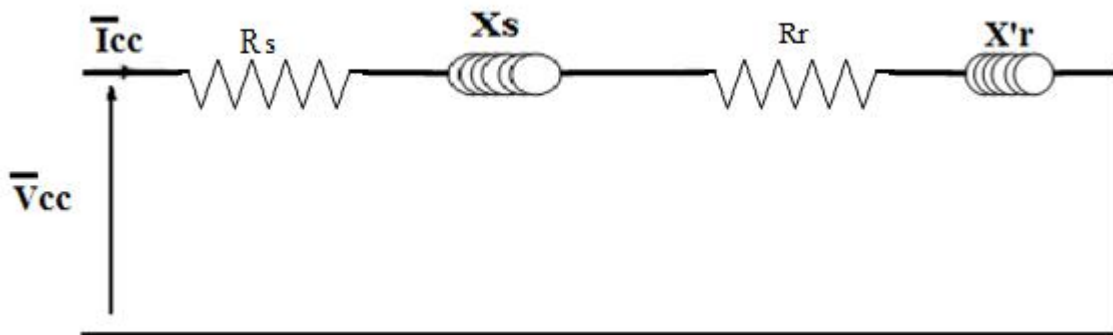


Figure III.10 : Schéma électrique équivalent en court-circuit.

Les paramètres à relever sont les suivants :

Le courant nominal I_{cc} [A].

La puissance absorbée P_{cc} [W].

La tension simple d'alimentation V_{cc} [V].

a- Expression des réactances de fuite X_s, X'_r :

❖ Expression de la résistance R'_r :

La puissance électrique absorbée à rotor bloqué P_{cc} correspond à la somme des pertes par effet Joule dans le stator P_{js} et les pertes par effet Joule au rotor P_{jr} .

$$P_{cc} = 3(R_s + R'_r) \cdot I_{cc}^2 \quad (\text{III.19})$$

D'où :

$$R_r' = \frac{P_{cc}}{3.I_{cc}^2} - R_s \quad [\Omega] \quad (\text{III.20})$$

❖ Expression de la réactance de fuite :

L'impédance vue aux bornes de la tension d'alimentation est :

$$\bar{Z}_{cc} = \frac{\bar{V}_{cc}}{\bar{I}_{cc}} \quad [\Omega] \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$Z_{cc} = (R_s + R_r') + j(X_s + X_r') \quad (\text{III.22})$$

On note que :

$$R_{cc} = (R_s + R_r')$$

$$X_{cc} = (X_s + X_r')$$

✓ **Facteur de puissance en court-circuit :**

$$P_{cc} = \sqrt{3} \cdot U_{cc} \cdot I_{cc} \cdot \cos \varphi_{cc} \quad (\text{III.23})$$

D'où :

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{\sqrt{3} \cdot U_{cc} \cdot I_{cc}} \quad (\text{III.24})$$

On peut écrire aussi :

$$R_{cc} = Z_{cc} \cdot \cos \varphi_{cc}$$

$$X_{cc} = Z_{cc} \cdot \sin \varphi_{cc}$$

Puisque :

$$Z_{cc} = \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2}$$

Donc :

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2} \quad (\text{III.25})$$

D'où :

$$X_s = X_r' = \frac{1}{2} \cdot X_{cc}$$

$$X_s = X_r' = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{Z_{cc}^2 - (R_s + R_r')^2} \quad (\text{III.26})$$

Les résultats des grandeurs mesurées sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau III.3 : Résultats de mesure de l'essai en court-circuit.

V _{cc} (V)	52	44	34
I _{cc} (A)	6	5	4
P _{cc} (W)	382,5	262,5	172,5

III.2.4 Le rapport de transformation :

Le rapport de transformation « K » peut se calculer à rotor ouvert ou à stator ouvert :

Dans cet essai on mesure le rapport de transformation dans le cas où le rotor est ouvert, le stator est relié à une source triphasée équilibrée. En faisant varier la tension simple d'alimentation V_s, on relève le courant statorique I_s correspondant, ainsi que la tension rotorique V_r. L'équation de K est donnée comme suit :

$$K = \frac{V_s}{V_r} = \frac{l_s \cdot \omega}{L_m \cdot \omega} = \frac{l_s}{L_m} \quad (\text{III.27})$$

Tel que :

K : Est le rapport de transformation.

l_s : Inductance propre statorique.

L_m : Inductance de magnétisation.

III.3 Mesure de l'inductance propre d'une phase statorique l_s, de la mutuelle stator-rotor M_{rs}, de la mutuelle stator-stator M_s, et de l'inductance L_r :

Pour mesurer tous ces inductance (l_s, M_{rs}, M_s, et L_r) on effectue un essai à vide, dans le premier cas les calculs des paramètres se fait sans prise en compte de la résistance des pertes fer (R_m), et dans le deuxième cas on les prend en compte.

III.3.1 Mesures sans prise en compte de la résistance des pertes fer :

Le rotor de la machine est dans ce cas accessible, les paramètres liés au rotor peuvent être mesurés. Ici, on peut utiliser le modèle faisant appel aux inductances propres et mutuelles.

1-Mesure des inductances propre et mutuelle du stator et de l'inductance mutuelle entre stator et rotor.

La machine étant à l'arrêt, on alimente une phase du stator et on mesure le courant et la tension de cette phase, puis la tension aux bornes de l'une des deux autres phases.

- Inductance propre statorique :

$$\frac{V_{as}}{I_{as}} = \sqrt{R_s^2 + (l_s \cdot \omega)^2} \Rightarrow l_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{as}}{I_{as}}\right)^2 - R_s^2}}{\omega} \quad (\text{III.28})$$

- Inductance mutuelle entre deux phases statoriques :

$$M_{as} = \frac{V_{bs}}{\omega \cdot I_{as}} = \frac{V_{cs}}{\omega \cdot I_{as}} \quad (\text{III.29})$$

❖ Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique :

On mesure la tension composée aux bornes de deux phases rotoriques (le neutre rotorique n'est pas accessible) et on doit faire tourner le rotor manuellement jusqu'à trouver la valeur maximale de cette inductance.

Le schéma de branchement de cet essai est le suivant :

$$M_{sr} = \frac{V_{abr}}{\sqrt{3} \omega \cdot I_{as}} \quad (\text{III.30})$$

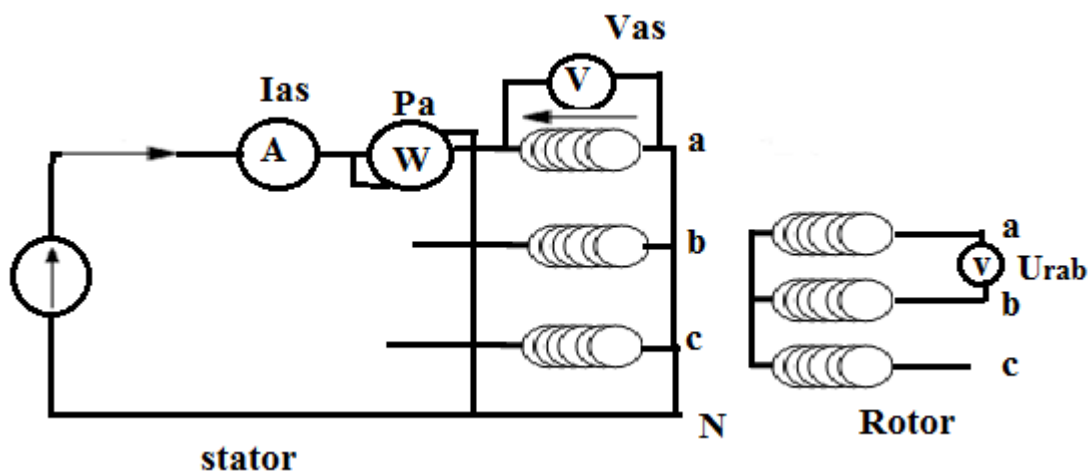


Figure III.11 : Schéma de branchement de l'essai à vide.

Bien remarquer que le wattmètre est connecté de façon à mesurer une puissance monophasée.

III.3.2 Mesures avec prise en compte de la résistance des pertes fer et de la résistance statorique :

❖ **Mesure de l'inductance propre d'une phase statorique et de l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques :**

Schéma équivalent de la phase a :

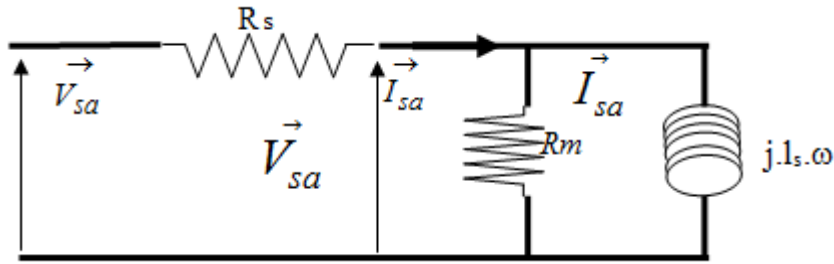


Figure III.12 : Schéma équivalent de la phase a.

R_m est la résistance qui symbolise les pertes fer.

Schéma de montage :

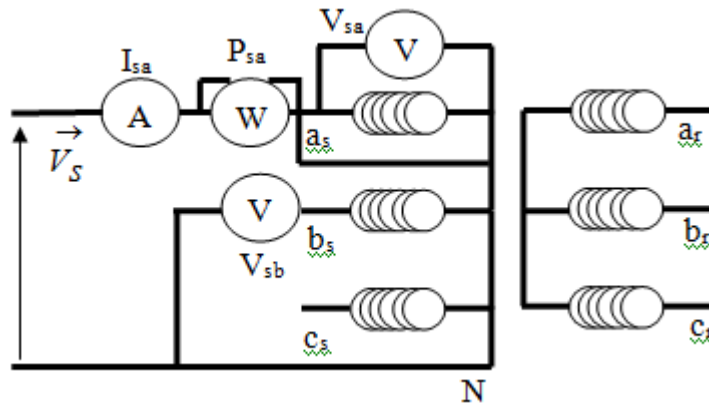


Figure III.13 : Schéma de branchement pour la mesure de M.

Soit :

P_a : la puissance mesurée par le Wattmètre

$p_{ja} = R_s \cdot I_{sa}^2$: Pertes joule d'une phase statorique

$S = V_{sa} \cdot I_{sa}$: Puissance apparente d'une phase statorique

$P_{fer} = P_a - p_{ja} = P_a - R_s \cdot I_{sa}^2$: Pertes fer statoriques

Si l'on pose $X_s = l_s \cdot \omega$ la réactance statorique.

Dans la (figure III.13) la puissance active consommée à droite de V_{sa} représente les pertes fer :

$$P_{sa} = P_{fer} = P_a - R_s \cdot I_{sa}^2 \tag{III.31}$$

La puissance réactive consommée à droite de V_1 est la même qu'à l'entrée :

$$Q_{sa} = Q = \sqrt{V_{sa}^2 \cdot I_{sa}^2 - P_a^2} \quad (\text{III.32})$$

La puissance apparente à droite de V_1 est :

$$S_{sa} = V_{sa} \cdot I_{sa} = \sqrt{P_{sa}^2 + Q_{sa}^2} \Rightarrow V_{sa} = \frac{S_{sa}}{I_{sa}} \quad (\text{III.33})$$

$$Q_{sa} = V_{sa} \cdot I_{sa} \cdot X_s \cdot I_{sa}^2 \Rightarrow X_s = \frac{Q_{sa}}{I_{sa}^2}$$

$$I_{sa}^2 = \frac{S_{sa}}{V_{sa}^2} \Rightarrow X_s = \frac{Q_{sa}}{\frac{Q_{sa}^2}{V_{sa}^2}} = \frac{V_{sa}^2}{Q_{sa}}$$

Inductance mutuelle entre deux phases statoriques :

$$V_{sb} = j \cdot M \cdot \omega_s \cdot I_{sa} \Rightarrow M = \frac{V_{sb}}{\omega_s \cdot I_{sa}} \quad (\text{III.34})$$

Les résultats des grandeurs mesurées sans prise en compte des pertes fer et en tenant compte de ces dernières sont mentionnés dans le tableau qui suit :

Tableau III.4 : Résultats de mesure en essai à vide pour le calcul des inductances propre et mutuelles.

V_{as} (V)	117	177	228
I_{as} (A)	1,75	2,6	3,4
V_{bs}(V)	44	70	90
V_{acr}(V)	80	118	150

III.3.3 Mesure des grandeurs rotoriques (avec prise en compte des pertes fer rotoriques) :

Schéma de câblage :

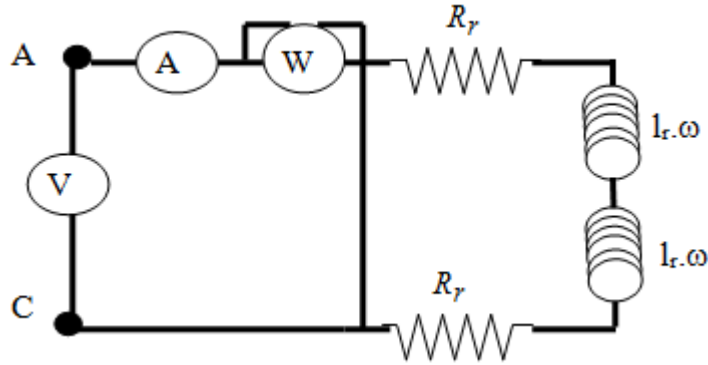


Figure III.14 : Schéma de montage pour la mesure de L_r .

Schéma équivalent :

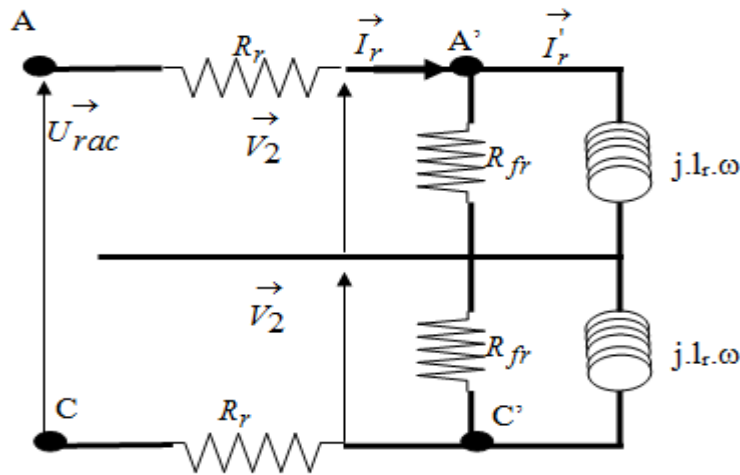


Figure III.15 : Schéma équivalent de deux phases rotorique :

Bilan des puissances au niveau $A'C'$:

$$P'_a = P_a - 2.R_r.I_r^2 \quad ; \quad Q'_a = 0$$

$$S'_a = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2} = S'_a = V_2.I_r \Rightarrow V_2 = \frac{S'_a}{I_r}$$

A droite des résistances des pertes fer, le circuit ne consomme que de la puissance réactive ;

$$\Rightarrow P''_a = 0 \quad ; \quad S''_a = Q''_a = Q_a = V_2.I_r \Rightarrow I_r = \frac{Q_a}{V_2}$$

Calcul de l'inductance cyclique rotorique L_r :

$$L_r = l_r - M_r = \frac{Q_a}{2.\omega.I_r^2} \tag{III.35}$$

On constate qu'on ne peut pas mesurer séparément l'inductance propre d'une phase rotorique l_r et l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques M_r avec ce montage.

❖ **Mesure de l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique**

Schéma de montage :

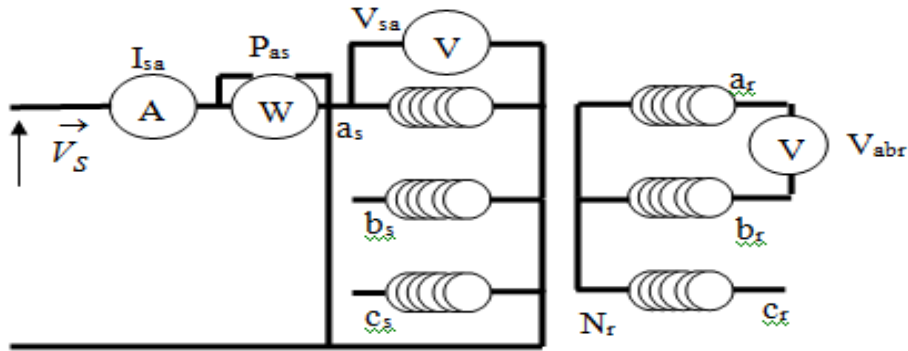


Figure III.16 : Schéma de montage pour la mesure de M_{rs} .

L'inductance mutuelle stator-rotor est donnée par l'équation suivante :

$$M_{sr} = \frac{V_{abr}.I_s}{\sqrt{3}.V_{as}} \tag{III.36}$$

Les résultats de mesure sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau III.5 : Résultats de mesure en essai à vide pour le calcul de l'inductance cyclique rotorique et l'inductance mutuelle stator-rotor.

V_{acr}(V)	175	150	100
I_{acr}(A)	4	3	2
P_r(w)	68,2	42,3	21,8

III.3.4 Identification de l'inductance magnétisante (L_m) :

En considérant le schéma de la (**figure IV.17**), si la génératrice est entraînée à la vitesse de synchronisme, le glissement étant nul la branche rotorique est d'impédance infinie et le schéma équivalent se réduit donc à celui de (**la figure IV.18**) où ne figure que la résistance et la réactance de fuites statorique en série avec la réactance magnétisante.

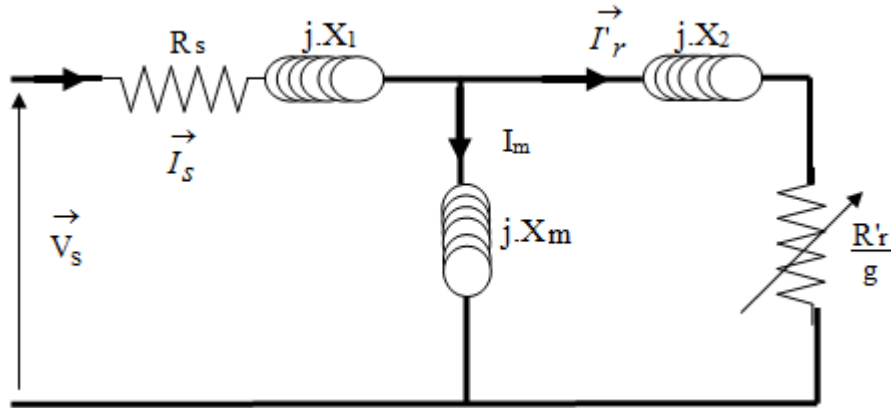


Figure III.17 : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone

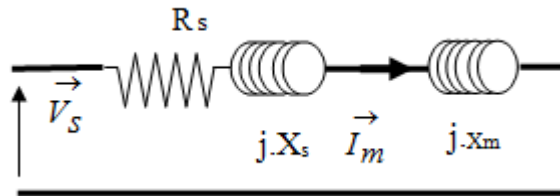


Figure III.18 : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone tournant à la vitesse de synchronisme.

La résistance R_s et la réactance de fuites ($X_s=N_s.\omega$) statoriques peuvent être mesurées respectivement par la méthode voltampère métrique et par l'essai à rotor bloqué. La réactance magnétisante peut donc être identifiée par un essai à vide à tension variable et à rotor ouvert.

$$V_s = Z_m \cdot I_s = \sqrt{R_s^2 + (N_s + L_m)^2 \cdot \omega^2} \cdot I_s$$

$$L_m = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_s}{I_s}\right)^2 - R_s^2 - N_s^2} \tag{III.37}$$

Sachant que :

$$X_m = L_m \cdot \omega \quad \text{et} \quad X_s = N_s \cdot \omega$$

La courbe $X_m(I_m)$ doit être construite expérimentalement point par point et l'ensemble des points permettent de synthétiser une approximation polynomiale.

Le tableau suivant résume les grandeurs mesurées de la machine et celles-ci vont nous permettre de tracer la courbe de magnétisation $L_m(I_m)$:

Tableau III.6 : Résultat de mesure des grandeurs de la machine pour tracer la courbe magnétisante.

V_{as}(V)	I_{as}(A)	U_{rab}(V)	P(W)
20	0,4	15,7	0,12
40	0,8	32,4	4,8
60	1,1	48,6	7,5
80	1,4	64,2	12,5
100	1,75	80,3	20
120	2,1	96,6	25
140	2,45	113,1	35
160	2,8	128,3	40
180	3,15	144,5	50,5
200	3,55	159,8	51,75
220	4	174,5	85
240	4,2	179,2	90
230	4,5	188,9	100
260	5,2	202	125
280	6,1	215	160

Les Figure III.19 et III. 20 montrent les courbes expérimentales de saturation $E(I_m)$ ainsi que celle de l'inductance magnétisante $L_m(I_m)$.

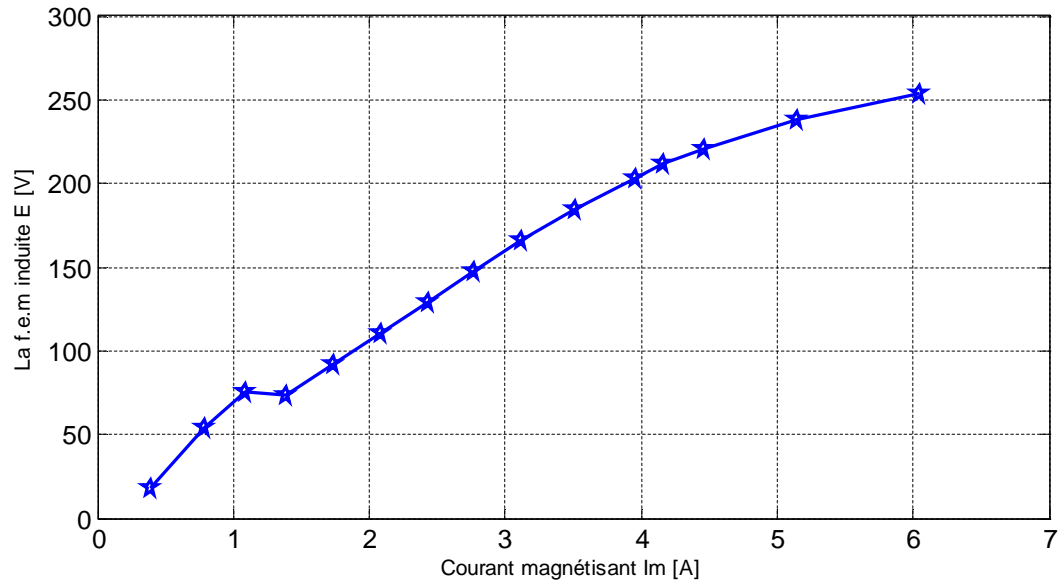


Figure III.19 : Courbe de saturation obtenue expérimentale.

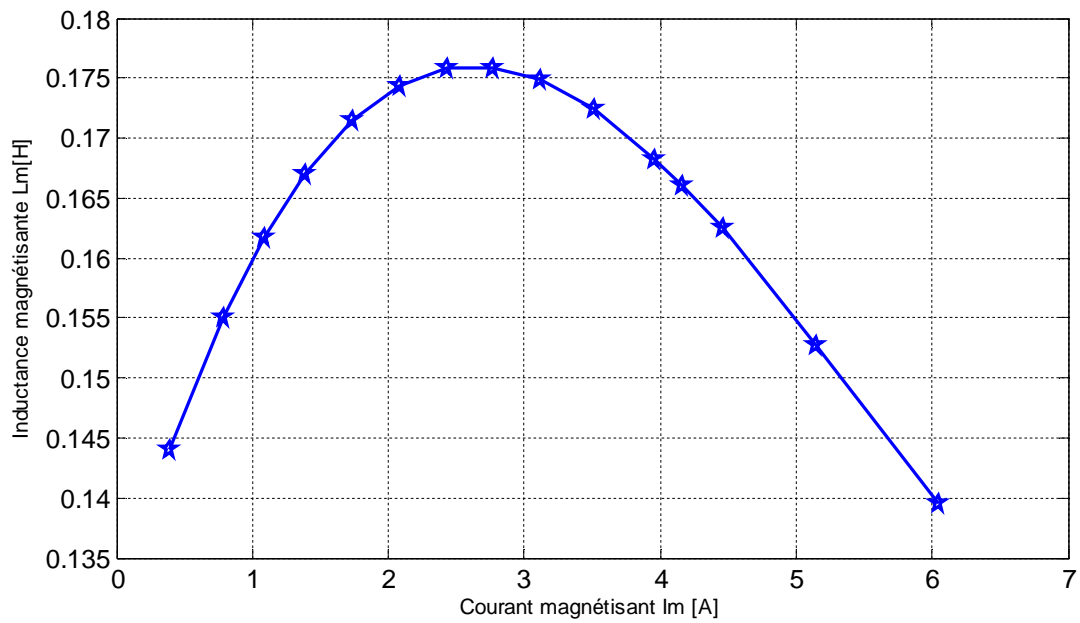


Figure III.20 : Courbe de magnétisation obtenue expérimentale.

III.4 Résumé des paramètres identifiés :

Le tableau suivant résume toutes les valeurs des paramètres de la machine trouvées lors des différentes expériences effectuées dans ce chapitre :

Tableau III.7 : les paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné 3 kW.

Paramètres de la machine	Valeurs et unités
Résistance statorique R_s (Ω)	1,61 Ω
Résistance rotorique R_r (Ω)	0,609 Ω
Réactance cyclique statorique $X_s = X'_r$ (Ω)	67,34 Ω
Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator R'_r (Ω)	2,02 Ω
Réactance cyclique rotorique X_r (Ω)	16,66 Ω
Inductance propre cyclique statorique L_s (Henry)	0,13 H
Inductance propre cyclique statorique L_r (Henry)	0,05 H
Inductance de magnétisation L_m (Henry)	0,12 H
Inductance mutuelle entre deux phases statoriques M_{as} (Henry)	0,083 H
Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et autre rotorique M_{rs} (Henry)	0,093 H
Rapport de transformation K	2,533
Coefficient de dispersion σ	0,093

Les valeurs des tensions et des courants nominales (composés ou simple) qui sont utilisées dans les calculs de ces paramètres sont celles de la plaque signalétique de la machine et elle est mentionner dans l'annexe1.

Conclusion :

Dans ce chapitre on a fait l'étude détaillée du schéma équivalent simplifié d'une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit qui nous a facilité l'identification de ses paramètres, à travers plusieurs essais en utilisant la méthode classique qui consiste à effectuer l'essai en courant continu, l'essai à vide et l'essai à rotor calé.

Pour la détermination de ces paramètres, nous avons effectué des calculs avec prise en compte des pertes fer et d'autres sans prise en compte des pertes fer.

Pour tracer la caractéristique de magnétisation L_m (I_m) on a effectué un essai à vide à rotor ouvert.

L'exploitation des modèles qu'on a fait au chapitre II, et l'identification des paramètres effectuée dans ce chapitre nous amène à faire l'interprétation des résultats et l'établissement des caractéristiques de la génératrice asynchrone auto-excitée en fonctionnement à vide et en charge qui sera l'objectif du dernier chapitre.

Chapitre IV

**Etude de fonctionnement de la
génératrice asynchrone auto-excitée**

Introduction :

En absence de réseau pilote, il est possible d'auto-exciter la génératrice asynchrone au moyen de condensateurs, mais l'amorçage de cette dernière nécessite une étude très soignée de l'installation.

Pour cela nous nous intéresserons en premier lieu à la caractéristique de magnétisation, c'est à dire à la courbe de variation de l'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant ($L_m(I_m)$) puis à sa représentation par une fonction polynomiale. Cette fonction sera obtenue à partir des essais expérimentaux effectués sur la génératrice asynchrone entraînée avec un moteur à courant continu.

Par la suite nous effectuerons les essais expérimentaux du fonctionnement à vide et en charge de la génératrice, et la simulation sous MATLAB-Simulink du fonctionnement pour tester le modèle de la machine utilisée.

IV.1 Importance de la saturation de la machine dans l'auto-amorçage:

La simulation du phénomène d'auto-excitation de la machine asynchrone par un banc de capacités ne peut se satisfaire du modèle linéaire 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 IV.1 représente l'évolution de la force électromotrice statorique (E) ainsi que la caractéristique externe du condensateur ($V_c = \frac{I_m}{C\omega}$) 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 $R'r/g$ non négligeable et le courant est alors partagé entre l'inductance magnétisante et la résistance rotorique.

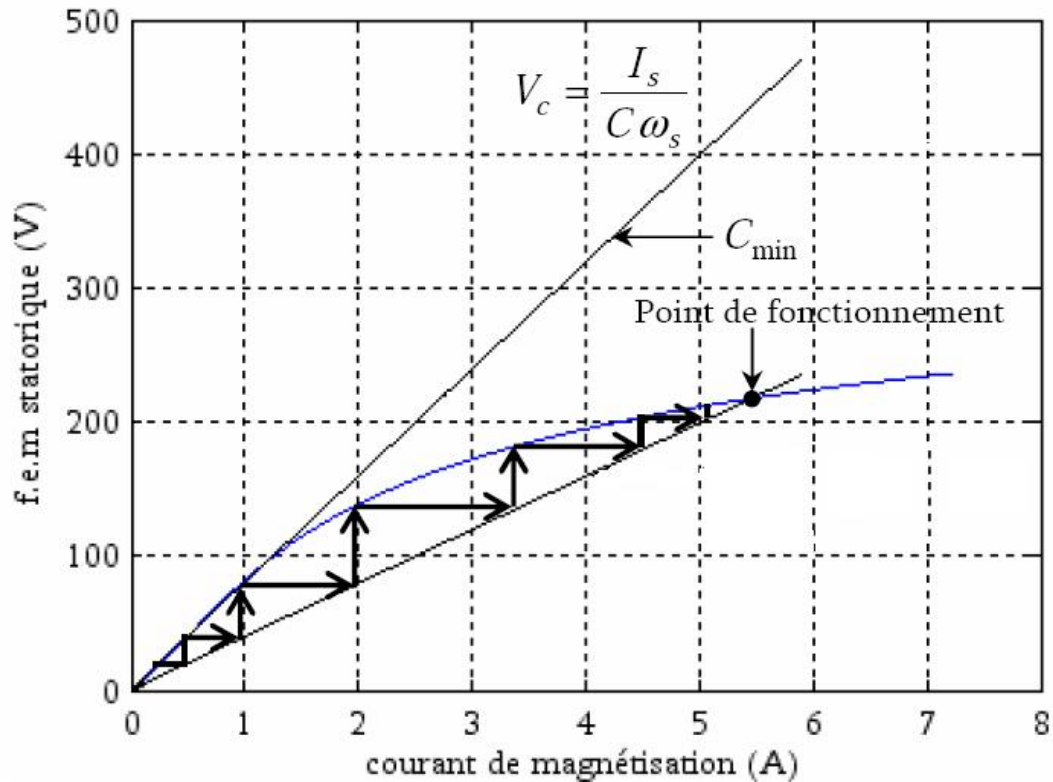


Figure IV.1 : phénomène d'auto amorçage.

Lorsque le point de fonctionnement est atteint, la machine délivre une tension au stator dont la valeur efficace est constante. Si l'inductance magnétisante est considérée comme constante et égale à sa valeur en régime non-saturé, la caractéristique de magnétisation ne présente alors pas de coude de saturation et il n'y a pas d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur.

L'auto-amorçage est alors possible mais la tension statorique augmente alors jusqu'à atteindre une, valeur théoriquement infinie.

IV.2 Identification de la courbe de magnétisation :

Lors de l'essai à vide à rotor ouvert, le glissement de la machine asynchrone étant nul, par conséquent, le schéma monophasé de la machine est réduit à la branche statorique en série avec la branche magnétisante. La fréquence étant à 50Hz, on néglige les pertes fer et les

perles mécaniques sont supposées fournies par la machine d'entraînement. On obtient alors une impédance alimentée par la tension statorique. Connaissant les valeurs de la résistance statorique et de l'inductance de fuite calculées, on déduit l'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant. L'approximation de l'évolution de l'inductance de magnétisation en fonction du courant magnétisant peut s'effectuer en utilisant différentes approches plus ou moins complexes. Dans notre approche, nous avons choisi d'approximer cette inductance par une expression polynomiale.

Dans le cas de la machine étudiée nous avons testé plusieurs puissances du polynôme et nous avons opté finalement pour un polynôme d'ordre 2.

La figure IV.2 ci-dessous représente l'allure de cette inductance avec son équation d'approximation :

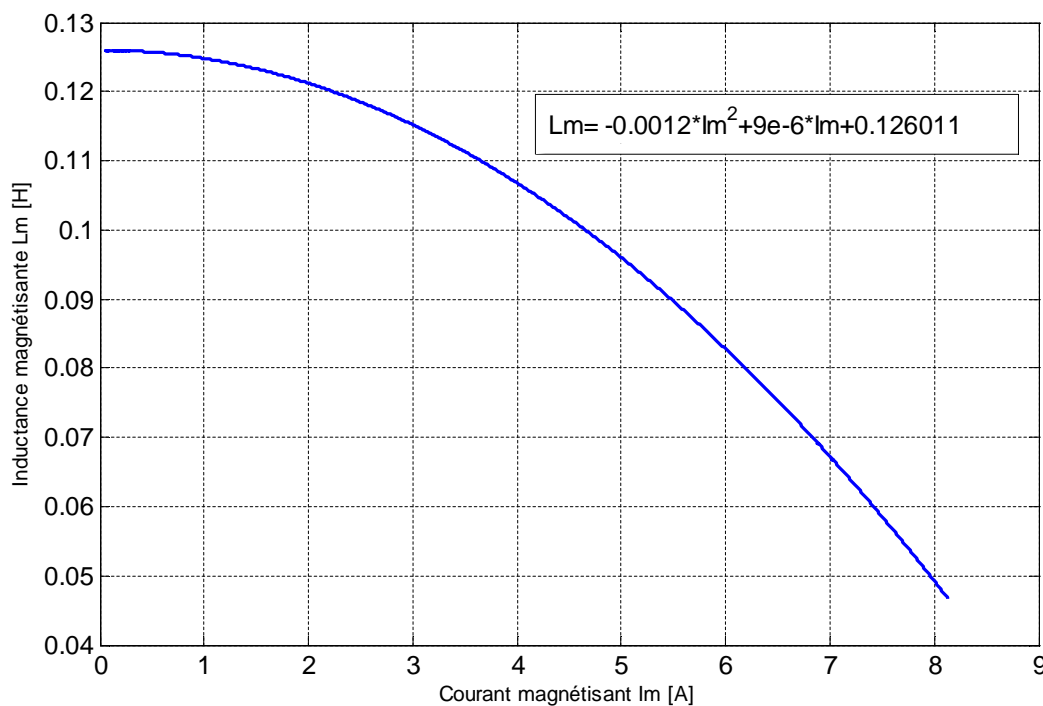


Figure IV.2: Evolution de l'inductance magnétisante (L_m) en fonction de courant magnétisant (I_m).

IV.3 Etude du fonctionnement de la génératrice asynchrone :

IV.3.1 Etude expérimentale :

Dans cette partie nous avons réalisé l'amorçage de la génératrice à vide et en charge pour différentes valeurs des capacités d'auto-amorçage et différentes valeurs des résistances de charges. La Figure IV.3 montre le banc d'essai expérimental utilisé :

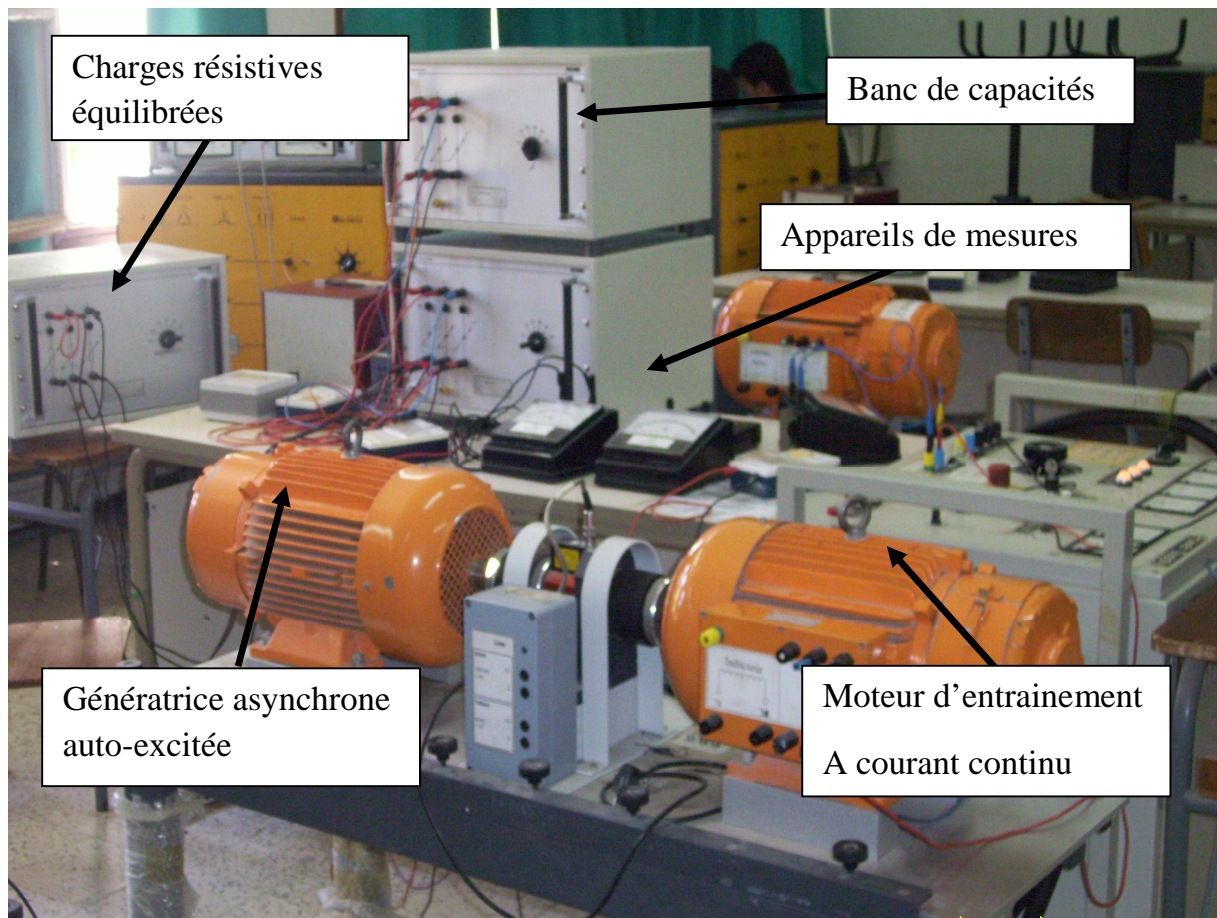


Figure IV.3 : Banc d'essai expérimental utilisé pour l'amorçage de la génératrice asynchrone auto-excitée.

IV.3.1.1 Fonctionnement à vide :

A vide, la génératrice ne débite sur aucune charge, seulement le banc de capacité est branché aux bornes du stator. On varie la vitesse d'entraînement de la génératrice en variant la vitesse de rotation du moteur à courant continu commandée par la tension au borne de l'induit, et pour différentes valeurs des capacités on mesure la tension délivrées par la génératrice.

Pour la capacité (C=48 μ F) :

Tableau IV.1 : Mesure de la tension d'auto-amorçage et la vitesse de rotation pour une capacité (C=48 μ F).

N (tr/mn)	1365	1355	1336	1324
Vs (V)	165	150	130	100

Pour la capacité (C=60 μ F) :

Tableau IV.2 : Mesure de la tension d'auto-amorçage et la vitesse de rotation pour une capacité (C=60 μ F).

N (tr/mn)	1484	1413	1406	1350	1320	1307	1260	1205
Vs (V)	270	240	240	215	200	195	170	125

Pour la capacité (C=72 μ F) :

Tableau IV.3 : Mesure de la tension d'auto-amorçage et la vitesse de rotation pour une capacité (C=72 μ F).

N (tr/mn)	1386	1309	1285	1242	1217	1171	1128	1119	1096	1085
Vs (V)	260	230	220	200	190	170	145	135	110	90

A partir des résultats obtenus, on a tracé les courbes représentant la variation de la tension statorique de la génératrice Vs en fonction de la vitesse de rotation N pour les différentes capacités (Figure IV.4).

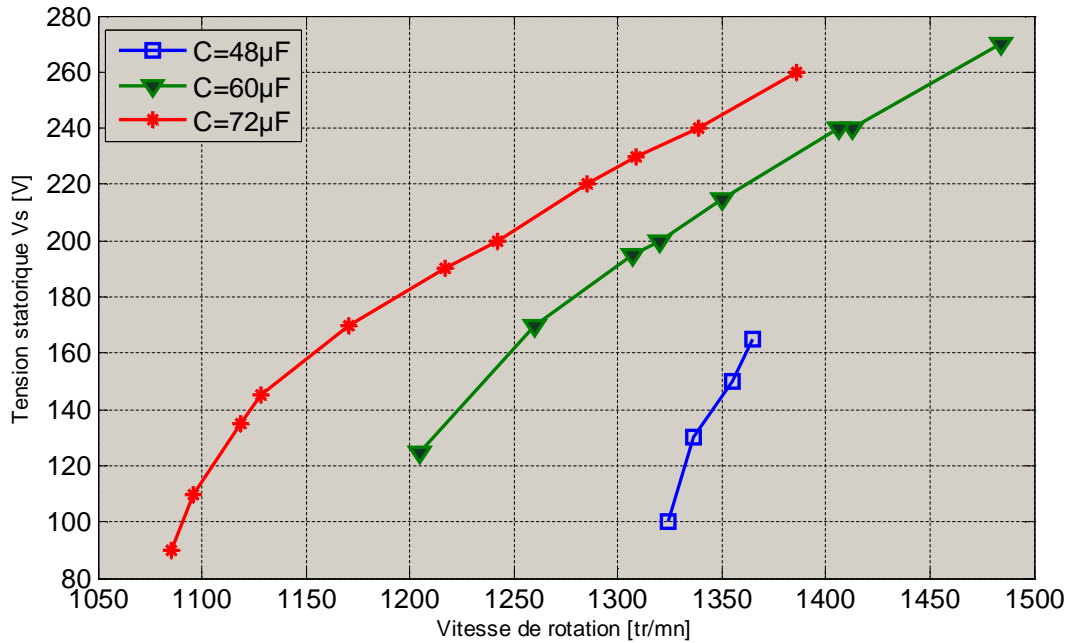


Figure IV.4 : Evolution de la tension générée en fonction de la vitesse de rotation pour différentes capacités d'auto-amorçage.

Interprétation des résultats de l'essai à vide:

A partir des résultats obtenus dans cet essai, on peut constater l'effet de la variation de la vitesse de rotation ainsi que la valeur de la capacité d'auto-amorçage sur la tension de sortie de la génératrice. En effet, l'auto-amorçage de la génératrice est assuré à partir d'une vitesse et une capacité minimale, donc l'augmentation de la vitesse de rotation engendre l'augmentation de la tension aux bornes du stator de la machine. Cette augmentation est limitée par la valeur de la capacité d'auto-amorçage qui assure l'excitation de la génératrice.

III.3.1.2 Fonctionnement en charge :

Dans cet essai nous avons utilisé une charge résistive équilibrée, la vitesse d'entraînement est maintenue constante à la valeur $N=1200$ (tr/mn), on a fait varier la résistance de charge en mesurant la tension générée et le courant absorbé par la charge pour différentes valeurs des capacités.

Pour $C=84\mu\text{F}$:

Tableau IV.4: Mesure de la tension d'auto-amorçage et du courant de charge pour une capacité ($C=84\mu\text{F}$), une vitesse de rotation fixe ($N =1200 \text{ tr/mn}$) et une résistance de charge variable.

R (Ω)	220	110	73	55	44
V_s (V)	200	190	175	160	140
I_{ch} (A)	0,85	1,7	2,25	2,7	1,9

Pour $C=96\mu\text{F}$:

Tableau IV.5 : Mesure de la tension d'auto-amorçage et du courant de charge pour une capacité ($C=96\mu\text{F}$), une vitesse de rotation fixe ($N =1200 \text{ tr/mn}$) et une résistance de charge variable.

R (Ω)	220	110	73	55	44	37
V_s (V)	215	205	200	185	170	150
I_{ch} (A)	0,9	1,75	2,5	3,15	3,65	3,9

Pour $C=108 \mu\text{F}$:

Tableau IV.6 : Mesure de la tension d'auto-amorçage et du courant de charge pour une capacité ($C=108\mu\text{F}$), une vitesse de rotation fixe ($N =1200 \text{ tr/mn}$) et une résistance de charge variable.

R (Ω)	220	110	73	55	44
V_s (V)	225	220	210	200	190
I_{ch} (A)	0,85	1,7	2,25	2,7	1,9

Les résultats obtenus sont représentés graphiquement sur les Figures (IV.5, IV.6, IV.7, et IV.8) suivantes :

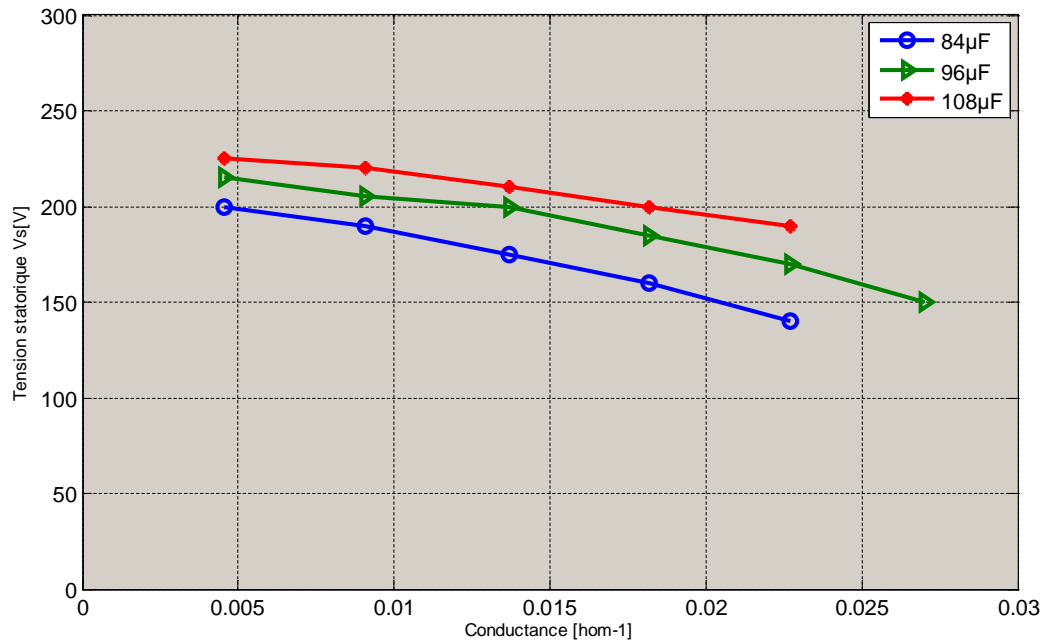


Figure IV.5 : Evolution de la tension statorique en fonction de la charge
Pour une vitesse constante et pour différentes capacités.

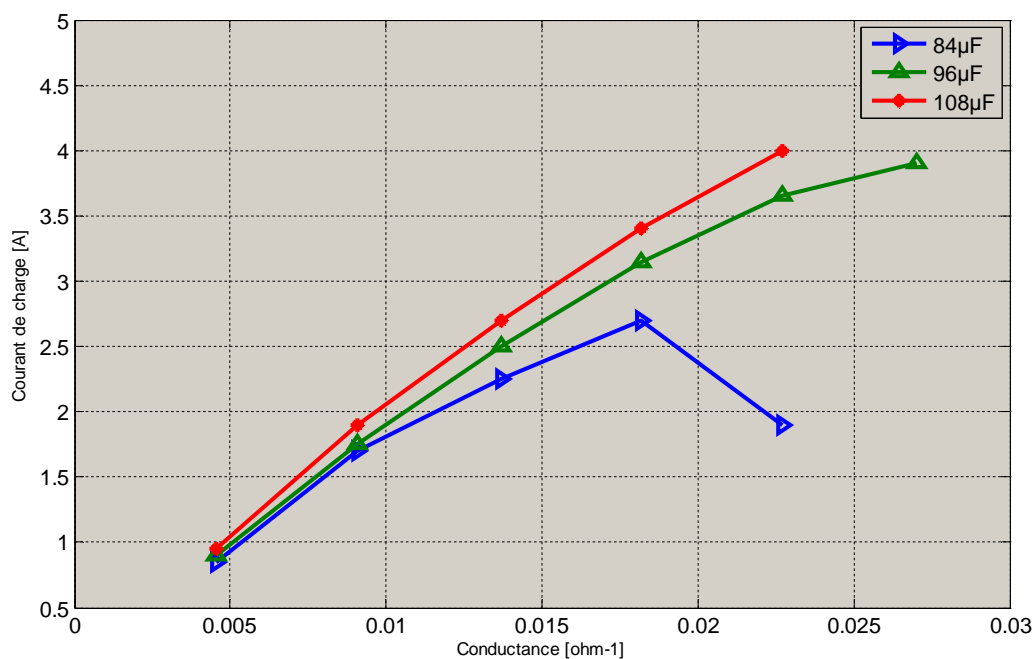


Figure IV.6: Evolution du courant de charge en fonction de la charge
Pour une vitesse constante et pour différentes capacités.

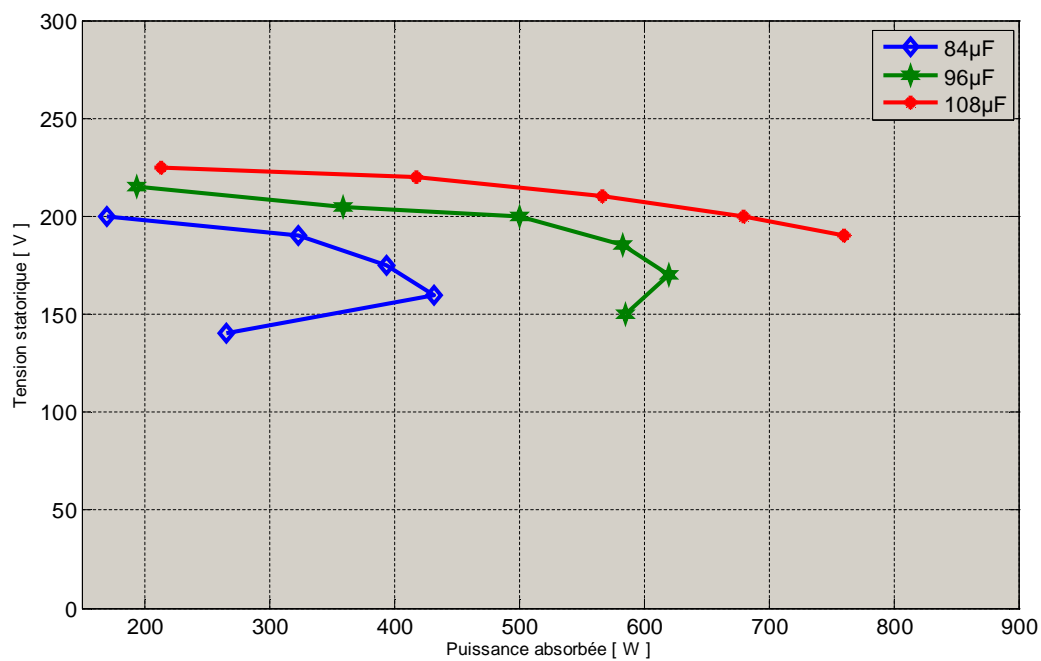


Figure IV.7: évolution de la tension efficace en fonction de la puissance pour les différentes valeurs de capacité et pour une vitesse fixe ($N=1200\text{tr/mn}$).

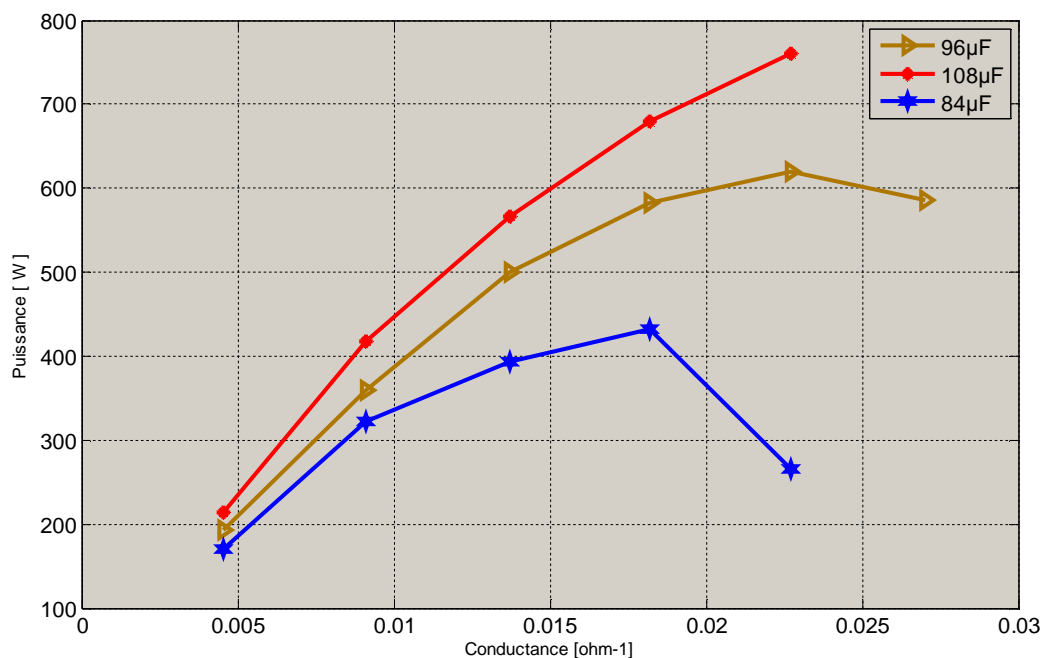


Figure IV.8: Evolution de la puissance active en fonction de la conductance.

Interprétation des résultats de l'essai en charge :

Les deux figures (**IV. 5**, **IV.6**) montrent la variation de la tension et du courant de charge en fonction de la conductance de la charge (inverse de la résistance). On constate bien que l'augmentation de la conductance donc la diminution de la résistance de charge entraîne une chute de la tension délivrée par la génératrice, ceci est dû à l'augmentation du courant de charge (**Figure IV.5**). Cette chute de tension est d'autant plus importante que la capacité d'auto-amorçage est faible. La variation du courant de charge est liée à la valeur de la résistance et à la tension générée par la génératrice. Il augmente avec l'augmentation de la conductance mais au-delà d'une certaine valeur le courant est affaibli sous l'effet de la forte chute de tension provoquée par l'insuffisance de l'énergie réactive fournie par la capacité (**Figure IV.6**)

La **figure IV.7** montre l'évolution de la tension efficace en fonction de la puissance pour les différentes valeurs de capacités et pour une vitesse fixe ($N=1200$ tr/mn), en effet les variations de la tension de charge sont d'abord relativement faibles puis s'accroissent avec l'augmentation de la puissance active fournie. Lorsque la machine n'est pas apte à délivrer la puissance demandée, le système se désamorce, et la tension chute brutalement jusqu'à s'annuler. La machine a alors perdu toute magnétisation rémanente.

Ainsi dans la **Figure IV.8**, On constate bien que la variation de la tension est influencée de même par la variation de la valeur de la capacité insérée ($84\mu\text{F}$, $96\mu\text{F}$, $108\mu\text{F}$), ceci peut être expliqué de sorte que l'augmentation de la valeur de la capacité C insérée correspond à une augmentation de l'énergie réactive consommée par la machine elle-même, or on sait bien que le point de fonctionnement du générateur asynchrone correspond à un équilibre entre l'énergie réactive délivrée par la capacité et l'énergie active fournie à la charge, alors la diminution de la résistance provoque l'augmentation de l'énergie active consommée ce qui détruit cet équilibre et engendre le désamorçage de la machine.

IV.3.2 Etude par simulation:

Pour mettre en évidence le modèle de la génératrice asynchrone auto-excitée on se propose de simuler son fonctionnement à vide et en charge dans des conditions proches de celles utilisées dans la partie expérimentale. La figure IV.9 montre le schéma bloc réalisé sous MATLAB-Simulink pour la simulation et la vérification des performances de la machine :

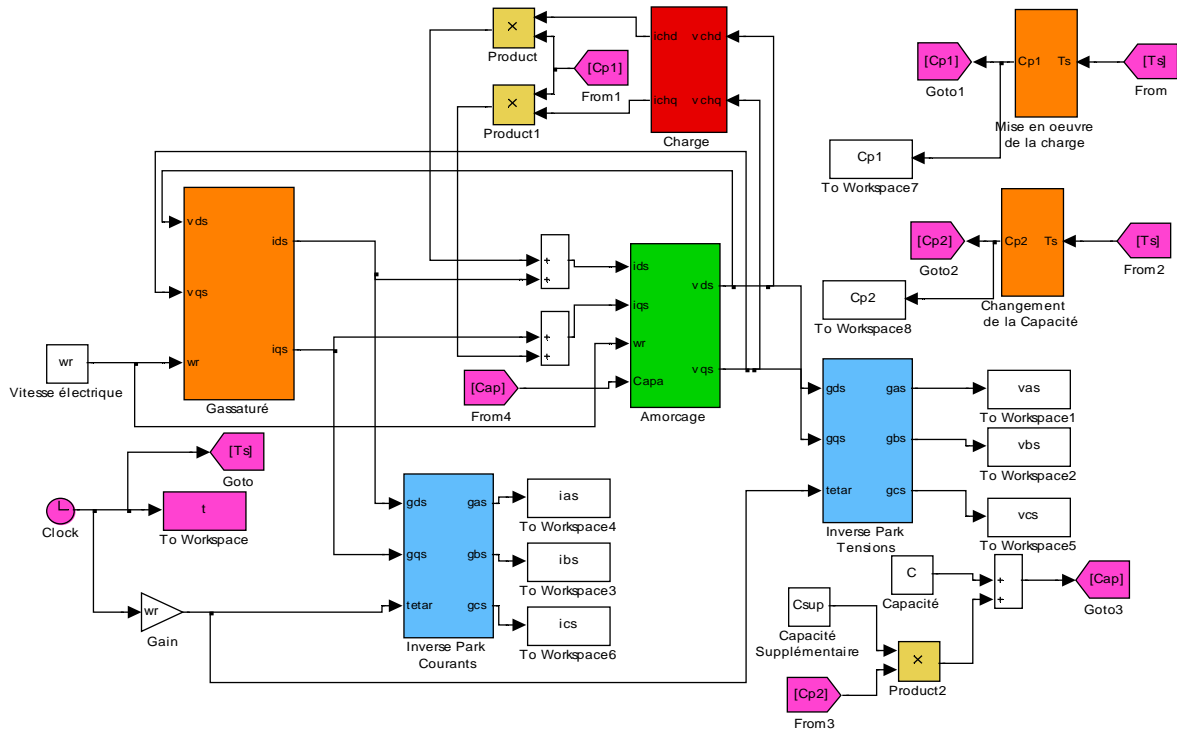


Figure IV.9 : Schéma bloc pour la simulation de la génératrice asynchrone auto-excitée.

Pour mettre en évidence l'importance de l'inductance magnétisante dans l'amorçage de la génératrice asynchrone nous avons effectué une simulation dans le cas linéaire où cette inductance est prise comme constante. Les figures (IV.10) et (IV.11) montrent l'évolution des tensions et des courants statoriques d'auto-amorçage à vide :

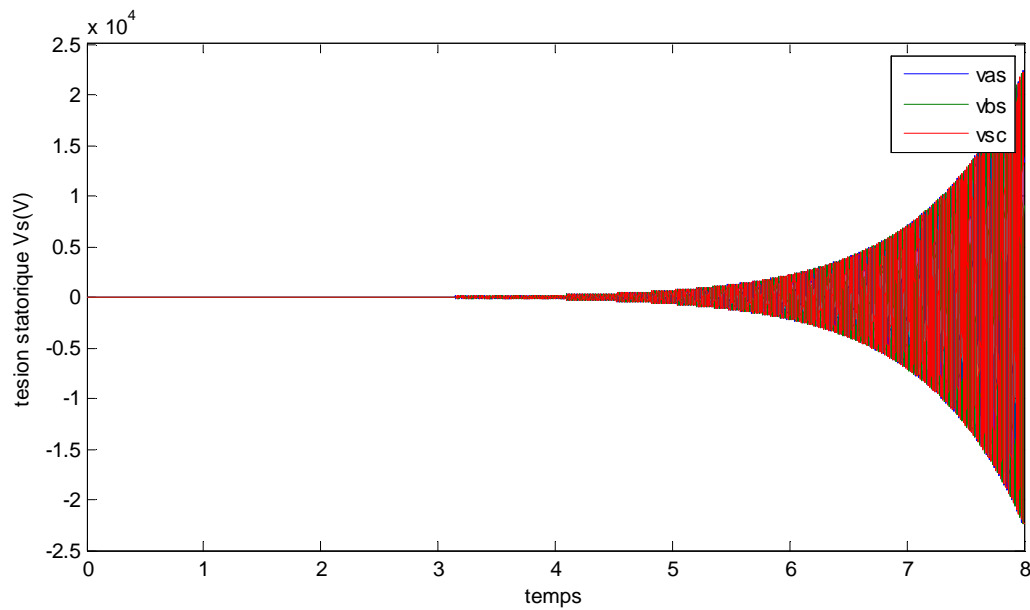


Figure IV.10: Evolutions des tensions statorique à vide et en régime non saturé.

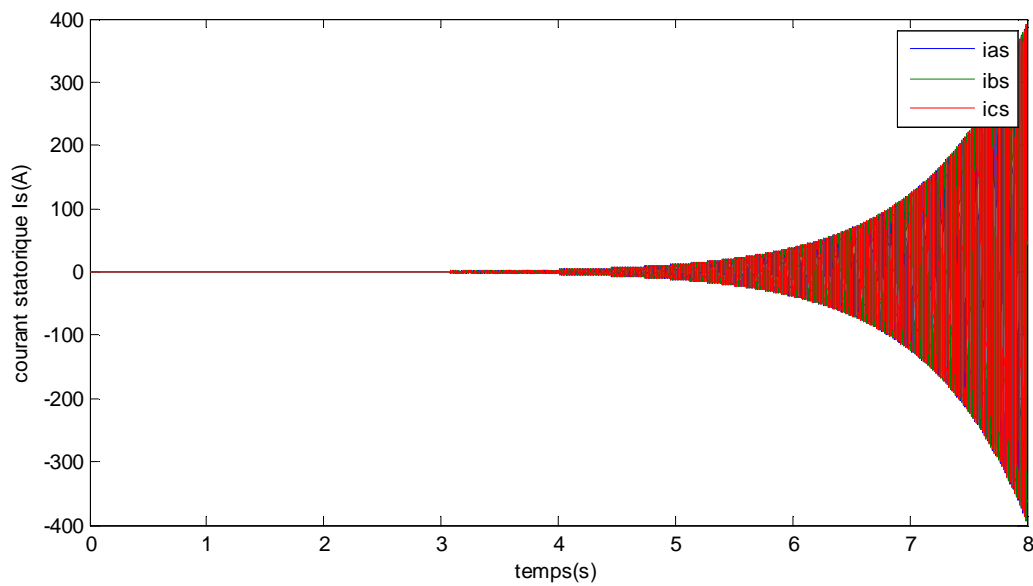


Figure IV.11 : Evolutions des courants statorique à vide et en régime non saturé.

On constate d'après la figure IV.10 que la tension induite croit indéfiniment d'une façon exponentielle avec des oscillations entretenues. Cela est dû essentiellement à l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique de la machine.

La forme du courant de ligne (**Figure IV.11**) est similaire à celle de la tension sauf qu'il est déphasé par rapport à elle d'un angle 90° . Le courant atteint rapidement des valeurs inadmissibles.

Ces résultats montrent, sans équivoque, les limites d'utilisation du modèle analytique linéaire dans le cas du fonctionnement de la machine asynchrone en génératrice, contrairement au fonctionnement en moteur où le modèle linéaire marche bien et où la non linéarité n'apporte que de la précision.

IV.3.2.1 Simulation du fonctionnement à vide :

Dans le schéma de la figure IV.9 on a fait agir sur l'inductance magnétisante, en effet, dans ce cas elle n'est plus considérée comme constante mais plutôt variable, alors nous avons injecté l'équation polynomiale de cette dernière dans le bloc simulink. Et on a visualisé toutes les allures, en faisant varier la vitesse de rotation pour deux valeurs de capacités ($60\mu\text{F}$ et $72\mu\text{F}$). Les figures (IV.12, IV.13, IV.14, IV.15) illustrent les résultats de simulation obtenus :

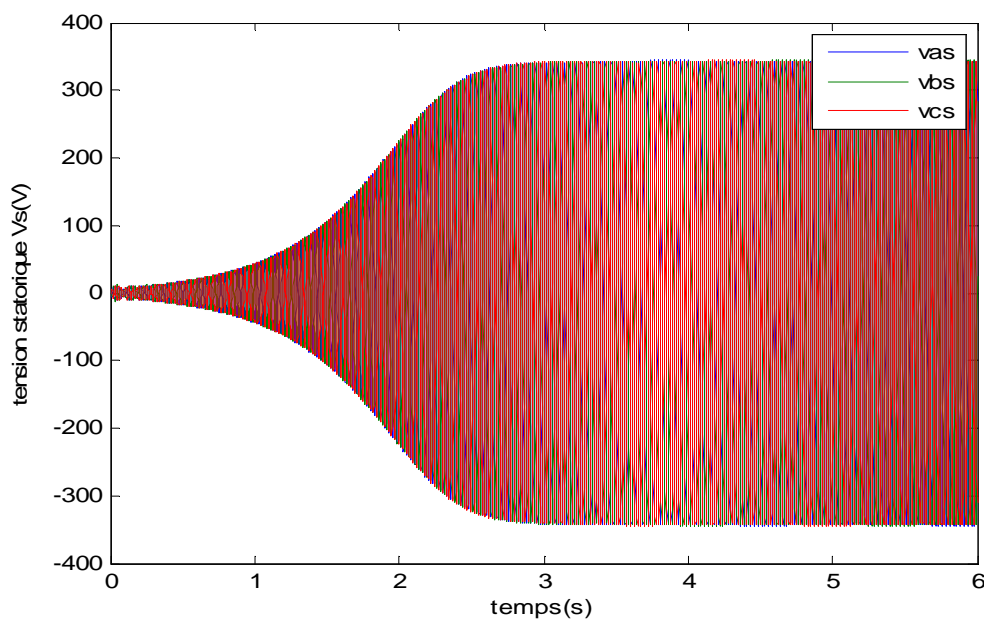


Figure IV.12 : Tension statorique d'auto-amorçage obtenue par simulation pour $N=1484\text{tr/mn}$ et $C=60\mu\text{F}$.

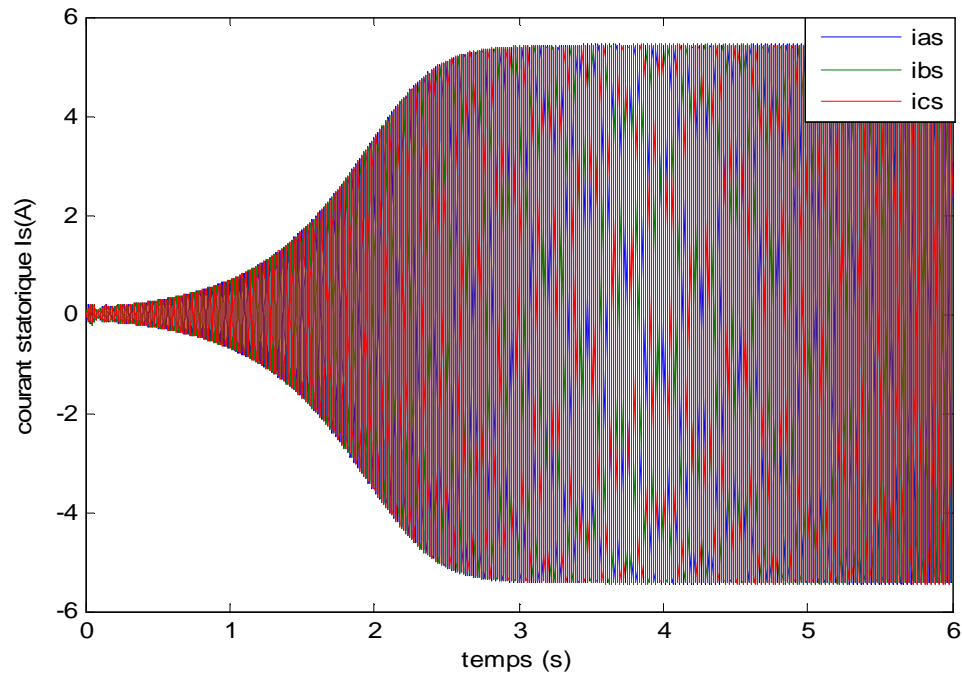


Figure IV.13: Courant statorique d'auto-amorçage obtenu par simulation pour $N=1484$ tr/mn et $C=60\mu\text{F}$.

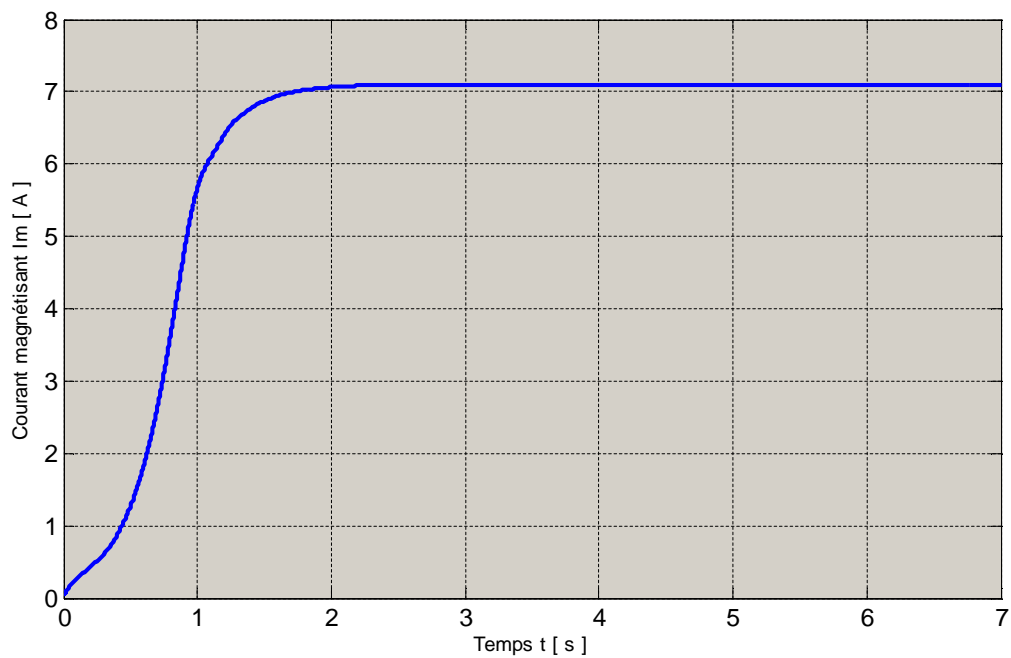


Figure IV.14 : Evolution du courant magnétisant (I_m) en fonction de temps.

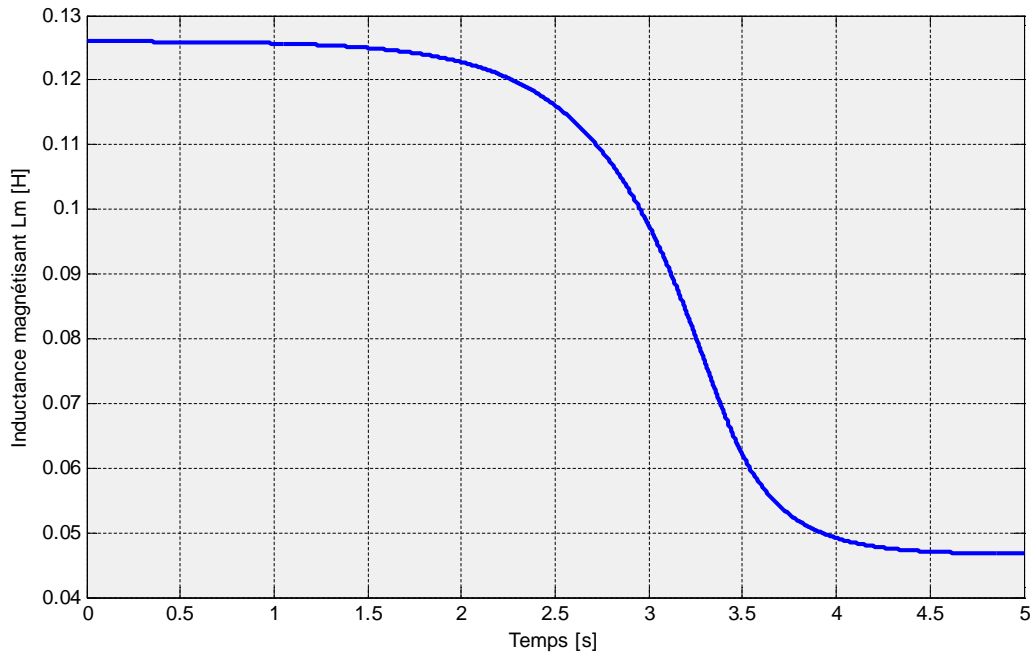


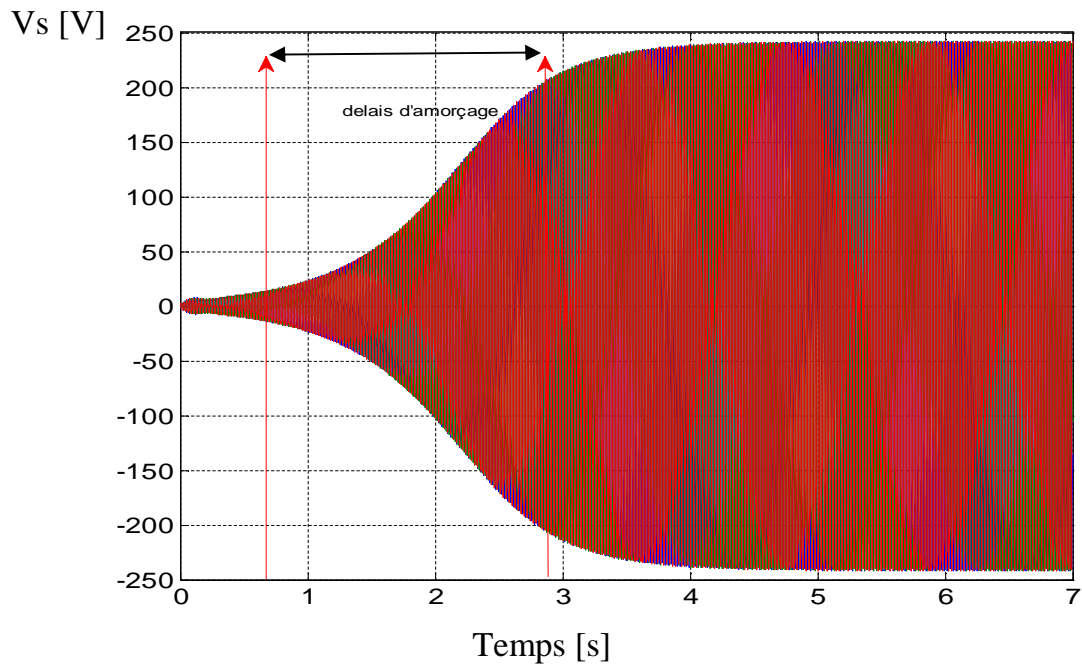
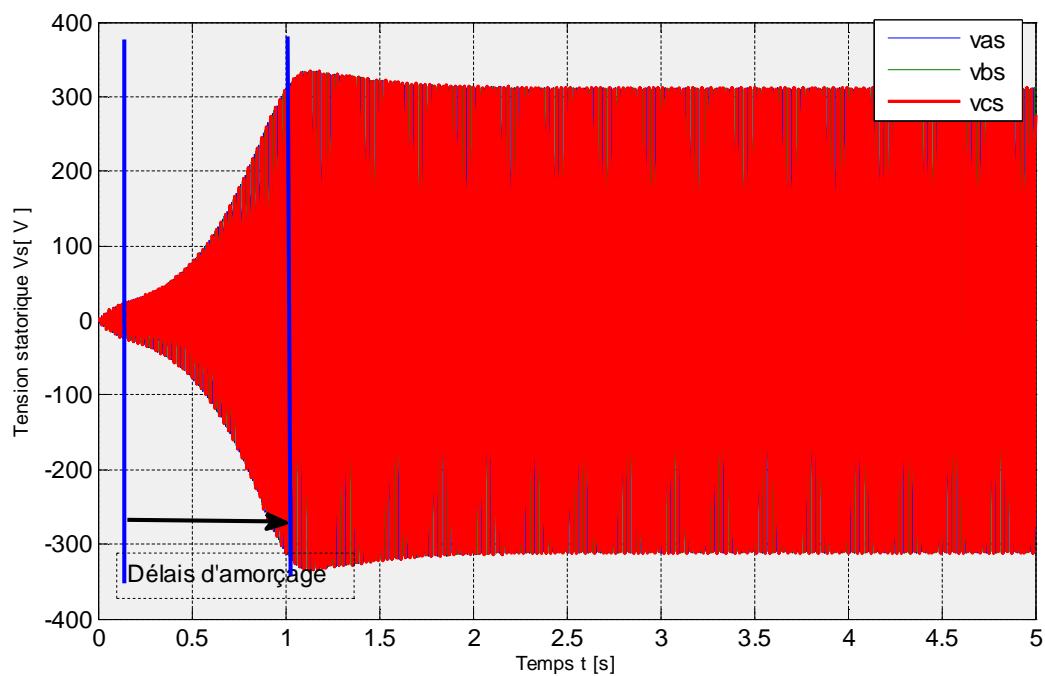
Figure IV.15 : Evolution de l'inductance de magnétisation en fonction du temps.

Interprétation des résultats de simulation:

Comme on peut le constater, les valeurs efficaces des tensions mesurées et les valeurs obtenues par simulation, sont très proches, par exemple pour une capacité de $60\mu\text{F}$ et une vitesse de 1413 tr/mn, on a trouvé la valeur efficace de la tension est de 240 V expérimentalement et elle est de 240,76 V par simulation. Cette différence est due aux conditions initiales correspondantes à la valeur de l'aimantation rémanente dans le rotor de la machine. En effet celle-ci est différente après chaque utilisation de la machine. La différence est également due à l'imprécision de l'identification de l'inductance magnétisante $L_m(I_m)$.

Donc au début de l'amorçage la tension croît d'une façon exponentielle comme dans le cas linéaire, puis elle s'incurve pour converger vers une valeur fixée par le choix du condensateur et la vitesse d'entraînement. La tension dans son évolution suit la courbe d'aimantation (**Figure IV.14**).

Le courant statorique reste semblable à la tension, comme le montre la Figure IV.13. La valeur maximale du courant est légèrement inférieure à la valeur du courant magnétisant car le courant rotorique est négligeable à vide.

VI.3.2.2 Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage de la machine :**Figure IV.16 :** Tension de la phase statorique a en fonction du temps (avec $C=60\mu\text{F}$)**Figure IV.17 :** Tension de la phase statorique a en fonction du temps (avec $C=72\mu\text{F}$ et $N=1285\text{tr/mn}$).

Sur les deux Figures IV.16, IV.17, on constate que l'augmentation de la valeur de la capacité a une influence sur le régime transitoire donc sur le délai d'amorçage de la génératrice asynchrone, et aussi sa variation influe sur l'amplitude de la tension, à cause de la non linéarité de la courbe d'aimantation. Il existe alors une valeur de la capacité (C_{\max}) au-delà de laquelle la tension n'augmente plus en raison de la très forte saturation du circuit magnétique et aussi une valeur inférieure de la capacité (C_{\min}) au dessous de laquelle l'auto-amorçage n'aura pas lieu.

La fréquence de la tension est peut influencée par la variation de la capacité car le glissement est pratiquement nul.

VI.3.2.3 Influence de la vitesse de rotation sur la tension d'auto-amorçage de la machine :

La vitesse de rotation à une influence directe sur la tension pour un même courant magnétisant.

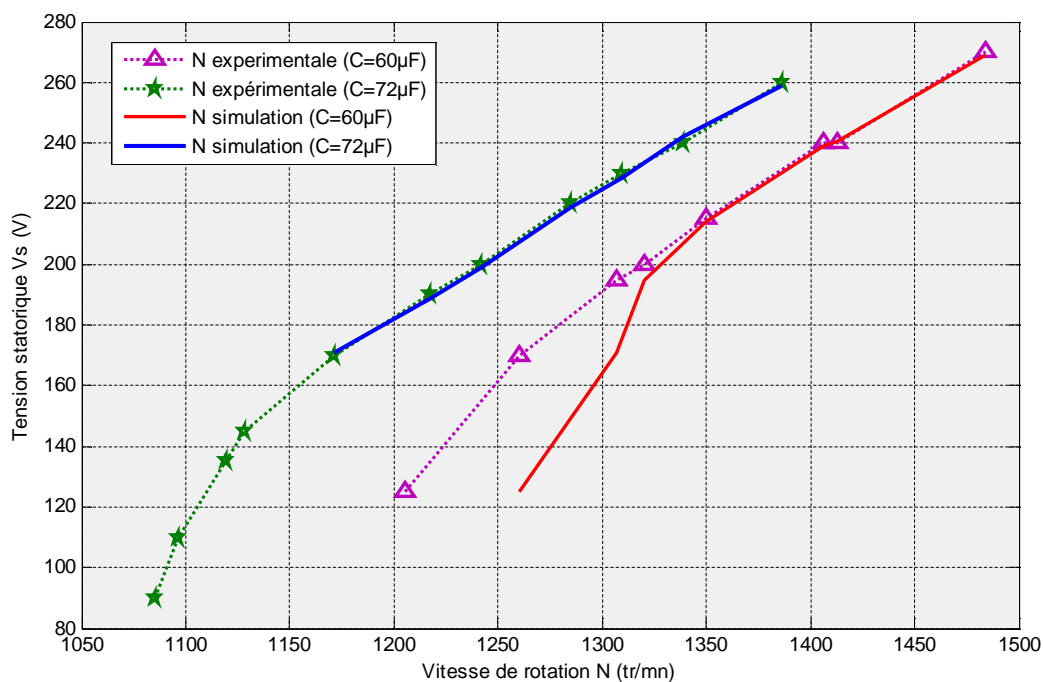


Figure IV.18: Evolution de la tension efficace en fonction de la vitesse pour deux capacités ($C=60\mu\text{F}$ et $72\mu\text{F}$)

En comparant les allures de la tension en fonction de la vitesse de rotation du rotor (**Figure IV.18**) pour deux capacités (60 μ F et 72 μ F) expérimentale et par simulation. Les résultats de simulation concordent avec ceux de l'expérience et sont conformes aux prévisions à savoir que la tension induite augmente en fonction de la vitesse et de la capacité.

On remarque bien, qu'il existe une vitesse de rotation limite pour laquelle il ne peut y avoir un auto-amorçage, et ceci pour chaque capacité des condensateurs utilisés, on remarque aussi que cette valeur de la vitesse de rotation est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité, ceci peut être déduit du fait que pour les grandes valeurs de la capacité la vitesse prend des valeurs assez faibles, et que pour de faibles valeurs de capacité, elle est plutôt importante. Donc le calcul de la capacité nécessaire pour générer une tension donnée peut s'effectuer à partir du schéma électrique monophasé équivalent de la machine débitant sur un banc de capacités. La variation de la vitesse affecte aussi la fréquence de la tension, autrement dit, si la vitesse augmente la fréquence augmente puisqu'elle en est l'image d'après l'équation ($f_s=N.p/60$).

Conclusion :

Ce chapitre a permis de dresser un bilan des performances de la machine asynchrone auto-excitée en fonctionnement génératrice autonome. Une première étape a consisté à identifier la courbe de magnétisation de la génératrice car l'auto excitation de cette dernière exige l'introduction de l'effet de saturation pour avoir le modèle non linéaire de la machine.

Dans la deuxième étape nous avons présenté une étude expérimentale du fonctionnement de la génératrice à vide et en charge sur un banc d'essai réalisé au niveau du laboratoire où nous avons utilisé une génératrice asynchrone accouplée à un moteur d'entraînement à courant continu, ce dispositif représente une source d'énergie éolienne ou micro-hydraulique.

Dans cette étude expérimentale nous avons mis en évidence les conditions de l'amorçage de la génératrice influencée par le choix de la capacité des condensateurs ainsi que la vitesse de rotation, qui ne peuvent pas être ignorées pour avoir l'auto-amorçage. Ces conditions ont d'ailleurs été vérifiées expérimentalement, en observant la variation de la tension en fonction de la vitesse de rotation ou de la capacité. Par la suite nous avons présenté les caractéristiques et les performances de la génératrice en utilisant une charge résistive équilibrée.

Dans la dernière partie, nous avons établi un modèle sous MATLAB-Simulink qui nous a permis de simuler le comportement de la génératrice asynchrone à vide. Les résultats de simulation ont été validés par comparaison aux relevés expérimentaux à chaque fois que cela

été possible. Nous n'avons pas pu tracer les régimes transitoires des tensions d'auto-amorçage en raison de l'absence de l'oscilloscope à mémoire et d'un dispositif d'acquisition de données sur micro-ordinateur.

La simulation du fonctionnement en charge n'a pas abouti à des résultats acceptables. Cela peut être expliqué par l'imprécision de la méthode d'identification de l'inductance magnétisante.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone :

L'image suivante représente la génératrice asynchrone sur laquelle on a fait l'étude de l'auto-amorçage.



- **Les grandeurs nominales de la machine asynchrone :**

Les grandeurs nominales de la machine sont affichées sur la plaque signalétique de la machine, elles sont mentionnées comme suit :

Type: DM-SL | 132/4-3

Y/ Δ : 400/230V | I=6.3/11A

$P_n=3\text{kw}$

$N_n=1415\text{tr/min}$ | $f=50\text{HZ}$

Is F Ip 20 | 13009 | VDE 0530

U2 180V | I2=10.8A

Références bibliographiques

Références bibliographique

- [1] Saint-Jean, B « Electrotechnique et machines électriques », Paris : Eyrolles, 1977
- [2] A. FOUILLE, « Electrotechnique à l'usage des ingénieurs », Tom2 9^{ème} édition, Paris : Dunod 1973.
- [3] Jeans Louis DALMASSO « cours d'électrotechnique machine tournantes à courant alternatifs », Tom1, Paris : Belin 1985.
- [4] A .MOSSASIDDO, I.SOUMANA NOUHOU « Étude du générateur asynchrone pour l'utilisation dans la production d'énergie éolienne », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique de l'école nationale polytechnique .promotion 2007.
- [5] Pierre Mayé, « Aide-mémoire d'électrotechnique » Paris : Dunod 2006.
- [6] R.ABDESSEM.ED & M.KADJOU DJ, « Modélisation des machines électrique »
- [7] I. HAMZA OUI, « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de magister de l'école nationale polytechnique année 2008.
- [8] SAKI Ali et BELAIDI Mourad, «Etude d'un générateur asynchrone dans la production d'énergie électrique par éolienne » Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique de l'école nationale polytechnique année 2006.
- [9] Frédéric Poitiers « Étude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne ».
-Machine asynchrone à cage autonome
-machine a double alimentation reliée au réseau.
Thèse de doctorat de l'université de Nantes d'année 2003
- [10] AHMED Sid Farid, « Modélisation et commande du générateur éolienne a double alimentation avec filtrage actif du réseau » Mémoire de magister en électrotechnique de l'école nationale supérieure polytechnique.

Références bibliographiques

- [11] K.IDJEDDAREN « Contribution à l'étude et à la commande des génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes », thèse de doctorat à l'université de Bejaia (Algérie) en collaboration avec l'université de Lille (France).
- [12] G .BARA, Y.HACHROFE, « modélisation et simulation de la génératrice asynchrone auto-excitée, application à la conversion de l'énergie éolienne »
Mémoire de master en électrotechnique, promotion-2012
- [13] Sofiane BEN AMRANE et Ahmed CHAOU, « Identification des paramètres d'un moteur asynchrone à rotor bobiné » Mémoire de DEUA 2009.
- [14] « Identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil »
Mémoire de master dirigé par Mr BEN AMROUCHE 2012.
- [15] T.WILDI, « Electrotechnique » 4^{ème} Edition, BRUXELLES, De Boeck 2005

Conclusion générale

Conclusion générale

La génératrice asynchrone auto-excitée est largement utilisée dans la conversion d'énergie dans différentes applications telle que la micro-hydraulique et l'éolienne dans les sites isolés où la machine est excitée à partir d'un banc de condensateurs qui lui fournit l'énergie réactive nécessaire pour la magnétiser en l'absence du réseau électrique. Le choix de ce type de générateurs vient des avantages que présente la génératrice asynchrone auto-excitée par rapport aux générateurs conventionnels.

Travail effectué :

Dans le cadre de notre travail nous avons étudié le fonctionnement d'une génératrice asynchrone auto-excitée. Cette étude a été faite à travers une procédure expérimentale pour l'identification des différents paramètres du schéma équivalent de la machine et la fonction polynomiale pour représenter l'inductance magnétisante, ainsi que le test expérimental du fonctionnement de la génératrice à vide et en charge pour différentes valeurs des capacités d'auto-amorçage et de vitesses d'entrainements sur un banc d'essai réalisé au niveau du laboratoire. Dans cette étude expérimentale nous avons mis en évidence les conditions de l'amorçage de la génératrice influencée par le choix de la capacité des condensateurs ainsi que la vitesse de rotation, qui ne peuvent pas être ignorées pour avoir l'auto-amorçage. Ces conditions ont d'ailleurs été vérifiées expérimentalement, en observant la variation de la tension en fonction de la vitesse de rotation ou de la capacité. Par la suite nous avons présenté les caractéristiques et les performances de la génératrice en utilisant une charge résistive équilibrée.

Dans la dernière partie, nous avons établi un modèle sous MATLAB-Simulink qui nous a permis de simuler le comportement de la génératrice asynchrone à vide. Les résultats de simulation obtenus sont acceptables et ils ont été validés par comparaison aux relevés expérimentaux à chaque fois que cela a été possible.

Difficultés rencontrées :

- Nous n'avons pas pu tracer les régimes transitoires des tensions d'auto-amorçage en raison de l'absence de l'oscilloscope à mémoire et d'un dispositif d'acquisition de données sur micro-ordinateur.
- La simulation du fonctionnement en charge n'a pas abouti à des résultats acceptables. Cela peut être expliqué par l'imprécision de la méthode d'identification de l'inductance magnétisante.

Suggestions et perspectives :

- Pour une identification précise de l'inductance magnétisante de la génératrice auto-excitée, nous suggérons de l'identifier à partir du régime transitoire d'auto-amorçage en utilisant un dispositif d'acquisition de données sur micro-ordinateur.
- Utiliser des méthodes d'optimisations pour l'identification des paramètres de la génératrice lors du fonctionnement en charge.