

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU**  
**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

## **MÉMOIRE DE FIN D'ETUDES**

**En vue de l'obtention du diplôme de master académique en électrotechnique**

**Option : Machines Électriques**

**Thème**

**ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE D'UNE**  
**GENERATRICE ASYNCHRONE AUTO-EXCITEE**

**Proposé par :**

**Pr .HADDAD Salah**

**Présenté par :**

**M<sup>r</sup>. YAKOUBI Ghenam**

**M<sup>r</sup>. CHAIB Rachid**

***PROMOTION 2012/2013***

# *Remerciements*

*Nous tenons à remercier tout premièrement dieu le tout puissant pour nous avoir donné la volonté, la santé*

*Nous tenons à adresser nous vifs remerciement à Mr.*

*HADDAD Salah, professeur au département électrotechnique ; il nous a proposé ce sujet, nous a orientés le long de la réalisation de ce mémoire qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude. Nous tenons également à remercier tous les membres du laboratoire des Technologies Avances du Génie électrique (LATAGE), ainsi qu'à tous ceux qui ont contribué de près et de loin à accomplir ce travail.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes très chers parents*

*A mes deux sœurs ferroudja et salima*

*A la mémoire de ma défunte grand-mère que dieu l'accueille  
dans son vaste paradis*

*A mes grands-parents maternels*

*A toute ma famille et à tous ce qui me sont chers(es)*

*A tous mes ami(e)s*

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

*Ghenam.*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes très chers parents*

*A mes trois sœurs fatiha , djamila et lynda*

*A mes très chers frères*

*A mes grands-parents maternels*

*A toute ma famille et à tous ce qui me sont chers(es)*

*A tous mes ami(e)s sans exception*

*A toute la promotion d'électrotechnique 2013*

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

*Rachid.*

---

**Introduction générale.....1**
**Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone auto-excitée en régime transitoire**

I.1 Introduction.....	3
I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone auto excitée.....	3
I.3 Modélisation de la machine.....	5
I.3.1 Modèle linéaire.....	5
I.3.2 Modèle saturé.....	11
I.4 Élaboration du modèle de la machine asynchrone pour l'étude en génératrice autonome.....	15
II.4.1 En prenant en considération $L_m'$ .....	17
I.4.2 En négligeant $L_m'$ .....	18
I.5 Système d'auto-amorçage.....	21
I.5.1 A vide.....	21
I.6 Conclusion.....	23

**Chapitre II : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone auto-excitée**

II.1 Introduction.....	24
II.2 Modélisation en régime permanent asynchrone.....	24
II.2.1 Équations électriques dans le cas général.....	25
II.2.2 Référentiel lié au champ tournant.....	25
II.3 Schéma équivalent.....	26
II.4 Autre schéma équivalent.....	28
II.4.1 Equations électriques.....	28
II.4.2 Equations magnétiques.....	28

II.4.3 Relations entre paramètres.....	28
II.4.4 Relations entre différents paramètres.....	30
II.5 Conclusion.....	33

### **Chapitre III : Identification des paramètres de la machine asynchrone**

III.1 Introduction.....	34
III.2 Identification des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné.....	35
III.2.2 Schéma de branchement de l'essai à vide ou à rotor bloqué (schéma étoile).....	35
III.2.3 Mesure des résistances statorique et rotorique .....	36
III.2.4 Mesures des inductances propres et des inductances mutuelles.....	36
III.2.4.1 Mesures sans prise en compte de la résistance des pertes fer.....	36
III.2.5 Mesures avec prise en compte de la résistance des pertes fer et de la résistance statorique.....	37
III.2.5.1 Mesure de l'inductance cyclique statorique .....	37
III.2.5.2 Mesure de l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.....	39
III.2.5.3 Mesure de l'inductance cyclique rotoriques.....	39
III.2.5.4 Mesure de l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.....	40
III.3 Identification des paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	41
III.3.1 Mesure de la résistance rotorique ramenée au stator.....	42
III.3.2 Mesure de l'inductance cyclique totale de fuite rotorique ramenée au stator.....	42
III.3.3 Mesure de coefficient de dispersion de blondel.....	42
III.3.4 Mesure de la constante de temps rotorique.....	42
III.3.3 Mesure de l'inductance de magnétisation M.....	43
III.4 Conclusion.....	43

## **Chapitre IV : Auto-amorçage de la génératrice auto-excitée**

IV.1 Introduction.....	44
IV.2 Identification de l'inductance magnétisante ( $L_m$ ).....	44
IV.3 Etude de la génératrice asynchrone à rotor bobiné.....	46
IV.3.1 Fonctionnement à vide.....	46
IV.3.2 Schéma Simulink de la génératrice asynchrone auto excitée fonctionnant à vide.....	47
A. Résultats du modèle linéaire.....	48
B. Résultats du modèle saturé.....	49
IV.4 Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage de la machine.....	52
IV.5 Influence de la vitesse de rotation sur la tension d'auto-amorçage de la machine.....	54
IV.6 Conclusion.....	55

## **Chapitre V : Prédétermination de la caractéristique en charge de la SEIG en régime permanent**

V.1 Introduction.....	56
V.2 Génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG).....	56
V.3 Auto amorçage de la génératrice.....	57
V.4-Performances de la Génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG).....	58
V.5-Modèle de second ordre en (S) du régime permanent de la SEIG.....	59
V.6 Procédure à suivre.....	63
V.7 Résultats expérimentaux et interprétations.....	63
V.8 Conclusion.....	71
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>73</b>
<b>Annexe 1.....</b>	<b>.....</b>
<b>Annexe 2.....</b>	<b>.....</b>
<b>Annexe 3.....</b>	<b>.....</b>

**Annexe 4**.....

**Annexe 5**.....

**Annexe 6**.....

## **Introduction Générale**

Nous assistons, ces dernières décennies, à un développement sans précédent de systèmes de production d'énergie électrique mettant en œuvre des sources renouvelables telles que l'éolien et le solaire [1], [2], [3]. Les dispositifs mis en œuvre sont relativement onéreux et des considérations économiques doivent accompagner ces développements [4], [5], [6]. En ce qui concerne l'éolien, qui fait l'objet de nos préoccupations, on distingue les sources de production décentralisées de très fortes puissances (de l'ordre du MW), où l'on privilégie la fiabilité face au coût de l'investissement, de celles que l'on peut qualifier "d'unités personnalisées", de quelques dizaines de kW où l'on favorise la robustesse en minimisant les investissements. Généralement, les systèmes de fortes puissances sont connectés au réseau alors que les unités personnalisées, bien que parfois connectées au réseau, fonctionnent fréquemment en mode isolé ou autonome (cadre de l'îlotage). Notre étude concerne ce dernier type d'éoliennes qui, pour des raisons économiques, ont souvent recours à des générateurs asynchrones.

L'utilisation des machines asynchrones à rotor bobiné dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leur robustesse, de leur coût de fabrication relativement faible et de la quasi-absence en entretien. Depuis leur apparition, elles ont fait l'objet de nombreuses études basées, essentiellement sur la méthode du schéma équivalent. Ce dernier ne peut s'appliquer qu'en régime permanent. Par ailleurs, le progrès technologique des composants de l'électronique de puissance entraînant le développement des convertisseurs a favorisé une large application des machines asynchrones dans les systèmes éoliens autonomes.

Ces derniers posent un certain nombre de problèmes dans le cadre de l'îlotage (maintien de la tension, de la fréquence, auto-amorçage,...). Notre travail porte sur ces différents aspects en proposant, pour caractériser le générateur asynchrone, une étude du comportement dynamique et statique de ce dernier.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'étude d'un système éolien basé sur le générateur asynchrone à rotor bobiné.

Le premier chapitre porte sur la modélisation de la génératrice asynchrone auto-excitée en régime transitoire. Le modèle est établi en utilisant les transformations de Park en régime linéaire puis en régime saturé. La prise en compte de la saturation impose de définir comment varie la réactance de magnétisation  $X_m$  (ou de l'inductance mutuelle cyclique « M » en le

## *Introduction générale*

---

stator et le rotor) en fonction du courant magnétisant. L'expression de cette inductance sera obtenue par l'exploitation d'un essai d'alimentation de la machine asynchrone à rotor ouvert et le tracé de la fem de magnétisation en fonction du courant magnétisant.

Nous travaillons dans le deuxième chapitre sur la mise en équations en régime permanent en écrivant les équations qui permettent de déterminer les schémas équivalents par phase de la machine dont les éléments rotoriques sont ramenés au stator. Des relations mathématiques entre les différents paramètres seront données pour chaque schéma équivalent.

Le troisième chapitre sera consacré à l'identification des paramètres électriques d'une machine asynchrone à rotor bobiné nécessités par les modèles en régime transitoire ou permanent établis dans les deux chapitres précédents. Les paramètres du schéma équivalent seront identifiés par les deux essais classiques à vide et à rotor bloqué. Le modèle en régime transitoire nécessite la connaissance des résistances et inductances cycliques statorique et rotorique et surtout l'inductance cyclique maximale entre le stator et le rotor, donc la variation en fonction du courant magnétisant permet de tenir compte de la saturation (indispensable dans le cas de la génératrice asynchrone).

Des essais d'identification seront effectués sur une machine asynchrone à rotor bobiné à deux paires de pôles et d'une puissance de 3kW.

Le quatrième chapitre sera dédié à l'étude théorique et expérimentale de l'influence de la vitesse d'entraînement et de la capacité d'auto-amorçage sur la tension délivrée par la génératrice asynchrone. Cette étude est d'abord effectuée pour un fonctionnement à vide. Les résultats obtenus par simulation sont comparés aux mesures expérimentales.

En fin le dernier chapitre est consacré au développement d'une méthode analytique pour prédire les performances en régime permanent de la génératrice asynchrone alimentant une charge purement résistive. Basé sur le schéma équivalent et sur une procédure itérative, un programme sera construit sous environnement Matlab. Des simulations seront effectuées et comparées aux résultats expérimentaux afin de valider cette méthode.

Le mémoire sera clôturé par une conclusion générale où nous résumerons les enseignements tirés des résultats les plus significatifs obtenus.

## **I.1 Introduction**

Les éoliennes asynchrones sont largement utilisées pour la production de l'énergie électrique dans des régions isolées. En fonctionnement autonome, elles ne produisent que de l'énergie active. Pour cette raison, qu'il faudra lui fournir cette énergie par des batteries de condensateurs connectés en parallèle aux bornes statoriques de la génératrice asynchrone.

Afin de déterminer les performances et les limites de fonctionnement de ce dispositif nous travaillons dans ce chapitre sur le développement du modèle sous matlab Simulink d'une génératrice asynchrone auto-excitée à rotor bobiné. Notre travail consiste alors à écrire toutes les équations mathématiques qui puissent reproduire fidèlement le comportement de cette machine en régime permanent et transitoire dans un repère diphasé et en prenant en considération l'hypothèse de la non linéarité des matériaux ferromagnétiques. Le modèle de la charge et des capacités d'auto-excitation équilibrées est également établi de façon complètement indépendante du modèle de la machine.

## **I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone auto excitée**

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 (vitesse du champ tournant) exprimée par l'équation suivante :  $60f/p$ .

La génératrice asynchrone n'engendre pas sa propre énergie d'excitation contrairement à l'alternateur. Pour cette raison il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence. Dans un entraînement à vitesse fixe la génératrice asynchrone est directement couplée au réseau. Sa vitesse mécanique est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice. Le couple mécanique entraînant tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Cette dernière fonctionne alors en hypersynchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau. Par ailleurs il lui fournit l'énergie réactive dont elle a besoin pour tous ses régimes de fonctionnement. Cette énergie est nécessaire à la création de son flux magnétique. Pour une génératrice standard à deux paires de pôles, la vitesse mécanique est légèrement supérieure à la vitesse de synchronisme, ce qui nécessite l'adjonction d'un multiplicateur pour adapter la vitesse de la génératrice à celle du rotor de l'éolienne [12], [13].

Pour un fonctionnement à vide on peut prendre un exemple sur une génératrice qui débite sur une capacité. La (**Figure.I.1.a**) représente un condensateur parcouru par un courant dont la

valeur efficace est de 7,07 A (10 A crête) quand il est soumis à une tension efficace de 70,7 V. À la lecture d'un ampèremètre et d'un voltmètre affichant ces valeurs, on pourrait croire que la puissance dissipée dans le condensateur est :

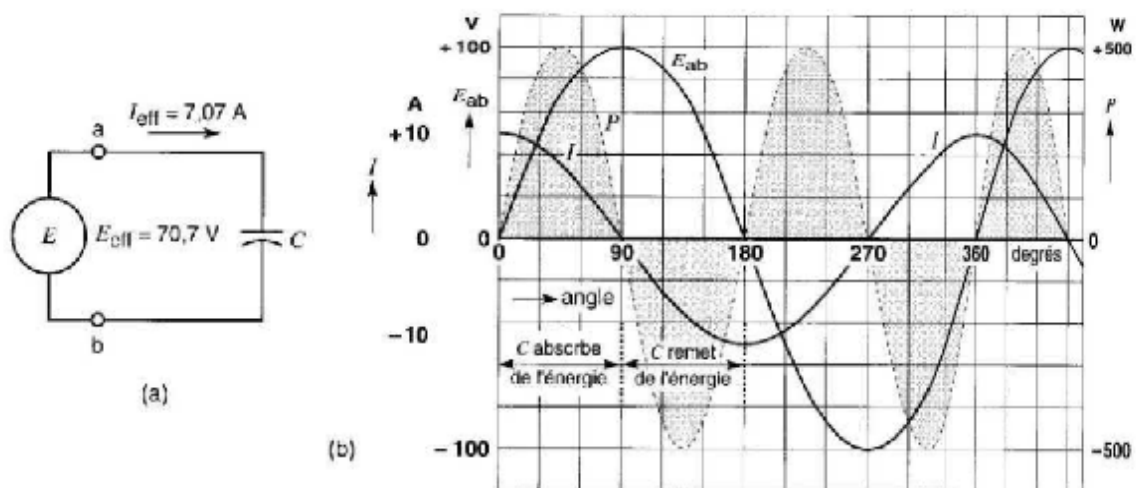
$$P=EI=70,7V \times 7,07A=500W.$$

Essayons toutefois de vérifier ce résultat à l'aide des courbes de la (**Figure.I.1. b**). L'une de ces courbes ( $E_{ab}$ ) représente la tension appliquée au condensateur, l'autre ( $I$ ) indique les valeurs successives du courant qui le parcourt. Comme dans le cas des circuits résistifs, nous avons tracé la courbe ( $P$ ) de la puissance en multipliant les valeurs instantanées de la tension par les valeurs correspondantes du courant. Par exemple, à  $150^\circ$  :

$$E_{ab} = +50 \text{ V}, I = -8,66 \text{ A}$$

$$D'où P = (+50 \text{ V}) \times (-8,66 \text{ A}) = -433 \text{ W}$$

En examinant cette courbe en pointillés, on se rend compte que durant le premier quart de cycle, entre  $0^\circ$  et  $90^\circ$ , la puissance est positive, c'est-à-dire qu'une certaine quantité d'énergie est fournie par la source et emmagasinée dans le condensateur. Durant le quart de cycle suivant, entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$ , la puissance est négative : le condensateur restitue maintenant à la source l'énergie qu'il avait absorbée. On voit donc qu'il y a un échange continu d'énergie entre la source et le condensateur, de sorte que la valeur moyenne de la puissance fournie par la source est nulle. [16]



**Figure (I.1) :** Courbes de tension, courant et puissance instantanés aux bornes de la capacité.

### **I.3 Modélisation de la machine**

La machine asynchrone fonctionne en génératrice lorsque son glissement change de signe (glissement positif en convention moteur). La pulsation électrique du rotor est alors supérieure à celle des grandeurs statoriques, c'est-à-dire que le rotor tourne à une vitesse plus élevée que celle du champ tournant statorique.

Contrairement à la machine synchrone, la génératrice asynchrone ne possède pas d'inducteur séparé. Par conséquent, elle nécessite un apport de puissance réactive pour sa magnétisation. Lorsqu'elle est reliée au réseau, ce dernier fournit la puissance réactive requise. Par contre, en fonctionnement autonome, il faut lui apporter cette énergie soit par une batterie de condensateurs, soit par un convertisseur statique commandé.

La présence d'une induction magnétique rémanente dans la machine est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice. Lorsque le rotor est entraîné à une vitesse donnée, des forces électromotrices (fems) triphasées, de très faible amplitude, sont induites aux bornes du stator. Le courant débité sur condensateurs ou redresseur à MLI, magnétisant, permet d'amplifier la valeur de ces fems. Le niveau de tension se stabilise alors lorsqu'il y a égalité entre les puissances réactives fournies et consommées. Cela implique qu'il existe une valeur minimale de la capacité à connecter au stator pour obtenir un 'enclenchement' de la génératrice.

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone, en moteur comme en génératrice, nécessite de disposer d'un modèle mathématique. Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une modélisation analytique, d'abord en négligeant l'effet de la saturation des matériaux puis, dans un deuxième temps, en introduisant cet effet dans le modèle.

#### **I.3.1 Modèle linéaire**

La modélisation analytique classique de la machine asynchrone se fait sous les hypothèses simplificatrices résumées ci-dessous :

- ü L'entrefer est supposé à épaisseur constante ;
- ü L'effet des encoches est négligé ;
- ü L'induction dans l'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale ;
- ü La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est supposée sinusoïdale ;
- ü Les pertes ferromagnétiques sont négligées (pas de courant de FAUCOULT ni d'hystérésis) ;

- ü Les pertes mécaniques sont négligées ;
- ü L'influence de l'effet de peau est négligée ;
- ü Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte ;
- ü La cage d'écureuil est remplacée par un bobinage triphasé rotorique équivalent.

Dans un premier temps, le modèle analytique classique que nous développerons, négligera également l'effet de la saturation.

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

$$v = R \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.1)$$

Où R est la résistance du bobinage, i, v et  $\varphi$  représentent respectivement le courant dans le bobinage, la tension à ses bornes et le flux le traversant.

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

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (I.2)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \quad (I.3)$$

Avec :

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

Respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$$[i_{sabc}] = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad [i_{rabc}] = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\varphi_{sabc}] = \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix} \quad [\varphi_{rabc}] = \begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

Respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, la relation (I.3) devient :

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = \mathbf{0} = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}] + \frac{d[\boldsymbol{\varphi}_{rabc}]}{dt} \quad (I.4)$$

A ces équations électriques, il faut rajouter celle du couple électromagnétique qui s'écrit :

$$T_{em} = \frac{1}{2} [\mathbf{i}_{sabc}, \mathbf{i}_{rabc}]^t \cdot \left( \frac{d}{d\theta} [\boldsymbol{\varphi}_{sabc}, \boldsymbol{\varphi}_{rabc}] \right) \quad (I.5)$$

Sachant que les différents flux de la machine s'expriment en fonction des inductances de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [\boldsymbol{\varphi}_{sabc}] &= [\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{i}_{sabc}] + [\mathbf{M}_{sr}(\theta)] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}] \\ [\boldsymbol{\varphi}_{rabc}] &= [\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rabc}] + [\mathbf{M}_{sr}(\theta)] \cdot [\mathbf{i}_{sabc}] \end{aligned}$$

Où seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de la position rotorique  $\theta$ , l'expression du couple se réécrit sous la forme suivante :

$$T_{em} = [\mathbf{i}_{sabc}]^t \cdot \left( \frac{d}{d\theta} \cdot [\mathbf{M}_{sr}] \right) \cdot [\mathbf{i}_{rabc}]$$

Pour des raisons de simplicité, il est classique d'exprimer les différentes équations triphasées de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant « dq0 ». Dans ce cas, on utilise la transformation de Park. Cette dernière, normée, assure l'invariance de la puissance instantanée entre les repères triphasés et « dq0 ».

En choisissant un repère dq0 diphasé, l'axe d peut être repéré par :

$\theta_s$  : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du stator ;

$\theta_r$  : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du rotor.

A chaque instant, ces deux angles sont liés par la relation suivante :

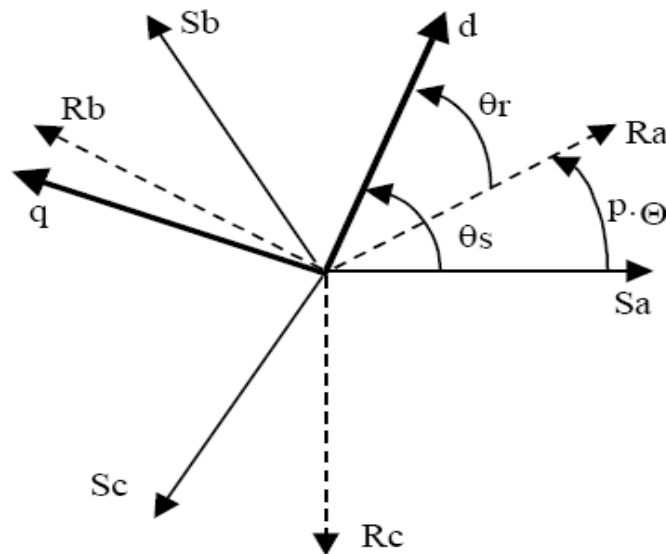
$$\theta = p \cdot \Theta = \theta_s - \theta_r \quad (I.6)$$

Où  $\Theta$  est la position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique,

$p$  : nombre de paires de pôles ;

$\theta$  étant l'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique.

Les différents axes sont illustrés sur la **Figure (I.2)** :



**Figure (I.2)** : les différents systèmes d'axes utilisés

En appliquant alors la transformation de Park aux équations statoriques avec un angle de rotation  $\theta_s$ , on aboutit aux expressions suivantes dans le repère dq :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \quad (I.7)$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \quad (I.8)$$

$$v_{so} = R_s \cdot i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \quad (I.9)$$

De même, en appliquant aux équations rotoriques avec un angle de rotation  $\theta_r$ , on obtient les expressions suivantes dans le repère dq :

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \quad (I.10)$$

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \quad (I.11)$$

$$V_{ro} = R_r \cdot i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \quad (I.12)$$

En supposant le système parfaitement équilibré, les équations (I.9) et (I.12) qui correspondent aux composantes homopolaires, sont identiquement nulles.

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

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

Avec :

$L_s = l_s - M$  : Inductance cyclique statorique.

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

$l_s$  = Inductance de fuite statorique.

$l_r$  Inductance de fuite rotorique.

$M$  : mutuelle inductance cyclique entre le stator et le rotor.

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

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

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

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{ pulsation des grandeurs rotorique.}$$

Par la suite, l'expression (I.6) peut se transformer, en régime permanent, sous la forme suivante :

$$\omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega = \omega \quad (I.14)$$

Avec:

$\Omega$  : est la vitesse mécanique.

$\omega$  : la pulsation mécanique.

Ainsi, en partant des équations (I.7), (I.8), (I.10), (I.11), et en utilisant la relation (I.13) qui lie les flux aux courants, on obtient l'équation matricielle suivante qui englobe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère dq :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega_s \cdot L_s & 0 & \omega_s \cdot M \\ \omega_s \cdot L_s & R_s & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot M & R_r & -\omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot M & 0 & \omega_r \cdot L_r & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (I.15)$$

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

$$T_{em} = p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.16)$$

Le modèle de la machine asynchrone développé ci-dessus, basé entre autres sur l'hypothèse de la linéarité de la caractéristique magnétique des matériaux, utilise des inductances constantes. Largement connu et utilisé, il est suffisamment simple pour que les temps de simulation ne soient pas prohibitifs tout en permettant d'obtenir des résultats relativement précis lorsque le point de fonctionnement étudié est proche des conditions d'identification des paramètres du modèle. Ceci est souvent le cas lors de fonctionnement moteur à niveau de saturation nominale (fonctionnement à tension nominale ou encore en commande vectorielle à flux fixe nominal). Par ailleurs, ce modèle est, dans la plupart des cas, suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires

(démarrage, impact de charge...). Il est valable pour l'étude du fonctionnement de la machine dans le cas d'un fonctionnement moteur ou générateur sur réseau.

Cependant, l'entrefer des machines asynchrone est généralement faible ce qui induit un effet de saturation non négligeable. Différents travaux ont montré que cet effet doit être pris en compte pour aboutir à des modèles et commandes performantes en fonctionnement générateur autonome. La prise en compte de cet effet est donc cruciale dans l'étude de la machine asynchrone quant à son fonctionnement en génératrice.

### I.3.2 Modèle saturé

Dans ce modèle et contrairement au modèle précédent il faut bien préciser que les inductances cycliques ne seront plus prises comme constantes mais plutôt variables, c'est-à-dire qu'on va prendre en considération la variation de l'inductance mutuelle qui est appelée dans ce modèle inductance magnétisante noté  $L_m$  [12].

$$\varphi_{sd} = l_s \cdot i_{sd} + \varphi_{md} \quad (I.17)$$

$$\varphi_{sq} = l_s \cdot i_{sq} + \varphi_{mq} \quad (I.18)$$

$$\varphi_{rd} = l_r \cdot i_{rd} + \varphi_{md} \quad (I.19)$$

$$\varphi_{rq} = l_r \cdot i_{rq} + \varphi_{mq} \quad (I.20)$$

En définissant les courants magnétisants de la machine à partir des composantes des courants statoriques et rotoriques suivants les deux axes d et q comme suit :

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd} \quad (I.21)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (I.22)$$

Nous pouvons exprimer chacun des deux flux magnétisants par :

$$\varphi_{md} = L_m \cdot i_{md} \quad (I.23)$$

$$\varphi_{mq} = L_m \cdot i_{mq} \quad (I.24)$$

$L_m$  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 (I.17), (I.18), (I.19), (I.20) et en utilisant les relations (I.21), (I.22), (I.23), (I.24), on obtient, pour les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes, les expressions suivantes :

$$\varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd}$$

$$\varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq}$$

$$\varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd}$$

$$\varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq}$$

Etant donné 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 statorique deviendront :

$$\varphi_{sd} = l_s \cdot i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) = l_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md} \quad (I.25)$$

$$\varphi_{sq} = l_s \cdot i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) = l_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{mq} \quad (I.26)$$

Et celles du flux rotorique deviendront :

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= l_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \\ &= l_r \cdot i_{md} - l_r \cdot i_{sd} + L_m (i_{rd} + i_{sd}) \\ &= -l_r \cdot i_{sd} + (L_m + l_r) \cdot i_{md} \end{aligned} \quad (I.27)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{rq} &= l_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \\ &= l_r \cdot i_{mq} - l_r \cdot i_{sq} + L_m (i_{rq} + i_{sq}) \\ &= -l_r \cdot i_{sq} + (L_m + l_r) \cdot i_{mq} \end{aligned} \quad (I.28)$$

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

$$|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (I.29)$$

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

$$L_m = \frac{|\varphi_m|}{|i_m|} \quad (I.30)$$

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 au travers de la caractéristique interne de la machine que nous allons expliciter plus loin.

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 (I.7), (I.8), (I.10) et (I.11) font toutes apparaître une dérivée d'un flux par rapport au temps. Nous allons chercher à exprimer l'une de ces dérivées.

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

D'après l'expression (I.25), cette dérivée s'écrit  $\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{d}{dt}(l_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md})$

Les inductances de fuites étant supposées constantes, on aboutit à :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = l_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot \frac{dL_m}{dt}$$

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

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + L_m \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{md} \cdot L_m' \cdot \frac{d|i_m|}{dt}$$

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  $\varphi_{sd}$  devient alors:

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot L_m' \cdot \left( \frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \right)$$

En développant les différents termes, on obtient :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left[ L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right] \cdot \frac{di_{md}}{dt} + L_m' \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$$

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  $\phi_{sq}$ ,  $\phi_{rd}$  et  $\phi_{sd}$  peuvent être exprimées de manière similaire. Ainsi, dans les quatre équations (I.7), (I.8), (I.10) et (I.11) les flux seront fonction des courants et des diverses inductances introduites précédemment.

$$L_{md} = L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \quad (I.31)$$

$$L_{mq} = L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \quad (I.32)$$

$$L_{dq} = L_m' \cdot \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{|i_m|} \quad (I.33)$$

$L_{md}$  et  $L_{mq}$  représentent les inductances magnétisantes dynamiques suivants les axes directe et en quadrature respectivement. Dans le cas d'une caractéristique linéaire des matériaux  $L_{md} = L_{mq} =$

$L_m =$  constante.  $L_{dq}$ , inductance d'effet croisé, 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  $L_m = f(|i_m|)$  et 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 :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega_s \cdot l_s & 0 & -\omega_s \cdot L_m \\ \omega_s \cdot l_s & R_s & \omega_s \cdot L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r \cdot l_r & R_r & -\omega_r \cdot (l_r + L_m) \\ -\omega_r \cdot l_r & -R_r & \omega_r \cdot (l_r + L_m) & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (I.34)$$

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  $i_{mq}$ .

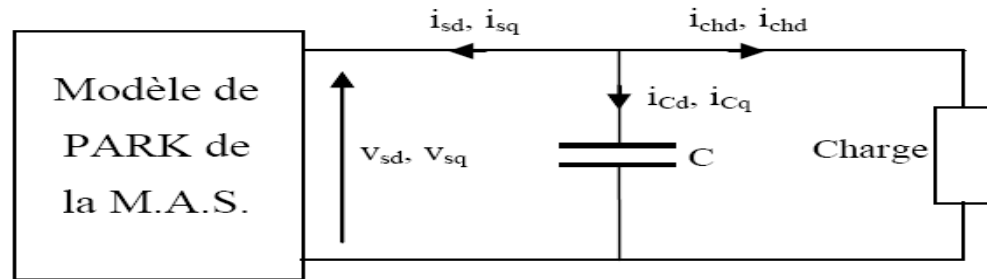
En reprenant la relation (I.5) et en appliquant la transformation de Park aux différents flux et courants, on aboutit à l'expression suivante du couple électromagnétique :

$$T_{em} = p \cdot L_m \cdot (i_{md} \cdot i_{sq} - i_{mq} \cdot i_{sd}) \quad (I.35)$$

#### I.4 Élaboration 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 I.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 I.3** 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 feds rémanente aux bornes des bobinages statoriques. Afin de prendre en considération ces feds, 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 (I.14)) dans ce repère est donné par l'expression matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot L_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot M \\ p \cdot \Omega \cdot L_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix}$$

$$+ \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (I.35)$$

Et le même système d'équations, en tenant compte de la saturation, s'écrira comme suit dans le référentiel (d,q) lié au rotor (déduit de l'équation (I.34)) avec et sans  $L_m'$ :

#### I.4.1 En prenant en considération $L_m'$

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot l_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot L_m \\ p \cdot \Omega \cdot l_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (I.36)$$

**I.4.2 En négligeant  $L_m$ ?**

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -p \cdot \Omega \cdot l_s & 0 & -p \cdot \Omega \cdot L_m \\ p \cdot \Omega \cdot l_s & R_s & p \cdot \Omega \cdot L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & L_m \\ -l_r & 0 & l_r + L_m & 0 \\ 0 & -l_r & 0 & l_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{pmatrix} \tag{I.37}$$

Pour la simulation nous devons écrire notre système sous la forme suivante :

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

On a 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 :

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

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

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

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

$$A_{11} = \frac{L_{mr}}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{22} = \frac{L_{mr}}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{24} = \frac{-L_m}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{31} = \frac{L_r}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{33} = \frac{L_s}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{42} = \frac{L_r}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$A_{44} = \frac{L_s}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}}$$

$$\text{Avec : } L_{mr} = L_r + L_m$$

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 :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & -L_m \\ L_r & 0 & L_s & 0 \\ 0 & L_r & 0 & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$- \frac{1}{L_m \cdot L_r + L_s \cdot L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & -L_m \\ L_r & 0 & L_s & 0 \\ 0 & L_r & 0 & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} R_s - p\Omega L_s & 0 & -p\Omega L_m \\ p\Omega L_s & R_s & p\Omega L_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix}$$

Le système d'équations électriques final devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_m L_r + L_s L_{mr}} \cdot \begin{pmatrix} L_{mr} V_{sd} \\ L_{mr} V_{sq} \\ L_{mr} V_{md} \\ L_{mr} V_{mq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_{mr} R_s + L_m R_s & -P\Omega L_s L_{mr} & -R_r L_m & -P\Omega L_m L_{mr} \\ P\Omega L_s L_{mr} & R_s L_{mr} & P\Omega L_m L_{mr} & -R_r L_m \\ R_s L_r - R_r L_s & -P\Omega L_s L_r & L_s R_r & -P\Omega L_m L_r \\ P\Omega L_s L_r & R_s L_r - R_r L_s & P\Omega L_m L_r & L_s R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (I.38)$$

C'est à partir de ce modèle qu'on va réaliser notre schéma simulink afin d'interpréter toutes ces équations, mais pour le compléter nous devons ajouter à ce système un autre système appelé système d'auto-amorçage, ce système est constitué d'un banc de capacités.

## I.5 Système d'auto-amorçage

### I.5.1 A vide

A vide, les tensions statoriques aux bornes des condensateurs constituent également des inconnues. Par conséquent, il faut tenir compte des équations du circuit électrique extérieur. Pour cela il faut faire passer nos équations de l'axe (abc) aux axes (dq) en faisant appel à la transformation de PARK, la démonstration est dans le paragraphe suivant :

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

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \cdot v_{dqo} = P(\theta)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}$$

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  $P(\theta)$  :

$$-\frac{1}{c} \cdot i_{dqo} = \frac{d}{dt} \cdot v_{dqo} + P(\theta) \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} \cdot \omega_r \cdot v_{dqo}$$

$$P(\theta) \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$-\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}$$

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

$$-\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \cdot \omega_r$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}v_d = -\frac{1}{c} \cdot i_d + \omega_r \cdot v_q \\ \frac{d}{dt}v_q = -\frac{1}{c} \cdot i_q + \omega_r \cdot v_d \end{cases} \quad (I.39)$$

## I.6 Conclusion

Ce premier chapitre a été dédié à la modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné en régime transitoire avec prise en compte de la saturation.

Nous avons d'abord construit à partir du modèle de park dans un référentiel lié au rotor, les équations du modèle linéaire de notre génératrice, celui-ci fait appel à des matrices inductances constantes.

Ce modèle ne reflète pas la réalité, puisque donc le cas du fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone, c'est la saturation magnétique du circuit du flux principal de la machine en régime dynamique qui fixe le point de fonctionnement, autrement la tension d'alimentation augmenterait indéfiniment (théoriquement). Le modèle non linéaire est donc construit en introduisant dans le modèle linéaire une inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant.

L'exploitation de ces modèles, l'interprétation des résultats et l'établissement des caractéristiques de la génératrice asynchrone auto-excitée en fonctionnement à vide fera l'objet des deux derniers chapitres.

## II.1 Introduction

Une machine asynchrone peut être considérée comme un transformateur dont le secondaire est tournant, mais contrairement au transformateur, la fréquence électrique au secondaire (rotor) n'est pas nécessairement la même qu'au primaire (stator). En régime permanent, l'enroulement statorique est soumis à un système de tensions symétriques.

Dans ce présent chapitre, nous travaillons sur la mise en équations d'une génératrice asynchrone à rotor bobiné en régime équilibré afin de déterminer son schéma équivalent par phase.

## II.2 Modélisation en régime permanent asynchrone

Les trois phases du rotor de la machine asynchrone à rotor bobiné sont accessibles à travers les contacts de bagues collectrices. Le court-circuit du rotor se fait par l'extérieur, cela se traduit par des tensions rotoriques nulles.

Soit un plan complexe, où l'axe q est pris comme l'axe des réels et l'axe d comme celui des imaginaires (l'inverse aboutira au même résultat).

$$\overrightarrow{I_s} \cdot \sqrt{2} = i_{qs} + j.i_{ds} = \overrightarrow{I_{qs}} + \overrightarrow{I_{ds}} \quad (II.1)$$

$$\overrightarrow{I_r} \cdot \sqrt{2} = i_{qr} + j.i_{dr} = \overrightarrow{I_{qr}} + \overrightarrow{I_{dr}} \quad (II.2)$$

$$\overrightarrow{v_s} \cdot \sqrt{2} = v_{qs} + j.v_{ds} = \overrightarrow{v_{qs}} + \overrightarrow{v_{ds}} \quad (II.3)$$

$$\overrightarrow{v_r} \cdot \sqrt{2} = v_{qr} + j.v_{dr} = \overrightarrow{v_{qr}} + \overrightarrow{v_{dr}} \quad (II.4)$$

Avec :

$$\overrightarrow{I_{ds}} = j.i_{ds} \Rightarrow i_{ds} = -j.\overrightarrow{I_{ds}} \quad , \quad \overrightarrow{I_{dr}} = j.i_{dr} \Rightarrow i_{dr} = -j.\overrightarrow{I_{dr}}$$

$$\overrightarrow{V_{ds}} = j.v_{ds} \Rightarrow v_{ds} = -j.\overrightarrow{V_{ds}} \quad , \quad \overrightarrow{V_{dr}} = j.v_{dr} \Rightarrow v_{dr} = -j.\overrightarrow{V_{dr}}$$

$$\overrightarrow{I_{qs}} = i_{qs}; \quad \overrightarrow{I_{qr}} = i_{qr}; \quad \overrightarrow{V_{qs}} = v_{qs}; \quad \overrightarrow{V_{qr}} = v_{qr}; \quad \overrightarrow{E} \cdot \sqrt{2} = E \cdot \sqrt{2}$$

### II.2.1 Équations électriques dans le cas général

$$v_{ds} = \frac{dj_{ds}}{dt} + j_{qs} \cdot \frac{dq_s}{dt} + R_s \cdot i_{ds} \quad (II.5)$$

$$v_{dr} = \frac{dj_{dr}}{dt} + j_{qr} \cdot \frac{dq_r}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \quad (II.6)$$

$$v_{qs} = \frac{dj_{qs}}{dt} - j_{ds} \cdot \frac{dq_s}{dt} + R_s \cdot i_{qs} \quad (II.7)$$

$$v_{qr} = \frac{dj_{qr}}{dt} - j_{dr} \cdot \frac{dq_r}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \quad (II.8)$$

Les Équations électriques peuvent être écrites dans trois référentiels selon l'objectif recherché. Nous nous intéresserons dans notre travail au référentiel lié au champ tournant.

### II.2.2 Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons [7] :

$$\frac{dq_r}{dt} = g\omega \quad \text{donc} \quad \frac{dq_s}{dt} = \omega$$

On remplace  $\frac{dq_r}{dt}$  et  $\frac{dq_s}{dt}$  dans (II.5) (II.6) (II.7) (II.8) on aura les équations suivantes :

$$v_{ds} = -\frac{dj_{ds}}{dt} - j_{qs} \cdot \omega - R_s \cdot i_{ds}$$

$$v_{dr} = \frac{dj_{dr}}{dt} + j_{qr} \cdot g \cdot \omega + R_r \cdot i_{dr}$$

$$v_{qs} = -\frac{dj_{qs}}{dt} + j_{ds} \cdot \omega - R_s \cdot i_{qs}$$

$$v_{qr} = \frac{dj_{qr}}{dt} - j_{dr} \cdot g \cdot \omega + R_r \cdot i_{qr}$$

En régime permanent elles deviennent :

$$v_{ds} = -j_{qs} \cdot \omega - R_s \cdot i_{ds}$$

$$v_{dr} = g \cdot \omega j_{qr} + R_r \cdot i_{dr}$$

$$v_{qs} = -j_{ds} \cdot \omega - R_s \cdot i_{qs}$$

$$v_{qr} = -g \cdot \omega j_{dr} + R_r \cdot i_{qr}$$

En vecteur :

Au stator

$$\begin{aligned} \vec{V}_{qs} &= -j \cdot \omega \cdot (\vec{j}_{ds}) - R_s \vec{I}_{qs} \\ -j \cdot \vec{V}_{ds} &= -\omega \vec{j}_{qs} + j \cdot R_s \cdot \vec{I}_{ds} \Rightarrow j * \left\{ -j \cdot \vec{V}_{ds} \right\} = j * \left\{ \omega \vec{j}_{qs} + j \cdot R_s \cdot \vec{I}_{ds} \right\} \\ \vec{V}_{ds} &= -j \cdot \omega \cdot \vec{j}_{qs} - R_s \cdot \vec{I}_{ds} \\ \Rightarrow \vec{V}_{qs} + \vec{V}_{ds} &= -j \cdot \omega \cdot \vec{j}_{ds} - j \cdot \omega \cdot \vec{j}_{qs} - R_s \cdot (\vec{I}_{qs} + \vec{I}_{ds}) \\ \vec{V}_s &= -j \cdot \omega \cdot \vec{j}_s - R_s \cdot \vec{I}_s \end{aligned} \tag{II.9}$$

Au rotor :

$$\begin{aligned}
 g \cdot \vec{w} \vec{j}_{qr} - j \cdot R_r \cdot \vec{I}_{dr} &= 0 \quad \Rightarrow j^* \{ g \cdot \vec{w} \vec{j}_{qr} - j \cdot R_r \cdot \vec{I}_{dr} \} = 0 \quad \Rightarrow j \cdot g \cdot \vec{w} \vec{j}_{qr} + R_r \cdot \vec{I}_{dr} = 0 \\
 j \cdot g \cdot \vec{w} \vec{j}_{dr} + R_r \cdot \vec{I}_{qr} &= 0 \quad \Rightarrow j \cdot g \cdot \vec{w} (\vec{j}_{dr} + \vec{j}_{qr}) + R_r (\vec{I}_{qr} + \vec{I}_{dr}) = 0 \\
 \overset{\mathbf{r}}{V}_r &= j \cdot g \cdot \vec{w} (\vec{j}_r) + R_r (\vec{I}_r) = 0
 \end{aligned} \tag{II.10}$$

Remplaçons les flux par leurs expressions

$$\vec{j}_s = L_s \vec{I}_s + M \vec{I}_r \tag{II.11}$$

$$\vec{j}_r = L_r \vec{I}_r + M \vec{I}_s \tag{II.12}$$

$$\begin{aligned}
 \Rightarrow \vec{V}_s &= -j \cdot \vec{w} (L_s \vec{I}_s + M \vec{I}_r) - R_s \vec{I}_s \\
 \Rightarrow j \cdot g \cdot \vec{w} (L_r \vec{I}_r + M \vec{I}_s) + R_r \vec{I}_r &= 0 \\
 \vec{V}_s &= -j \cdot L_{s,w} \vec{I}_s - j \cdot M \cdot \vec{w} \vec{I}_r - R_s \vec{I}_s \\
 \overset{\mathbf{v}}{V}_r &= j \cdot g \cdot L_{r,w} \vec{I}_r + j \cdot g \cdot M \cdot \vec{w} \vec{I}_s + R_r \vec{I}_r = 0
 \end{aligned}$$

### II.3 Schéma équivalent

Calculons d'abord le rapport de transformation :

$$k = \frac{n_2}{n_1} = \frac{v_{r0}}{v_{sn}} = \frac{|-j \cdot M \cdot \vec{w} \vec{I}_s|}{|j \cdot L_s \cdot \vec{w} \vec{I}_s|} = \frac{M}{L_s} \tag{II.13}$$

À vide et en prenant  $g = 1$  ( $\omega_r = 0$ ) comme pour un transformateur. De plus on néglige la résistance  $R_s$ .

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_s &= -j \cdot L_{s,w} \vec{I}_s - j \cdot M \cdot \vec{w} \vec{I}_r - R_s \vec{I}_s \\
 \vec{I}_r' &= -\frac{M}{L_s} \vec{I}_r \quad \Rightarrow \vec{I}_r = -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r'
 \end{aligned} \tag{II.14}$$

$$\overset{\mathbf{r}}{V}_s = -j \cdot L_{s,w} \vec{I}_s - j \cdot M \cdot \vec{w} \left( -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r' \right) - R_s \vec{I}_s \quad \Rightarrow \vec{V}_s = -j \cdot L_{s,w} (\vec{I}_s - \vec{I}_r') - R_s \vec{I}_s$$

$$\begin{aligned}
0 &= j \cdot g \cdot L_r \cdot w \cdot \vec{I}_r + j \cdot g \cdot M \cdot w \cdot \vec{I}_s + R_r \cdot \vec{I}_r \quad \Rightarrow 0 = j \cdot g \cdot L_r \cdot w \cdot \left( -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r' \right) + j \cdot g \cdot M \cdot w \cdot \vec{I}_s + R_r \cdot \left( -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r' \right) \\
0 &= \left\{ j \cdot g \cdot L_r \cdot w \cdot \left( -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r' \right) + j \cdot g \cdot M \cdot w \cdot \vec{I}_s + R_r \cdot \left( -\frac{L_s}{M} \vec{I}_r' \right) \right\} \cdot \frac{L_s}{M} \\
0 &= -j \cdot g \cdot L_r \cdot w \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r + j \cdot g \cdot L_s \cdot w \cdot \vec{I}_s - R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r
\end{aligned}$$

Or on sait que l'inductance de fuites totale ramenée au rotor est :

$$N_r = L_r - \frac{M^2}{L_s} \quad \Rightarrow L_r = N_r + \frac{M^2}{L_s} \quad (II.15)$$

Remplaçons  $N_r$  par son expression :

$$\begin{aligned}
0 &= -j \cdot g \cdot \left( N_r + \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot w \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r + j \cdot g \cdot L_s \cdot w \cdot \vec{I}_s - R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r \\
0 &= -j \cdot g \cdot N_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r - j \cdot g \cdot \frac{M^2}{L_s} \cdot w \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r + j \cdot g \cdot L_s \cdot w \cdot \vec{I}_s - R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r \\
0 &= -j \cdot g \cdot N_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r - j \cdot g \cdot L_s \cdot w \cdot \vec{I}_r + j \cdot g \cdot L_s \cdot w \cdot \vec{I}_s - R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \vec{I}_r
\end{aligned}$$

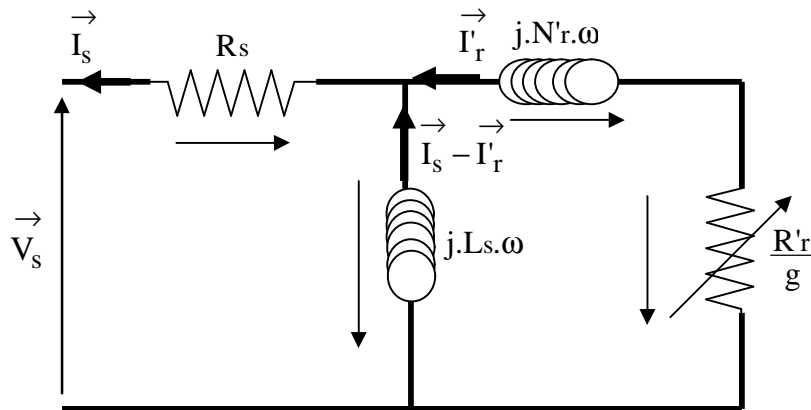
Posons :

$$\begin{aligned}
N_r' &= N_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \quad \text{et} \quad R_r' = R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \\
0 &= -j \cdot g \cdot L_s \cdot \omega \cdot \left( \vec{I}_s - \vec{I}_r' \right) + j \cdot g \cdot N_r' \cdot \omega \cdot \vec{I}_r + R_r' \cdot \vec{I}_r \\
\Rightarrow j \cdot L_s \cdot \omega \cdot \left( \vec{I}_s - \vec{I}_r' \right) &= j \cdot N_r' \cdot \omega \cdot \vec{I}_r + \frac{R_r'}{g} \cdot \vec{I}_r
\end{aligned}$$

Les deux équations :

$$\begin{aligned}
\vec{V}_s &= -j \cdot L_s \cdot \omega \cdot \left( \vec{I}_s - \vec{I}_r' \right) - R_s \cdot \vec{I}_s \\
j \cdot L_s \cdot \omega \cdot \left( \vec{I}_s - \vec{I}_r' \right) &= j \cdot N_r' \cdot \omega \cdot \vec{I}_r + \frac{R_r'}{g} \cdot \vec{I}_r
\end{aligned}$$

Permettent de tracer le schéma équivalent de la machine asynchrone :



Figure(II.1) : Schéma équivalent de MAS ramené au stator

#### II.4 Autre schéma équivalent

Nous allons dans ce qui suit, établir un autre schéma équivalent plus fréquemment utilisé. Celui-ci fait appel aux réactances de fuites statorique et rotorique et à la réactance magnétisante.

##### II.4.1 Equations électriques

$$\vec{V}_s = -j.\omega.\vec{j}_s - R_s.\vec{I}_s$$

$$j.g.\omega(\vec{j}_r) + R_r(\vec{I}_r) = 0$$

##### II.4.2 Equations magnétiques

$$\vec{j}_s = L_s.\vec{I}_s + M.\vec{I}_r$$

$$\vec{j}_r = L_r.\vec{I}_r + M.\vec{I}_s$$

Avec :

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

$X_1$  : Réactance de fuites statorique

$X_m$  : Réactance magnétisante

$X_2$  : Réactance de fuites rotoriques ramenées au stator

$R'_r$  : Résistance rotorique ramenée au stator

##### II.4.3 Relations entre paramètres

$$X_m = M.\omega.k$$

Avec :

$M=3/2*M_{rs}$  ou  $M_{rs}$  est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique.

$k = L_s/M$  : inverse du rapport de transformation au signe près ( $a = -M/L_s$ )

$L_s = L_{as} - M_{as}$  : inductance propre cyclique statorique

$L_{as}$  : inductance propre statorique

$M_{as}$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

$X_1=L_s.\omega.X_m$  : Réactance de fuites statoriques

$X_2=L_r.\omega.k^2 - X_m$  : Réactance de fuites rotoriques ramenées au stator

Où :

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$  : inductance propre cyclique rotorique

$L_{ar}$  : inductance propre rotorique

$M_{ar}$  : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$I'_r = I_r / k$  : courant rotorique ramené au stator

$R'_r = R_r * k^2$  : Résistance rotorique ramenée au stator

On a :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= -j.\omega.\vec{j}_s - R_s.\vec{I}_s \quad ; \quad j.g.\omega.(\vec{j}_r) + R_r.(\vec{I}_r) = 0 \\ \vec{V}_s &= -j.\omega.(L_s.\vec{I}_s + M.\vec{I}_r) - R_s.\vec{I}_s \\ j.g.\omega.(L_r.\vec{I}_r + M.\vec{I}_s) + R_r.(\vec{I}_r) &= 0 \\ I'_r &= \frac{I_r}{k} \Rightarrow I_r = k * I'_r \end{aligned} \quad (II.16)$$

$$\begin{aligned} X_m &= M.\omega.k \quad ; \quad X_1 = L_s.\omega - X_m \quad ; \quad X_2 = L_r.\omega.k^2 - X_m \\ \Rightarrow L_s.\omega &= X_1 + X_m \quad ; \quad L_r.\omega.k^2 = X_2 + X_m \end{aligned}$$

Si On remplace  $L_s.\omega$  et  $L_r.\omega.k^2$  par leur expression dans les équations statorique et rotorique on obtient

Au stator :

$$\begin{aligned} V_s &= -R_s.I_s - jL_s.\omega.I_s - jM.\omega.I_r = -R_s.I_s - jL_s.\omega.I_s - jM.\omega.k.I'_r \\ V_s &= -R_s.I_s - j.(X_1 + X_m).I_s - jM.\omega.k.I'_r = -R_s.I_s - j.(X_1 + X_m).I_s - j.X_m.I'_r \\ V_s &= -R_s.I_s - j.X_1.I_s - j.X_m.(I_s + I'_r) \end{aligned}$$

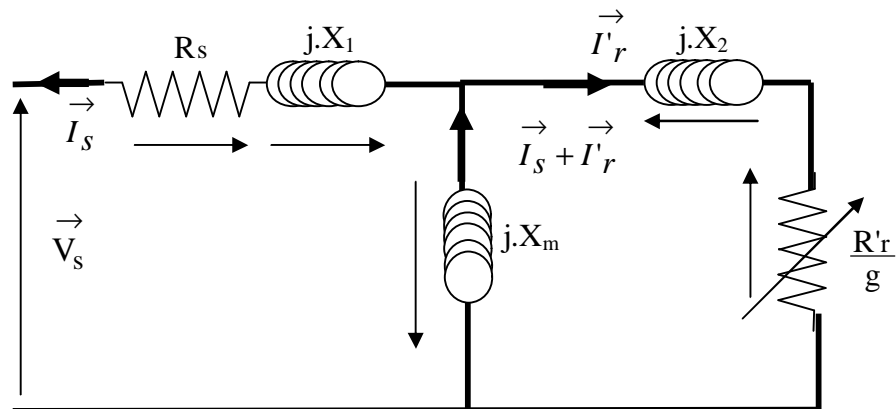
Au rotor :

$$\begin{aligned}
 j.g.w.(L_r \vec{I}_r + M \vec{I}_s) + R_r (\vec{I}_r) &= 0 \\
 (j.g.w.L_r.k.I_r' + j.g.w.M.I_s + R_r.k.I_r' = 0) * k \\
 j.g.w.L_r.k^2.I_r' + j.g.w.M.k.I_s + R_r.k^2.I_r' &= 0 \\
 j.g.(X_2 + X_m).I_r' + j.g.X_m.I_s + R_r'.I_r' &= 0 \\
 (j.g.X_2.I_r' + j.g.X_m.(I_s + I_r') + R_r'.I_r' = 0) / g \\
 j.X_2.I_r' + j.X_m.(I_s + I_r') + \frac{R_r'}{g}.I_r' &= 0
 \end{aligned}$$

Finalement on aura le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 V_s + R_s.I_s + j.X_1.I_s &= -j.X_m.(I_s + I_r') \\
 -j.X_m.(I_s + I_r') &= j.X_2.I_r' + \frac{R_r'}{g}.I_r'
 \end{aligned}$$

Ces deux dernières équations permettent de tracer le schéma équivalent de la génératrice asynchrone.



**Figure(II.2)** : Schéma équivalent par phase avec les réactances de fuites ramenées au stator

$$\text{Si } I_m = I_s + I_r'$$

Alors :

$$\begin{aligned}
 V_s + R_s.I_s + j.X_1.I_s &= -j.X_m.I_m \\
 -j.X_m.I_m &= j.X_2.I_r' + \frac{R_r'}{g}.I_r'
 \end{aligned}$$

#### II.4.4 Relations entre différents paramètres

$$L_s = L_{as} - M_{as} \quad \text{Inductance propre cyclique au stator}$$

$$L_r = L_{ar} - M_{ar} \quad \text{Inductance propre cyclique au rotor}$$

Avec :

$L_{as}$  : Inductance propre d'une phase statorique

$M_{as}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

$L_{ar}$  : Inductance propre d'une phase rotorique

$M_{ar}$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

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

$M_{rs}$  Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique

$X_m = k.M.w$  Inductance magnétisante

Avec  $k = \frac{V_{1n}}{V_{20}} = \frac{k_1.n_1}{k_2.n_2}$  Inverse du rapport de transformation

$X_s = L_s.w$  Réactance cyclique statorique

$X_r = L_r.w$  Réactance cyclique rotorique

$l_1 = L_s - k.M$  Inductance de fuites statoriques

$X_1 = l_1.w = (L_s - k.M).w = X_s - X_m$  Réactance de fuites statoriques

$l_2 = L_r - \frac{M}{k}$  Inductance de fuites rotoriques

$X_2 = l_2.w = L_r.w - \frac{M}{k}.w = X_r - \frac{X_m}{k^2}$  Réactance de fuites rotoriques

$X_2' = k^2.l_2.w = \left(k^2 L_r - k^2 \frac{M}{k}\right).w = \left(k^2 L_r - k.M\right).w = X_r - X_m$  Réactance de fuites rotoriques ramenées au stator

**D'un autre côté, si l'on pose**

$$I_r' = -\frac{I_r}{k} \Rightarrow I_r = -k * I_r' \quad (II.17)$$

$$X_m = M.w.k \quad ; \quad X_1 = L_s.w - X_m \quad ; \quad X_2 = L_r.w.k^2 - X_m$$

$$\Rightarrow L_s.w = X_1 + X_m \quad ; \quad L_r.w.k^2 = X_2 + X_m$$

On remplace  $L_s.w$  et  $L_r.w.k^2$  par leur expression dans les équations statorique et rotorique on obtient

Au stator :

$$V_s = -R_s \cdot I_s - jL_s \cdot \omega \cdot I_s - jM \cdot \omega \cdot I_r = -R_s \cdot I_s - jL_s \cdot \omega \cdot I_s + jM \cdot \omega \cdot k \cdot I_r'$$

$$V_s = -R_s \cdot I_s - j \cdot (X_1 + X_m) \cdot I_s + jM \cdot \omega \cdot k \cdot I_r' = -R_s \cdot I_s - j \cdot (X_1 + X_m) \cdot I_s + j \cdot X_m \cdot I_r'$$

$$V_s = -R_s \cdot I_s - j \cdot X_1 \cdot I_s - j \cdot X_m \cdot (I_s - I_r')$$

Au rotor :

$$j \cdot g \cdot \omega \cdot (L_r \cdot \vec{I}_r + M \cdot \vec{I}_s) + R_r \cdot (\vec{I}_r) = 0$$

$$\left( -j \cdot g \cdot \omega \cdot L_r \cdot k \cdot I_r' + j \cdot g \cdot \omega \cdot M \cdot I_s - R_r \cdot k \cdot I_r' = 0 \right) * k$$

$$-j \cdot g \cdot \omega \cdot L_r \cdot k^2 \cdot I_r' + j \cdot g \cdot \omega \cdot M \cdot k \cdot I_s - R_r \cdot k^2 \cdot I_r' = 0$$

$$-j \cdot g \cdot (X_2 + X_m) \cdot I_r' + j \cdot g \cdot X_m \cdot I_s - R_r \cdot I_r' = 0$$

$$\left( -j \cdot g \cdot X_2 \cdot I_r' + j \cdot g \cdot X_m \cdot (I_s - I_r') - R_r \cdot I_r' = 0 \right) / g$$

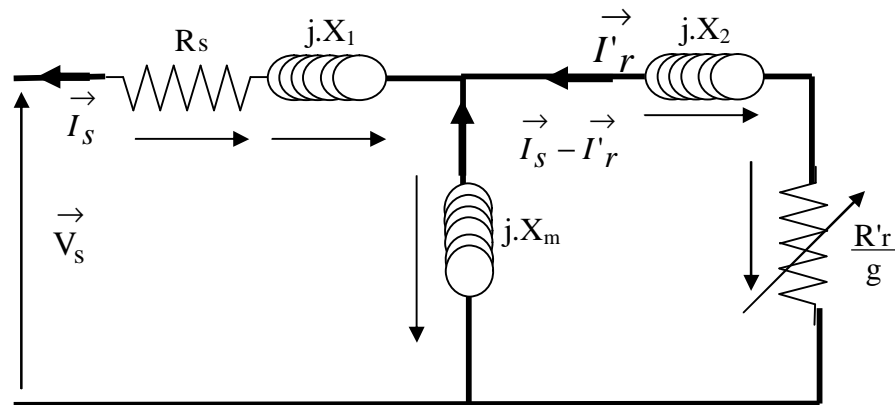
$$-j \cdot X_2 \cdot I_r' + j \cdot X_m \cdot (I_s - I_r') - \frac{R_r'}{g} \cdot I_r' = 0$$

Finalement on aura le système d'équations suivant :

$$V_s + R_s \cdot I_s + j \cdot X_1 \cdot I_s = -j \cdot X_m \cdot (I_s - I_r')$$

$$j \cdot X_m \cdot (I_s - I_r') = j \cdot X_2 \cdot I_r' + \frac{R_r'}{g} \cdot I_r'$$

Ces deux dernières équations donnent le schéma équivalent suivant :



**Figure(II.3)** : Schéma équivalent par phase avec les réactances de fuites ramenées au stator

$$\text{Si } I_m = I_s - I_r'$$

Alors :

$$V_s + R_s \cdot I_s + j \cdot X_1 \cdot I_s = -j \cdot X_m \cdot I_m$$

$$j \cdot X_m \cdot I_m = j \cdot X_2 \cdot I_r' + \frac{R_r'}{g} \cdot I_r'$$

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, à partir des équations électriques de la génératrice asynchrone dans un référentiel de Park lié au champ tournant, nous avons établi deux schémas équivalents par phase et nous avons déterminé les relations existant entre les différents paramètres.

A partir de ces schémas équivalents, nous pouvons construire un modèle itératif permettant de prédéterminer les caractéristiques du fonctionnement en charge en régime permanent, sans pour autant passer par l'utilisation des modèles en régime transitoire.

### III.1 Introduction

Nous avons vu dans les chapitres précédents les fondements théoriques des modèles en régimes transitoire et permanent de la machine asynchrone à rotor bobiné. Ces modèles font appel à divers paramètres : résistances et inductances cycliques pour le premier et résistances et réactances de fuites et de magnétisation pour le second. Pour tenir compte de la saturation, l'inductance mutuelle cyclique et la réactance de magnétisation doivent être variables en fonction des courants magnétisants

En fonction du modèle à utiliser, il existe plusieurs méthodes de déterminations des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné. Concernant l'identification des paramètres du schéma équivalent de la figure (III.1), à savoir les réactances de fuites statorique et rotorique et la réactance magnétisante nous utiliserons les deux essais classiques : à vide et à rotor bloqué.

Pour déterminer le mode de variation de la réactance magnétisante ou de l'inductance mutuelle cyclique en fonction du courant magnétisant, nous utilisons l'essai à rotor ouvert. Les autres inductances considérées comme constantes peuvent être identifiées par des essais en statique.

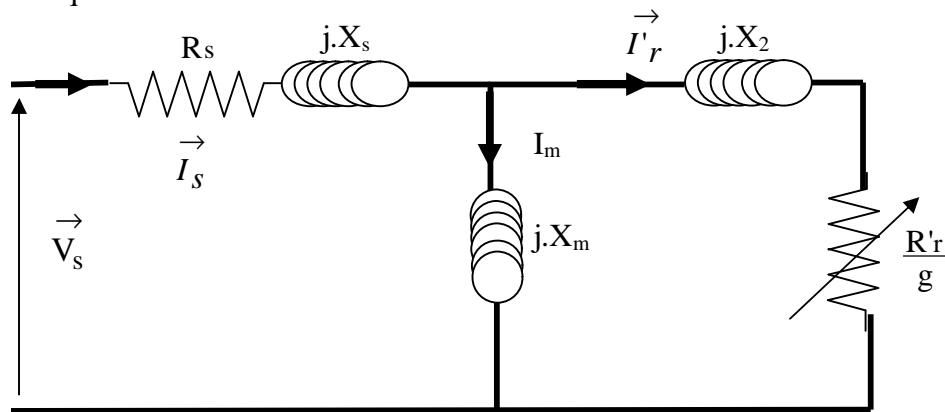
Les résistances sont mesurées par des essais volt-ampéremétriques à chaud et à courant nominal.

Les essais sont réalisés sur une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné à deux paires de pôles, d'une puissance de 3 kW.

## III.2 Identification des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné

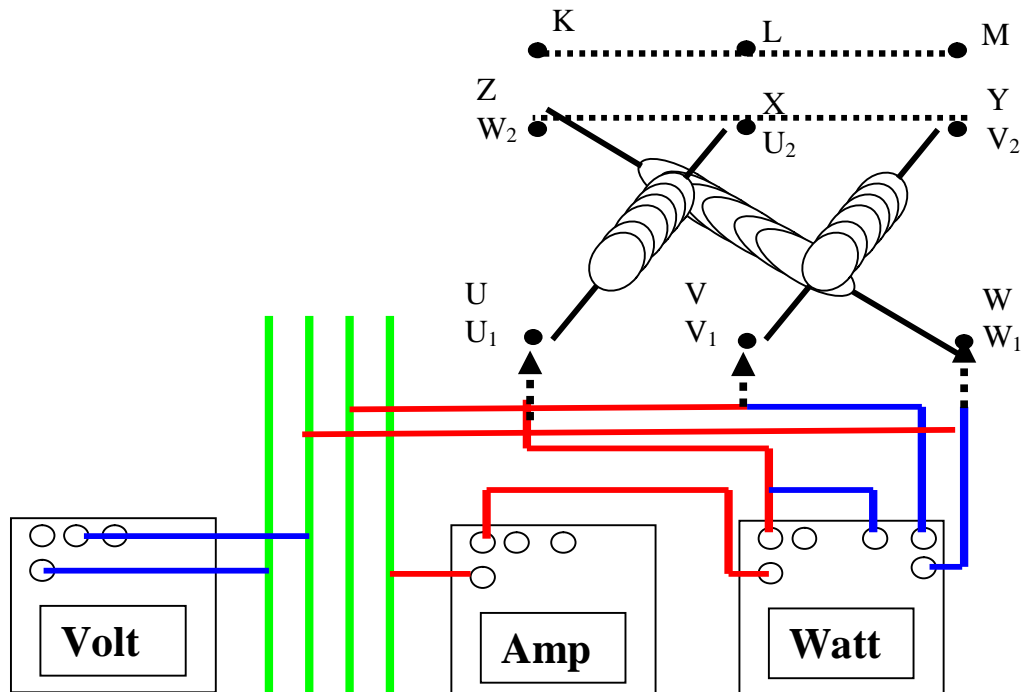
### III.2.1 schéma équivalent

Le schéma en 'T' de la figure ci-dessous représente le schéma équivalent en monophasé d'une machine asynchrone a rotor bobiné en régime équilibré dont les paramètres électriques d'une phase rotorique sont ramenés au stator.



Figure(III.1) : Schéma équivalent par phase d'une MAS ramené au stator

### III.2.2 Schéma de branchement de l'essai à vide ou à rotor bloqué (schéma étoile)

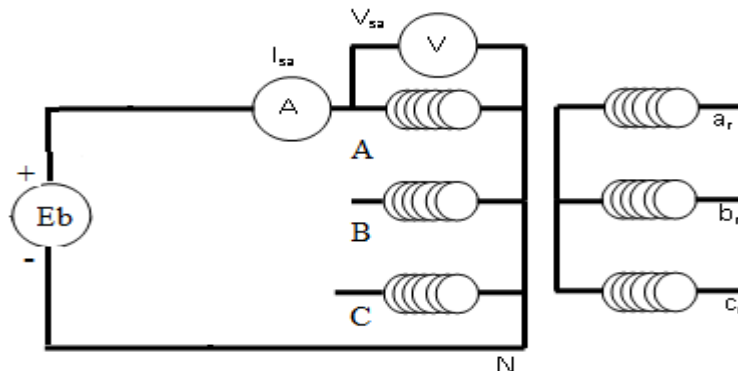


Figure(III.2) : schéma de mesure en triphasé

### III.2.3 Mesure des résistances statorique et rotorique $R_s$ et $R_r$

Les résistances sont mesurées à chaud en courant continu par la méthode volt ampèremétrique [14]. On mesure les résistances des trois phases en série puis on fait la moyenne. Les résultats de l'identification sont donnés dans l'annexe 2

La figure III.3- représente le schéma classique pour la mesure des résistances statorique ou rotorique



**Figure(III.3)** : Schéma de mesure des résistances de statorique et rotorique en continu

### III.2.4 Mesures des inductances propres et des inductances mutuelles

#### III.2.4.1 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 :

$$\frac{V_{as}}{I_{as}} = \sqrt{R_s^2 + (l_s \cdot \omega)^2} \Rightarrow l_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{as}}{I_{as}}\right)^2 - R_s^2}}{\omega} \quad (III.1)$$

- Inductance mutuelle entre deux phases statoriques :

$$M_{as} = \frac{V_{bs}}{I_{as}} = \frac{V_{cs}}{I_{as}} \quad (III.2)$$

- 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.

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

$$V_{ANr} = j \cdot M_{rs} \cdot \omega \cdot I_{s1} \cdot \cos q_r \quad ; \quad V_{NB r} = -j \cdot M_{rs} \cdot \omega \cdot I_{s1} \cdot \cos(q_r - \frac{2p}{3})$$

$$V_{ABr} = V_{ANr} + V_{NB r} = j \cdot M_{rs} \cdot \omega \cdot I_{s1} \cdot (\cos q_r - \cos(q_r - \frac{2p}{3}))$$

$$\cos q_r - \cos(q_r - \frac{2p}{3}) = \sqrt{3} \sin(q_r - \frac{p}{3})$$

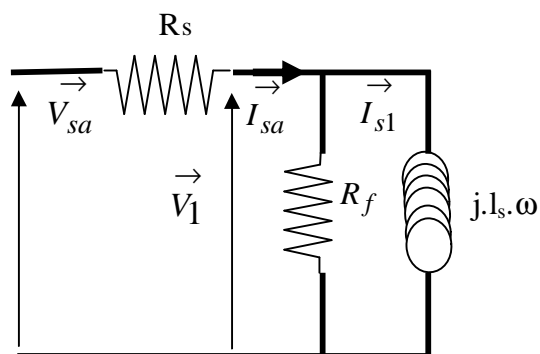
$$V_{ABr} = j \cdot M_{rs} \cdot \omega \cdot I_{s1} \cdot \sqrt{3} \sin(q_r - \frac{p}{3}) \Rightarrow M_{rs} = \frac{V_{ABr-\max}}{\sqrt{3} \cdot \omega \cdot I_{s1}}$$

### III.2.5 Mesures avec prise en compte de la résistance des pertes fer et de la résistance statorique

Suivant les équations écrites dans les divers repères ou les différents schémas équivalents en régime statique, il ne sera pas obligatoirement nécessaire de mesurer toutes les inductances.

#### III.2.5.1 Mesure de l'inductance cyclique statorique $L_s$

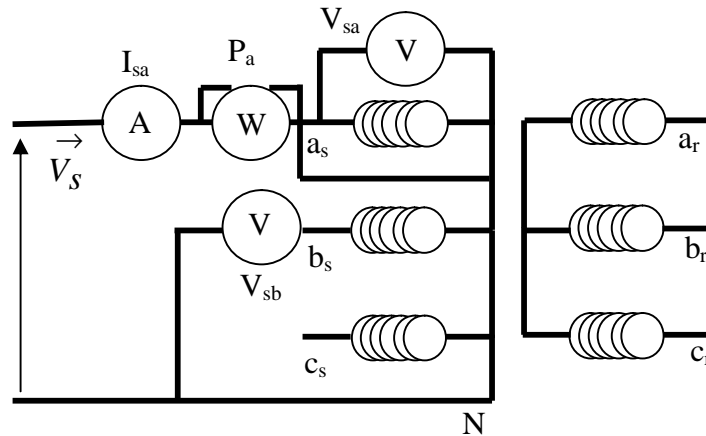
La figure(III-4) ci-dessous représente le schéma équivalent de la phase a en présence des pertes fer. Les pertes fer correspondent à la puissance active perdue dans la résistance  $R_f$



**Figure(III.4)** : schéma équivalent d'une phase statorique avec  $R_f$  de la GAS

$R_f$  est la résistance qui symbolise les pertes fer.

Schéma de montage :



**Figure(III.5)** : schéma me mesure de l'inductance mutuelle entre deux phases statorique

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 -5-, la puissance active consommée à droite de  $V_1$  représente les pertes fer :

$$P_1 = P_{fer} = P_a - R_s \cdot I_{sa}^2$$

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

$$Q_1 = Q = \sqrt{V_{sa}^2 \cdot I_{sa}^2 - P_a^2}$$

La puissance apparente à droite de  $V_1$  est :

$$S_1 = V_1 \cdot I_{s1} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \Rightarrow V_1 = \frac{S_1}{I_{s1}}$$

$$Q_1 = V_1 \cdot I_{s1} = X_s \cdot I_{s1}^2 \Rightarrow X_s = \frac{Q_1}{I_{s1}^2}$$

$$I_{s1}^2 = \frac{Q_1^2}{V_1^2}$$

$$\Rightarrow X_s = \frac{Q_1}{\frac{Q_1^2}{V_1^2}} = \frac{V_1^2}{Q_1} \quad (III.4)$$

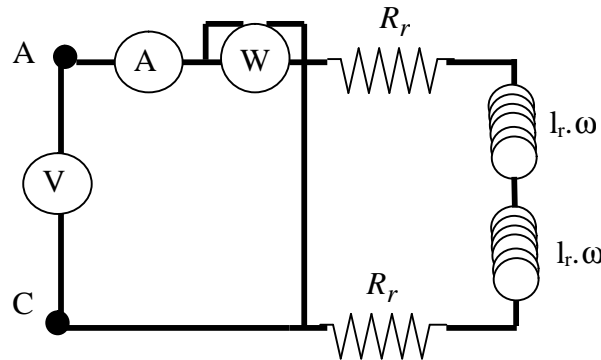
**III.2.5.2 Mesure de l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor  $M$**

$$V_{sb} = j.M.w_s.I_{s1} \Rightarrow M = \frac{V_{sb}}{w_s.I_{s1}} \tag{III.5}$$

**III.2.5.3 Mesure de l'inductance cyclique rotoriques  $L_r$**

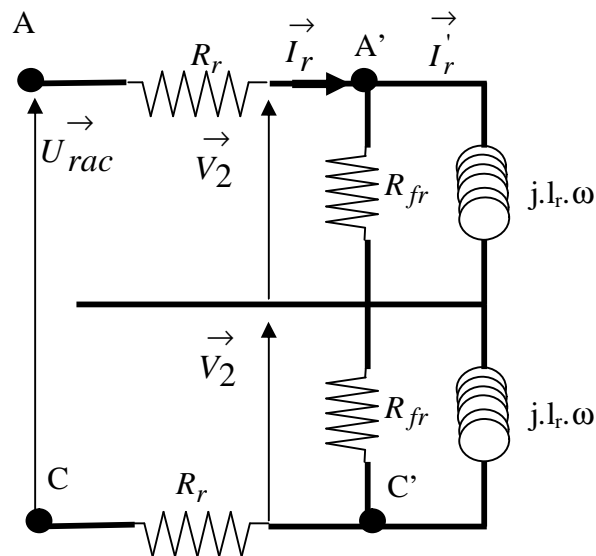
Avec prise en compte des résistances des pertes fer rotoriques

Schéma de câblage :



**Figure(III.6)** : schéma de mesure de l'inductance cyclique rotorique

Schéma équivalent :



**Figure(III.7)** : Schéma équivalent de mesure des inductances rotoriques

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  $L_r$  :

$$V_{A'N'} = j.l_r.w.I_r' - j.M.w.I_r' = j.(l_r - M_r).w.I_r' \quad ;$$

$$V_{C'N'} = j.l_r.w.(-I_r') - j.M.w.(-I_r') = -j.(l_r - M_r).w.I_r'$$

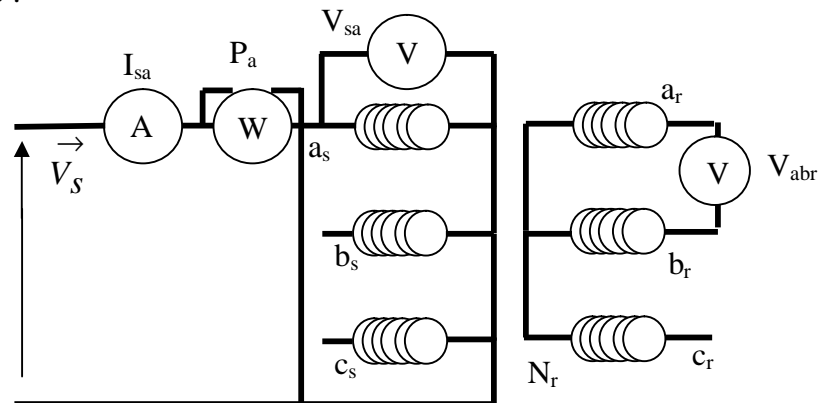
$$\Rightarrow V_{A'C'} = V_{A'N'} - V_{C'N'} = 2j.(l_r - M_r).w.I_r'$$

$$Q_a = V_{A'C'}.I_r' = 2.(l_r - M_r).w.I_r'^2 \Rightarrow L_r = l_r - M_r = \frac{Q_a}{2.w.I_r'^2} \quad (III.6)$$

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.

### III.2.5.4 Mesure de l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique

Schéma de montage :



**Figure(III.8)** : schémas de mesure de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

$$V_{s1} = j.l_s \cdot w \cdot I_{s1} = j \cdot w \cdot f_s \Rightarrow I_{s1} = \frac{f_s}{l_s}$$

$$V_{ANr} = j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot I_{s1} \cdot \cos q_r = j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot \frac{f_s}{l_s} \cdot \cos q_r$$

$$V_{NBr} = -j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot I_{s1} \cdot \cos(q_r - \frac{2p}{3}) = -j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot \frac{f_s}{l_s} \cdot \cos(q_r - \frac{2p}{3})$$

$$V_{ABr} = V_{ANr} + V_{NBr} = j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot \frac{f_s}{l_s} \cdot (\cos q_r - \cos(q_r - \frac{2p}{3}))$$

$$\cos q_r - \cos(q_r - \frac{2p}{3}) = \sqrt{3} \sin(q_r - \frac{p}{3})$$

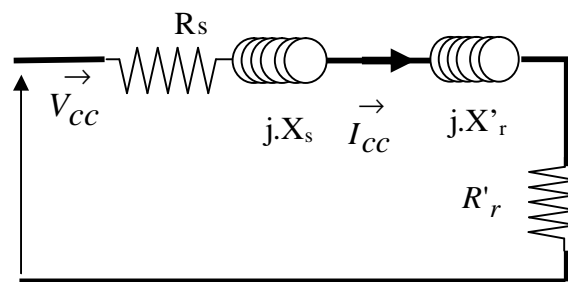
$$V_{ABr} = j \cdot M_{rs} \cdot w \cdot \frac{f_s}{l_s} \cdot \sqrt{3} \sin(q_r - \frac{p}{3})$$

$$V_{ABr} \text{ est maximale quand } \sin(q_r - \frac{p}{3}) = 1$$

$$\Rightarrow \frac{V_{s1}}{V_{ABr-\max}} = \frac{w \cdot f_s}{w \cdot M_{sr} \cdot \frac{f_s}{l_s} \cdot \sqrt{3}} \Rightarrow M_{sr} = \frac{V_{ABr-\max} \cdot l_s}{\sqrt{3} \cdot V_{s1}} \quad (III.7)$$

### III.3 Identification des paramètres de la machine asynchrone à cage d'écurueil

- 1- Mesure de  $R_s$  : mesure à chaud, méthode volt-ampèremétrique. Mesurer les résistances des trois phases en série puis faire la moyenne.
- 2- Mesure de  $R'_r$ ,  $N'_r$ ,  $N_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  : essai à rotor bloqué ( $g=1$ ), le courant de la branche magnétisante est faible. Le schéma correspondant est celui de la figure ci-dessous.



**Figure(III.9)** : schéma équivalent par phase associé à l'essai en court-circuit

En mesurant :

La tension entre deux phases  $V_{cc}$

Le courant de ligne  $I_{cc}$

La puissance absorbée  $P_{cc}$

Après son peut déduire la résistance  $R_r'$  connaissant la résistance  $R_s$  comme suit :

### III.3.1 Mesure de la résistance rotorique ramenée au stator $R_r'$

$$R_r' = \frac{P_{cc} - 3.R_s.I_{cc}^2}{3.I_{cc}^2} \quad (III.8)$$

### III.3.2 Mesure de l'inductance cyclique totales de fuite rotorique ramenée au stator $N_r'$

$$Q_{cc} = \sqrt{S_{cc}^2 - P_{cc}^2} = \sqrt{(V_{cc}.I_{cc})^2 - P_{cc}^2} = 3.(N_r' + N_s).w.I_{cc}^2 \quad ; \quad si \quad N_r' = N_s$$

$$N_r' = N_s = \frac{\sqrt{(V_{cc}.I_{cc})^2 - P_{cc}^2}}{3.2.w.I_{cc}^2} \quad (III.9)$$

Le coefficient de dispersion et la constante de temps peuvent être déduits à partir des relations suivantes.

### III.3.3 Calcul de coefficient de dispersion de blondel $s$

$$N_r' = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) * (\frac{L_s}{M})^2 = L_r * (\frac{L_s}{M})^2 - L_s$$

$$N_r' + L_s = L_r * (\frac{L_s}{M})^2 - L_s + L_s = L_r * (\frac{L_s}{M})^2$$

$$\Rightarrow \frac{N_r'}{N_r' + L_s} = \frac{L_r * (\frac{L_s}{M})^2 - L_s}{L_r * (\frac{L_s}{M})^2} = 1 - \frac{L_s}{L_r * (\frac{L_s}{M})^2} = 1 - \frac{M^2}{L_s.L_r} = s$$

$$s = \frac{N_r'}{N_r' + L_s} \quad (III.10)$$

### III.3.4 Calcul de la constante de temps rotorique $T_r$

$$T_r = \frac{N_r' + L_s}{R_r'} \quad (III.11)$$

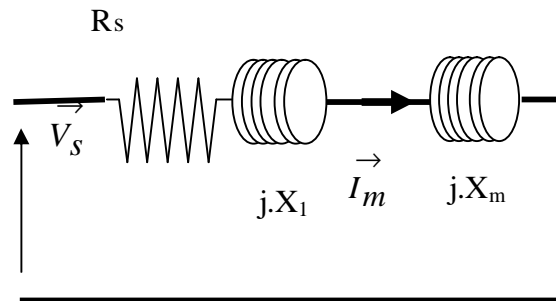
$$N_r' + L_s = L_r * (\frac{L_s}{M})^2 - L_s + L_s = L_r * (\frac{L_s}{M})^2$$

$$R_r' = R_r * (\frac{L_s}{M})^2$$

$$\Rightarrow \frac{N_r' + L_s}{R_r'} = \frac{L_r * (\frac{L_s}{M})^2}{R_r * (\frac{L_s}{M})^2} = \frac{L_r}{R_r} = T_r$$

### III.3.3 Mesure de l'inductance de magnétisation M

On entraîne la machine à la vitesse de synchronisme ( $g=0$ ), le schéma équivalent est le suivant :



**Figure(III.10)** : schéma équivalent de MAS associé à l'essai en synchronisme

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

$$M = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_s}{I_s}\right)^2 - R_s^2 - N_s^2} \quad (III.12)$$

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les méthodes d'identification de tous les paramètres des modèles en régime transitoire et permanent de la génératrice asynchrone auto excitée. Nous avons également développé tous les calculs intermédiaires permettant d'identifier ces paramètres.

Les paramètres ainsi identifiés seront injectés dans les modèles construits pour :

- Etudier dans le chapitre IV la tension d'auto amorçage à vide en fonction de la vitesse de rotation et pour plusieurs valeurs des capacités d'auto amorçage
- Exploiter dans le chapitre V une méthode itérative pour prédéterminer la caractéristique en charge de notre génératrice.

## IV.1 Introduction

L'objet du présent chapitre est la mise en œuvre et l'exploitation du modèle diphasé de la machine asynchrone fonctionnant en génératrice autonome. La présence des condensateurs d'auto-amorçage et la prise en compte de la non-linéarité (saturation) des matériaux magnétiques (inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant) sont ici indispensables. Les condensateurs offrent l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation et la saturation fixe quant à elle le point de fonctionnement de la machine

C'est ainsi que nous nous intéresserons en premier lieu à la caractérisation de la saturation magnétique, 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 s'obtient normalement par identification d'une courbe expérimentale d'une machine réelle. Dans notre cas, nous utiliserons des résultats (paramètres et courbe de saturation) issus de notre expérience sur une machine asynchrone à rotor bobiné de 3kw.

Dans une seconde étape nous effectuerons des simulations du fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone pour mettre en relief l'inadéquation du modèle linéaire dans ce cas de figure (résultats divergents), puis pour montrer en utilisant le modèle non linéaire l'influence de la vitesse de rotation et de la capacité des condensateurs d'auto-amorçage sur l'amplitude de la tension statorique. Une étude analytique du phénomène d'auto-amorçage est effectuée afin de déterminer les paramètres dont il dépend et par conséquent de dimensionner correctement la capacité des condensateurs.

Une étude du fonctionnement en charge de cette génératrice sera le but du chapitre quatre. Plusieurs tests par simulation et par expérience seront effectués pour étudier l'influence de la charge (sa nature et son niveau) sur les performances en charge de la génératrice asynchrone auto excitée fonctionnant en autonome (non reliée au réseau).

## IV.2 Identification de l'inductance magnétisante ( $L_m$ )

En considérant le schéma de la figure VI.1, si la génératrice est à l'arrêt (rotor ouvert), la branche rotorique est d'impédance infinie et le schéma équivalent se réduit donc à celui de la figure IV.2 où ne figure que la résistance et la réactance de fuites statorique en série la réactance magnétisante.

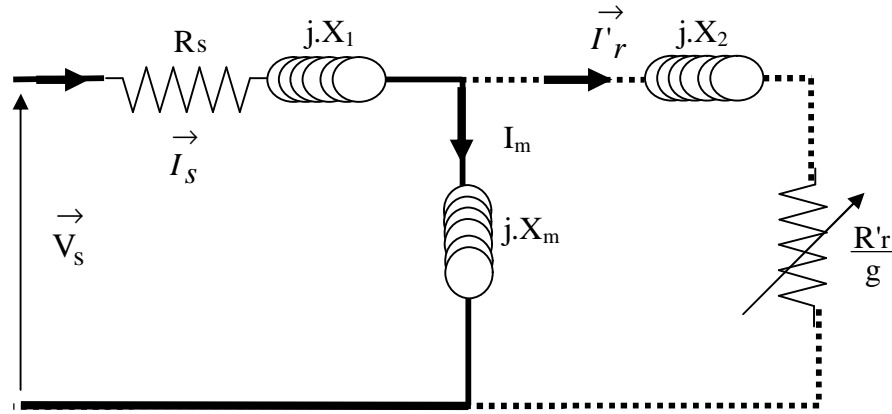
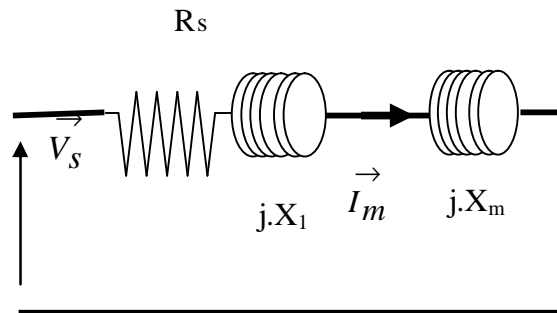


Figure (IV.1) : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone



Figure(IV.2) : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone à rotor ouvert

La résistance  $R_s$  et la réactance de fuites ( $X_1=N_s.\omega$ ) statoriques peuvent être mesurées respectivement par la méthode voltampère métrique. La réactance magnétisante peut donc être identifiée par un essai à rotor ouvert à tension variable.

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

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

Sachant que :

$$X_m = L_m . \omega \quad \text{et} \quad X_1 = N_s . \omega \tag{IV.1}$$

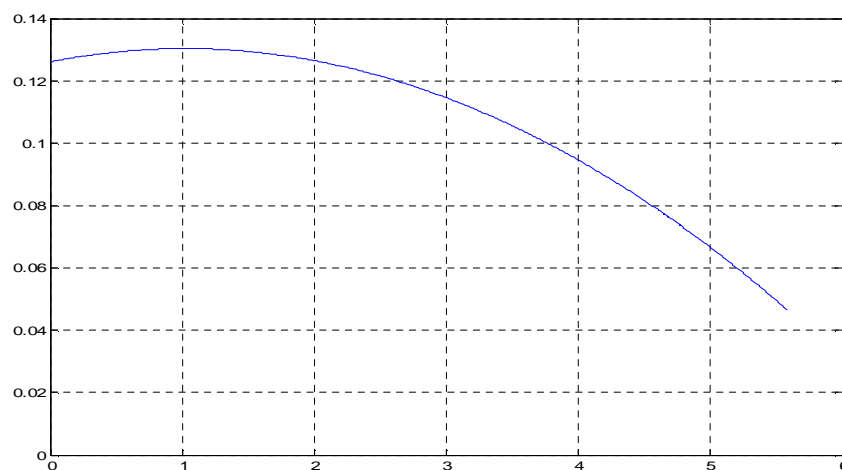
La courbe  $X_m(I_m)$  doit être construite expérimentalement point par point et l'ensemble des points permettent de synthétiser une approximation polynomiale.

Une forme de cette approximation est proposée dans la littérature et la plus connue est l'approche linéaire par morceaux. Nous avons choisi d'adopter dans notre cas la forme

polynomiale donnée par l'équation (IV.2), parce qu'elle est de forme simple, se prête très facilement à la programmation et la précision peut être améliorée par le degré (j) de cette fonction.

$$L_m = f(|i_m|) = \sum_{j=0}^n a_j |i_m|^j \quad (IV.2)$$

Il apparaît d'après les différents essais effectués que la fonction de degré 2 (représentée dans la figure IV.3) est celle qui reproduit le plus fidèlement la courbe expérimentale. La forme complète de cette fonction est donnée dans l'annexe 3.



**Figure IV.3** : La caractéristique  $L_m = f(|i_m|)$  obtenue par simulation

### IV.3 Etude de la génératrice asynchrone à rotor bobiné

#### IV.3.1 Fonctionnement à vide

Dans cette première partie de l'étude nous nous intéressons aux caractéristiques de la machine qui débite uniquement sur un banc de capacités, nous présentons d'abord le schéma implanté sous Matlab Simulink, ensuite nous exposons les résultats obtenus avec leurs interprétations.

Nous avons fixé dans un premier temps, la vitesse de rotation du rotor à  $N_r=1484$  **tr/min**, et les valeurs des deux capacités d'auto-amorçage à 60 et 72 $\mu$ F chacune, ces dernières sont branchées en étoile au bornes du stator. Nous nous proposons d'étudier l'influence de la vitesse de rotation et de la capacité de magnétisation sur l'amplitude de la tension statorique. Afin de montrer les limites du modèle linéaire nous commençons par le

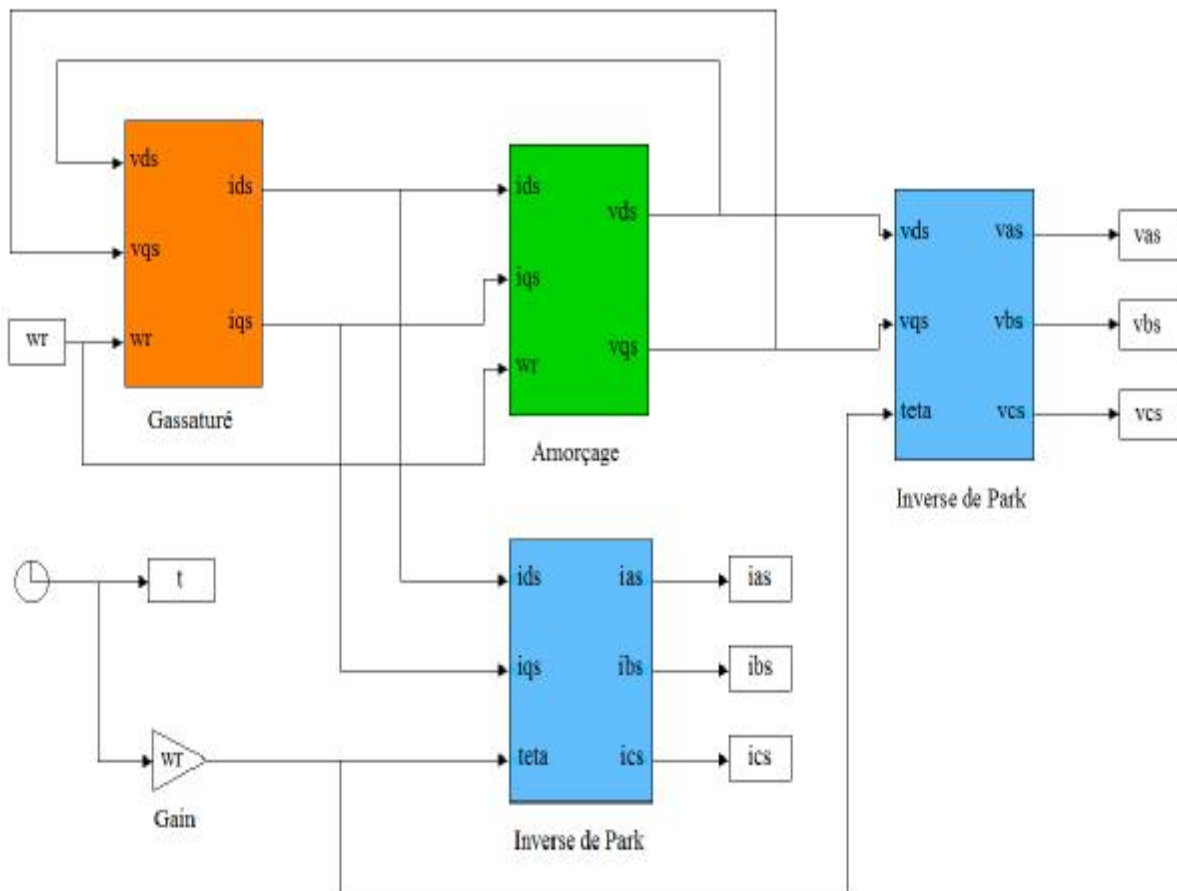
mettre en œuvre, son schéma Matlab/simulink est le même que celui utilisé dans le modèle non linéaire, il suffit de garder  $L_m$  constante.

#### IV.3.2 Schéma Simulink de la génératrice asynchrone auto excitée fonctionnant à vide

Comme la montre la figure ci-dessous, le schéma matlab-simulink de la génératrice asynchrone auto-excitée fonctionnant à vide est décomposé en deux principaux blocs :

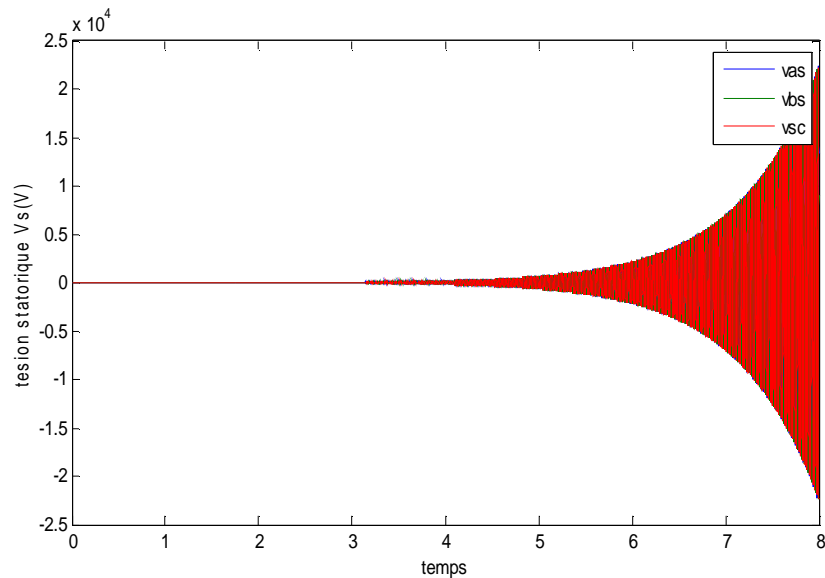
- Le modèle en dq non linéaire (saturé) de la génératrice
- Le modèle en dq de l'auto-amorçage

Les deux autres blocs représentent les transformées inverses de Park, servant à visualiser les grandeurs réelles en abc de la machine.

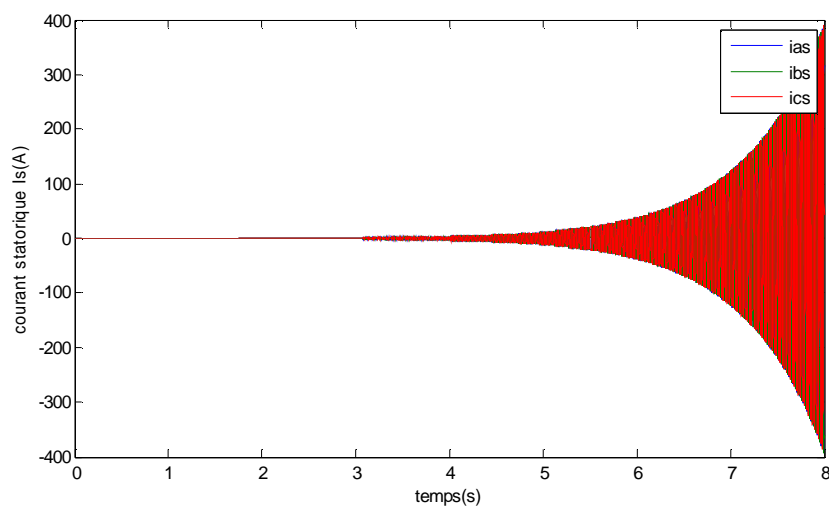


### A. Résultats du modèle linéaire

Ces résultats sont obtenus en négligeant le phénomène de saturation du matériau magnétique, les figures (IV.4) et (IV.5) donnent l'évolution des tensions et des courants statoriques.



**Figure (IV.4) :** Évolutions des tensions statorique à vide et en régime non saturé.



**Figure (IV.5) :** Evolutions des courants statorique à vide et en régime non saturé.

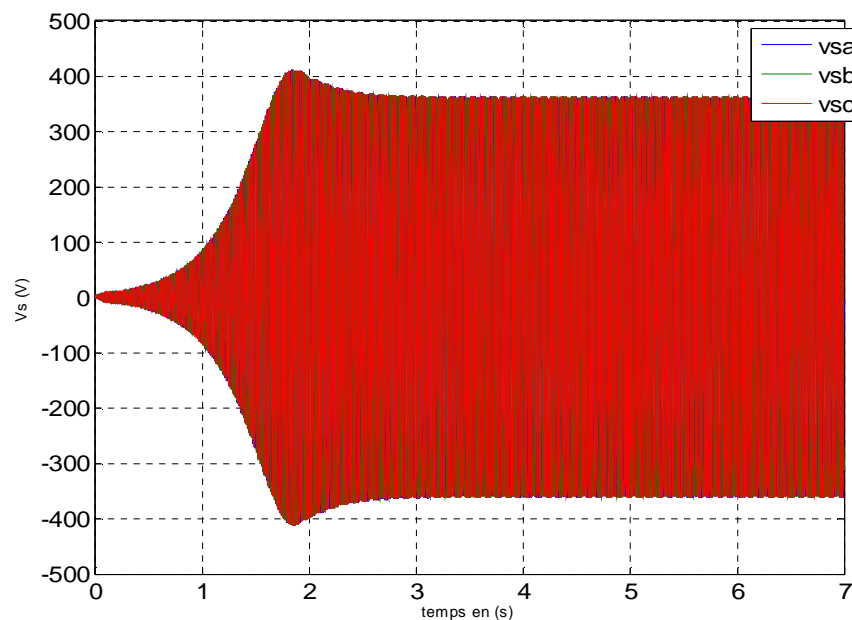
A partir des figures ci-dessus on constate que les grandeurs statorique ( $V_s$  et  $I_s$ ) évoluent d'une façon exponentielle et indéfinie. Car la caractéristique de magnétisation ne présente pas de coude de saturation et donc il ne peut y avoir d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur. Cela est du essentiellement à l'hypothèse de la non

saturation du circuit magnétique. Le phénomène de saturation étant négligé, le point de fonctionnement en régime permanent ne peut être atteint. La tension aux bornes de la machine sera dans la réalité limitée par un phénomène non linéaire de la saturation de la machine dont il faudrait en tenir compte.

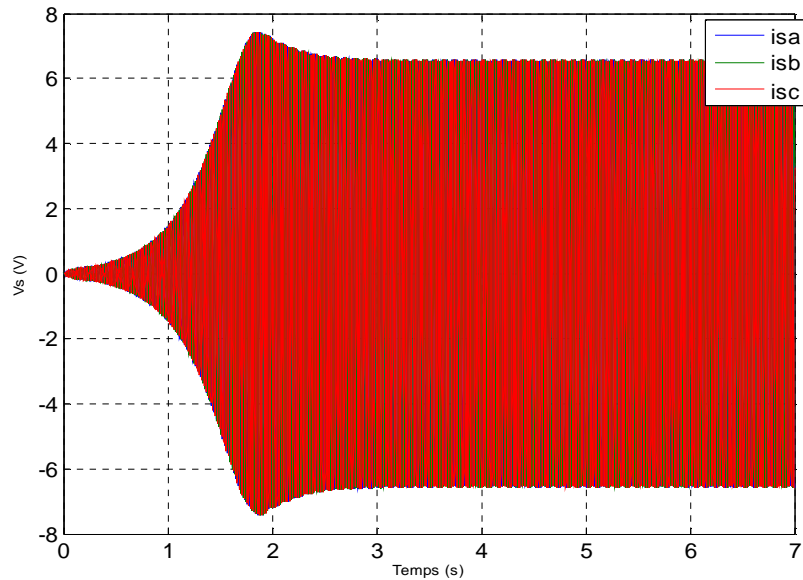
Ces résultats montrent, sans équivoque, les limites d'utilisation du modèle analytique linéaire dans le cas du fonctionnement de la machine asynchrone en génératrice, contrairement au fonctionnement en moteur où le modèle linéaire marche bien et où la non linéarité n'apporte que de la précision.

### B. Résultats du modèle saturé

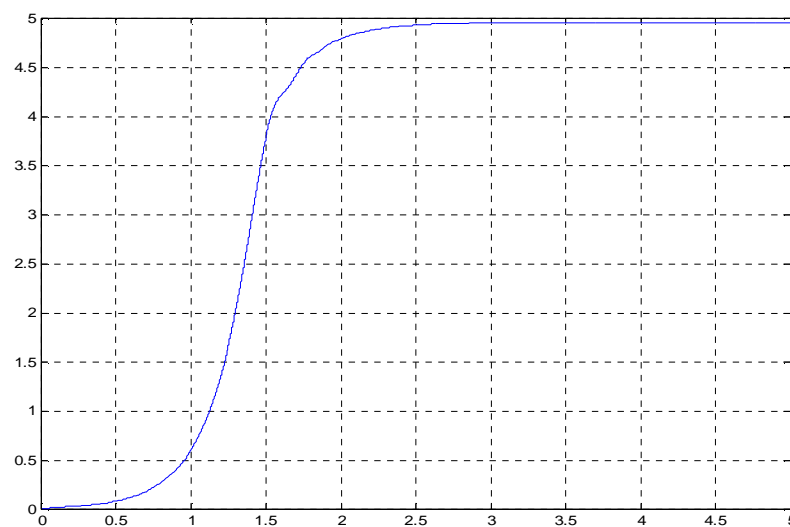
Le même schéma Simulink donné précédemment est utilisé en remplaçant  $L_m$  par son expression polynomiale. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés dans les figures (IV.4), (IV.5), (IV.6) et (IV.8) :



**Figure (IV.6) :** Tensions des phases statoriques à vide.



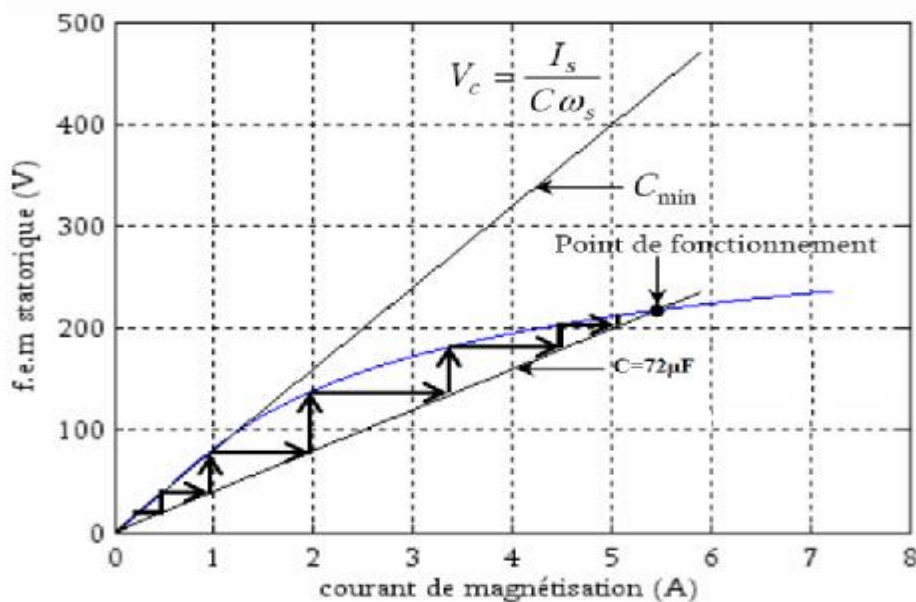
**Figure (IV.7) :** Courant statoriques à vide et en régime saturé en fonction du temps



**Figure (IV.8) :** Evolution du courant magnétisant ( $I_m$ ).en fonction du temps

Au début de l'amorçage la tension croît d'une façon exponentielle comme dans le cas linéaire, puis elle s'incurve pour se stabiliser (à cause de la saturation de la machine) à une valeur correspondant à un point de fonctionnement dépendant du condensateur, de la vitesse de rotation et des paramètres de la machine. La tension dans son évolution suit la courbe d'aimantation voir le courant de magnétisation. Le courant de ligne reste semblable à la tension. La valeur maximale du courant statorique est légèrement inférieure à la valeur du courant de magnétisation car le courant rotorique est négligeable à vide.

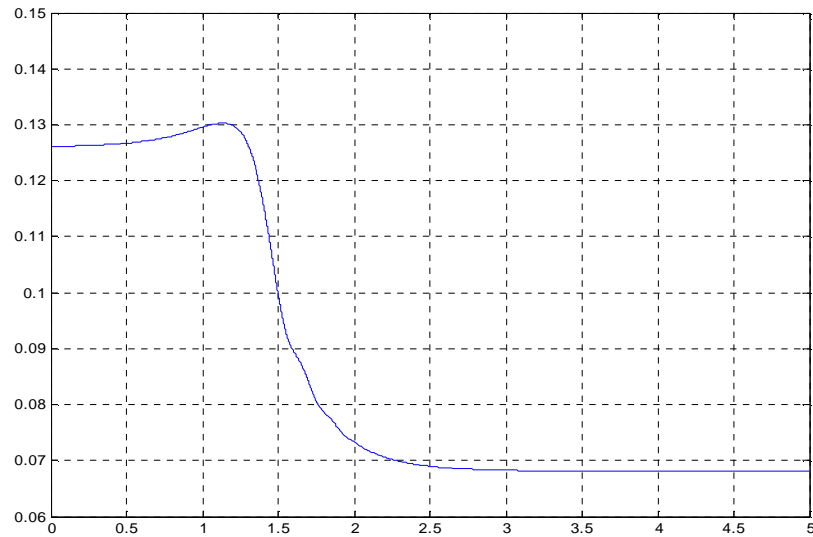
Les courbes IV.4 à IV.6 symbolisent le phénomène d'auto-amorçage de la génératrice dont nous donnons une analyse dans ce qui suit. Initialement le magnétisme résiduel du fer rotorique (provenant des fonctionnements précédents) produit avec la rotation une fem rémanente dans les enroulements statoriques, cette fem appliquée aux bornes de la machine et du condensateur d'auto-amorçage (formant un circuit RLC) produit dans chaque phase un courant magnétisant, ce dernier à son tour produit un flux d'entrefer. Ce flux s'additionne au flux rémanent pour produire une plus grande fem (Le condensateur fournit le courant d'excitation requis par la génératrice et cette dernière charge le condensateur pour augmenter la tension de sortie), ce processus se répète jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint



**Figure (IV.9) :** phénomène d'auto amorçage.

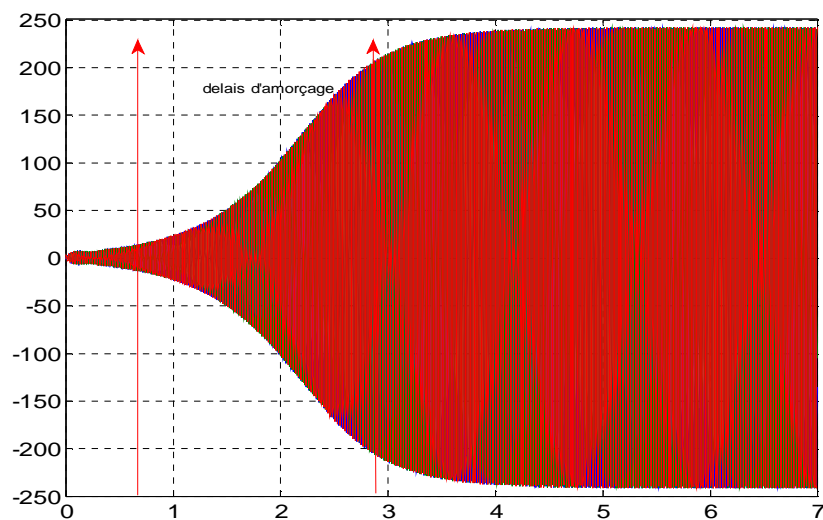
Etant donné que la machine fonctionne à vide, la fréquence statorique est prise égale à la fréquence rotorique ( $\omega_s \approx \omega_r$ ), contrairement au cas du fonctionnement en charge.

Nous avons représenté dans la figure (IV.9) la courbe de l'inductance de magnétisation en fonction du temps.

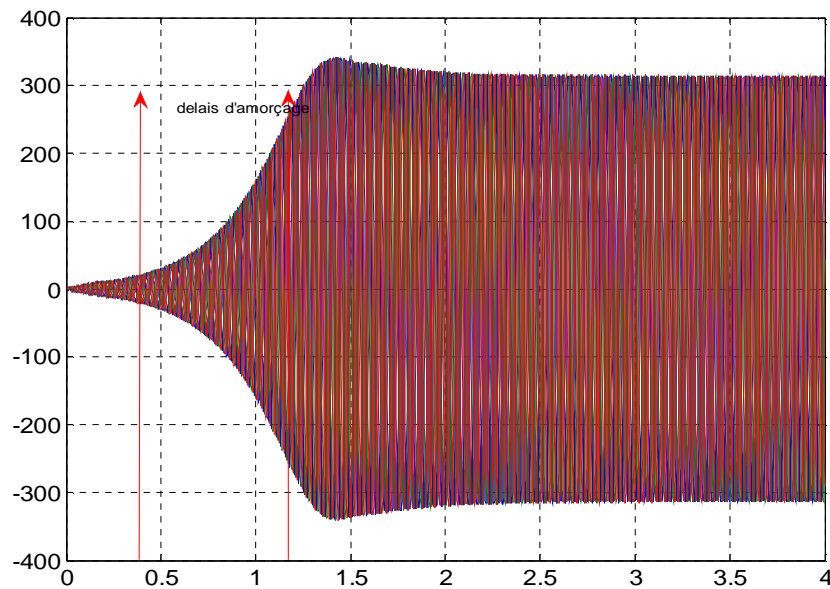


**Figure (IV.10)** : Evolution de l'inductance de magnétisation en fonction du temps.

#### IV.4 Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage de la machine



**Figure(IV.11) –a** : Tension de la phase statorique a en fonction du temps (avec  $C=60\mu\text{F}$ )



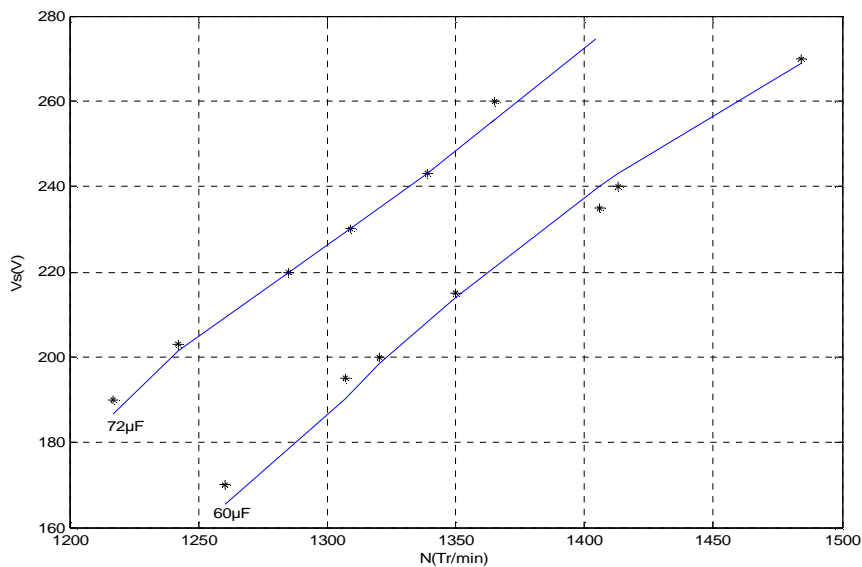
**Figure (IV.11) -b :** Tension de la phase statorique a en fonction du temps (avec  $C=72\mu\text{F}$ )

Les résultats de simulation illustrés dans les figures ci-dessus représentent l'évolution de la tension statorique lorsque la capacité des condensateurs l'auto-amorçage varie. On constate que de la valeur de la capacité influe sur l'amplitude et le régime transitoire (délai d'amorçage) de la tension statorique. Il existe une valeur minimale  $C_{\min}$  de la capacité, au-dessous de laquelle l'amorçage ne peut pas avoir lieu, et une valeur maximale  $C_{\max}$  au-delà de laquelle la tension statorique n'augmente plus à cause de la saturation.

Par contre la variation de la capacité n'a pas beaucoup d'effet sur la fréquence de la tension, s'est plutôt la vitesse de rotation qui a une influence directe.

### IV.5 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.12) :** Evolution de la tension efficace en fonction de la vitesse pour deux capacités (Simulation et Expérimentation)

En utilisant deux valeurs de capacités nous avons simulé et mesuré les valeurs de la tension induite aux bornes des bobinages statoriques de la machine pour différentes vitesses. Sur la figure (IV.12), nous présentons l'évolution de la tension efficace en fonction de la vitesse de rotation pour deux valeurs de la capacité par phase ( $60\mu F$  et  $72\mu F$ ). Les résultats de simulation concordent avec ceux de l'expérience et sont conformes aux prévisions à savoir que la tension induite augmente d'une manière linéaire, en fonction de la vitesse et la valeur de la capacité, pour une vitesse donnée, il existe une capacité minimale permettant l'auto-amorçage. Celle-ci se déduit du schéma électrique monophasé équivalent de la machine débitant sur un banc de capacité. L'égalisation des parties réelle et imaginaire de l'impédance résultante du schéma équivalent permet d'aboutir à l'expression suivante [poi] :

$$C_{\min} = \frac{1}{L_m * \omega_r^2} \quad (IV.3)$$

Où ( $L_m$ ) est l'inductance magnétisante de la zone linéaire, dans notre cas  $L_m=0.12608195H$  et ( $\omega_r$ ) est la vitesse électrique rotorique.

D'autre part et étant donné que la machine fonctionne à vide, la fréquence statorique ( $f_s$ ) est sensiblement égale à la fréquence de rotation du rotor, l'équation ci-dessous montre la relation linéaire liant la fréquence statorique à la vitesse d'entraînement de l'arbre du rotor :

$$f_s = \frac{N_r \cdot P}{60} \quad (IV.4)$$

## IV.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la mise en œuvre des modèles présentés dans le chapitre précédent dans le but de la simulation du régime de fonctionnement à vide de la génératrice auto excitée.

Nous avons avant mis en relief le phénomène d'auto-amorçage et le rôle joué par la saturation dans le modèle de la génératrice. Les résultats du modèle linéaire ont montré clairement l'impossibilité de son utilisation. Nous avons ainsi pris en compte la saturation par une approximation polynomiale adéquate.

Les tests par simulation du fonctionnement à vide ont montré l'influence de la capacité d'auto-amorçage sur le maintien de la tension statorique. Une capacité minimale des condensateurs est donc nécessaire pour réaliser l'auto-amorçage. Nous avons également montré que la vitesse de rotation a une influence directe sur la tension statorique et nous avons montré la relation permettant de dimensionner la capacité minimale d'auto-amorçage en fonction de la vitesse de rotation de la machine et de la réactance de magnétisation.

Nous avons comparé les résultats de simulation et les résultats issus de l'expérience uniquement sur la base de la valeur efficace de la tension statorique, pour deux valeurs de la capacité d'auto-amorçage et pour plusieurs valeurs de la vitesse de rotation. La comparaison a montré une bonne concordance entre les valeurs théoriques et expérimentales ce qui prouve la validité du modèle proposé pour la génératrice asynchrone auto-excitée et surtout la forme de l'inductance de magnétisation en fonction du courant magnétisant.

## V.1 Introduction

En entraînant une génératrice asynchrone par une turbine et en connectant une batterie de condensateur à son stator pour assurer sa magnétisation [8], nous pouvons délivrer de l'électricité dans un système autonome tel que un système de charge purement résistive.

Dans ce chapitre, nous analysons les performances statiques d'une génératrice asynchrone auto excitée, entraînée par un moteur à courant continu.

Nous commençons le chapitre par le développement d'une méthode en régime permanent, ensuite nous établissons un modèle du second ordre en (S) à partir du schéma équivalent à fin de prédire les performances de SEIG.

En fin de ce chapitre nous présentons la procédure à suivre pour réaliser un programme sous matlab permettant de déterminer les caractéristiques externes de la génératrice. Des simulations effectuées pour étudier le comportement de la génératrice asynchrone auto excitée alimentant une résistance en régime permanent établi.

## V.2 Génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG)

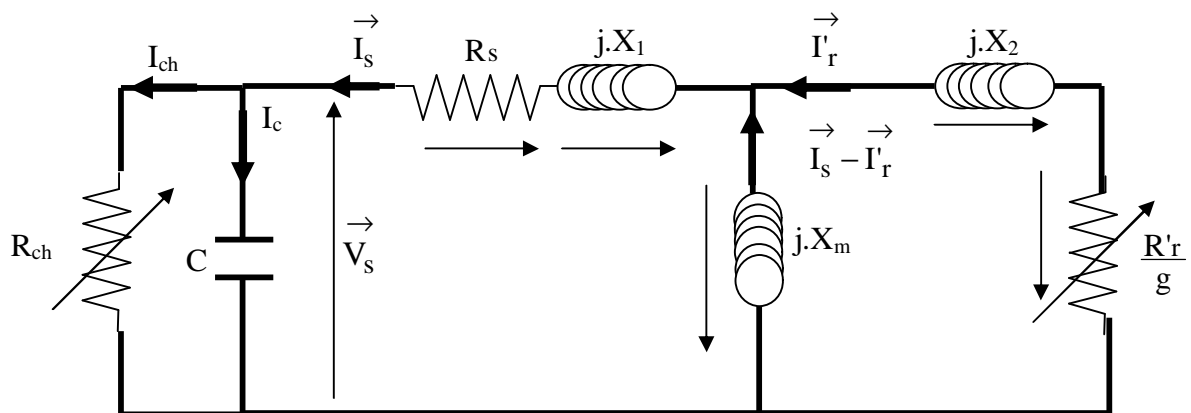


Figure (V.1) : Schéma équivalent de la génératrice asynchrone auto excitée

Avec :

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

$X_1$  : Réactance de fuites statorique

$X_m$  : Réactance magnétisante

$X_2$  : Réactance de fuites rotoriques ramenées au stator

$R'_r$  : Résistance rotorique ramenée au stator

$g$  : glissement

C : Condensateur d'auto-amorçage

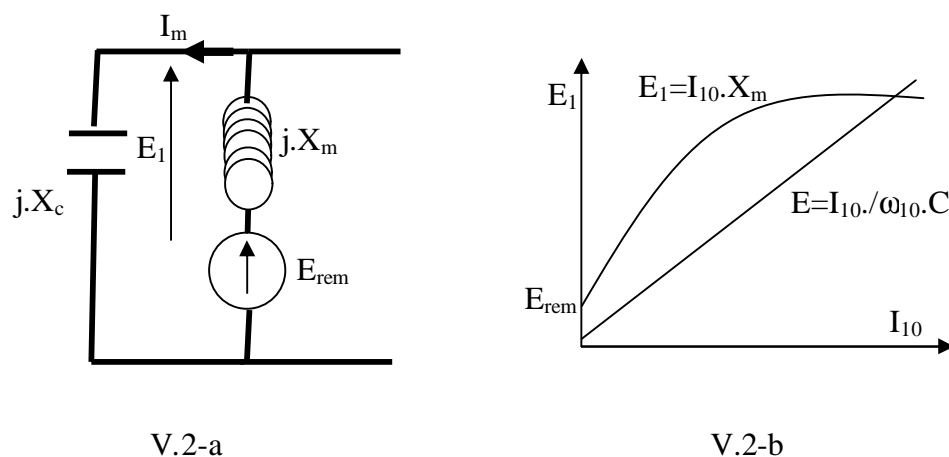
$R_{ch}$  : Résistance de charge

### V.3 Auto amorçage de la génératrice

Initialement, le magnétisme résiduel du fer rotorique (provenant des fonctionnements précédents) produit avec la rotation (turbine éolienne par exemple) une fem rémanente dans les enroulements statoriques, sa fréquence est  $f_1=N.p$ , N étant la vitesse électrique du rotor et p le nombre de paires de pôles.

Cette fem appliquée aux bornes de la machine et du condensateur d'auto amorçage (formant un circuit RLC) produit dans chaque phase un courant magnétisant, lequel courant produit à son tour un flux d'entrefer. Ce flux s'additionne au flux rémanent pour produire une plus grande fem. Ce processus se répète jusqu'à ce qu'un équilibre entre tension statorique, vitesse de rotation (fréquence) et capacité soit atteint. Cependant cet équilibre n'est atteint que si la machine est saturée ;  $X_m(I_m)$  doit être une relation non linéaire. Autrement dit, c'est la saturation qui fixe le point d'équilibre.

Supposons pour simplifier que les résistances et réactances  $R_s$ ,  $X_1$ ,  $R'_r$  et  $X'_r$  sont négligeables devant la réactance  $X_m$ . A vide, le schéma équivalent de la figure(V.1) se résume à la réactance  $X_m$  en série avec une fem rémanente et le tout est en parallèle avec la capacité C (voir figure(V.2)).



Figure(V.2) : Schéma équivalent simplifié

Il apparaît des figure (V.2) a et b que la courbe  $X_m(I_m)$  est obligatoirement non linéaire et que le flux rémanent est nécessaire, autrement l'intersection des deux courbes de la figure (V.2)-b est impossible et dans ce cas, la tension croîtrait théoriquement indéfiniment.

Dès que l'on charge la machine, la tension statorique varie en fonction : de la vitesse de rotation, des paramètres de la machine, de la nature (R, RL, RC, RLC) et du niveau de charge.

L'occurrence de la charge implique la présence de courants rotoriques (glissement non nul). Si la vitesse est maintenue constante, la fréquence varie avec la charge comme suit :

$$f_1 = \frac{N \cdot p}{1 + |S|} \quad (V.1)$$

Calculer les variations de la tension  $V_1$ , de la fréquence  $f_1$ , du courant  $I_1$ , de la puissance et du rendement en fonction de la charge et de la capacité d'auto amorçage, revient à étudier les performances en régime permanent de la génératrice.

#### V.4-Prédétermination des caractéristiques de la Génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG)

Différentes méthodes (modèles) analytiques ont été développées pour prédire les performances en régime permanent de la SEIG. Parmi ces modèles on trouve le modèle des impédances [11] et celui des admittances [10].

Le modèle des impédances est basé sur le schéma équivalent de la figure(V.1), exprimé en grandeurs réduites. La forme finale de ce schéma équivalent est présentée dans la figure (V.3).

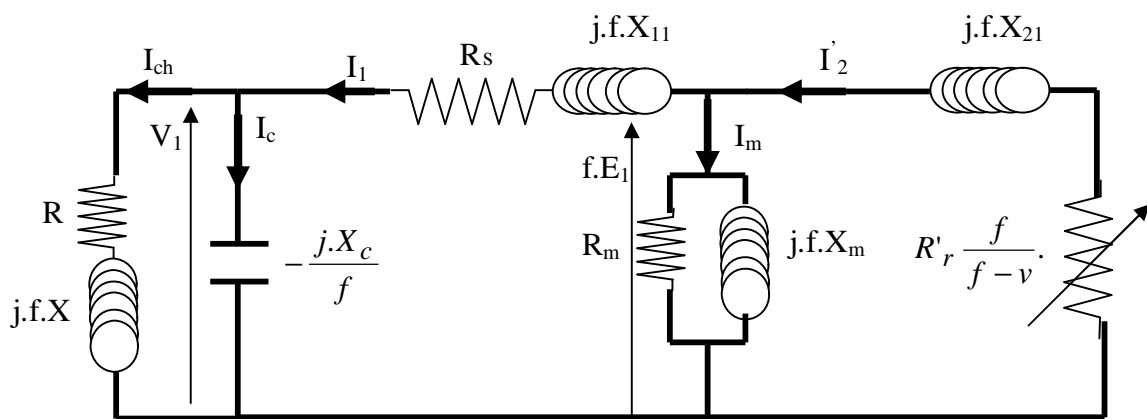


Figure (V.3) : Schéma équivalent en grandeurs réduites

Où  $f = \frac{f_1}{f_{1b}}$  et  $v = \frac{N \cdot p}{f_{1b}}$   $f_{1b}$  : fréquence de base

La nature (R ou L) de la charge, la présence des pertes fer ( $R_m$ ), la non linéarité de  $X_m(I_m)$  et la variation de la fréquence  $f$  font que la solution du modèle issu de ce schéma équivalent ne peut être trouvée que par **une procédure numérique**. Mais une fois  $X_m$  et  $f$  connus, le reste du circuit peut être calculé algébriquement. Un système polynomial du quatrième ou du

cinquième ordre en  $f$  ou en  $X_m$  est obtenu en annulant les composantes réelles et imaginaires de l'impédance équivalente du circuit.

### V.5-Modèle de second ordre en (S) du régime permanent de la SEIG

Le modèle de second ordre en (S) peut être obtenu à partir du schéma équivalent standard de la figure(V.4) [10], [15]. Pour simplifier, les pertes fer sont négligées et la charge est purement résistive.

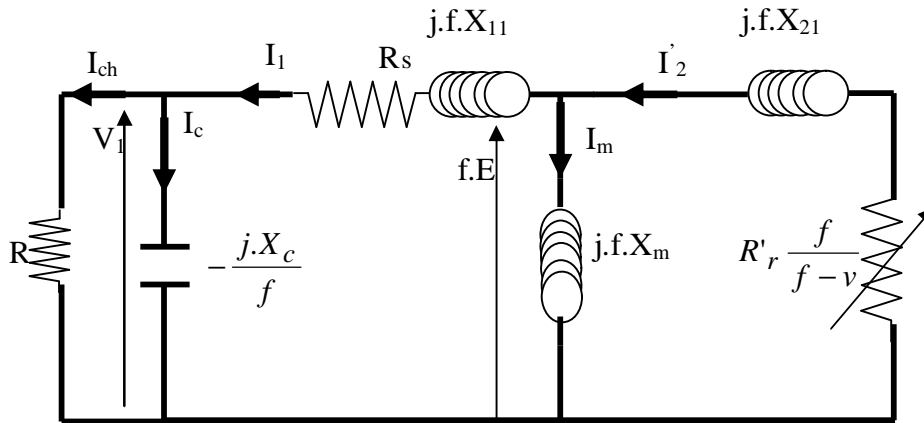


Figure (V.4) : Modèles des impédances de SEIG

La fem d'entrefer à la fréquence  $f$  :

$$E_a = f.E_1 = I_2 \cdot \left( \frac{R_2}{S} + j.X_{21} \right) \quad (V.2)$$

$E_1$  est la fem d'entrefer à la fréquence nominale.

La branche charge-capacité en parallèle peut être transformée en une branche série comme suit :

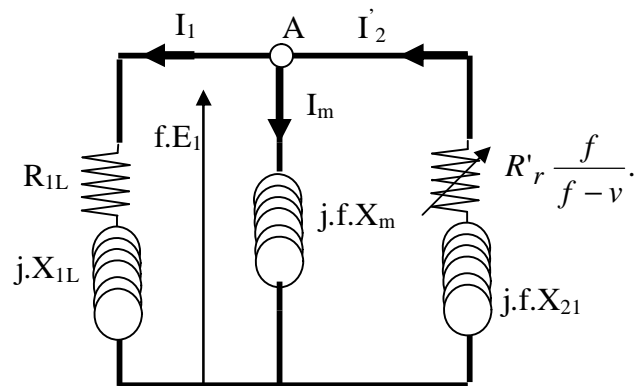
$$R_L - jX_L = \frac{R \cdot (-j \frac{X_c}{f})}{R - j \frac{X_c}{f}} = \frac{-j \frac{X_c}{f} R * (R + j \frac{X_c}{f})}{R^2 + \frac{X_c^2}{f^2}} = \frac{\frac{R \cdot X_c^2}{f^2}}{R^2 + \frac{X_c^2}{f^2}} - j \frac{\frac{R^2 \cdot X_c}{f}}{R^2 + \frac{X_c^2}{f^2}}$$

$$R_L - jX_L = \frac{R}{1 + \frac{R^2 \cdot f^2}{X_c^2}} - j \frac{\frac{X_c}{f}}{1 + \frac{X_c^2}{R^2 \cdot f^2}} \quad (V.3)$$

$R_L$  et  $R_1$  peuvent être regroupées en une seule résistance  $R_{1L}$

$X_L$  et  $X_{11}$  peuvent être regroupées en une seule réactance  $X_{1L}$

Avec  $R_{1L}=R_L+R_1$  et  $X_{1L}=f.X_{11}-X_L$  On abouti alors au schéma équivalent de la figure (V.5)



**Figure (V.5) :** Forme nodale du schéma équivalent de la SEIG.

Notons qu'ici que la fréquence doit être une donnée et les inconnues sont  $S$  et  $X_m$ , tandis que  $X_m(I_m)$  ou  $E_1(I_m)$  provient de la courbe à vide de la génératrice. Egalement, la résistance de la charge  $R$ , la capacité  $C$  et les paramètres de la génératrice  $R'_r$ ,  $X_{21}$ ,  $R_1$ ,  $X_{11}$  sont connus.

Quand  $S$  est connu, la vitesse est calculée par la relation :  $v=f.(1-S)$ .

Quand la vitesse  $v$  est connue, une procédure encore plus simple consiste à changer  $f$  jusqu'à trouver la bonne valeur de la vitesse  $v$  [10], [15].

Pour une auto excitation, la somme des courants au nœud A du schéma de la figure (V.5) est nulle (implicitement  $E_1 \neq 0$ ) :

$$I_1 + I_m - I_2 = 0;$$

$$I_1 = \frac{f \cdot E_1}{R_{1L} + j \cdot X_{1L}} \quad ; \quad I_m = \frac{f \cdot E_1}{j \cdot f \cdot X_m} \quad ; \quad I_2 = -\frac{f \cdot E_1}{\frac{R_2}{S} + j \cdot f \cdot X_{21}} \quad (V.4)$$

$$f \cdot E_1 \cdot \left( \frac{1}{j \cdot f \cdot X_m} + \frac{1}{R_{1L} + j \cdot X_{1L}} - \frac{S}{R_2 + j \cdot f \cdot S \cdot X_{21}} \right) = 0$$

Les parties réelles et imaginaires de cette équation doivent être nulles :

$$-\frac{R_{1L}}{R_{1L}^2 + X_{1L}^2} + \frac{S \cdot R_2}{R_2^2 + S^2 \cdot f^2 \cdot X_{21}^2} = 0$$

$$\frac{1}{f \cdot X_m} + \frac{X_{1L}}{R_{1L}^2 + X_{1L}^2} + \frac{S \cdot f \cdot X_{21}}{R_2^2 + S^2 \cdot f^2 \cdot X_{21}^2} = 0 \quad (V.5)$$

A  $f$  donné et connaissant les paramètres de la génératrice, le glissement  $S$  est la seule

$$\text{inconnue} \Rightarrow a \cdot S^2 + b \cdot S + c = 0 \quad (V.6)$$

$$\text{Où } a = f^2 \cdot X_{21}^2 \cdot R_{1L} \quad ; \quad b = -R_2 \cdot (X_{1L}^2 + R_{1L}^2) \quad ; \quad c = R_{1L} \cdot R_2^2$$

L'équation (V.6) a deux racines, mais seul le plus petit glissement correspond à un fonctionnement en génératrice, le plus grand glissement correspond plutôt au fonctionnement en frein.

$$S_{12} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4.a.c}}{2.a}$$

Si les solutions sont complexes, cela implique que l'amorçage de la génératrice ne peut pas avoir lieu. Connaissant le glissement et si f est connue et pour une charge et une capacité données, la vitesse v est calculée à partir de :

$$v = f.(1-S) \quad (V.7)$$

Quand la vitesse est connue, on fait varier la fréquence f jusqu'à obtenir la bonne valeur de la vitesse v [10], [15].

Quand S est connu, la seule inconnue reste la réactance  $X_m$  qui peut être obtenue à partir de :

$$X_m = -\frac{R_2.(R_{1L}^2 + X_{1L}^2)}{(R_{1L}.S.f^2.X_{21} + f.R_2.X_{1L})} \quad (V.8)$$

Une fois  $X_m$  déterminée,  $E_1$  peut être calculée à partir de la courbe à vide, à la fréquence nominale (*Graphiquement :  $X_m \hat{a} I_m \hat{a} E_1$ , sinon analytiquement il faut connaître la fonction inverse ;  $I_m(X_m)$ , ou  $E_1(X_m)$* ). Connaissant  $E_1$ , f, S et  $X_m$ , à partir du schéma équivalent de la figure(V.4) on peut directement calculer les courants  $I_1$  et  $I_2$  sachant que le courant magnétisant est tiré de la courbe de magnétisation (courbe à vide).

$$I_2 = \frac{-f.E_1}{\frac{R_2}{S} + j.f.X_{21}}$$

$$I_1 = \frac{f.E_1}{R_{1L} + j.X_{1L}} \quad X_{1L} \mathbf{p} 0 \quad (V.9)$$

Il est à présent simple de construire la tension  $V_1$  comme suit :

$$V_1 = I_1.(R_{1L} - R_1) + j.(X_{1L} - X_{11})$$

$$V_1 = f.E_1 - (R_1 + j.f.X_{11}).I_1 \quad (V.10)$$

Les courants de charge et de capacité sont calculés par :

$$I_c = \frac{j.f.V_1}{X_c} \quad ; \quad I_{ch} = I_1 - I_c \quad (V.11)$$

Comme les directions du courant  $I_1$  et de la tension  $V_1$  sont choisies pour la génératrice, l'angle  $\Phi_1$  montre le courant en avance par rapport à la tension. C'est un signe clair que la

machine est magnétisée de l'extérieur. Comme attendu, le courant  $I_L$  est en phase avec la tension  $V_1$  (charge purement résistive). On peut calculer approximativement les pertes fer par :

$$P_{fer} = \frac{3(f \cdot E_1)^2}{R_m} \quad (V.12)$$

Où  $R_m$  est mesurée à partir de l'essai à vide à la fréquence nominale. En réalité  $R_m$  varie lentement avec la fréquence, il convient alors d'effectuer plusieurs essais à vide à différentes fréquences pour établir la fonction  $R_m(f)$ .

Le rendement de la génératrice est donné par :

$$h_g = \frac{3V_1 I_L \cos \phi_L}{V_1 I_L \cos \phi_L + 3R_1 I_1^2 + 3R_2 I_2^2 + P_{fer} + P_{mec}} \quad (V.13)$$

Les pertes mécaniques sont calculées à partir de l'essai à vide et à différentes tensions  $V_1$  et éventuellement différentes fréquences  $f$ .

On peut examiner le problème de régime permanent avec  $f$ ,  $C$  et une charge donnés, les paramètres de la génératrice sont connus et  $X_m$  et  $S$  sont les inconnues.

Dans le cas où la vitesse  $v$  est connue, le problème peut être résolu par la même démarche à travers quelques itérations en changeant  $f$  jusqu'à ce que le glissement  $S < 0$  produise la vitesse adéquate  $v$

$$(v=f(1-S)) \cdot f \cdot X_{11} < X_L \quad ; \quad X_L = \frac{\frac{X_c}{f}}{1 + \frac{X_c^2}{f^2 \cdot R^2}} \quad (V.14)$$

Où  $X_L$  est l'impédance de la branche capacité en parallèle avec la résistance de la charge.

Sans prédominance capacitive, la tension statorique s'effondre. Avec une capacité  $X_c$  donnée, l'équation précédente ( $X_L$ ) se résume à une condition sur la résistance de la charge :

$$R > X_c \sqrt{\frac{X_{11}}{X_c - f^2 \cdot X_{11}}} \quad , \text{ la résistance de la charge étant un réel, cela implique :}$$

$X_c > f^2 \cdot X_{11}$  Cette équation donne la résistance minimale  $R_{min}$  pour une capacité  $X_c$ , une fréquence  $f$  et une réactance  $X_{11}$  données. Plus petite est la réactance de fuites  $X_{11}$  plus petite est la résistance  $R_{min}$  et donc plus grande est la charge maximale autorisée.

Comme l'équation du glissement doit avoir des racines réelles tel que :

$$b^2 - 4.a.c = R_2^2(R_{1L}^2 + X_{1L}^2) - 4.f^2.X_{21}^2.R_{1L}^2.R_2^2 > 0$$

$$\text{où } 2.f.X_{21} \leq \frac{R_{1L}^2 + X_{1L}^2}{R_{1L}}$$

Une réactance de fuites  $X_{21}$  petite est donc bénéfique à ce point de vue.

La valeur maximale du glissement correspond à  $b^2 - 4.a.c = 0$

$$S_{\max} = -\frac{b}{2.a} = -\frac{R_2}{f.X_{21}}. \text{ Pour cette valeur du glissement, l'équation (V.13) n'est pas}$$

satisfaite. Donc la branche composée capacité-charge n'est pas à dominance capacitive, par conséquent la tension s'effondre au glissement  $S_{\max}$ .

Cependant l'équation donnant le glissement  $S_{\max}$  qui correspond à une puissance maximale idéale représente une contrainte de construction [8].

### V.6 Procédure à suivre

- 1- Initialiser les paramètres  $R_{1L}$ ,  $X_{1L}$ ,  $R_2$ ,  $X_{21}$  et  $f$
- 2- Résoudre l'équation de second ordre :  $\Rightarrow a.S^2 + b.S + c = 0$   
Avec  $a = f^2.X_{21}^2.R_{1L}$  ;  $b = R_2.(X_{1L}^2 + R_{1L}^2)$  ;  $c = R_{1L}.R_2^2$
- 2-1 Calculer le discriminant  $\Delta = b^2 - 4.a.c = R_2^2(R_{1L}^2 + X_{1L}^2)^2 - 4.f^2.X_{21}^2.R_{1L}^2.R_2^2$
- 2-2 Trouver les racines  $S_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4.a.c}}{2.a}$  et n'en retenir que le glissement correspondant au fonctionnement en génératrice (le plus petit glissement)
- 3- Calculer la vitesse par la formule  $v=f(1-S)$  et aller en 2 jusqu'à trouver la bonne Vitesse.
- 4- Calculer  $X_m$  (V.8), en déduire  $I_m$  et  $E_1$  (*attention il faut connaître  $I_m(X_m)$* )
- 5- Calculer  $I_2$ ,  $I_1$  (V.9) et  $I_c$ ,  $I_{ch}$  (V.11)
- 6- Calculer  $V_1$  (V.10), Les pertes fer  $P_{\text{fer}}$  (V.12) et le rendement  $h_g$  (V.13).

### V.7 Résultats expérimentaux et interprétations

Les essais ont été réalisés au sein du laboratoire de machines électriques du Département Electrotechnique, sur une machine asynchrone à rotor bobiné d'une puissance de 3kW. La photo ci-dessous montre le dispositif expérimental réalisé.



Figure V.6 : Photo du dispositif expérimental réalisé

La machine asynchrone est entraînée par une machine à courant continu de même puissance (3kW). Un banc triphasé de capacités variables de valeurs (60 72 84 96 et 108  $\mu\text{F}$ ) est branché en étoile en parallèle avec le stator de la génératrice asynchrone. Nous branchons aux bornes du stator une charge résistive triphasée variable de valeurs (220 110 73 55 44 et 37 $\Omega$ ) également connectée en étoile.

Les capacités étant fixées à 84 $\mu\text{F}$ , nous entraînons la génératrice asynchrone jusqu'à l'auto-amorçage, nous fixons la vitesse à 1200 tr/min et nous branchons la charge (valeur initiale 220 $\Omega$ ). La vitesse chute légèrement et nous la corrigeons à l'aide de la machine d'entraînement. Nous relevons la tension, la puissance et le courant de la charge. Nous répétons ce processus pour les autres valeurs de la charge (110 73 55 44  $\Omega$ ).

Nous répétons la même expérience pour deux autres valeurs de la capacité (96 et 108  $\mu\text{F}$ ).

Grâce à la procédure que nous avons définie précédemment (paragraphe V.6) nous avons construit un programme basé sur une procédure itérative qui exploite un modèle de deuxième ordre en S (glissement) pour prédéterminer les mêmes caractéristiques que celles relevées expérimentalement.

Notons ici que la prédétermination de la caractéristique en charge de la génératrice n'est pas aussi facile que celle du fonctionnement en moteur. En effet, dans le cas du fonctionnement en moteur, la tension et la fréquence statoriques étant connues et constantes, toutes les caractéristiques se déduisent par de simples équations algébriques en fonction du glissement. Par contre, dans le cas du fonctionnement en génératrice, la tension, la fréquence et le glissement sont des inconnues. Seule une procédure itérative permet de prédéterminer ses caractéristiques.

Le programme construit nécessite la connaissance des paramètres du schéma équivalent identifiés dans le troisième chapitre et surtout la fonction liant la Fem magnétisante  $E_1$  en fonction de la réactance magnétisante  $X_m$ . Cette fonction s'obtient à partir de la courbe de saturation (relevée lors de l'essai à vide à rotor ouvert), que nous avons linéarisée par morceaux (voir annexe 2)

Les figures V.7 à V.9 montrent respectivement les résultats théoriques et expérimentaux de la tension statorique, du courant de charge et de la puissance absorbée par la charge, quand celle-ci augmente (quand la résistance diminue). Nous avons tracé toutes les grandeurs en fonction de l'inverse de la résistance de la charge (la conductance).

Comme prévu, la tension diminue quand la charge augmente tandis que le courant et la puissance augmentent avec l'augmentation de la charge. Si nous augmentant encore plus la charge, la diminution de la tension s'accroît et l'on observe à partir d'un certain point une diminution de la puissance et du courant. Cela prouve donc qu'il y a un maximum de puissance que peut fournir cette génératrice en fonction de la charge connectée.

Nous constatons dans certains points une différence entre les résultats expérimentaux et les résultats théoriques. Cela est du probablement en premier lieu à la forme linéarisée par morceaux de la fonction  $E_1(X_m)$ . Nous pouvons également imputer ces écarts aux erreurs de mesure, surtout du courant. En effet, nous avons mesuré des courants allant jusqu'à 4A sur un calibre de 10A. Une petite erreur dans la lecture du courant, entraîne une grande erreur dans la puissance, puisque nous n'avons pas mesuré la puissance mais nous l'avons calculée par le produit du courant et de la tension ( $V_a * I_a$ ) ou par le produit de la résistance et du carré du courant ( $R_c * I_a^2$ ). Ajouter à cela l'imprécision concernant la valeur expérimentale de la vitesse

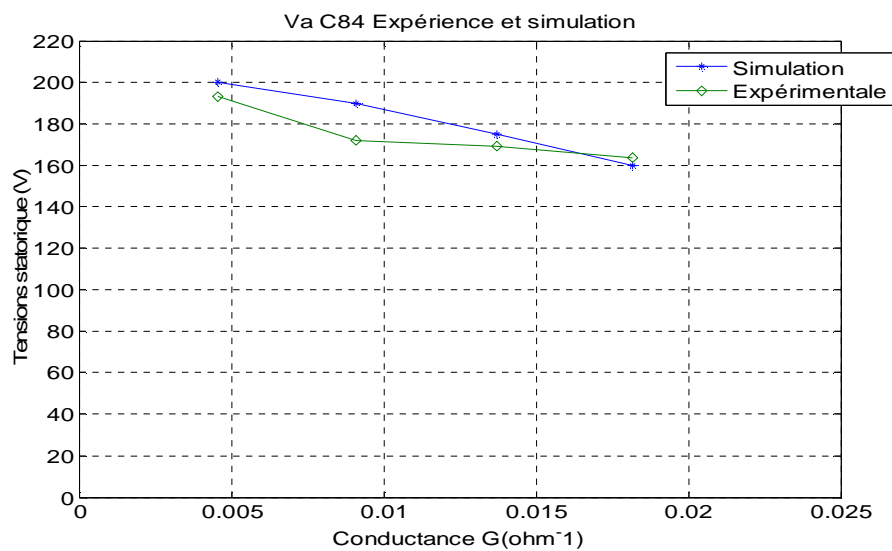
de rotation qui n'est pas rigoureusement égale à 1200 tr/min, mais légèrement inférieure ou supérieure.

Il faut également tenir compte du fait que la fréquence n'est pas exactement égale à 50 Hz mais légèrement inférieure comme le montre la figure V.10. La mesure donnée par les appareils est par conséquent légèrement faussée.

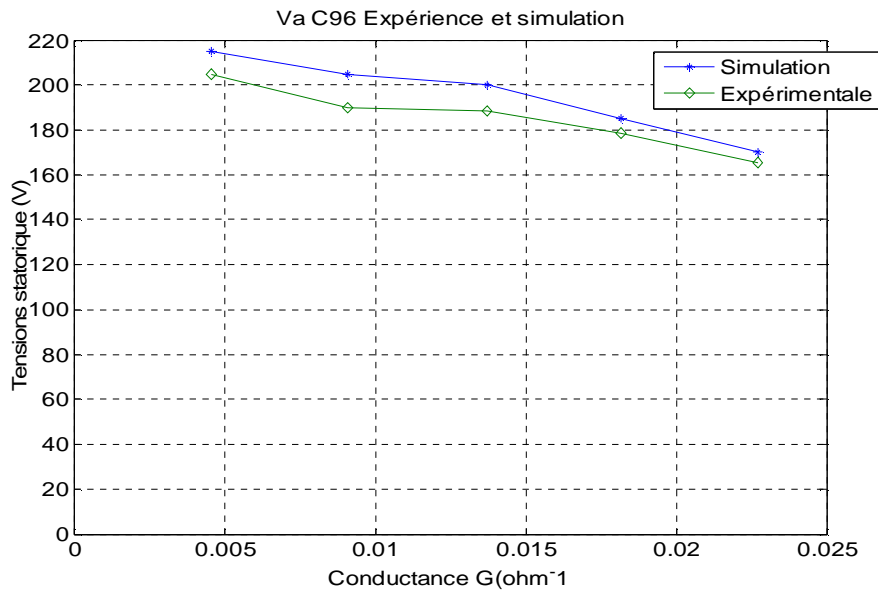
Les caractéristiques en charge de la génératrice débitant sur une charge résistive ont été étudiées par simulation et expérimentation. L'objectif étant de quantifier l'influence de la charge sur l'évolution des valeurs efficaces et la fréquence de la tension statorique, du courant de charge, ainsi que l'évolution de la puissance consommée par la charge résistive.

Les figures (V.7), (V.8) et (V.9) montrent la comparaison des résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement pour les trois différentes valeurs de capacités et pour une vitesse de 1200tr /min.

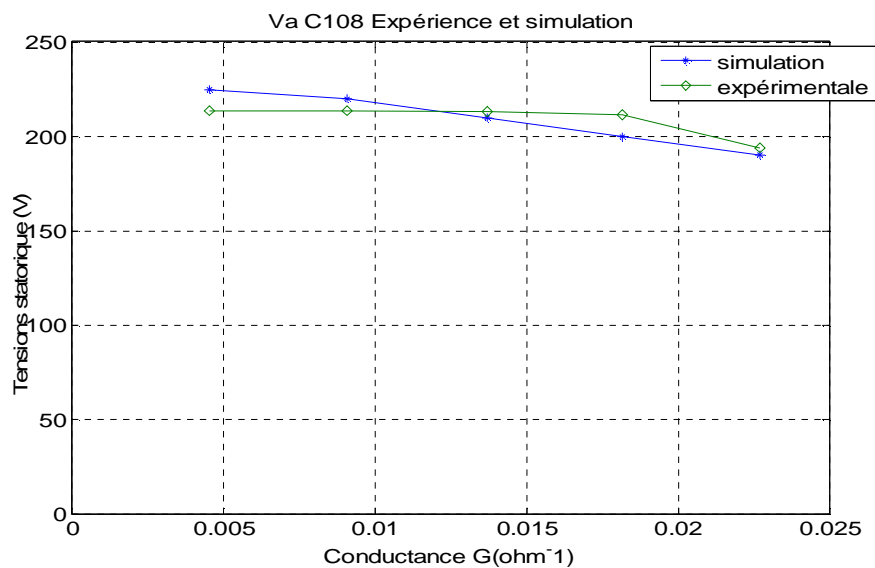
Les figures (V.7-a), (V.7-b) et (V.7-c) illustrent la variation des valeurs efficaces des tensions statoriques en fonction de la charge dans le cas d'une vitesse de 1200tr /min pour trois valeurs de la capacité (84,96 et 108 $\mu$ F).



a)-pour C =84 $\mu$ F



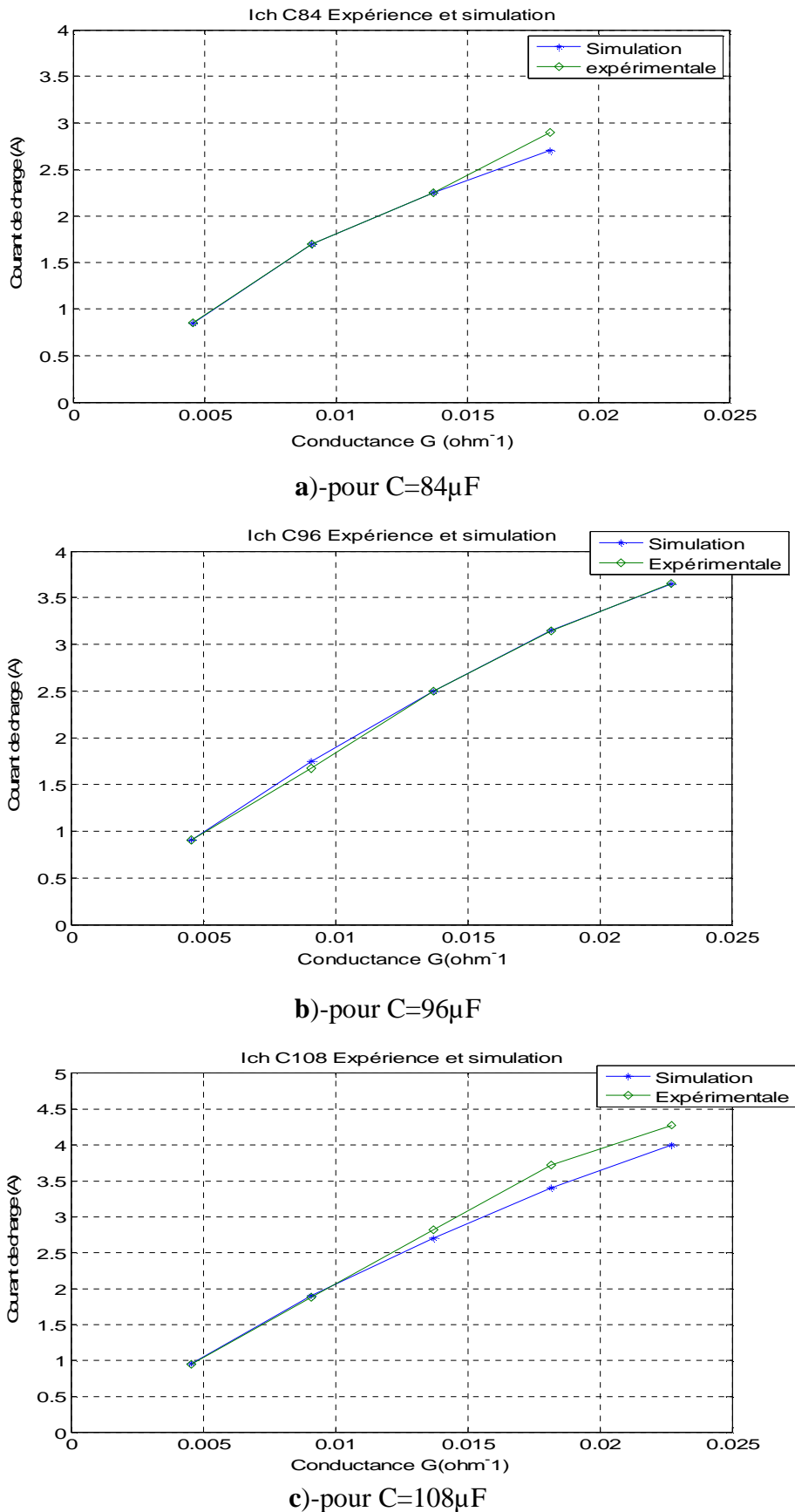
b)-pour C=96µF



c)-pour C=108µF

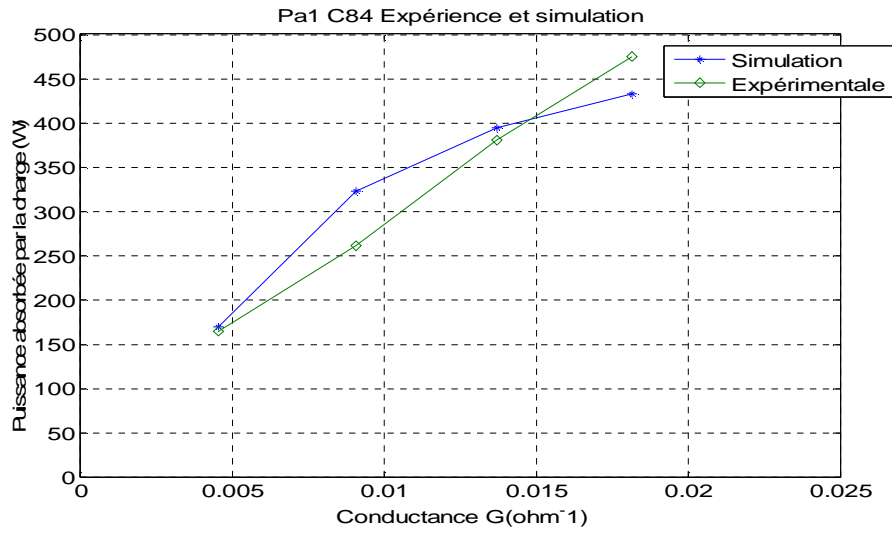
**Figure (V.7) :** Évolution de la tension efficace statorique en fonction de la charge pour différentes valeurs de la capacité (Simulation et Expérimentation)

Les figures (V.8-a), (V.8-b) et (V.8-c) illustrent le comportement en courant du dispositif pour la même valeur de la vitesse (1200 tr/min) pour trois capacités différentes (108,96 et 84µF).

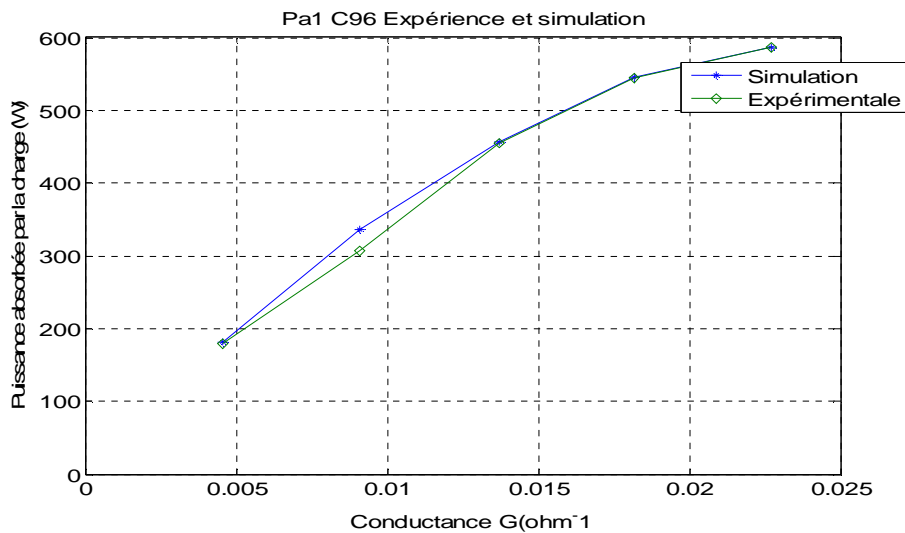


**Figure (V.8) :** Evolution du courant efficace en fonction de la charge pour différentes valeurs de capacités (Simulation et Expérimentation)

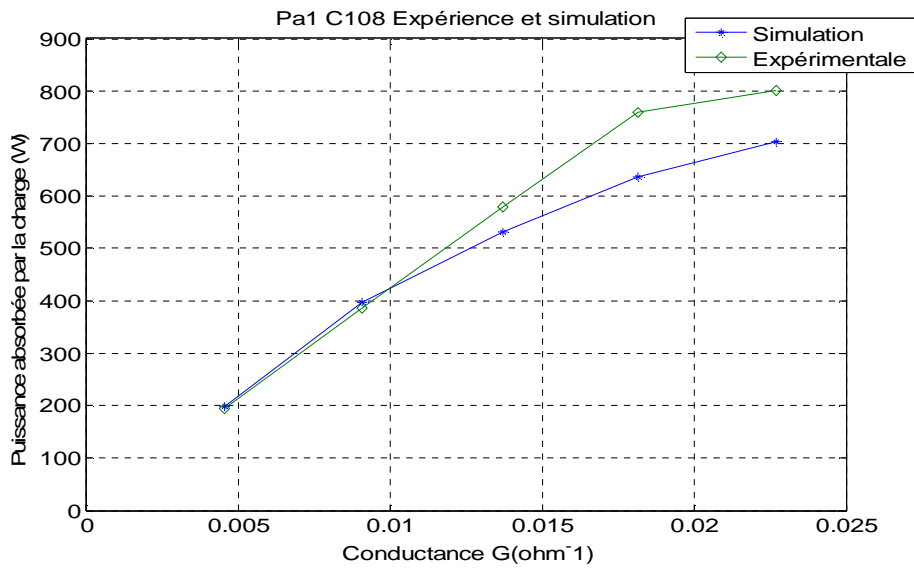
Les évolutions de la puissance active débitée sont également étudiées. Les figures (V.9-a), (V.9-b) et (V.9-c) présentent la comparaison des résultats obtenus par simulation à ceux obtenus expérimentalement lors de la variation de la charge.



a)-pour C=84µF



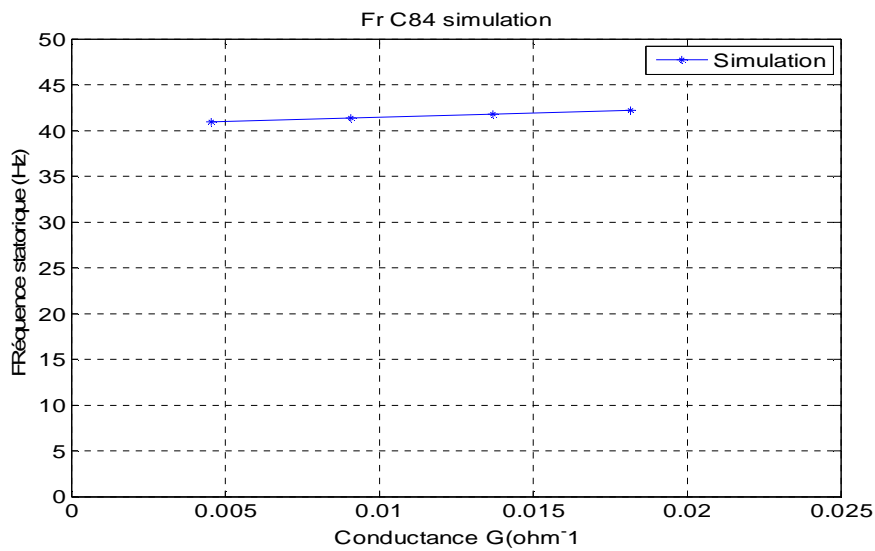
b)-pour C=96µF



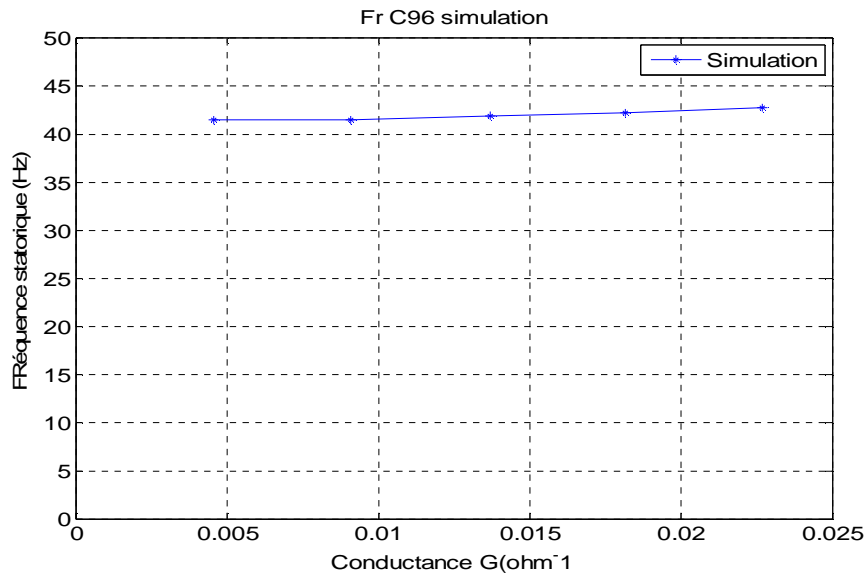
c)-pour C=108μF

**Figure (V.9) :** Évolution de la puissance en fonction de la charge pour différentes valeurs de capacités (Simulation et Expérimentation)

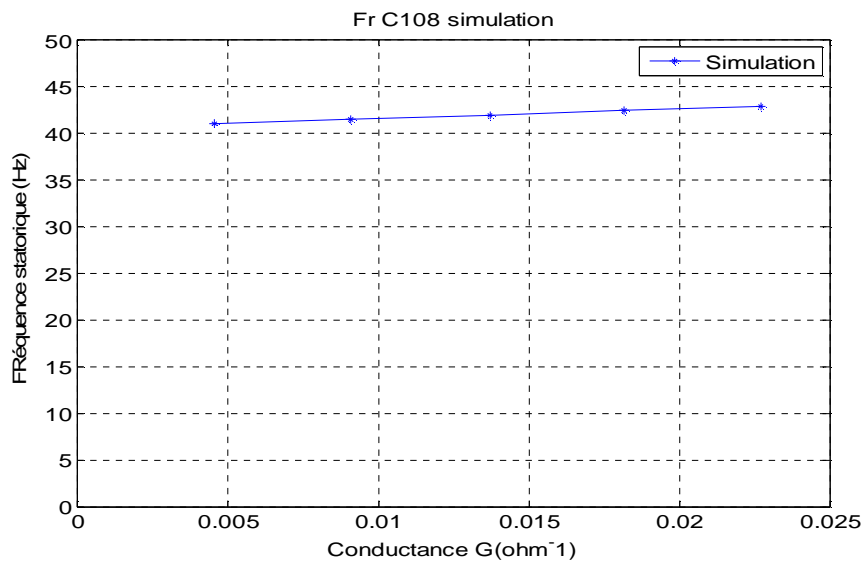
En fin l'allure de l'évolution de la fréquence des grandeurs statoriques en fonction de la charge trouvée par simulation est montrée sur les figures (V.10-a), (V.10-b) et (V.10.c)



a)-pour C=84μF



b)-pour C=96μF



c)-pour C=108μF

**Figure(V.10)** : Evolution de la fréquence des grandeurs statorique en fonction de la charge pour différentes valeurs de capacités (Simulation)

### V.8 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'étude des performances en régime permanent de la génératrice asynchrone auto-excitée en fonctionnement autonome en insérant des capacités en parallèle avec son stator alimentant une charge purement résistive.

Nous avons élaboré un modèle de second ordre en S (glissement) à partir du schéma équivalent, pour prédire les performances en régime permanent de la SEIG.

Nous avons monté un dispositif expérimental permettant de relever les caractéristiques principales de cette génératrice, à savoir : la tension, le courant, la puissance et la fréquence quand la charge connectée au stator augmente et ce pour trois valeurs de la capacité d'auto-amorçage.

Nous avons constaté que la tension augmente avec l'augmentation de la capacité d'auto-amorçage par contre elle diminue avec l'augmentation de la charge. Nous avons également constaté que la puissance et le courant augmentent avec l'augmentation de la charge, mais au-delà d'une certaine charge, la puissance se met à diminuer à cause de la chute accentuée de la tension.

La fréquence diminue avec l'augmentation de la charge, mais elle reste dans une plage de variation admissible.

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux a montré la validité des la procédure itérative développée.

### **Conclusion Générale**

L'objet de ce mémoire était d'étudier les aspects électriques des générateurs qui équipent les éoliennes, notamment dans le cas de l'utilisation de la génératrice asynchrone auto-excitée utilisée dans les sites isolés et autonomes. L'étude des différentes caractéristiques de la machine passe par l'élaboration du modèle analytique de cette dernière dans ces deux modèles linéaire et non linéaire.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone auto-excitée en tenant compte du phénomène de saturation, nous avons commencé par donner le principe de fonctionnement de la machine, ensuite nous avons donné toutes les étapes qui nous ont permis d'élaborer le modèle final de la génératrice dans le repère de Park. La prise en compte de la saturation est ici indispensable puisque c'est elle qui fixe le point de fonctionnement. Il a fallu donc prendre en considération la variation de l'inductance de magnétisation en fonction du courant de magnétisation pour pouvoir faire une étude réelle sur la machine.

Le second chapitre a été consacré à la mise en équations de la machine asynchrone en régime permanent, nous avons commencé par l'écriture de ses équations dans le repère de Park dans le référentiel lié au champ tournant. Dans une seconde partie nous avons donné toutes les équations en régime établi qui ont permis de déduire les schémas équivalents par phase ramenés au stator. Nous nous sommes ensuite intéressés à déterminer les relations mathématiques existant entre les paramètres des différents schémas équivalents.

Dans le troisième chapitre nous avons décrit les méthodes utilisées pour l'identification des paramètres du schéma équivalent et ceux du modèle en régime transitoire. Ces méthodes sont exploitées pour des essais expérimentaux effectués sur une machine asynchrone à rotor bobiné d'une puissance de 3KW existant dans le laboratoire des machines électriques. Des calculs analytiques sont suivis après l'expérience pour déterminer la valeur numérique de chacun de ces paramètres.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié théoriquement et expérimentalement l'auto-amorçage à vide de la génératrice asynchrone. En effet, nous avons développé sous

## Conclusion générale

---

Matlab Simulink un programme de simulation de la génératrice asynchrone auto-excitée en régime transitoire. Ce programme nous a permis de tracer l'évolution de la tension d'auto-amorçage de notre génératrice. D'un autre côté, nous avons monté un dispositif expérimental permettant de relever les valeurs efficaces de la tension d'auto-amorçage. Dans notre travail, nous n'avons pas tracé expérimentalement la courbe de la tension d'auto-amorçage en régime transitoire en fonction du temps. Cela est dû au fait que nous ne disposions pas de matériel de visualisation adéquat (Oscilloscope à mémoire, micro-ordinateur et logiciel d'interface). Nous avons tracé les courbes expérimentales de variation de la tension délivrée par la génératrice à vide en fonction de la vitesse de rotation et ce pour plusieurs valeurs de la capacité d'auto-excitation. Pour la validation de notre programme en régime transitoire saturé, nous nous sommes basés sur la comparaison des valeurs efficaces des tensions.

Dans le dernier chapitre nous avons étudié le fonctionnement de la génératrice asynchrone sur charge résistive. Nous avons monté un banc d'essais pour relever les caractéristiques expérimentales en charge et nous avons développé une procédure itérative basée sur l'exploitation du schéma équivalent et l'élaboration d'un modèle de deuxième ordre en  $S$  (glissement) pour la prédétermination de ces caractéristiques théoriquement. La confrontation entre les caractéristiques expérimentales et théoriques a prouvé la validité du programme construit.

Notons principalement, que le cas du fonctionnement en moteur de la machine asynchrone est nettement plus facile à étudier que celui en génératrice. Nous citons comme simple exemple : la saturation. Sa prise en compte n'apporte que de la précision dans le cas du fonctionnement en moteur, par contre elle est indispensable dans le cas du fonctionnement en génératrice auto-excitée.

Il y a deux courbes clé qu'il faut identifier avec précision pour mener correctement le travail de modélisation et de simulation de la génératrice asynchrone auto-excitée ; il s'agit de courbe de la variation de l'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant et de celle de la Fem magnétisante en fonction de la réactance de magnétisation. Ces courbes doivent être identifiées avec précision, sinon les résultats théoriques s'éloigneront des résultats expérimentaux, l'auto-amorçage théorique peut même être raté à cause de la mauvaise identification de cette courbe.

## *Conclusion générale*

---

IL serait intéressant dans l'avenir de monter un dispositif permettant de visualiser en régime transitoire la courbe de la tension et du courant d'auto-amorçage. Cela permettra certainement d'affiner la forme de la relation entre l'inductance de magnétisation et le courant magnétisant.

Il serait également intéressant d'étudier puis de monter un dispositif de commande permettant de réguler la tension statorique. Il s'agit soit de rajouter des capacités supplémentaires en série avec le stator pour compenser la chute de tension due à la charge, soit de connecter au stator de la génératrice un redresseur à MLI permettant d'augmenter ou de diminuer la valeur de la capacité d'auto-amorçage en fonction de la variation de la charge.

Il y a lieu aussi d'étudier d'autres formes de charges, telles que les charges inductives et capacitatives qu'elles soient équilibrées ou déséquilibrées.

### Références bibliographiques

- [1] J. Hadlik, "Énergétique éolienne" Masson, 1984, ISBN : 2-225-80157-6.
- [2] P. Gipe, "Wind power for home and business: renewable energy for the 1990s and beyond", Chelsea Green, 1993, ISBN : 0-930031-64-4.
- [3] H. Roisse, J.F. Brudny, "L'éolien en France", JER 2001, Marc en Baroeul, 4 décembre 2001.
- [4] "Guide de l'énergie éolienne - Les aérogénérateurs au service du développement durable", Collection Études et filières, ISBN : 2-89481-004-0.
- [5] B. Chabot, "Fair and efficient tariffs for wind energy: principles, method, proposal, data and Potential consequences in France", 2001 European wind energy conference, Copenhagen - Danemark, 2-6 July 2001.
- [6] B. Chabot, B. Saulnier, "Fair and efficient rates for scale development of wind power : the french solution", CanWEA 2001 - Seminar and conference "Arcjeving 10\*10", Ottawa, 29-31 October 2001.
- [7] A. Kebairi, J. Bosche et A. EL Hajjaji, "Commande non linéaire d'une grande éolienne", International Renewable Energy Congress, pp. 160-165, Nov. 2009, Sousse, Tunisia.
- [8] M. OUALI, W. BAHLOUL, M. CHAABENE et M.B.A KAMOUN, "Etude statique d'une génératrice asynchrone autonome alimentant un moteur à induction" November 5-7 ,2009 sousse tunisien.
- [9] N. Ammasaigounden, M. Subbiah, M. R. Krishnamurthy, Wind Driven Self-Excited Pole Changing Induction Generators, Proc. IEE, vol. 133B, no. 5., 1986, pp. 315-321.
- [10] S. P. Singh, B. Singh, M. P. Jain, A New Technique for the Analysis of Self-excited Induction Generator, EMPS, vol. 23, no. 6, 1995, pp. 647-656.
- [11] L. Quazene, G. McPherson Jr, Analysis of Isolated Induction Generators, IEEE Trans. vol. PAS-102, no. 8, 1983, pp. 2793-2798.
- [12]. T. Ouchbel, S. Zouggar, M. Seddik, M. Oukili et M. El Hafyani "Régulation de la puissance d'une éolienne asynchrone à vitesse variable à l'aide d'un compensateur statique d'énergie réactive (SVC) " Revue des Énergies Renouvelables Vol. 15 N°3 (2012) 439 – 45030. Septembre 2012
- [Idj] K .Idjdarene "Contribution à l'Études et la Commande de Génératrice asynchrone 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 1(France).

- [**Lam**] L. Lamri "Production Décentralisée de l'Énergie Électrique : Modélisation et Contrôle d'une Génératrice Asynchrone Auto-Excitée" ; Thèse de Doctorat de l'Université de Constantine, Algérie 2010.
- [**Luc**]. Luc MUTREL "Le Moteur asynchrone, régimes statique et dynamique "Edition Ellipses, Paris 1999.
- [**Wil**].T .Wildi, G.Sybille, "Électrotechnique, 4ème édition".
- [**Idj 04**]. K.Idjdarene, D. Rekioua et D.Aouzellag- "Modélisation et Simulation d'une chaîne de conversion à énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome ",3<sup>rd</sup> Conférence on Electrical Engineering, Batna, Algeria, 04-06 October 2004, pp.294-297
- [**Rek 05-b**].D.Rekioua, T. Rekioua,K. Idjdarene et A.Tounzi-"An approach for the modeling of an autonomous induction generator taking into account the saturation effect", International Journal of Emerging Electric power systems,vol.4,Issue 1,December 2005,pp.1-25.
- [**Tou**].A. Tounzi-"Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité", Journée du club EEA, 28-29 Janvier, 1999, Paris, France, pp.1-14
- [**poi**]. F. Poitiers- "Étude et commande de génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone a cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", thèse de doctorat, Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [**Les**]. J .Lesenne, F. Notelet, G. Séguier - "Introduction à l'électrotechnique approfondie ", Technique et documentation, France, ISBN 2-85206-089-2,1981.

## Annexe 1

### Ø Paramètres de la machines asynchrone modélisée

Les paramètres électriques :

- Rotor de type bobiné
- 2paires de pôles
- $\Delta / Y$  230/400V-6.3/11A-3KW-50Hz-1413 tr/min

Les paramètres identifiés

- $R_s=1.61481481\Omega$
- $R_r=0.609\Omega$
- $L_s=0.13099603H$
- $L_r=0.13218311H$

## Annexe 2

### Résultats des essais réalisés pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné

#### Ø Résultats des essais expérimentaux :

- Essai à rotor bloqué :

<b>V<sub>cc</sub> (V)</b>	52	44	34
<b>I<sub>cc</sub> (A)</b>	6	5	4
<b>P<sub>cc</sub> (W)</b>	382.5	262.5	172.5

- Résultats de l'essai à courant continu avec la méthode voltampéremétrique :

    ü Mesure de la résistance statorique :

<b>V (V)</b>	28.6	21.9	14.7	Rs
<b>I (A)</b>	6	4.5	3	1.61481481 Ω

    ü Mesure de la résistance rotorique :

<b>V (V)</b>	5.1	5.3	2.6	R <sub>r</sub>
<b>I (A)</b>	4.2	4.4	2.1	0.60948773 Ω

- Mesure des inductances propre et mutuelle statorique et de l'inductance mutuelle stator-rotor :

<b>V<sub>as</sub> (V)</b>	117	177	228
<b>I<sub>as</sub> (A)</b>	1.75	2.6	3.4
<b>V<sub>bs</sub> (V)</b>	44	70	90
<b>V<sub>acr</sub> (V)</b>	80	118	150
<b>L<sub>as</sub> (H)</b>	0.212858723	0.21674449	0.213501205
<b>M<sub>as</sub> (H)</b>	0.080072793	0.08574228	0.084301236
<b>M<sub>sr</sub> (H)</b>	0.084054634	0.08344847	0.081118903

- Mesure de l'inductance propre d'une phase statorique et inductance mutuelle entre deux phases statorique avec prise en compte des pertes fer :

Vas(V)	Ias(V)	Pa(w)	S(VA)	Qa=Q1(VAR)	P1(W)	S1(VA)	V1(V)	Xs
117	1.75	34	204.75	201.907312	29.069375	203.989193	116.565253	67.2955238
177	2.6	45.7	460.2	457.925267	34.8164	459.246918	176.63343	68.1320094
228	3.4	70.9	775.2	771.950925	52.2884	773.719786	227.564643	67.0841436

Las(H)	Mas(H)	Ls(H)
0.21418394	0.08007279	0.134111149
0.21684626	0.08574228	0.131103973
0.21351117	0.08430124	0.129209938

- Mesure des inductances propres et mutuelle rotorique sans prise en compte de la résistance des pertes fer :

Iar (A)	4	3	2
Vacr(V)	175	150	100
Ir(H)	0.080442912	0.09188823	0.091888227

- Mesure des inductances propres et mutuelle rotorique avec prise en compte de la résistance des pertes fer :

Iar(A)	Vacr(V)	Pr(W)	Sa(VA)	Pa (W)	Qa(VAR)	Sa'(VA)
4	175	68.2	1212.43557	68.2	1210.51591	1211.49561
3	150	42.3	779.422863	42.3	778.274187	778.90486
2	100	21.8	346.410162	21.8	345.723531	345.757858

V2(V)	Sa''=Qa(VA)	Iar'(A)	Lr(H)
302.873903	1210.51591	3.9967653	0.120668403
259.634953	778.274187	2.99757093	0.137922159
172.878929	345.723531	1.99980144	0.137656126

- Mesure de l'inverse rapport de transformation k :

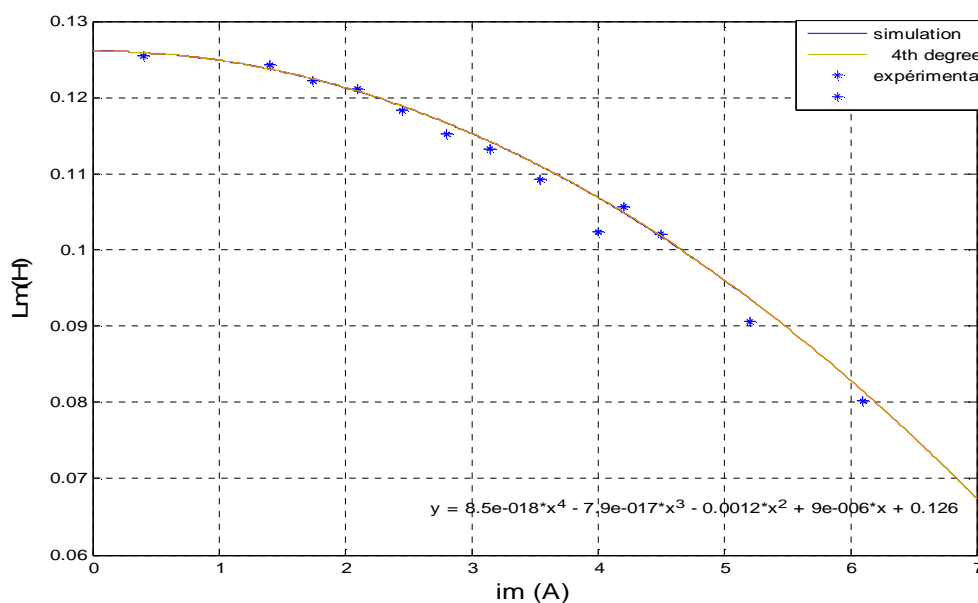
Vr0 (V)	46.18802154
Vsn (V)	117
k	2.53312431

## Annexe 3

### Approximation polynomiale de la mutuelle inductance en fonction du courant de magnétisation

La courbe de l'évolution de la mutuelle inductance est obtenue a partir des valeurs relevées lors d'un essai expérimental a rotor ouvert sur une machine de 3kw, les valeurs sont regroupées dans le tableau suivant :

V0(V)	Im(A)	Lm(H)	Xm(H)	E(V)
20	0.4	0.12551676	39.412263	15.7649052
40	1.4	0.124232	39.008848	54.6123872
60	1.75	0.1222532	38.3875048	67.1781334
80	2.1	0.12108253	38.019915	79.8418216
100	2.45	0.1182532	37.1315048	90.9721868
120	2.8	0.1152532	36.1895048	101.330613
140	3.15	0.1132	35.5448	111.96612
160	3.55	0.10920691	34.2909708	121.732946
180	4	0.10243227	32.1637322	128.654929
200	4.2	0.10567439	33.1817575	139.363382
220	4.5	0.10201271	32.0319909	144.143959
230	5.2	0.09055168	28.4332263	147.852777
240	6.1	0.08024713	25.1975976	153.705346



**Figure 1 :** Évolution de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) en fonction du courant magnétisant ( $i_m$ )

## Annexe 4

## Resultats theoriques et expérimentaux de l'Auto-amorçage a vide

- Ø Valeurs des tensions expérimentales et théoriques pour la capacité 60  $\mu$ F à plusieurs vitesses

N (Tr/min)	Vs (V)	Vsa(V)
1260	170	134.4
1307	195	185.3
1320	200	194.5
1350	215	214
1406	235	240
1413	240	243
1484	270	269

- Ø Valeurs des tensions expérimentales et théoriques pour la capacité 72  $\mu$ F à plusieurs vitesses

N (Tr/min)	Vs1(V)	Vs1a(V)
1217	190	186.7
1242	200	201.5
1285	220	220
1309	230	230
1339	240	240
1365	260	255.6

## Annexe 5

## Resultats theoriques et experimentaux de l'Auto-amorçage en charge

## Ø Résultats expérimentaux

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

1/R	R(hom)	Vst1(V)	Icht1(A)	Pt1(w)
0.00454545	220	200	0.85	158.95
0.00909091	110	190	1.7	317.9
0.01369863	73	175	2.25	369.5625
0.01818182	55	160	2.9	462.55
0.02272727	44	140	1.9	158.84

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

R(hom)	Vst2(V)	Icht2(A)	Pt2(w)	1/R
220	215	0.91	182.182	0.00454545
110	205	1.75	336.875	0.00909091
73	200	2.6	493.48	0.01369863
55	185	3.25	580.9375	0.01818182
44	170	3.65	586.19	0.02272727
37	150	3.9	562.77	0.02702703

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

R(hom)	Pt3(w)	Icht3(A)	Vst3(V)	1/R
220	198.55	0.95	225	0.00454545
110	397.1	1.9	220	0.00909091
73	532.17	2.7	210	0.01369863
55	673.75	3.5	200	0.01818182
44	704	4	190	0.02272727

## Ø Résultats théoriques

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

1/R	R(hom)	Vse1(V)	Iche1(A)	Pe1(w)
0.00454545	220	192.96	0.8527	157.97
0.00909091	110	189.4	1.67	307.61
0.01369863	73	182.83	2.43	432.64
0.01818182	55	171.51	3.03	506.33
0.02272727	44	154	4.42	530

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

1/R	R(hom)	Vse2(V)	Iche2(A)	Pe2(w)
0.00454545	220	210.07	0.92	188.73
0.00909091	110	207.12	1.82	365.2
0.01369863	73	201.75	2.67	522.91
0.01818182	55	192.36	3.39	632.3
0.02272727	44	178.81	3.94	683.0384

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

1/R	R(hom)	Vse3(V)	Iche3(A)	Pe3(w)
0.00454545	220	223.29	0.98	212
0.00909091	110	221.74	1.94	415.76
0.01369863	73	217.64	2.87	604.19
0.01818182	55	211.01	3.7	755.75
0.02272727	44	200.59	4.41	856.29

## Annexe 6

### Paramètres du schéma équivalent et la caractéristique de la Fem en fonction de la réactance magnétisante de la machine asynchrone en régime permanent

#### Ø Paramètres du schéma équivalent

$p=2;$	Nombre de pair de pôle
$R_s=1.6148 \Omega$	La résistance d'une phase statorique
$R'_r=1.9268\Omega$	La résistance d'une phase rotorique ramenée au stator
$X_1=3.9549\Omega$	La réactance d'une phase statorique
$X_2=3.9549\Omega$	La réactance d'une phase rotorique ramenée au stator

#### Ø La caractéristique de la Fem en fonction de la réactance de magnétisation

Ces équations sont obtenues à partir d'une linéarisation par morceaux de la courbe de saturation

$X_{mi} \geq 75$	$F_{em}=0$
$54 \leq X_{mi} < 75$	$F_{em}=300-1.93X_{mi}$
$50 \leq X_{mi} < 54$	$F_{em}=300-1.52X_{mi}$
$47 \leq X_{mi} < 50$	$F_{em}=285-1.56X_{mi}$
$X_{mi} < 47$	$F_{em}=285-1.22X_{mi}$