

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique
Spécialité Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

THEME

**Etude des Régimes Statique et Dynamique D'un
Générateur Asynchrone Amorcé**

Proposé et dirigé par :

Mr. S. MEKHTOUB
Mr. A. NESBA

Présenté par :

Mr. ABDELLI Abdenour
Mr. MISSOUM Rachid

Promotion Juin 2003

Dédicace



Je dédie ce travail, à mes parents, à mes frères, à mes sœurs, à ma tante Aldjia, à tous mes amis d'enfance et à tous ceux qui'ont contribué à ma formation de près ou de loin.

Abdenour

Je dédie ce modeste travail, premièrement à mes chers parents, à mes frères, à mes sœurs, à mes proches et toute la famille MISSOUM. Sans oublier amies et amis et tous ceux qui m'ont aidé pendant ma formation.

Rachid

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Nous tenons à exprimer nos remerciements et notre profonde reconnaissance à Monsieur Said MEKHTOUB et Monsieur Ali NESBA pour leurs disponibilité, leurs soutien constant et conseils ainsi que les moyens qui ont mis à notre disposition pour la réalisation de ce travail. Et tous ceux qui ont contribués à la réalisation de ce projet de près ou de loin.

Sans oublier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis la première année primaire jusqu'aujourd'hui.

Résumé:

La machine asynchrone peut fonctionner en générateur autonome. Pendant ce fonctionnement le générateur asynchrone fourni de la puissance active et reçoit du réactif à partir d'une batterie de condensateurs. On s'intéresse à l'étude des régimes statique et dynamique des phénomènes d'auto excitation du générateur et le retour réseau au moment de la réapparition de celui ci suite à une brève coupure. Nous avons établi le modèle non linéaire pour tenir compte de la saturation qui est indispensable pour ce mode de fonctionnement. Après avoir validé le modèle, nous avons simulé l'auto excitation du générateur asynchrone et la réapparition du réseau avec le modèle développé. Les courants et tensions obtenus sont comparés à ceux issus d'expérience.

Mots clefs : générateur asynchrone, auto-excitation, retour réseau, saturation.

ملخص:

للتشغيل الذاتي للمولد ثلاثي الطور اللامتزامن الذي ينتج استطاعة فعالة، يحتاج إلى استطاعة مترددة توفرها له المكثفات. نهتم بدراسة نظام التشغيل المستقر و الغير مستقر لظاهرة التحريض الذاتي للمولد اللامتزامن و عودة التيار بعد انقطاع لحظي، ولذلك اعتمدنا على النموذج اللاخطي للمولد للأخذ بعين الاعتبار حالة التشبع الضرورية لهذا التشغيل الذاتي، وذلك بعد التأكد من صلاحية هذا النموذج. و قد قمنا بمقارنة النتائج التطبيقية مع النتائج المتحصل عليها عن طريق البرمجة.

Abstract:

Induction machine can be used as a generator when some conditions are done. Autonomous induction generator produces active power and receives the reactive power from a battery of condensers. We are interested to study the static and dynamic regimes of phenomenon of self excitation and reswitching problem. We established a no linear model that is validated by an experimental test, in order to take into account the saturation that is indispensable. We have simulated the self excitation and the reswitching the current and voltage obtained are compared to those stemming by experimental test.

Key word : induction generator, self excitation, reswitching, saturation.



INTRODUCTION GENERALE	3
CHAPITRE 1:	
Introduction.....	5
1.1 Transformation des variables d'un référentiel stationnaire.....	5
1.2 Transformation des variables d'un circuit tournant au référentiel arbitraire.....	7
1.3 Transformation d'un système triphasé équilibré de tensions au Référentiel arbitraire.....	9
1.4 Les systèmes de référence les plus utilisées.....	10
1.5 Modélisation de la machine asynchrone sous l'hypothèse de linéarité de flux.....	10
a- Equations des tensions exprimées en variables de phase.....	10
b- Equations des tensions dans le référentiel arbitraire.....	14
c- Equations des flux dans le référentiel arbitraire.....	15
d- Equations d'auto amorçage.....	18
1.6 Identification des paramètres de la machine asynchrone.....	20
1.61 Essais expérimentaux	21
a- Mesure des résistances.....	21
b- Mesure de rapport de transformation.....	23
c- Essai à rotor bloqué.....	23
d- Essai au synchronisme.....	23
e- Essai à vide.....	24
f- Essai au ralentissement.....	25
Conclusion.....	26
Chapitre 2	
2.1 Auto amorçage du générateur asynchrone.....	27
a- Fonctionnement non autonome.....	27
b- Fonctionnement autonome.....	27
2.2 Modèle saturé du générateur asynchrone.....	34
2.2.1 Modélisation de la fonction degré de saturation F.....	37
2.2.2 Introduction de la saturation dans le modèle dynamique de la machine asynchrone.....	38
2.2.3 Détermination des flux magnétisants linéaire et sature.....	39
2.3 Validation du modèle saturé de la machine et interprétation et la naissance de l'auto amorçage.....	40
a- Evolution de la tension expérimentale.....	43
b- Evolution du courant.....	44
2.4 Les paramètres qui conditionnent l'évolution de la tension.....	44
a- Influence de la vitesse la tension générée par le générateur en régime statique.....	44
b- Influence de la capacité sur la tension générée par le générateur en régime statique.....	46
c- Influence de la résistance rotorique.....	48
2.5 Désamorçage du générateur asynchrone.....	48
Conclusion	50

CHAPITRE 3:

Introduction.....	51
3.1 Etude du retour réseau du générateur asynchrone.....	51
3.2 Connexion du générateur au réseau.....	52
3.3 Etude des courants statoriques.....	53
a- Cas de pic négatif.....	53
b- Cas de pic positif.....	55
c- Cas de variation brusque de signe de pic du courant.....	56
d- Retour réseau sans pic courant.....	58
3.4 L'influence de déphasage et l'instant de reconnexion au réseau sur les pics de courant.....	60
3.5 L'influence de la réactance de fuite sur les pics de courant.....	66
3.6 Couple électromagnétique.....	66
Conclusion.....	69
Conclusion générale	70

INTRODUCTION GENERALE



Un générateur asynchrone triphasé, n'est en fait que très rarement utilisé, sauf dans les éoliennes et dans les petites centrales hydrauliques. Cette machine était conçue au départ beaucoup plus pour un fonctionnement moteur. En fait, un tiers de la consommation mondiale d'électricité est utilisée pour faire fonctionner des moteurs à induction qui actionnent des machines, pompes, ventilateurs, compresseurs, ascenseurs et d'autres types d'équipements requérant la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique.

Un avantage de ce générateur est qu'il est très fiable et relativement peu coûteux par rapport à d'autres types de génératrices. Il a également quelques caractéristiques mécaniques qui la rendent très approprié pour la conversion de l'énergie éolienne (glissement du générateur ainsi qu'une certaine capacité de surcharge).

La vitesse d'un générateur asynchrone varie en fonction du couple de rotation qui lui est appliqué. Dans la pratique, la différence entre la vitesse de rotation à la puissance maximale et celle à vide est très petite, d'environ 1 %. Cette différence exprimée en pourcentage de la vitesse synchrone est également appelée le glissement du générateur. Ainsi, un générateur tetrapolaire fera 1.500 tours par minute à vide s'il est raccordé à un réseau électrique à 50 Hz. Si le générateur fonctionne à sa puissance maximale, elle tournera à 1.515 tours par minute. Le fait que le générateur augmente ou diminue légèrement sa vitesse en fonction des variations du couple, est une caractéristique mécanique très utile, c'est un des atouts les plus importants liés au choix d'un générateur asynchrone au lieu d'une génératrice synchrone pour une éolienne raccordée directement au réseau électrique.

La génératrice synchrone à aimants permanents peut fonctionner sans être raccordée au réseau électrique.

Il n'en est pas de même pour le générateur asynchrone, son stator ayant besoin d'être alimenté en courant afin de créer le champ magnétique nécessaire pour le fonctionnement du générateur.

Il est cependant possible de faire fonctionner un générateur asynchrone dans un système autonome, s'il a été muni de condensateurs fournissant le courant nécessaire pour la magnétisation. Cette solution exige également un certain rémanent dans le fer, sinon il faudra une batterie de condensateurs et de l'électronique de puissance pour la mise en marche.

Pendant la connexion de la machine au réseau, en cas de coupure momentanée, elle peut alors être le siège d'un couple négatif transitoire très important, ainsi que des surintensités.

L'objet de notre travail consiste d'une part à analyser l'influence des différents facteurs caractérisant le régime transitoire du générateur asynchrone auto excité suite à une coupure momentanée du réseau, et d'autre part à effectuer une synthèse sur le fonctionnement en auto-excitation du générateur asynchrone.

Le premier chapitre de notre travail est consacré à un rappel sur la transformation triphasée - biphasée, et à l'établissement du modèle de la machine sous l'hypothèse de linéarité de flux.

Le deuxième chapitre consiste à établir le modèle dynamique de la machine en régime saturé, ainsi que l'étude du phénomène d'auto amorçage et l'influence les différents paramètres.

Le troisième chapitre porte sur le régime transitoire de reconnexion, tout en étudiant les paramètres les plus importants causant l'apparition des couples négatifs et des pics de courant suite à la reconnexion de la machine auto-excitée.

CHAPITRE : I



*MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE*

Introduction

Pour notre étude, nous avons jugé qu'un rappel sur les transformations triphasé – biphasé est nécessaire.

Dans ce chapitre nous présentons la transformation triphasé - biphasé développée par [1], qui a pour but de passer d'un système triphasé à un système biphasé équivalent beaucoup plus simple à étudier. Dans le système triphasé, le modèle de la machine est mis sous forme d'un système d'équations différentielles à coefficients variables. Dans cette transformation aucune condition n'est imposée au système à transformer, ce qui est un grand avantage par rapport aux autres transformations.

Dans ce qui suit, nous donnons le modèle linéaire de la machine ainsi que les différents paramètres identifiés [2].

1-1 Transformation des variables d'un référentiel stationnaire au référentiel arbitraire

Pour une machine asynchrone triphasée les enroulements du circuit statoriques réel et transformé sont représentés par la fig. (1.1)

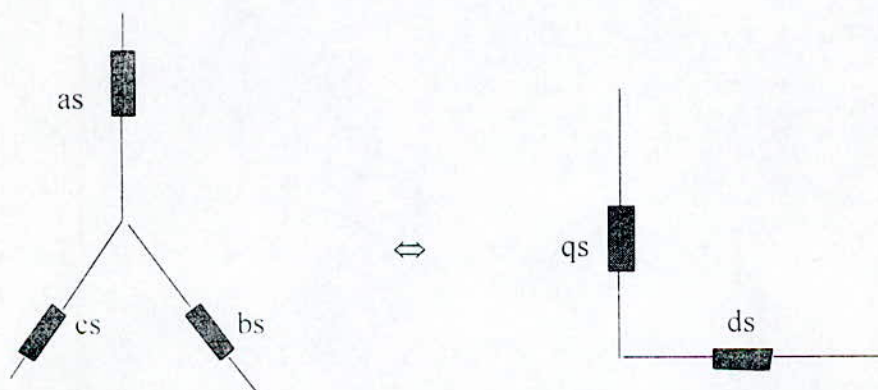


Figure 1.1 : circuit statorique réel et transformé

Soient, V_{ds} , V_{qs} et V_{0s} , les composantes relatives du système transformé et V_{as} , V_{bs} et V_{cs} les composantes réelles.

Le vecteur des tensions réelles et des composantes relatives sont donnés par:

$$V_{abc} = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \quad (1.1)$$

$$V_{qd0} = [V_{qs} \quad V_{ds} \quad V_{0s}]^T \quad (1.2)$$

Les composantes relatives V_{qd0s} sont déterminées à partir des grandeurs réelles suivant l'équation (1.3).

$$V_{qd0s} = P_s(\theta)V_{abcs} \quad (1.3)$$

et inversement

$$V_{abcs} = P_s(\theta)^{-1}V_{qd0s} \quad (1.4)$$

$$\text{avec } P_s(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\text{et } P_s^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$P_s(\theta)$ étant la matrice de transformation et $P_s(\theta)^{-1}$ sa matrice inverse.

Le référentiel tourne à une vitesse arbitraire ω , l'angle θ est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase 'a' elle est donnée par la formule (1.7) :

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (1.7)$$

$\theta(0)$ est la valeur initiale de θ

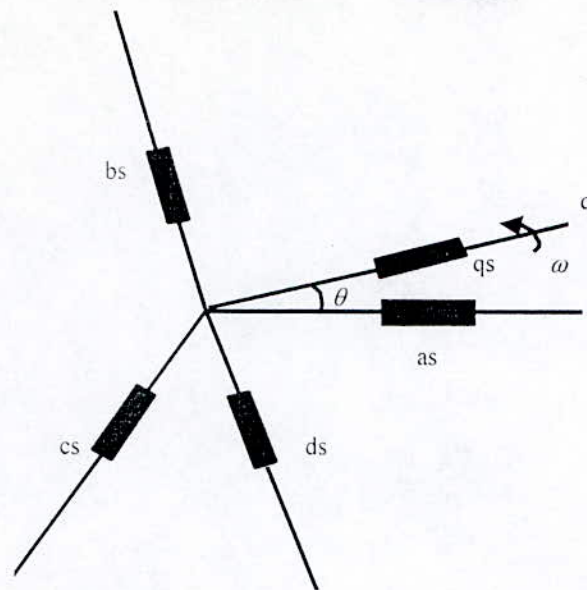


Figure 1.2 : représentation géométrique de la transformation triphasé-biphasé
(circuit statorique)

Où

S : indice relatif au stator

1-2 Transformation des variables d'un circuit tournant au référentiel arbitraire

Le circuit tournant donné par la figure suivante, représente les bobines rotoriques d'une machine asynchrone. Dans ce cas le circuit à transformer tourne à une pulsation ω_r par rapport au stator (phase 'as').

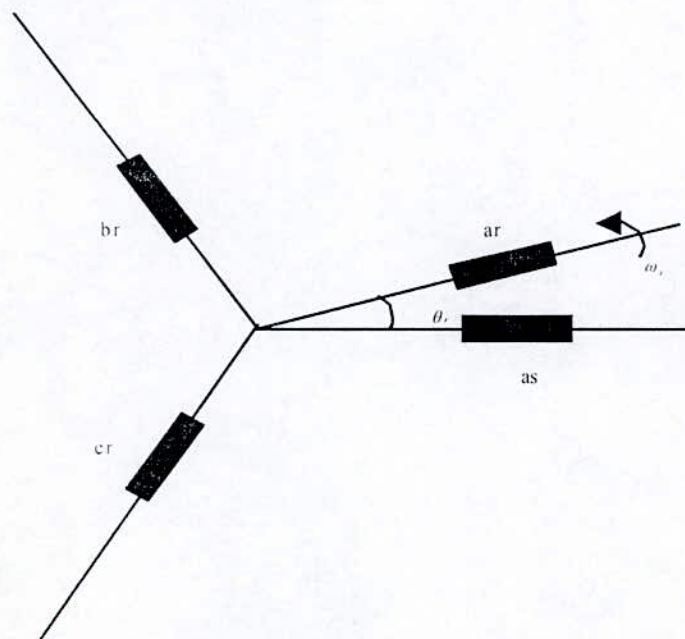


Figure 1.3 Circuit triphasé tournant

La transformation des variables ($V_{ar}, V_{br}, V_{cr}, i_{ar}, i_{br}$ et i_{cr}) du circuit tournant au référentiel arbitraire revient à déterminer les composantes relatives ($V_{qs}, V_{ds}, V_{0s}, i_{qs}, i_{ds}$ et i_{0s}) dans le système d'axes q.d.0 tournant à une pulsation arbitraire ω

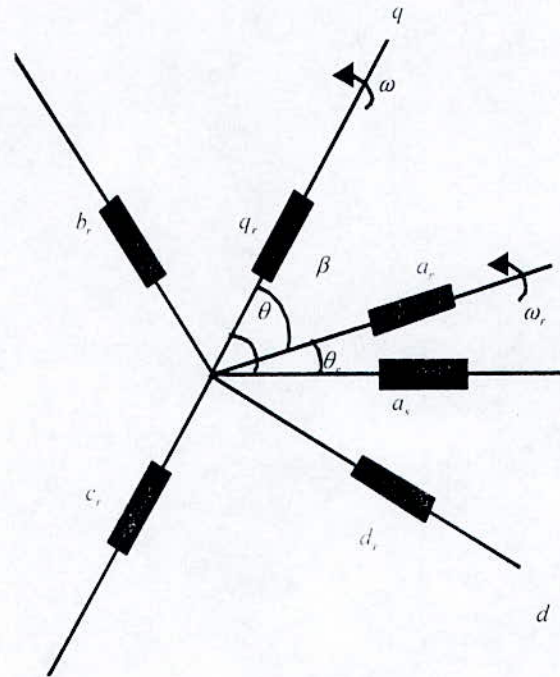


Figure 1.4 Représentation géométrique de la transformation triphasé- biphasé circuit tournant

Posons:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{abcr} = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^t \\ V_{qd0r} = [V_{qr} \quad V_{dr} \quad V_{0r}]^t \\ i_{abcr} = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^t \\ i_{qd0r} = [i_{qr} \quad i_{dr} \quad i_{0r}]^t \end{array} \right. \quad (1.8)$$

Les composantes relatives des tensions V_{qd0r} sont liées aux tensions réelles par phases V_{abc} , par les deux relations suivantes :

$$V_{qd0r} = P_r(\beta)V_{abcr} \quad (1.9)$$

$$V_{abcr} = P_r^{-1}(\beta)V_{qd0r} \quad (1.10)$$

$P_r(\beta)$ Représente la matrice de la transformation des circuits tournants au référentiel arbitraire et $P_r^{-1}(\beta)$ sa matrice inverse. Elles sont données par

$$P_r(\beta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \beta & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$P_r^{-1}(\beta) = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Où $\beta = \theta - \theta_r$ représente l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a_r du circuit tournant et où θ_r est donnée par:

$$\theta_r = \int \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (1.13)$$

θ_r : abscisse angulaire de la phase a_r du circuit par rapport à la phase 'as'.

$\theta_r(0)$: valeur initiale de θ_r .

L'indice 'r' désigne rotorique de la machine asynchrone.

1-3 Transformation d'un système triphasé équilibré de tensions au référentiel arbitraire

Nous appliquons la transformation à un système de tensions triphasées équilibrées qui représente l'alimentation de la machine.

$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{cs} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.14)$$

avec

ω_s : pulsation des tensions statoriques

V_s : valeurs efficaces.

En injectant les expressions de ces tensions dans l'équation (1.3) et en faisant le produit matriciel, nous aboutissons aux expressions des composantes d'axe qd0 dans le référentiel arbitraire

$$\begin{cases} V_{qs} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s t - \theta) \\ V_{ds} = -\sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \theta) \\ V_{0s} = 0 \end{cases} \quad (1.15)$$

Dans le cas de la transformation triphasé – biphasé, aucune condition n'est imposée sur la grandeur V_s , cette remarque est d'une grande importance pour notre étude de la génératrice asynchrone, car pendant l'auto-amorçage (respectivement le désamorçage) la tension V_s est croissante (respectivement décroissante).

1-4 Les systèmes de référentiels les plus utilisés

Les référentiels les plus utilisés selon le type d'application sont :

- Le référentiel arbitraire tournant à une vitesse ω quelconque.
- Le référentiel stationnaire ou lié au stator $\omega = 0$.
- Le référentiel lié au rotor tournant à la vitesse de ce dernier $\omega = \omega_r$.
- Le référentiel lié au champ tournant $\omega = \omega_s$.

Où

ω : vitesse de rotation du référentiel arbitraire.

ω_r : vitesse de rotation du rotor.

ω_s : vitesse du champ tournant.

1-5 Modélisation de la machine asynchrone sous l'hypothèse de la linéarité des flux :

Dans ce paragraphe, pour établir le modèle de la machine sous la linéarité du circuit magnétique, où les flux sont proportionnels aux courants ou encore "la courbe de magnétisation" est assimilable à une droite. Nous avons adopté les hypothèses suivantes[3]

- La f.m.m est supposée à répartition sinusoïdale dans l'entrefer.

- La machine est supposée de construction symétrique, à entrefer lisse.
- Les pertes fer, effets pelliculaires et thermiques sont négligés.
- La saturation du circuit magnétique est négligée
- L'effets thermiques et pelliculaires sont ignorés.
- Les inductances propres et mutuelles des circuits sont constantes.

1-5-a Equation des tensions exprimées en variables de phase

Les équations des tensions de la machine asynchrone, sous forme matricielle, sont données par :

$$V_{abcS} = r_s i_{abcS} + p \phi_{abcS} \quad (1.16)$$

$$V_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \phi_{abcr} \quad (1.17)$$

$$V_{abcS} = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]' \quad (1.18)$$

$$i_{abcS} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]' \quad (1.19)$$

$$\phi_{abcS} = [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]' \quad (1.20)$$

où $p = d/dt$ représente l'opérateur dérivé par rapport au temps de la même manière on définit les variables rotoriques.

Les termes r_s et r_r représentent les matrices résistances statoriques et rotoriques:

$$r_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad r_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Les équations des flux s'expriment par:

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcS} \\ \phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})' & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcS} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où L_s , L_r et L_{sr} représentent respectivement les matrices inductances des bobines statoriques, rotoriques, et la matrice mutuelle inductance stator-rotor.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

L_{ss} (respectivement L_{rr}) désignent les inductances propres des bobines statoriques (respectivement rotoriques), qui sont toutes égales vue la symétrie de la machine.

M_{ss} (respectivement M_{rr}) désignent les mutuelles inductances entre bobines statoriques (respectivement rotoriques).

L_{sr} représente l'amplitude de la mutuelle inductance stator - rotor.

Les différentes inductances s'expriment par:

$$L_{ss} = L_{ms} + l_s \quad (1.26)$$

$$L_{rr} = L_{mr} + l_r \quad (1.27)$$

$$M_{ss} = -\frac{1}{2} L_{ms} \quad (1.28)$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{2} L_{mr} \quad (1.29)$$

avec l_s : inductance de fuite des enroulements statoriques.

l_r : inductance de fuite des enroulements rotoriques.

L_{ms} : inductance de magnétisation du stator.

L_{mr} : inductance de magnétisation du rotor.

Après avoir établi les équations des tensions, nous ramenons les grandeurs (variables et paramètres) rotoriques au stator dans le but d'aboutir aux équations des tensions ramenées au stator.

Soit alors m le rapport de transformation stator - rotor.

$$m = \frac{E_s}{E_r} \quad (1.30)$$

avec E_s : tension d'entrefer statorique par phase

E_r : tension induite par phase rotorique.

Nous ramenons les variables rotoriques au stator telles que:

$$\dot{i}'_{abc r} = i_{abc r} / m \quad (1.31)$$

$$V'_{abc r} = m V_{abc r} \quad (1.32)$$

$$\phi'_{abc r} = m \phi_{abc r} \quad (1.33)$$

Les inductances de magnétisation statoriques et rotoriques ainsi que les mutuelles inductances sont liées par les équations ci-dessous:

$$L_{ms} = mL_{sr} \quad (1.34)$$

$$L_{sr} = L_{ms} / m \quad (1.35)$$

$$L_{mr} = L_{ms} / m^2 \quad (1.36)$$

Nous définissons les deux matrices inductances L'_{sr} et L'_r par:

$$L'_{sr} = mL_{sr} \quad (1.37)$$

$$L'_r = m^2 L_r \quad (1.38)$$

Compte tenu des équations (1.34) et (1.36), les matrices L'_{sr} et L'_r s'expriment par:

$$L'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

et

$$L'_r = \begin{bmatrix} l'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & l'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & l'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

avec

$$l'_r = m^2 l_r \quad (1.41)$$

En utilisant les équations (1.31), (1.33), (1.37) et (1.38) les flux et les tensions en termes de variables de phases peuvent s'écrire ainsi:

$$\dot{\phi}_{abc r} = \left[(L_{sr})' \quad L_r' \right] \begin{bmatrix} \dot{i}_{abc s} \\ \dot{i}_{abc r} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Les équations des flux et des tensions en termes de variables de phases peuvent s'écrire ainsi :

$$\begin{bmatrix} \phi_{abc s} \\ \phi_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})' & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc s} \\ i_{abc r} \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

$$\begin{bmatrix} V_{abc s} \\ V_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL_{sr}' \\ p(L_{sr})' & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{abc s} \\ \dot{i}_{abc r} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

avec

$$r_r' = m^2 r_r \quad (1.45)$$

Le système d'équations (1.44) représente, le modèle de la machine asynchrone exprimé en grandeurs de phase. C'est un système d'équations différentielles à coefficients variables.

Nous lui appliquons la transformation triphasé-biphasé pour le rendre à coefficients constants et faciliter ainsi sa résolution.

1-5-b Equations des tensions dans le référentiel arbitraire

Le modèle de la machine dans le référentiel arbitraire est obtenu par transformation de chacune des variables du système d'équation (1.44).

La matrice $P_s(\theta)$ transforme les variables statoriques, la matrice $P_r(\theta)$ les variables rotoriques.

$$f_{abc s} = P_s^{-1} f_{qd0s} \quad (1.46)$$

$$f_{abc r} = P_r^{-1} f_{qd0r} \quad (1.47)$$

Les équations (1.44) deviennent alors:

$$P_s^{-1} V_{qd0s} = r_s P_s^{-1} i_{qd0s} + p(P_s^{-1} \phi_{qd0s}) \quad (1.48)$$

$$P_r^{-1} V_{qd0r} = r_r' P_r^{-1} i_{qd0r} + p(P_r^{-1} \phi_{qd0r}) \quad (1.49)$$

d'où :

$$V_{qd0s} = P_s r_s P_s^{-1} i_{qd0s} + P_s (p P_s^{-1}) \phi_{qd0s} + P_s P_s^{-1} p \phi_{qd0s} \quad (1.50)$$

$$V_{qd0r} = P_r r_r' P_r^{-1} i_{qd0r} + P_r (p P_r^{-1}) \phi_{qd0r} + P_r P_r^{-1} p \phi_{qd0r} \quad (1.51)$$

$$\text{On montre en annexe 1 que : } P_s (p P_s^{-1}) \phi_{qd0s} = \omega \begin{bmatrix} \phi_{ds} & -\phi_{qs} & 0 \end{bmatrix}' = \omega \phi_{qd0s} \quad (1.52)$$

$$P_r (p P_r^{-1}) \phi_{qd0r} = (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} \phi_{dr} & -\phi_{qr} & 0 \end{bmatrix}' = (\omega - \omega_r) \phi_{dq r} \quad (1.53)$$

Du fait de la symétrie de la machine, les matrices r_s et r_r sont diagonales à termes égaux nous pouvons écrire :

$$r_s = r_s I_3 \tag{1.54}$$

$$r_r = r_r I_3 \tag{1.55}$$

I_3 étant la matrice identité d'ordre 3, r_s et r_r les résistances par phase au stator et au rotor

Les équations (1.50) et (1.51) deviennent alors :

$$V_{qd0s} = r_s i_{qd0s} + \omega \phi_{qds} + p \phi_{qd0s} \tag{1.56}$$

$$V_{qd0r} = r_r i_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \phi_{dqr} + p \phi_{qd0r} \tag{1.57}$$

Ces deux dernières expressions représentent les équations des tensions exprimées dans le référentiel arbitraire.

On peut déduire à partir de ce système d'équations, les schémas équivalents en régime dynamique de la machine asynchrone (figure (1.5)).

1-5-c Equations des flux dans le référentiel arbitraire

A partir des équations des flux par phase et des équations de transformation on aboutit aux schémas équivalents suivants.

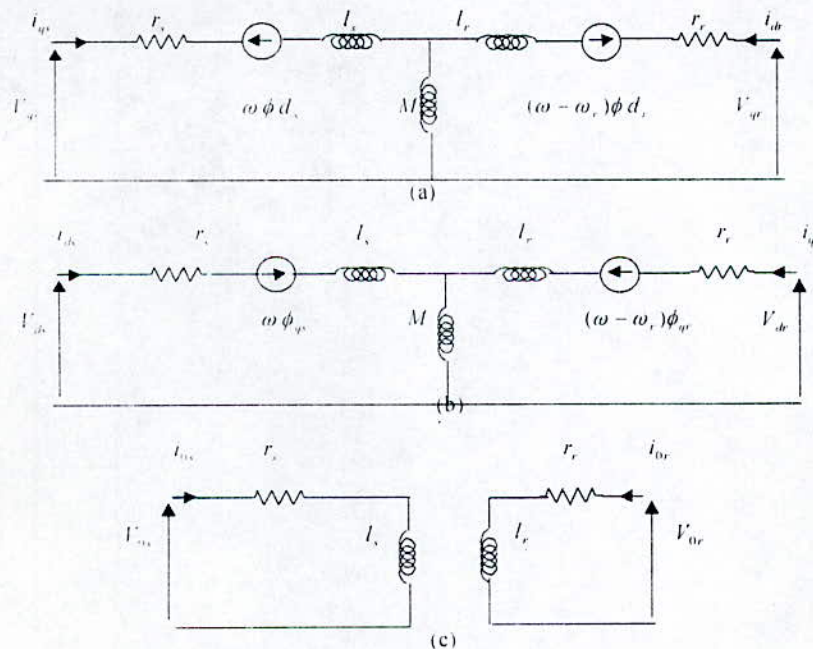


Figure 1.5 : Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone, dans le référentiel arbitraire.

- (a) suivant l'axe q
 (b) suivant l'axe d
 (c) suivant l'axe 0

On déduit alors la représentation dans le référentiel arbitraire des équations des flux

$$\phi_{qd0s} = P_s L_s P_s^{-1} i_{qd0s} + P_s L_{sr} P_r^{-1} i_{qd0r} \quad (1.58)$$

$$\dot{\phi}_{qd0s} = P_r (L_{sr})^t P_s^{-1} \dot{i}_{qd0s} + P_r L_r P_s^{-1} \dot{i}_{qd0r} \quad (1.59)$$

et sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \phi_{qd0s} \\ \dot{\phi}_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_s L_s P_s^{-1} & P_s L_{sr} P_r^{-1} \\ P_r (L_{sr})^t P_s^{-1} & P_r L_r P_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ \dot{i}_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (1.60)$$

On montre que:

$$P_s L_s P_s^{-1} = \begin{bmatrix} l_s + M & 0 & 0 \\ 0 & l_s + M & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

$$\text{où:} \quad M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (1.62)$$

L_r étant de même forme L_s , donc :

$$P_r L_r P_r^{-1} = \begin{bmatrix} l_r + M & 0 & 0 \\ 0 & l_r + M & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

$$P_s L_{sr} P_r^{-1} = P_r (L_{sr})^t P_s^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

Ainsi, nous aboutissons aux équations des flux sous leur forme explicite:

$$\phi_{qs} = l_s i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (1.65)$$

$$\phi_{ds} = l_s i_{ds} + M(i_{qs} + i_{dr}) \quad (1.66)$$

$$\phi_{0s} = l_s i_{0s} \quad (1.67)$$

$$\dot{\phi}_{qr} = l_r \dot{i}_{qr} + M(\dot{i}_{qs} + \dot{i}_{qr}) \quad (1.68)$$

$$\dot{\phi}_{dr} = l_r \dot{i}_{dr} + M(\dot{i}_{ds} + \dot{i}_{dr}) \quad (1.69)$$

$$\dot{\phi}_{0r} = l_r \dot{i}_{0r} \quad (1.70)$$

Les expressions $M(i_{qs} + i_{qr})$ et $M(i_{ds} + i_{dr})$ représentent les composantes d'axes q et d du flux magnétisant.

Les courants déduits des équations (1.64), ... (1.69) ont pour expressions :

$$i_{qs} = \frac{1}{L_s} (\phi_{qs} - \phi_{mq}) \quad (1.71)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} (\phi_{ds} - \phi_{md}) \quad (1.72)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{L_s} \phi_{0s} \quad (1.73)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) \quad (1.74)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) \quad (1.75)$$

$$i_{0r} = \frac{1}{L_r} \phi_{0r} \quad (1.76)$$

En remplaçant ces courants par leurs expressions ci-dessus dans les équations de tensions (1.56) et (1.57), nous aboutissons au système d'équations différentielles suivant:

$$p\phi_{qs} = V_{qs} - \omega\phi_{ds} + \frac{r_s}{L_s} (\phi_{mq} - \phi_{qs}) \quad (1.77)$$

$$p\phi_{ds} = V_{ds} - \omega\phi_{qs} + \frac{r_s}{L_s} (\phi_{md} - \phi_{ds}) \quad (1.78)$$

$$p\phi_{0s} = V_{0s} - \frac{r_s}{L_s} \phi_{0s} \quad (1.79)$$

$$p\phi_{qr} = V_{qr} - (\omega - \omega_r)\phi_{dr} + \frac{r_r}{L_r} (\phi_{mq} - \phi_{qr}) \quad (1.80)$$

$$p\phi_{dr} = V_{dr} - (\omega - \omega_r)\phi_{qr} + \frac{r_r}{L_r} (\phi_{md} - \phi_{dr}) \quad (1.81)$$

$$p\phi_{0r} = V_{0r} - \frac{r_r}{L_r} \phi_{0r} \quad (1.82)$$

avec

$$\phi_{mq} = L_q \left(\frac{\phi_{qs}}{L_s} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) \quad (1.83)$$

$$\phi_{md} = L_{cl} \left(\frac{\phi_{ds}}{l_s} + \phi_{qr}' \right) \quad (1.84)$$

$$L_{cl} = L_{cl} = \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} \right)^{-1} \quad (1.85)$$

Il suffit d'associer aux équations (1.77),... (1.85) les équations d'auto - excitations pour aboutir au modèle dynamique de la génératrice asynchrone.

1-5-d Equations d'auto – excitation

Une batterie de condensateurs montés aux bornes du stator de la machine, assure l'excitation de la génératrice asynchrone autonome. Les équations d'auto-excitation correspondent donc aux équations des tensions de ces condensateurs.

Dans le cas d'un système triphasé équilibré de condensateurs les équations des tensions s'expriment sous forme matricielle par :

$$i_{cabc} = pQ_{cabc} \quad (1.86)$$

Où Q_{cabc} et i_{cabc} représentent respectivement les charges des condensateurs et les courants qui les traversent.

L'équation (1.86) devient dans le référentiel arbitraire :

$$i_{cqd0} = P_s p(P_s^{-1} Q_{cqd0}) \quad (1.87)$$

$$i_{cqd0} = P_s (pP_s^{-1}) Q_{cqd0} + P_s P_s^{-1} p Q_{cqd0} \quad (1.88)$$

En se référant, comme dans le cas des flux, l'équation (1.88) devient:

$$i_{cqd0} = \omega Q_{cqd0} + p Q_{cqd0} \quad (1.89)$$

avec

$$Q_{cqd0} = [Q_{cd} \quad -Q_{cq} \quad 0]' \quad (1.90)$$

Dans le cas d'un système linéaire de condensateurs, la charge s'écrit en fonction de la tension comme suit :

$$Q_{cabc} = C V_{cabc} \quad (1.91)$$

et dans le référentiel arbitraire :

$$Q_{cqd0} = P_s C P_s^{-1} V_{cqd0} \quad (1.92)$$

Donc la matrice C s'écrit comme suit :

$$C = C I_3 \quad (1.93)$$

où C est la capacité d'un des condensateurs et donc :

$$Q_{cqd0} = CV_{cqd0} \tag{1.94}$$

En introduisant l'équation (1.94) dans l'expression (1.89) on obtient :

$$i_{cqd0} = C\omega V_{cdq} + CpV_{cqd0} \tag{1.95}$$

d'où

$$pV_{cqd0} = \frac{1}{C}i_{cqd0} - \omega V_{cdq} \tag{1.96}$$

qui se met sous la forme explicite suivante :

$$\begin{cases} pV_{cq} = \frac{1}{C}i_{cq} - \omega V_{cd} \\ pV_{cd} = \frac{1}{C}i_{cd} + \omega V_{cq} \\ pV_{c0} = \frac{1}{C}i_{c0} \end{cases} \tag{1.97}$$

Le système (1.96) ou (1.97) représente le système d'équations d'auto- excitation de la génératrice asynchrone.

L'ensemble des équations (1.77.....1.82) associées au système 1.97 constituent le modèle linéaire de la machine asynchrone en fonctionnement générateur autonome.

Le modèle se résume sous la forme suivante :

$$\begin{cases} p\phi_{qs} = V_{qs} - \omega\phi_{ds} + \frac{r_s}{l_s}(\phi_{mq} - \phi_{qs}) \\ p\phi_{ds} = V_{ds} - \omega\phi_{qs} + \frac{r_s}{l_s}(\phi_{md} - \phi_{ds}) \\ p\phi_{0s} = V_{0s} - \frac{r_s}{l_s}\phi_{0s} \\ p\phi_{qr} = V_{qr} - (\omega - \omega_r)\phi_{dr} + \frac{r_r}{l_r}(\phi_{mq} - \phi_{qr}) \\ p\phi_{dr} = V_{dr} - (\omega - \omega_r)\phi_{qr} + \frac{r_r}{l_r}(\phi_{md} - \phi_{dr}) \\ p\phi_{0r} = V_{0r} - \frac{r_r}{l_r}\phi_{0r} \\ pV_{cqd0} = \frac{1}{C}i_{cqd0} - \omega V_{cdq} \end{cases} \tag{1.98}$$

1-6- Identification des paramètres de la machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on a utilisé les méthodes expérimentales classiques, afin d'estimer les paramètres de la machine sur la base du schéma équivalent établi en régime permanent fig 1.6 .

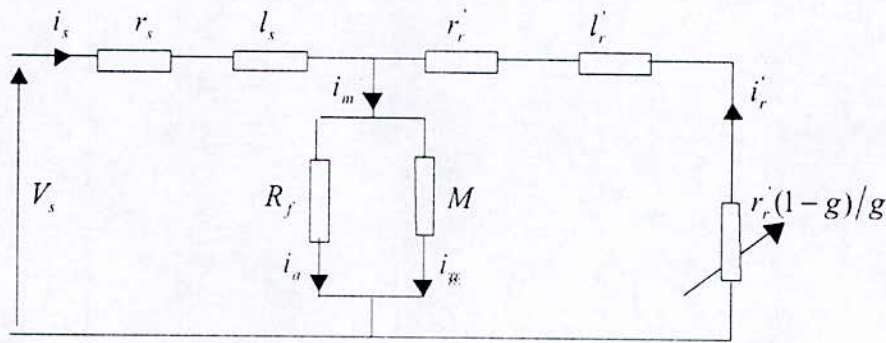


Figure 1.6 : schéma équivalent en T de la machine asynchrone en régime permanent

Pour l'identification nous utilisons le schéma équivalent par phase ramené au stator avec les hypothèses classiques à savoir :

- On néglige les harmoniques
- On néglige le phénomène de saturation
- On néglige l'effet thermique

On pourra écrire :

$$\left. \begin{aligned} [V_s] &= [r_s][i_s] + [L_{cs}]p[i_s] + [M_{sr}]p[i_r] \\ [0] &= [M_{rs}]p[i_s] + [r_r][i_r] + [L_{cs}]p[i_r] \end{aligned} \right\} \quad (1.99)$$

où:

$$[L_{cs}] = L_{cs}[I], [L_{cr}] = L_{cr}[I]$$

$[I]$: est la matrice identité

$L_{cs} = L_s - M_s$, $L_{cr} = L_r - M_r$, $M_m = 3M/2$ sont respectivement les inductances cycliques propres du stator, rotor et mutuelle cyclique stator - rotor.

Explicitons à partir du système (1.99) l'équation de la tension en grandeur de phase de chaque

armature:

$$\left. \begin{aligned} V_{sa} &= r_s i_{as} + L_{cs} p i_{as} + Mp(i_{ra})_{\omega s} \\ 0 &= r_r i_{ra} + L_{cr} p i_{ra} + Mp(i_{as})_{g\omega s} \end{aligned} \right\} \quad (1.100)$$

$(i_{sa})_{g\omega s}$, $(i_{ra})_{\omega}$ sont respectivement le courant du stator à la fréquence des courants rotoriques, le courant du rotor à la fréquence des courants statoriques. Dans la pratique, il est préférable d'étudier la machine à induction au moyen d'un circuit équivalent "ramené au stator", faisant intervenir les inductances de fuite et de magnétisation.

En remplaçant dans le système (1.100) les inductances cycliques L_{cs} et L_{cr} par leurs expressions respectives $(mM+l_s)$ et $((M/m)+l_r)$ et les grandeurs du rotor par leurs équivalentes ramenées, on aboutit au système suivant :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= (r_s + pl_s) i_{sa} + Mpi_m \\ 0 &= (r_r' + l_r' p) i_{ra}' + Mpi_m \end{aligned}$$

sous la forme complexe on obtient :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= (r_s + jl_s \omega s) i_{sa} + jM\omega s i_m \\ 0 &= \left(\frac{r_r'}{g} + jl_r' \omega s\right) i_{ra}' + jM\omega s i_m \end{aligned}$$

1-6-1 Essais expérimentaux

Pour déterminer les paramètres du circuit équivalent "ramené au stator", on a effectué les essais suivant :

a- Mesure des résistances

La mesure en courant continu, par la méthode voltampèremétrique de la résistance de deux enroulements du stator et rotor, a donné : $r_s = 1.2 \Omega$; $r_r = 0.87 \Omega$

On représente en fig (1.7) et (1.8), les courbes expérimentales de la résistances en fonction du courant pour chacun des enroulements.

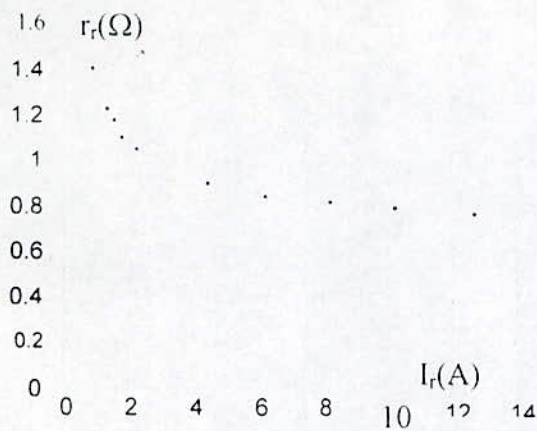


Figure 1.7 Résistance du rotor

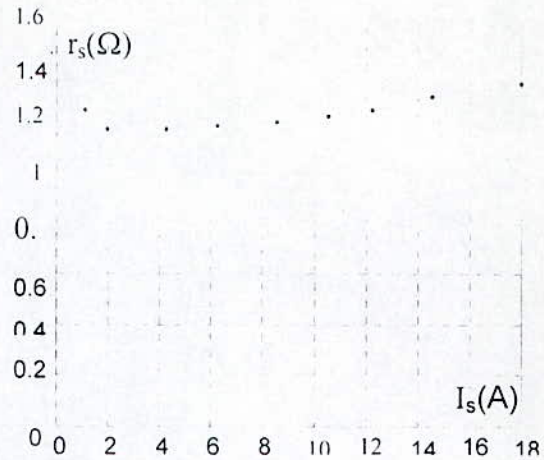


Figure 1.8 Résistance du stator

La résistance du rotor, présente quelques difficultés quant à la valeur à choisir, en effet, la résistance aux faibles intensités ($I_r < 1.4$) est relativement grande, elle résulte de la somme de la résistance de contact balais- bagues et de la résistance de l'enroulement.

La résistance de contact aux faibles intensités varie notablement, pour des intensités supérieures à 1.4A, la résistance de contact reste à peu près constante, elle provoque une chute de tension constante de $U_b=0.65V$, déterminée par l'extrapolation de la courbe $U_r(I)$ sur sa partie linéaire fig 1.9, de ce fait, pour $I_r > 1.4$ A, l'équation de la chute de tension peut s'écrire sous la forme :

$$U_r = 0.8 I_r + 0.65.$$

A partir de 10A environ, la valeur de la résistance d'un enroulement du stator commence à croître à cause de l'échauffement.

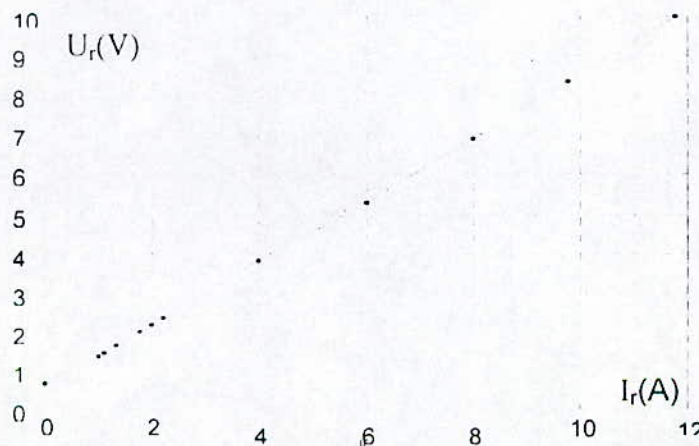


Figure 1.9 Tension en fonction du courant pour la résistance rotorique

b- Mesure du rapport de transformation

Le moteur est alimenté au stator, le rotor étant ouvert, on fait varier la tension primaire. Le rapport entre les deux tensions du stator et rotor donne une valeur moyenne de :

$$m = V_1/V_2 = 1.6$$

c- Essai à rotor bloqué

Dans cet essai, on alimente le moteur sous tension réduite (15 à 20% de la tension nominale) la machine fonctionne comme un transformateur, dont le secondaire est en court circuit. On peut supposer que la branche magnétisante est négligeable du fait de la valeur de la tension. La localisation des fuites magnétiques entre le stator et rotor, nous pousse à admettre l'égalité de ces fuites (hypothèse d'Alger).

L'impédance globale de court-circuit $Z_c = V_s/I_s$.

Les inductances de fuite sont calculées de la manière suivante :

$$l_s \omega = \sqrt{(Z_c^2 - (r_s + r_r')^2)} \quad \text{avec } r_r' = m^2 r_r$$

En fait, il est préférable d'utiliser le bilan des puissances pour la détermination des inductances, l'emploi de la résistance du rotor et du rapport de transformation sont relativement imprécis, on trouve alors :

$$l_s = 0.098 \text{H}$$

d- Essai au synchronisme

L'essai au synchronisme, nous permet de mesurer l'inductance cyclique magnétisante. L'essai est en entraînant la machine au synchronisme.

Dans l'essai au synchronisme, le rotor est équivalent à un circuit ouvert figure ci-dessous

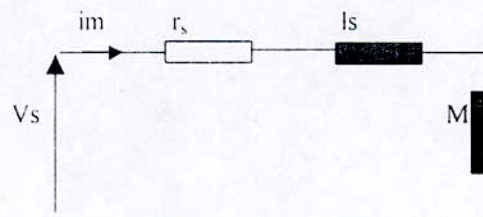


Figure 1.10 Schéma équivalent par phase au synchronisme

Soit Z l'impédance globale du circuit, donnée par le rapport V_s/I_s , r_s et $l_1\omega_s$ étant connues on peut alors calculer l'inductance cyclique magnétisante ramenée M par la relation suivante:

$$M = ((Z^2 - r_s^2) - (l_1\omega_s)^2)^{1/2} / \omega_s$$

A cause de la saturation cette inductance varie avec le courant, dans le cas du modèle linéaire on prend la valeur donnée par la partie rectiligne de la courbe $V_s(I_s)$ représentée par la figure.1.11, soit : $M=0.223\text{H}$

Connaissant M et l_s , on peut déterminer les inductances cycliques propres L_{cs} et L_{cr} du stator et du rotor ramenées, par la relation $L_{cs} = L_{cr} = M + l_s$;

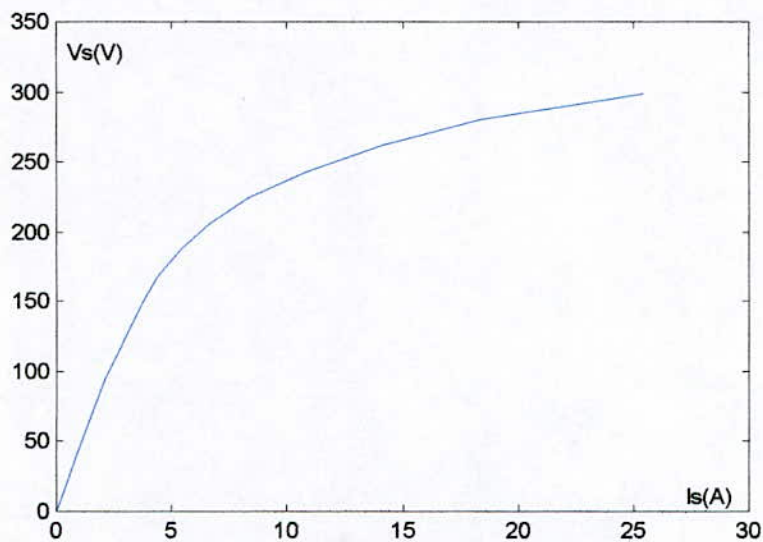


Figure 1.11 Tension en fonction du courant au synchronisme.

e - Essai à vide

Par cet essai fig1.12, on détermine la puissance mécanique, connaissant les pertes joules et les pertes fer; pour une vitesse proche de celle de synchronisme (1500 tr/mn), elle vaut approximativement :

$$P_m = 78 \text{ W } (\cong 3.5\% \text{ de la puissance nominale de la machine})$$

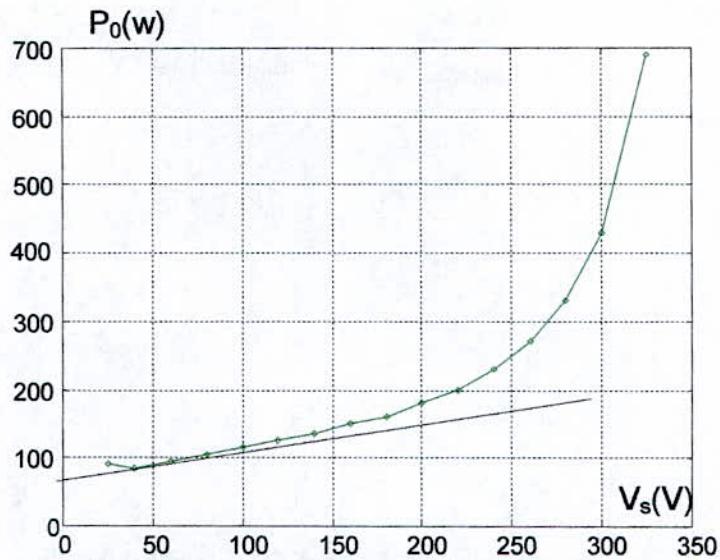


Figure 1.12 Puissance à vide en fonction de la tension

f- Essai de ralentissement

La connaissance des pertes mécaniques et de la courbe ralentissement, permet de calculer le moment d'inertie J. La machine tournant à vide, en coupant l'alimentation, les deux couples électromagnétique C_e et de charge C_r s'annulent; l'équation du mouvement se simplifie à : $J d\Omega_m / dt = -C_{fr} = -P_m / \Omega_m$

L'enregistrement de la vitesse en fonction du temps pendant le ralentissement est donné par la figure ci dessous

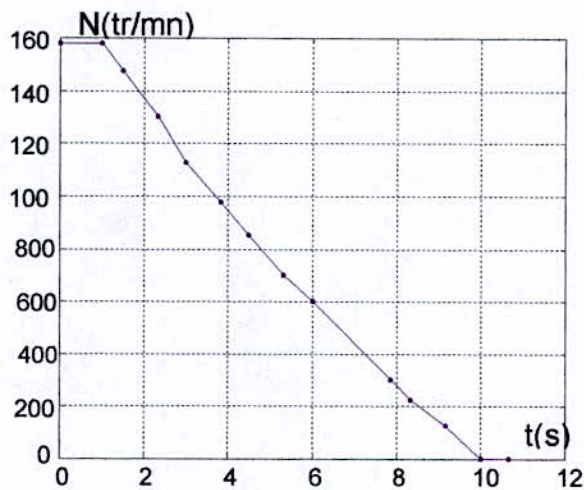


Figure.1.13 Vitesse de ralentissement, de la machine

La vitesse passe de 156.45 rd/s à zéro, la tangente à la courbe (fig.1.13) à l'instant $t=0$ détermine un $\Delta t=6.3$ s graphiquement, en approchant $d\Omega_m/dt$ par $\Delta\Omega_m/\Delta t$ à l'instant de la coupure, on obtient la valeur suivante du moment d'inertie :

$$J=0.019 \text{ Kg m/s}^2$$

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait un rappel sur La transformation triphasé-biphasé d'axes qd0. Nous avons établi le modèle de la machine asynchrone sous l'hypothèse de la linéarité du flux. Nous avons vérifié certains paramètres obtenus par [2] par des méthodes expérimentales classiques.

Lors d'une estimation des paramètres à l'aide d'essais classiques, on peut relever les principales sources d'erreur suivantes :

- Le schéma équivalent, qui est lui-même une représentation approchée de la machine, puisqu'il ne caractérise que le régime permanent.
- Les méthodes et les instruments de mesure apportent une certaine erreur sur les valeurs mesure.

Le développement du model saturé, qui est très utile pour le fonctionnement en générateur asynchrone, sera donné dans le chapitre suivant ainsi que l'étude du phénomène d'auto-amorçage du générateur asynchrone.

CHAPITRE : II



*AUTO-AMORÇAGE DU
GENERATEUR ASYNCHRONE*

2-1 Auto-amorçages du générateur asynchrone

Compte tenu de sa simplicité et du coût modeste comparé à un alternateur synchrone, la machine asynchrone est utilisée en générateur dans des centrales hydrauliques de petites puissances et aussi dans des endroits isolés[4]. Dans ce cas le glissement est négatif, et le rotor tourne dans le sens du champ tournant à une vitesse légèrement supérieure à celui-ci. Le générateur fournit au réseau de la puissance active et absorbe une puissance réactive nécessaire[4]. On distingue alors deux modes de fonctionnements :

- Fonctionnement non autonome.
- Fonctionnement autonome.

a- Fonctionnement non autonome

Dans ce mode de fonctionnement le générateur est entraîné à une vitesse supérieure à celle du synchronisme défini par la fréquence du réseau et dans le même sens avec le champ tournant. Le générateur absorbe du réseau la puissance réactive nécessaire pour son excitation, et fournit une puissance active.

La fmm rotorique tourne à la vitesse $n_1 - n$ et vu que $n > n_1$ ce qui indique que la fmm rotorique tourne dans le sens opposé à celui du rotor. L'interaction avec la fmm statorique crée un couple électromagnétique résistant.

b- Fonctionnement autonome

En absence de réseau pilote, il est possible d'auto exciter le générateur asynchrone au moyen de batteries condensateurs, mais pour qu'il y ait auto-amorçage du générateur asynchrone il faut faire un choix adéquat de la valeur du condensateur à insérer, ainsi que la présence d'un flux rémanent dans la machine qui est indispensable pour l'auto-amorçage.

Le circuit extérieur étant ouvert, le flux rémanent ϕ_r crée une certaine fem dans le circuit statorique, sous l'action de laquelle un courant I_s circule vers la batterie de condensateurs renforçant ainsi le flux ϕ .

La figure ci dessous montre le schéma du montage.

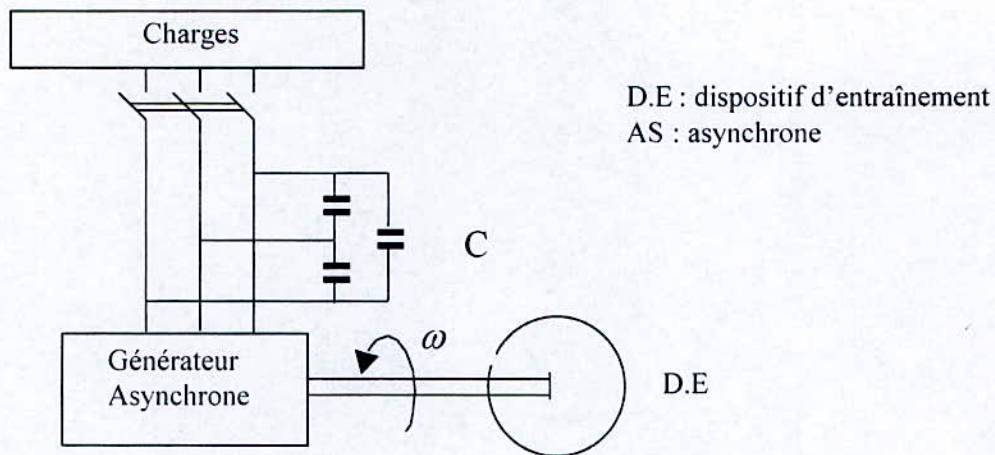


Figure 2.1 : schéma de fonctionnement du générateur indépendant.

Nous reproduisons sur la figure ci-dessous le point de fonctionnement du générateur asynchrone par analogie avec une génératrice shunt.

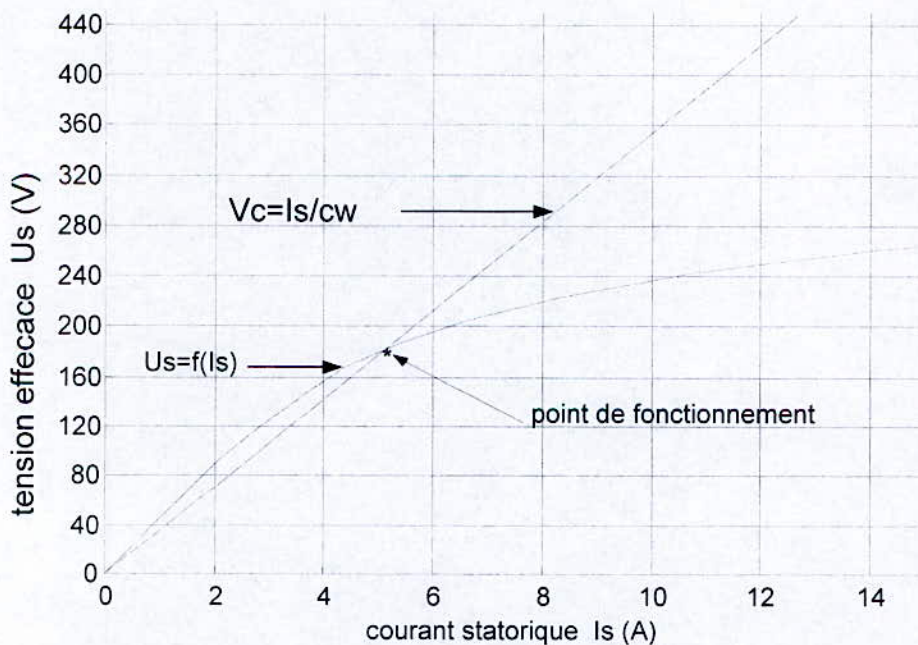


Figure 2.2 : Détermination du point de fonctionnement

Pour une mise en équation de l'auto-amorçage [5], nous considérons le schéma équivalent suivant :

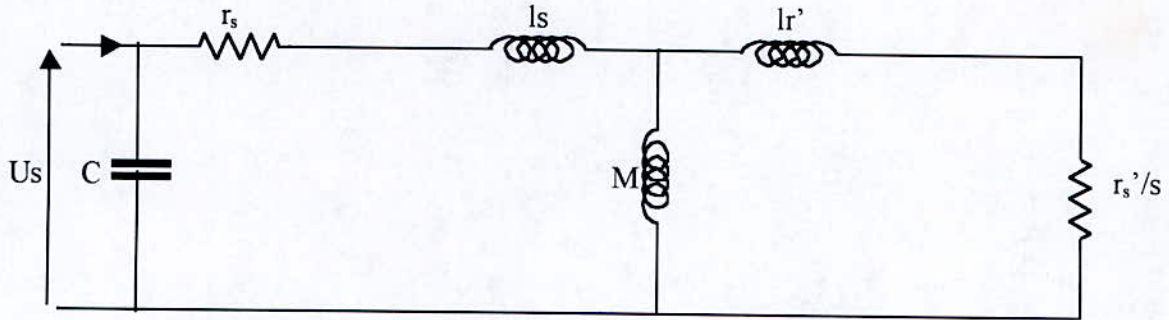


Figure 2.4 : Schéma équivalent en régime permanent

Pour l'auto amorçage à vide, l'équation régissant le système est:

$$I_s + I_c = 0 \Rightarrow Y_{res} = Y_s + Y_c = 0 \tag{2.1}$$

Ce qui revient à : $Z_{res} = Z_s + Z_c = 0$ (2.2)

$$\omega = \frac{Nn_p\pi}{30}(1-s) \quad (\text{pulsation des grandeurs statoriques})$$

Dans ce cas on a :

$$Z_s = r_s + j\omega l_s + \frac{j\omega M(\frac{r_r'}{s} + j\omega l_r')}{\frac{r_r'}{s} + j\omega(l_r' + M)} \tag{2.3}$$

Avec $Z_c = \frac{-j}{c\omega}$ (2.4)

On remplace dans (2.2) on obtient :

$$r_s + j\omega l_s + \frac{j\omega M(\frac{r_r'}{s} + j\omega l_r')}{\frac{r_r'}{s} + j\omega(l_r' + M)} - \frac{j}{c\omega} = 0$$

$$\Rightarrow r_s + j(\omega l_s - \frac{1}{c\omega}) + \frac{j\omega M \left[\frac{r_r'}{s} + j\omega l_r' \right] * \left[\frac{r_r'}{s} - j\omega l_r' \right]}{\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} = 0$$

Avec $L' = l_r' + M$: inductance cyclique rotorique ramenée.

Après simplification on obtient l'expression suivante :

$$\Rightarrow r_s + j(\omega l_s - \frac{1}{c\omega}) + \frac{j\omega M \left[\left(\frac{r_r'}{s} \right) + \omega^2 l_r' L_r' \right] + \omega^2 M^2 \frac{r_r'}{s}}{\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} = 0$$

La décomposition de l'impédance résultante du système en partie réelle et partie imaginaire permet d'avoir les deux expressions suivantes :

$$Re(Z_{res}) = r_s + \frac{\omega^2 M^2 \frac{r_r'}{s}}{\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} = 0 \quad (2.5)$$

$$Im(Z_{res}) = \left[\omega l_s - \frac{1}{c\omega} \right] + \frac{\omega M \left[\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2 + \omega^2 l_r' L_r' \right]}{\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} = 0 \quad (2.6)$$

Avec : $Re(Z_{res})$ partie réelle de Z_{res}

$Im(Z_{res})$ Partie imaginaire de Z_{res}

Le phénomène d'auto-amorçage correspond au passage d'un état d'équilibre instable (début de l'amorçage) à un état d'équilibre stable (point de fonctionnement final), défini par les conditions citées ci-dessus

$$Re(Z_{res}) = 0 \text{ et } Im(Z_{res}) = 0.$$

Par conséquent l'amorçage ne peut se faire que si l'énergie fournie au générateur par le dispositif d'entraînement est supérieure à l'énergie consommée dans les résistances r_s et r_r .

La puissance fournie au système correspond à la puissance dissipée dans la résistance.

La figure suivante présente la variation de $Re(Z_{res})$ en fonction du glissement 's' :

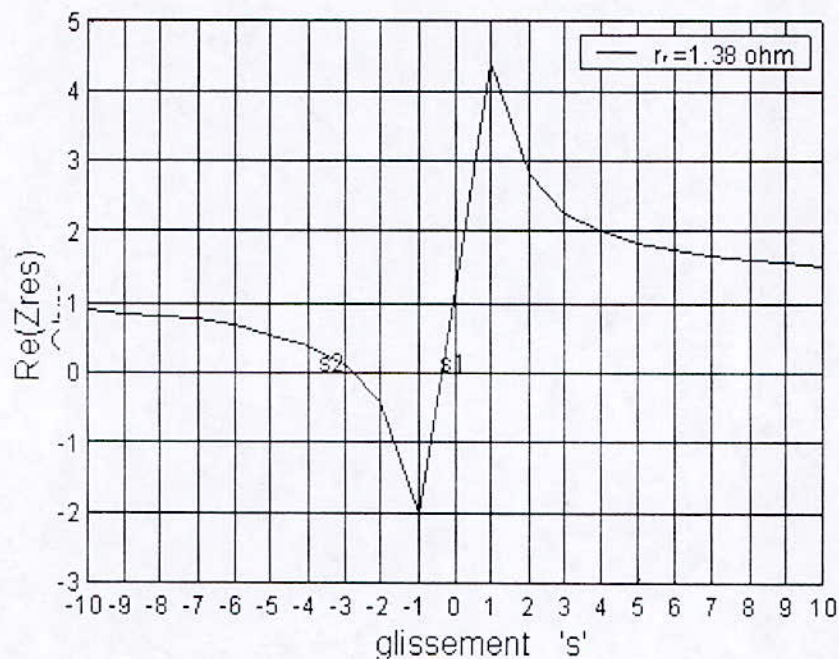


Figure 2.5 : Variation de la résistance équivalente en fonction du glissement

Pour des valeurs très faibles du glissement $s \approx 0$ on aura :

$$Re(Z_{res}) \cong r_s + \frac{\omega^2 M^2}{r_r} s \text{ ce qui donne } s_1 \cong -\frac{r_s r_r}{\omega^2 M^2} \cong 0 \quad (2.7)$$

Car la machine tourne pratiquement à sa vitesse synchrone. Pour des grandes valeurs du glissement s

$$Re(Z_{res}) = r_s + \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_r} \frac{r_r}{s} \cong r_s + \frac{r_r}{s} \Rightarrow s_2 = -\frac{r_s}{r_r} \quad (2.8)$$

Nous présentons sur cette figure l'influence de la résistance rotorique sur les deux valeurs limite du glissement 's'

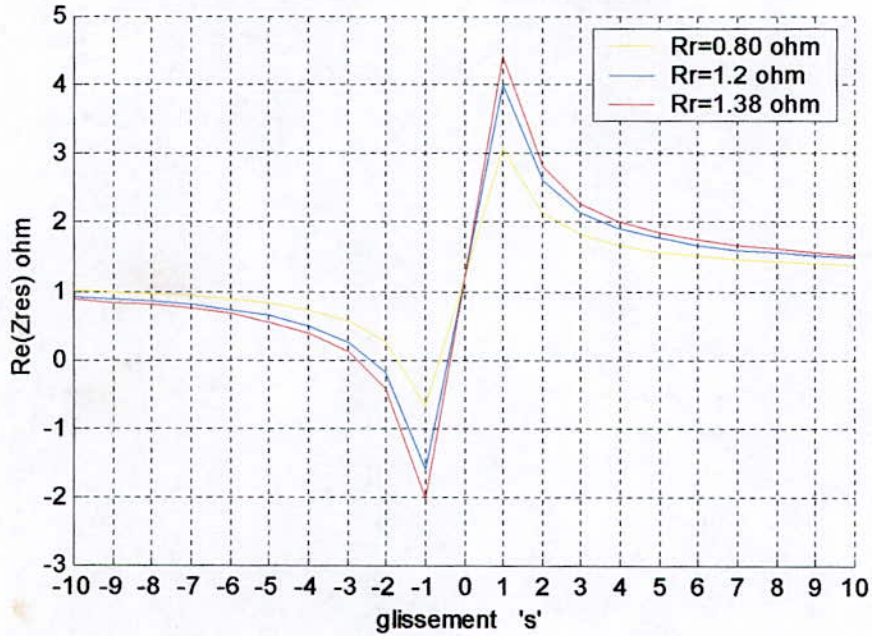


Figure 2.6 : Effet de variation de la résistance rotorique sur l'intervalle d'auto excitation

La figure ci-dessus montre bien l'influence de la résistance du rotor sur les deux valeurs limites du glissement qui définissent l'intervalle dans le quel il peut y avoir l'auto amorçage. La première valeur du glissement s_1 est inversement proportionnelle à la résistance rotorique ce qui n'est pas le cas pour la deuxième valeur s_2 .

Après avoir obtenu les deux valeurs du glissement pour les quelles il peut y avoir l'auto excitation, on peut déterminer les deux valeurs des capacités extrêmes correspondantes. Le point de fonctionnement du générateur correspond à la résonance entre la capacité C et L'inductance cyclique de la machine.

D'après l'équation (2.6) $Im(Zres)=0$ et les deux expressions de s on peut écrire :

$$Im(Zres) = 0 \Rightarrow \omega_1 I_s - \frac{1}{c\omega_1} + \omega_1 M \frac{\left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_r' L_r'}{\left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_r'^2} = 0$$

à l'auto-amorçage le glissement $s \approx 0$

$$\omega_m = (1 - s_1)\omega_1 \Rightarrow \omega_1 = \omega_m \tag{2.9}$$

Ceci montre que la machine génère la fréquence nominale en tournant pratiquement à sa vitesse synchrone définie par son nombre de pôles.

(Ou ω_m vitesse du rotor) par approximation de $\frac{L_r l_r}{L_s} \cong 1$ on aura

$$\text{Im}(Z_{res}) = \omega_m l_s - \frac{1}{c \omega_m} + \omega_m M = 0 \Rightarrow c_1 = \frac{1}{\omega_m^2 L_s} \quad (2.10)$$

avec $L_s = l_s + M$

$$\text{pour } s = s_2 \cong -\frac{r_s}{r_r} \cong -1 \quad (2.11)$$

$$\omega_m = (1 - s_2) \omega_2 = \frac{r_s + r_r}{r_r} \omega_2 \cong 2 \omega_2 \quad (2.12)$$

Pour ce cas la machine tourne à une vitesse double de la vitesse synchrone.

$$\omega_2 l_s - \frac{1}{c_2 \omega_2} + \omega_2 M \frac{l_r}{L_r} \cong \omega_2 (l_s + l_r) - \frac{1}{c_2 \omega_2} \cong 0$$

Puisque $l_r \ll L_r$ et $M \cong L_r \Rightarrow \frac{M}{L_r} \cong 1$ donc :

$$\omega_2 (l_s + l_r) - \frac{1}{c_2 \omega_2} \cong 0$$

De cette équation on tire l'expression de la capacité c_2 :

$$c_2 \cong \frac{1}{\omega_2^2 (l_s + l_r)} \quad \text{En remplaçant } \omega_2 \text{ par son expression on aura}$$

$$\Rightarrow c_2 \cong \frac{1}{\omega_m^2 (l_s + l_r) \left(\frac{r_s + r_r}{r_r} \right)^2} \quad (2.13)$$

La capacité c_2 correspond à la résonance avec l'inductance de court circuit ($l_s + l_r$) de la machine. Cette solution n'est pas intéressante, car pour que la machine génère la fréquence nominale, il faut la faire tourner au double de la vitesse nominale synchrone.

2-2 Modèle saturé du générateur asynchrone

Pour pouvoir simuler le fonctionnement du générateur asynchrone pour les différents régimes, on doit tenir compte de la saturation du circuit magnétique, car cette dernière est indispensable en mode générateur.

Nous avons jugé important de simuler le phénomène d'auto-amorçage sous l'hypothèse de la linéarité des flux, pour montrer l'importance de la saturation en mode de fonctionnement générateur. Ces deux figures, montrent que les tensions et courants, générés par la machine divergent et dépassent largement les valeurs nominales. Dans ce cas le point de fonctionnement est indéfini.

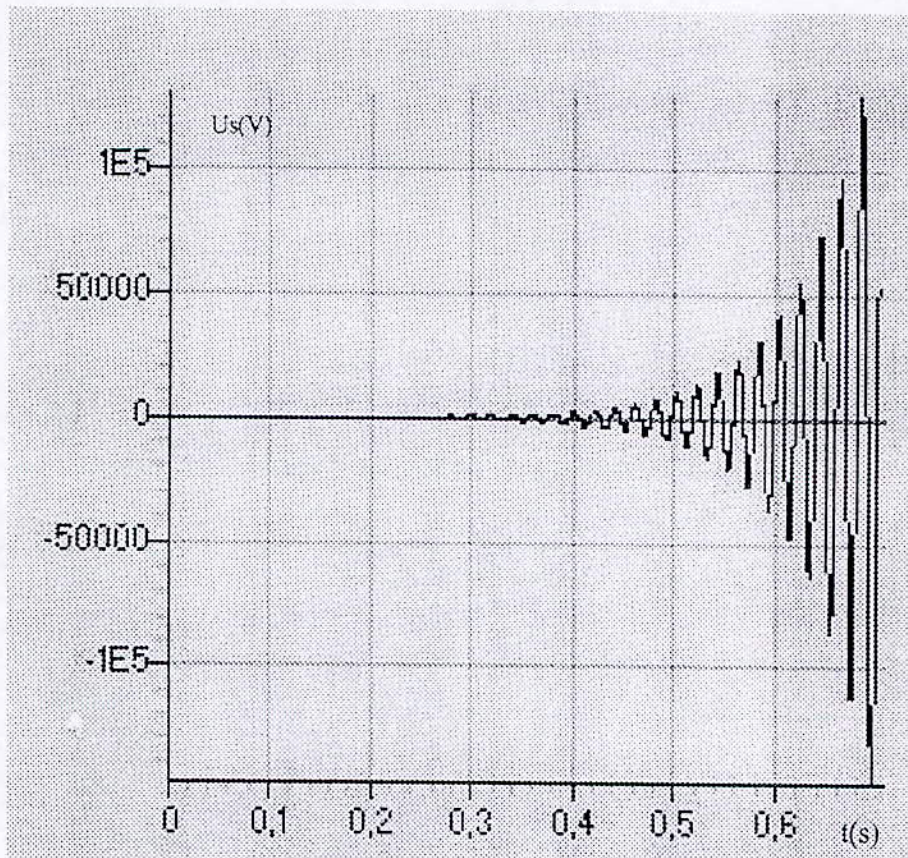


Figure 2.6 Tension d'auto amorçage avec l'hypothèse de la linéarité des flux

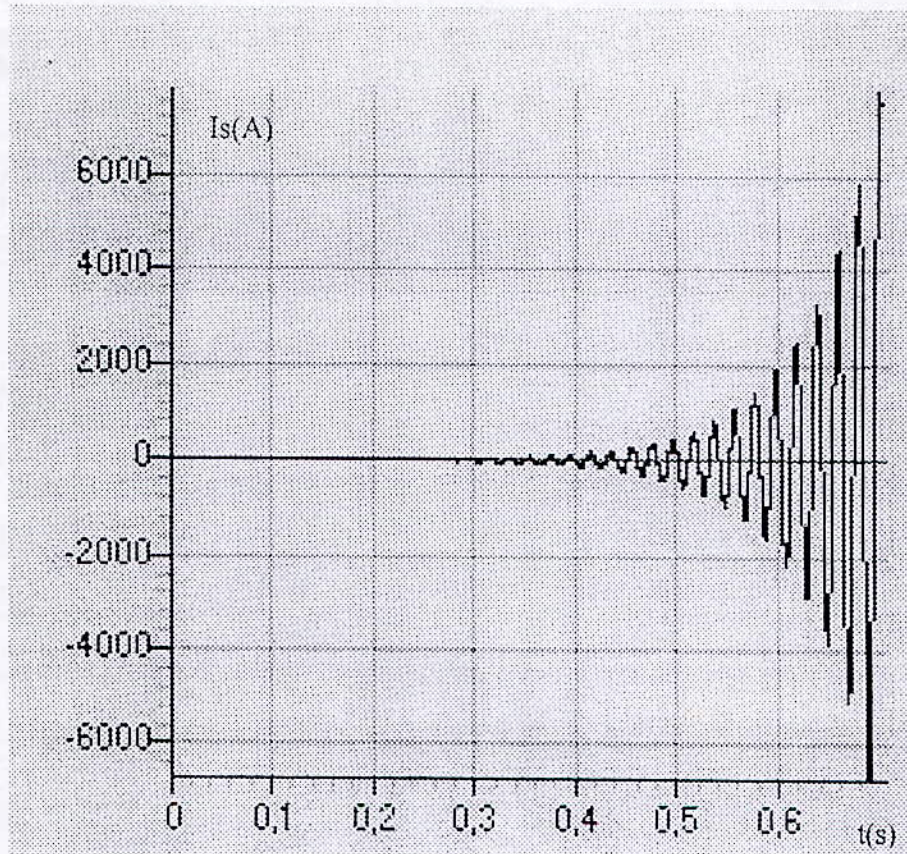


Figure 2.7 Courant d'auto-amorçage

Dans ce qui suit nous allons tenir compte de la saturation de la machine, pour cela nous avons choisi de modéliser la caractéristique magnétique en utilisant la méthode de la fonction degré de saturation, en approximant cette dernière par une fonction exponentielle[6].

Nous l'abrégerons par F.D.S, et nous noterons la fonction correspondante F

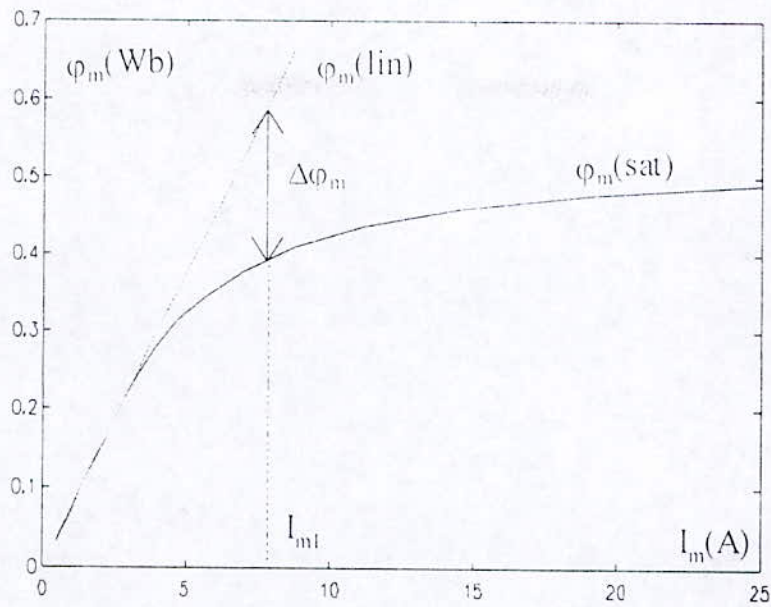


Figure 2.8 : Courbe de magnétisation de la machine utilisée

La construction de la F.D.S. est menée de la manière suivante:

Pour tout point de fonctionnement, nous définissons la variation $\Delta\phi_m$

$$\text{Entre les flux } \phi_m(sat) \text{ et } \phi_m(lin) \quad \Delta\phi_m = \phi_m(lin) - \phi_m(sat) \quad (2.14)$$

où:

$\phi_m(sat)$: représente la valeur réelle (saturée) du flux magnétisant.

$\phi_m(lin)$: sa valeur sous l'hypothèse de la linéarité.

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

La fonction "degré de saturation" F est donnée de la manière suivante:

$$F(\phi_m(lin)) = \frac{\Delta\phi_m}{\phi_m(lin)} \quad (2.15)$$

la variation de cette fonction est donnée sur la figure suivante :

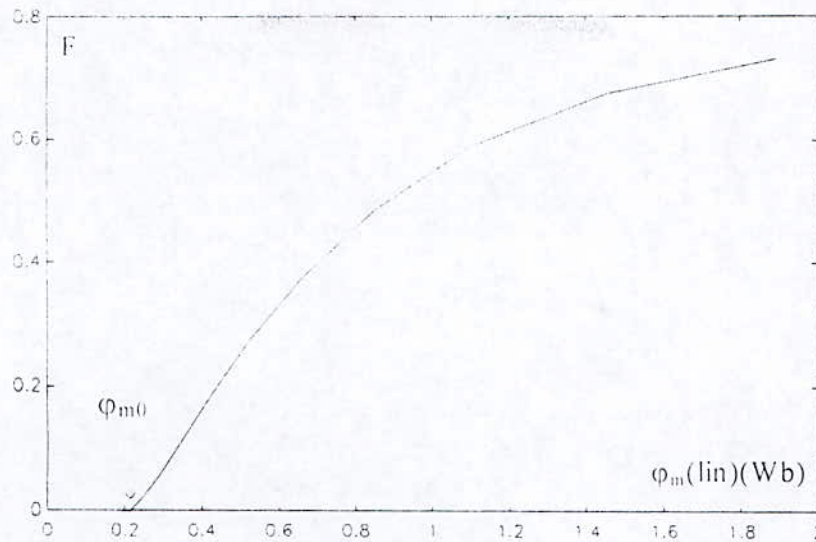


Figure 2.9 : Fonction degré de saturation en fonction de flux linéaire.

La fonction F reste constamment nulle tant que le flux ϕ_m est inférieur à ϕ_{m0} , cette valeur est la limite de la zone linéaire de la caractéristique magnétique.

Pour des valeurs de $\phi_m < \phi_{m0}$ on a $\phi_m(\text{lin}) = \phi_m(\text{sat})$ ce qui veut dire que F est égale à 0.

On peut distinguer deux zones différentes :

La zone à degré de saturation nul, pour $\phi_m \leq \phi_{m0}$

La zone à degré de saturation croissant pour $\phi_m > \phi_{m0}$

Ce qui nous donne:

$$F = \begin{cases} F_0 = 0 & \text{si } \phi_m \leq \phi_{m0} \\ F_1 \neq 0 & \text{si } \phi_m > \phi_{m0} \end{cases} \quad (2.16)$$

2-2-1 Modélisation de fonction degré de saturation F

Comme il a été mentionné précédemment, la fonction F est modélisée par une série d'exponentielles, en utilisant une méthode d'optimisation (moindre carrés). Ceci nous permettra de travailler avec une expression analytique continue, au lieu d'une représentation discrète qui est limitée en terme de valeurs.

Le modèle non - linéaire de F_1 est de la forme :

$$F_1 = C_1 [1 - \exp(-\lambda_1 (\phi_m(lin) - \phi_{m0}))] + C_2 [\exp(\lambda_2 (\phi_m(lin) - \phi_{m0}) / (\phi_m(lin) + \phi_{m1})) - 1] \quad (2.17)$$

F_0 étant identiquement nulle, $F_0 = 0$

On se limite dans ce modèle, à une série à deux exponentielles. Le résultat d'identification des coefficients $\lambda_i, c_i, \phi_{mi}$ ($i=1,2$) [6] est donné en annexe 2

2-2-3 Introduction de la saturation dans le modèle dynamique de la machine asynchrone

Dans le modèle linéaire déjà établi, nous avons fait apparaître deux grandeurs très importantes qui sont les composantes du flux magnétisant suivant les deux axes ϕ_{mq} et ϕ_{md} .

L'introduction de la saturation dans le modèle de la machine asynchrone repose essentiellement sur la connaissance en chaque point de fonctionnement, de ces deux grandeurs.

Ces composantes ϕ_{mq} et ϕ_{md} s'expriment par :

$$\begin{cases} \phi_{mq}(sat) = \phi_{mq}(lin) - \Delta\phi_{mq} \\ \phi_{md}(sat) = \phi_{md}(lin) - \Delta\phi_{md} \end{cases} \quad (2.18)$$

le flux magnétisant $\phi_m(lin)$ est lié à ses composantes par:

$$\phi_m(lin) = \sqrt{\phi_{mq}^2(lin) + \phi_{md}^2(lin)} \quad (2.19)$$

les variations des flux sont données par :

$$\Delta\phi_{mq} = \frac{\phi_{mq}(lin)}{\phi_m(lin)} \Delta\phi_m \quad (2.20)$$

$$\Delta\phi_{md} = \frac{\phi_{md}(lin)}{\phi_m(lin)} \Delta\phi_m \quad (2.21)$$

or

$$\text{et} \begin{cases} \frac{\phi_{mq}(lin)}{\phi_m(lin)} \Delta\phi_m = \phi_{md}(lin) \frac{\Delta\phi_m}{\phi_m(lin)} = \phi_{mq}(lin) F(\phi_m(lin)) \\ \frac{\phi_{md}(lin)}{\phi_m(lin)} \Delta\phi_m = \phi_{md}(lin) \frac{\Delta\phi_m}{\phi_m(lin)} = \phi_{md}(lin) F(\phi_m(lin)) \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}\Delta\phi_{mq} &= \phi_{mq}(lin)F(\phi_m(lin)) \\ \Delta\phi_{md} &= \phi_{md}(lin)F(\phi_m(lin))\end{aligned}\quad (2.23)$$

étant données $\phi_{mq}(lin)$ et $\phi_{md}(lin)$. il est possible de déterminer $\Delta\phi_{mq}$ et $\Delta\phi_{md}$

à partir des équations (2.19) et (2.23) qui associées aux équations du système (2.18), nous obtenons les deux composantes saturées du flux magnétisant.

$$\begin{aligned}\phi_{mq}(sat) &= \phi_{mq}(lin)[1 - F(\phi_m(lin))] \\ \phi_{md}(sat) &= \phi_{md}(lin)[1 - F(\phi_m(lin))]\end{aligned}\quad (2.24)$$

2-2-4 Détermination des flux magnétisants linéaires et saturés

Nous déterminons en premier lieu les composantes linéaires $\phi_{mq}(lin)$ et $\phi_{md}(lin)$. Pour cela, réécrivons leurs expressions en fonction des courants

$$\phi_{mq}(lin) = M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.25)$$

$$\phi_{md}(lin) = M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.26)$$

Les équations des courants en fonction des flux réels saturés sont :

$$i_{qs} = \frac{\phi_{qs}(sat) - \phi_{mq}(sat)}{L_s} \quad (2.27)$$

$$i_{ds} = \frac{\phi_{ds}(sat) - \phi_{md}(sat)}{L_s} \quad (2.28)$$

$$i'_{qr} = \frac{\phi_{qr}(sat) - \phi_{mq}(sat)}{L_r} \quad (2.29)$$

$$i'_{dr} = \frac{\phi_{dr}(sat) - \phi_{md}(sat)}{L_r} \quad (2.30)$$

en injectant les équations des courants obtenues ci - dessus dans les équations (2.25) et (2.26) on aura:

$$\frac{\phi_{mq}(lin)}{M} = \phi_{mq}(sat) \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right) = \left(\frac{\phi_{qs}(sat)}{L_s} + \frac{\phi_{qr}(sat)}{L_r} \right) \quad (2.31)$$

$$\frac{\Phi_{mq}(lin)}{M} + \Phi_{mq}(sat) \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} \right) = \left(\frac{\Phi_{qs}(sat)}{l_s} + \frac{\Phi_{qr}(sat)}{l_r} \right) \quad (2.31)$$

$$\Phi_{mq}(lin) - L_q \left(\Delta \Phi_{mq} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} \right) + \left(\frac{\Phi_{qs}}{l_s} + \frac{\Phi_{qr}}{l_r} \right) \right) \quad (2.32)$$

$$\Phi_{md}(lin) - L_d \left(\Delta \Phi_{md} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} \right) + \left(\frac{\Phi_{ds}}{l_s} + \frac{\Phi_{dr}}{l_r} \right) \right) \quad (2.33)$$

L_q et L_d sont définies au chapitre 1

Nous utilisons de nouveau les équations (2.18):

$$\Phi_{mq}(sat) = \Delta \Phi_{mq} \left(L_q \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} \right) - 1 \right) + L_q \left(\frac{\Phi_{qs}}{l_s} + \frac{\Phi_{qr}}{l_r} \right) \quad (2.34)$$

or

$$L_q \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} - 1 \right) = L_q \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r} - \frac{1}{l_q} \right) = -\frac{L_q}{M} \quad (2.35)$$

On obtient finalement :

$$\Phi_{mq}(sat) = L_q \left(\frac{\Phi_{qs}}{l_s} + \frac{\Phi_{qr}}{l_r} \right) - \frac{L_q}{M} \Delta \Phi_{mq} \quad (2.36)$$

de la même manière, nous obtenons l'expression de $\Phi_{md}(sat)$:

$$\Phi_{md}(sat) = L_d \left(\frac{\Phi_{ds}}{l_s} + \frac{\Phi_{dr}}{l_r} \right) - \frac{L_d}{M} \Delta \Phi_{md} \quad (2.37)$$

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

2-5 Validation du modèle dynamique de la machine et interprétation de la naissance de l'auto- amorçage

Afin de valider le modèle, nous avons simulé les tensions et courants de l'auto-amorçage et nous les avons comparés avec des résultats expérimentaux donnés sur les figures suivantes :

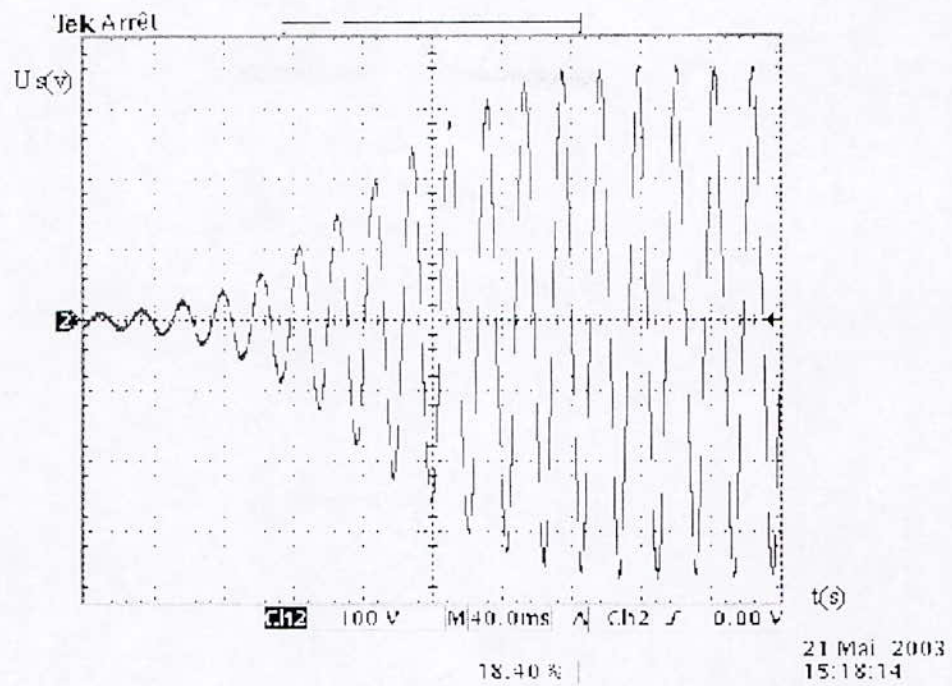


Figure 2.12 : tension d'auto amorçage expérimentale avec capacités déchargées

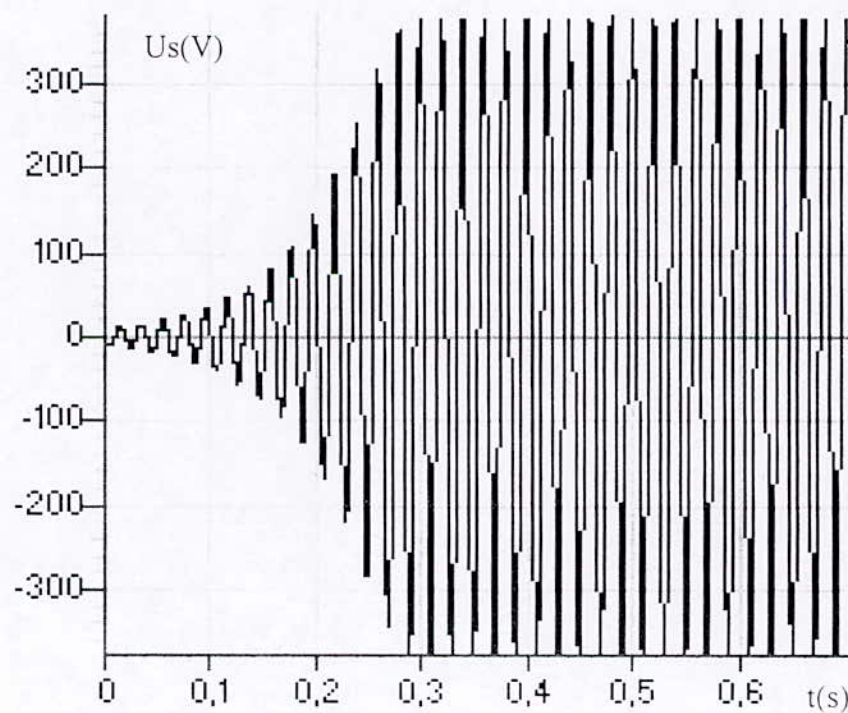


Figure 2.13 : Tension d'auto-amorçage obtenue par simulation pour $r_r=0.88 \Omega$ et $C=90\mu F$

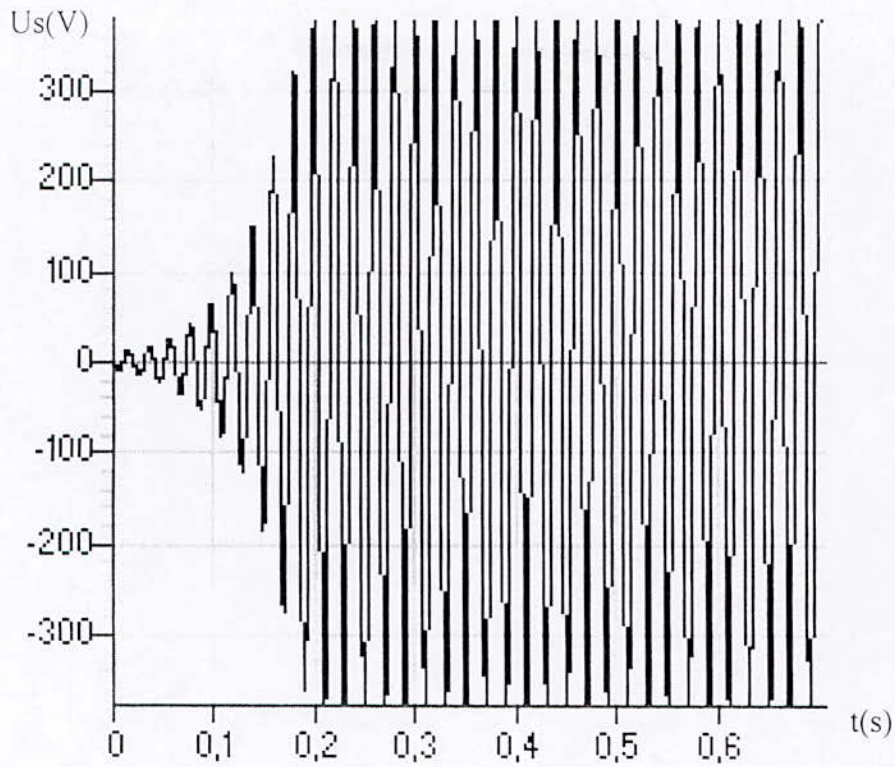


Figure 2.14 : Tension d'auto-amorçage obtenu par simulation pour $r_r=1.38 \Omega$ et $C=90\mu F$
 $N=1500\text{tr/min}$

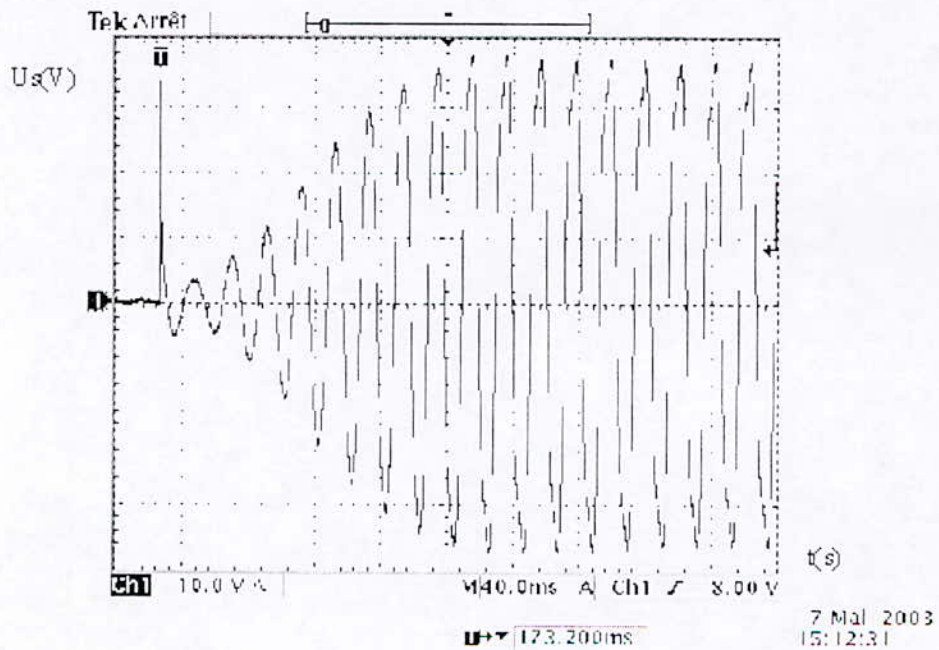


Figure 2.15 : Tension d'auto amorçage expérimentale avec capacités chargée

a- Evolution de la tension expérimentale

Les figures ci dessus, montrent l'évolution de la tension d'auto - amorçage expérimentale et simulée. Cette évolution est d'une manière progressive jusqu'à l'établissement du point de fonctionnement. Ce dernier correspond à la résonance dans le circuit (R,L,C) du schéma équivalent, traduisant ainsi l'équivalence entre la puissance réactive absorbée par la machine et celle fournie par les condensateurs. Comme on remarque aussi la concordance des résultats expérimentaux et ceux obtenu par simulation, avec une légère différence due aux phénomènes non pris en compte.

Sur la figure (2.15) on constate un pic de tension qui atteint la tension nominale au début de l'auto-amorçage de la machine, qui est dû à la charge des condensateurs ce qui n'est pas le cas sur la figure (2.12) quand les capacités sont déchargées. La même chose peut être remarquée pour le courant.

Les figure (2.13) et (2.14) illustrent l'influence de la résistance rotorique sur la durée du régime transitoire lors de l'auto excitation. L'augmentation de la résistance rotorique diminue la durée du régime transitoire.

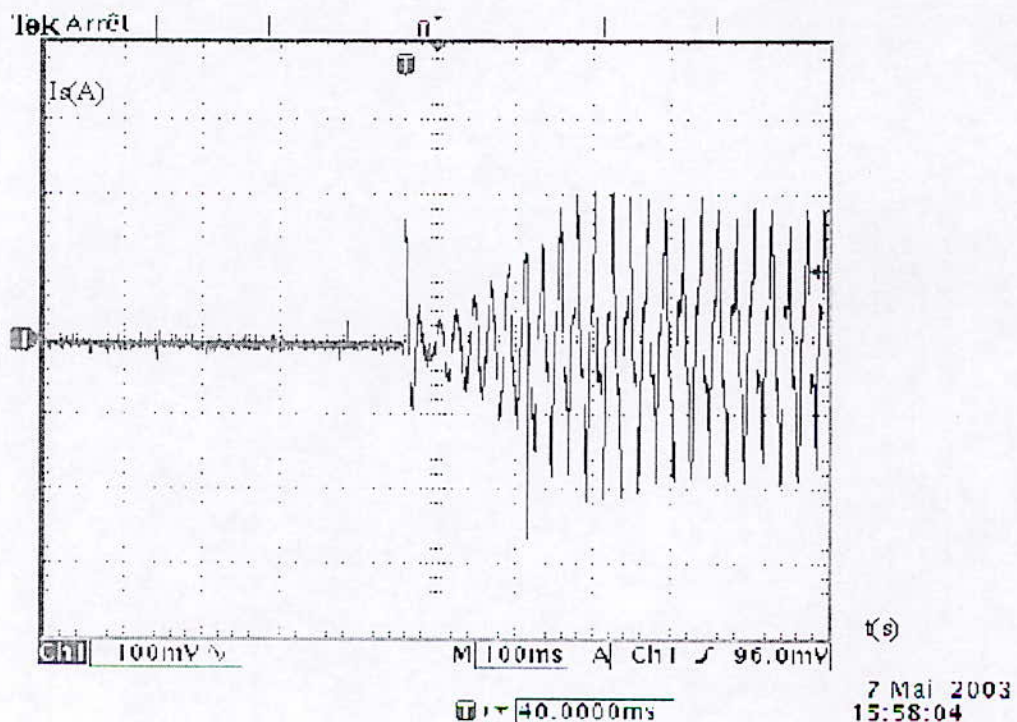


Figure 2.16 : Courant d'auto-amorçage expérimental avec capacités chargées

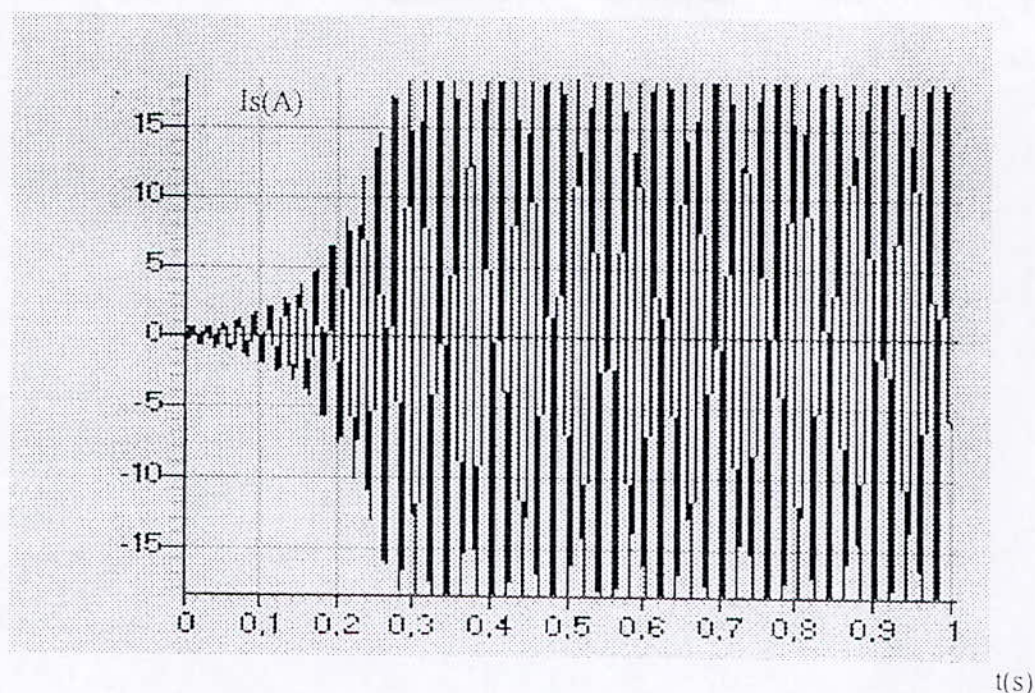


Figure 2.17 : Courant d'auto-amorçage obtenu par simulation

b - Evolution du courant

On constate que l'évolution du courant magnétisant est similaire à celle de la tension. Ce dernier suit aussi la caractéristique magnétique, avec l'apparition d'un pic au début de l'auto-amorçage qui est dû à la décharge des capacités initialement chargées.

2-4 Paramètres qui conditionnent l'évolution de la tension

Les paramètres susceptibles d'influer sur l'évolution de la tension proviennent de la condition de la résonance à savoir (R, C, ω, L) .

Dans ce qui se suit, nous présentons l'évolution de la tension suite à une variation de l'un de ces différents paramètres.

a- Influence de la vitesse sur la tension générée par le générateur en régime statique

Nous avons simulé le fonctionnement du générateur asynchrone en régime statique pour la première valeur du glissement donnée par l'équation (2.7).

En premier lieu, nous avons relevé la variation de la tension en fonction de vitesse de rotation pour différentes valeurs de la capacité des condensateurs insérés aux bornes de la machine. Les résultats de la simulation sont donnés sur la figure ci dessous :

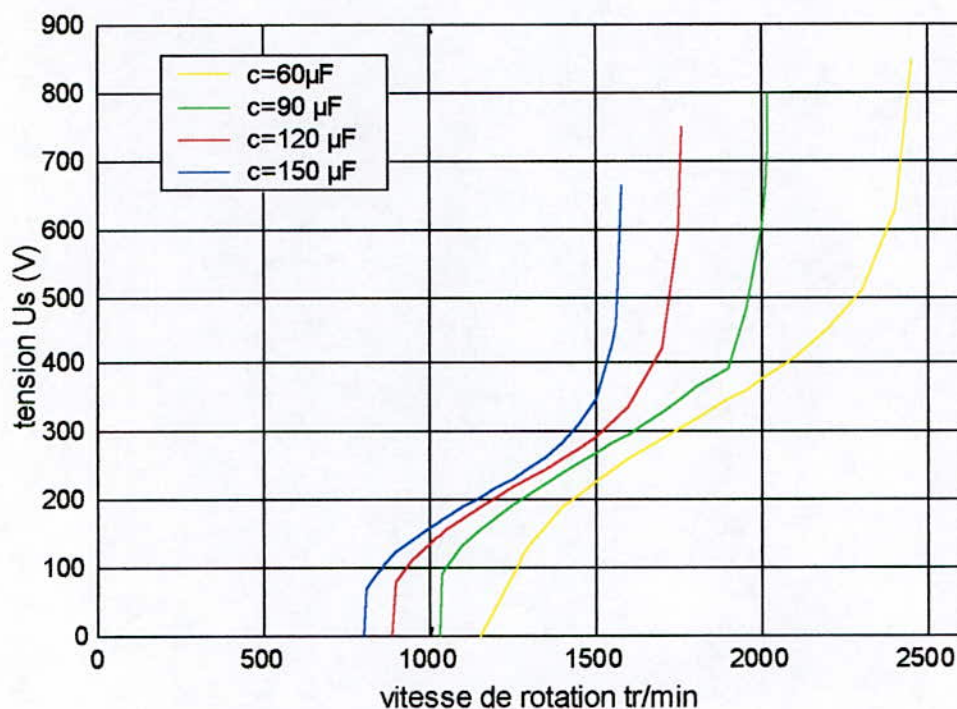


Figure 2.18 : Variation de tension U_s de la machine en fonction de la vitesse de rotation pour différentes capacités

La figure ci dessus, montre qu'il existe une vitesse limite minimale pour la quelle il peut y avoir auto-amorçage pour chaque capacité utilisée. Cette valeur est inversement proportionnelle à la capacité C car pour de grandes valeurs de capacités, la vitesse minimale est relativement plus faible.

On peut remarquer aussi qu'il y a une autre valeur de la vitesse particulière pour la quelle la tension générée par la machine diverge et prend des valeurs excessives qui dépassent la tension nominale. Cette vitesse qu'on peut appeler vitesse limite maximale d'auto-amorçage est inversement proportionnelle à la capacité choisie.

b- influence de la capacité sur la tension générée par le générateur en régime statique :

Nous avons simulé la tension de la machine pour deux valeurs de la vitesse (1500tr/min et 1400 tr/min) en fonction de la capacité. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure ci-dessous

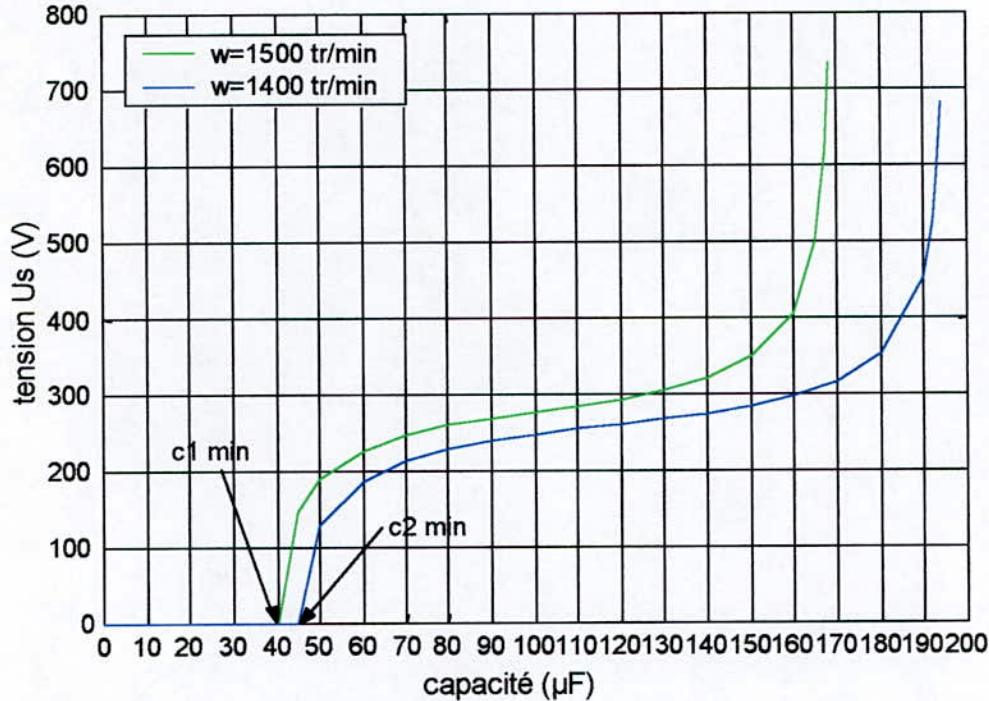


Figure 2.19 : Variation de la tension U_s en fonction de la capacité pour deux vitesses 1500tr/min et 1400 tr/min

On remarque que l'allure de la variation de la tension en fonction de la capacité est la même que celle obtenue en fonction de la vitesse observée dans le premier cas. La même chose que dans le premier cas, deux valeurs particulières de la capacité peuvent être repérées, une valeur minimale pour la quelle il peut y avoir l'auto-amorçage et une autre pour la quelle la tension de la machine diverge. Les deux valeurs de la capacité, minimale et maximale sont inversement proportionnelle à la vitesse de rotation.

Les mêmes tensions pour une vitesse de 1500tr/min peuvent être obtenu pour la vitesse 1400 tr/min mais à des capacités élevées.

Pour des faibles valeurs du glissement, le point de fonctionnement du générateur asynchrone, est défini par le produit de la vitesse par la capacité du condensateur, ce produit donne la pente de la droite des inducteurs, ce phénomène est illustré par la figure suivante :

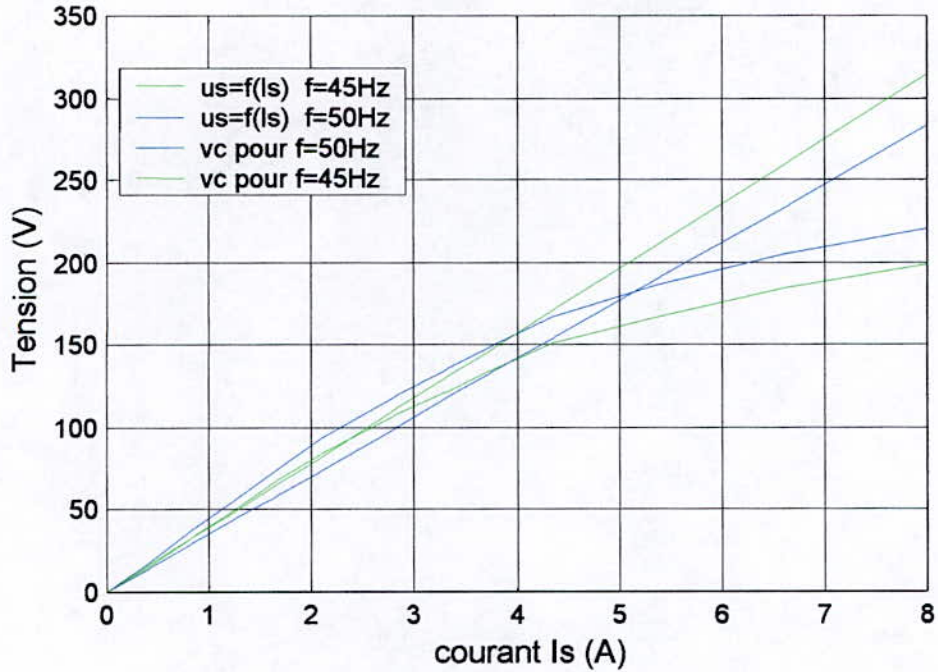


Figure 2.20 : Déplacement du point de fonctionnement en fonction de la fréquence

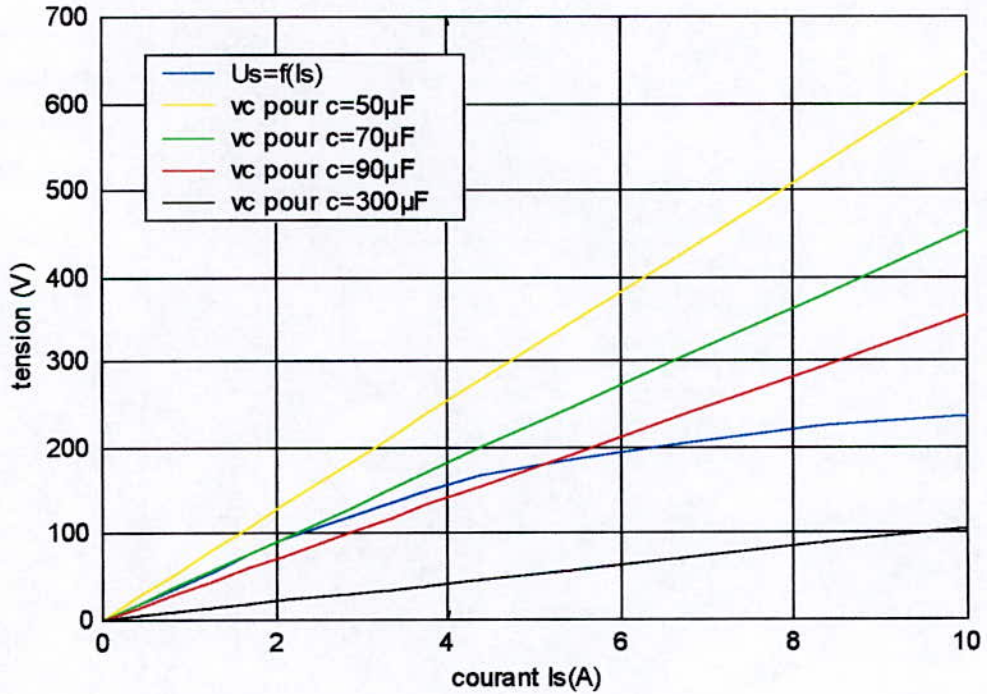


Figure 2.21 : Influence de la capacité sur la pente de la droite des inducteurs
Pour une vitesse de 1500tr/min

L'équation de la droite des inducteurs est donnée par $(V_c = \frac{1}{c\omega} I_s)$ Pour une capacité faible égale à $50\mu\text{F}$ on n'a pas d'intersection entre la courbe de magnétisation et la droite des inducteurs, la valeur de $70\mu\text{F}$ représente le point de fonctionnement instable de la machine. On peut bien voir que pour de très grandes valeurs de la capacité ou de la vitesse le point de fonctionnement dans ce cas, correspond à des valeurs de la tension très élevées. A cause de la surexcitation qui se manifeste sous forme d'une surtension. Ce qui confirme les résultats présentés sur les figures (2.18) et (2.19).

c- Influence de la résistance rotorique

Dans les résultats obtenus par simulation, on remarque que la variation de la résistance rotorique influe sur la durée du transitoire tel que l'augmentation de la résistance rotorique entraîne la diminution du régime transitoire.

2-5- Désamorçage du générateur asynchrone

Des résultats de simulation et d'expérimentation sont obtenus pour la tension de désamorçage, qui sont représentés par les figures (2.22) et (2.23).

Au cours de la déconnexion des capacités au bord des enroulements du stator, on a la non disponibilité de l'énergie réactive fournie par les capacités. Dans ce cas le courant magnétisant n'est pas compensé. Afin de trouver un autre point fonctionnement plus stable, le courant va diminuer, cette diminution du courant va engendrer une chute de tension dans l'entrefer. On aura alors une diminution du flux et une augmentation du glissement. Ce processus se poursuit jusqu'à l'arrêt de la génération de la tension. (Intersection au point zéro) [10].

On dit que la tension de désamorçage suit la courbe de démagnétisation.

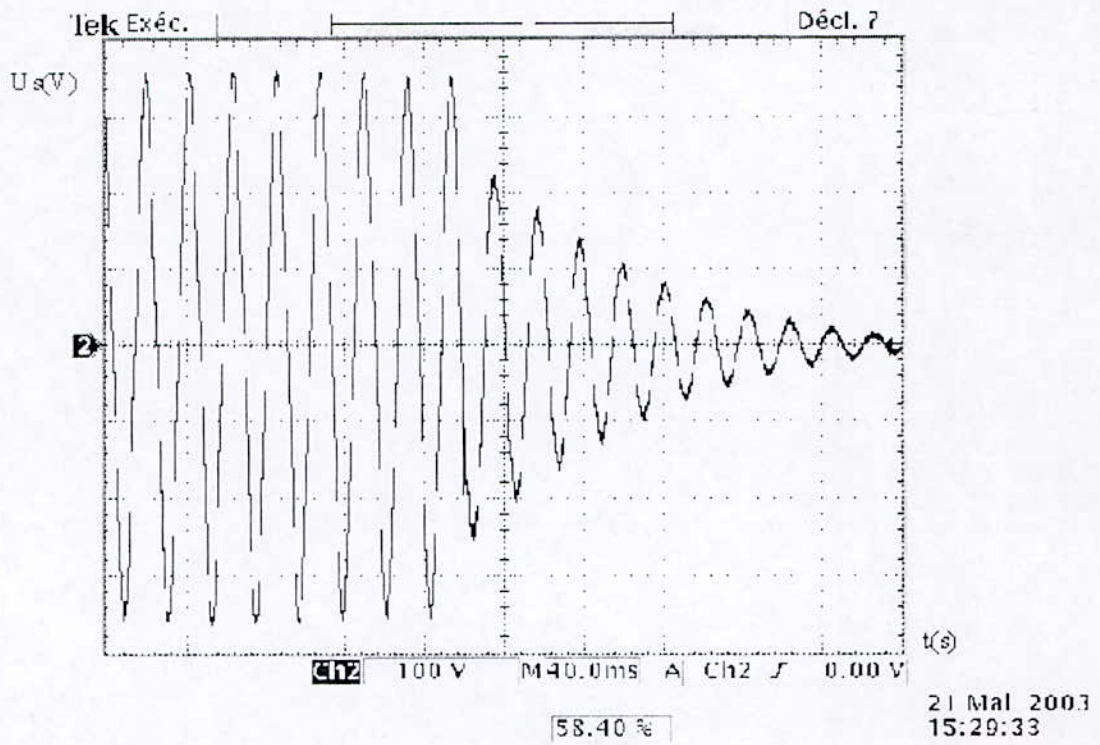


Figure 2.22 désamorçage du générateur asynchrone expérimentale

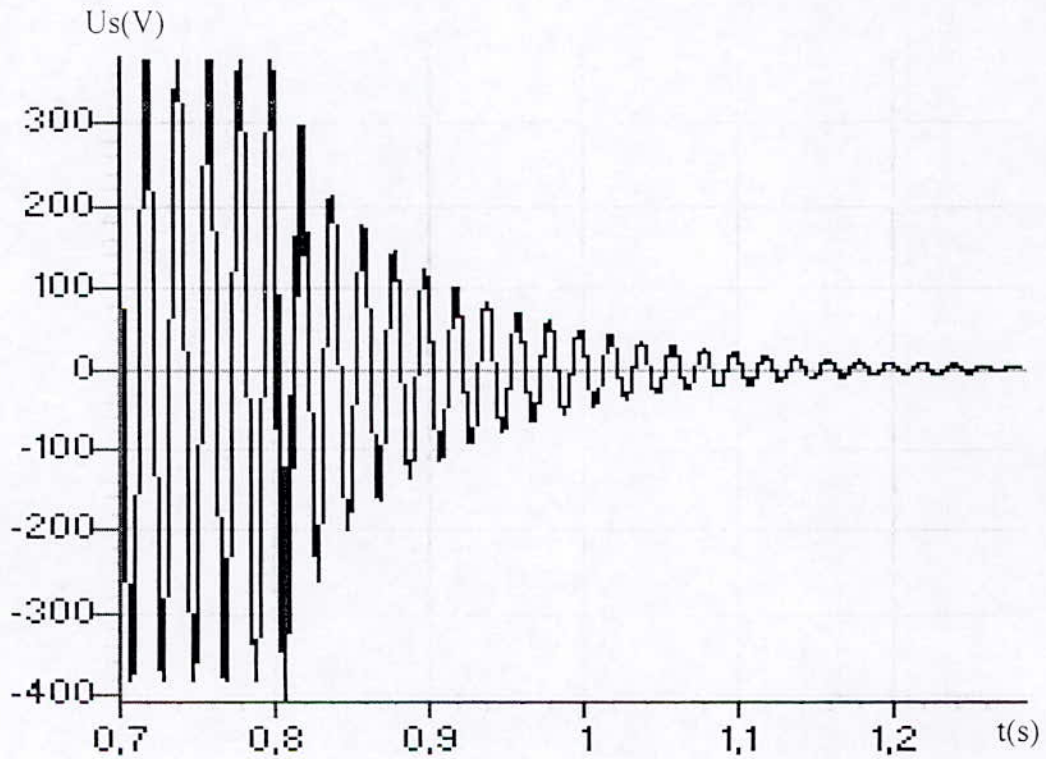


Figure 2.23 Désamorçage du générateur asynchrone obtenu par simulation

CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu le principe de fonctionnement de la machine asynchrone en générateur autonome, et établi le modèle saturé. Pour valider le modèle nous avons procédé à l'étude des phénomènes d'auto-amorçage et le désamorçage où la saturation joue un rôle très important.

Du côté simulation et expérimental, on a presque obtenu des résultats très concordants du point de vue de la durée du transitoire, l'amplitude de la tension, et l'effet de saturation sur l'évolution de la tension au cours de l'auto- amorçage et désamorçage.

Dans le dernier paragraphe, nous avons donné une interprétation au phénomène de la naissance d'auto amorçage, et l'évolution de la tension suite à la variation des paramètres

Les paramètres qui influent sur l'amplitude et l'évolution de la tension générée par la machine sont la vitesse de rotation et la capacité des condensateurs.

On constate qu'il y a deux valeurs limites de la capacité minimale et maximale pour lesquelles on obtient respectivement le désamorçage et la surtension.

De même il existe une valeur limite de la vitesse en dessous de laquelle il ne peut pas y avoir de l'auto-amorçage. La résistance rotorique n'influe que sur la durée du transitoire.

Dans le chapitre suivant nous nous intéresserons à un autre phénomène qui apparaît lors de la connexion de la machine au réseau.

CHAPITRE : III

***RETOUR RESEAU DU
GENERATEUR ASYNCHRONE***

INTRODUCTION

Ce dernier chapitre est consacré à une application qui porte sur l'étude du régime transitoire de la machine asynchrone auto amorcée reliée au réseau. Plusieurs travaux ont été faits dans ce sens en moteur et en générateur. Lors de la connexion au réseau, on assiste à des phénomènes complexes (présence des condensateurs aux bornes de la machine), qui sont difficile à interpréter, semblable à ceux qui se manifestent dans le cas de l'alternateur lors de sa connexion au réseau. La reconnexion au réseau principal peut engendrer des pics de courants très importants dans le réseau et le générateur. Il peut y avoir des conséquences sur le système de transmission mécanique (p. ex. les arbres, et le rotor)

3-1 Etude du retour réseau du générateur asynchrone

Suite à une coupure momentanée du réseau la réapparition de ce dernier, peut être à n'importe quel instant, qui définira l'amplitude et le déphasage entre les tensions du réseau et celles de la machine. Il en est de même pour les courants. Ce qui caractérise l'aspect aléatoire du phénomène.

Pour étudier le phénomène, nous avons utilisé le modèle saturé explicité dans le chapitre précédent. Le travail consiste à faire varier le déphasage des tensions et l'instant de réapparition du réseau fig (3.1).

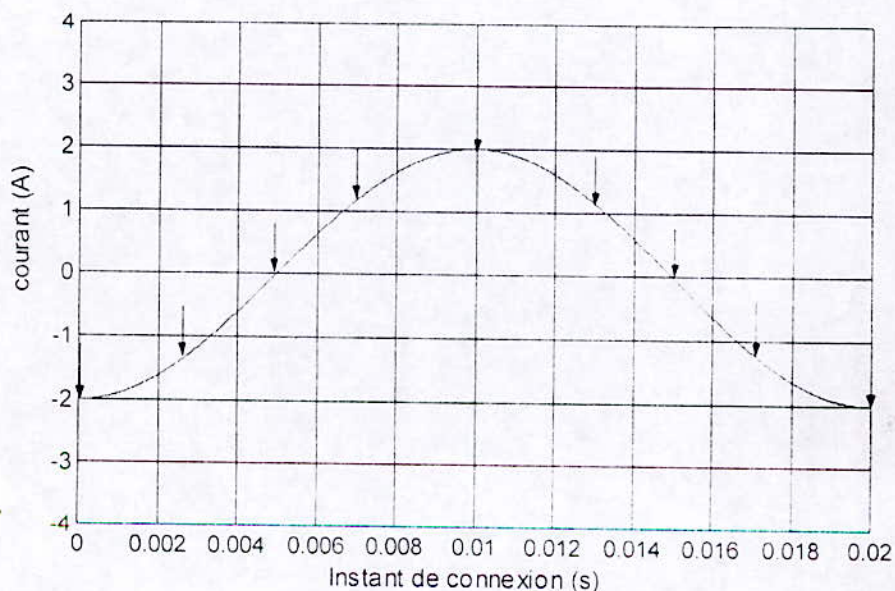


Figure 3.1 : Différents instants du retour réseau

Nous avons comparé les résultats de la simulation à ceux de l'expérience

L'expérience est menée de la façon suivante : Le générateur est entraîné à la vitesse de synchronisme par un moteur à courant continu. Les condensateurs sont reliés au stator du générateur par l'intermédiaire d'un interrupteur pour assurer l'auto-amorçage. Une fois le régime permanent est atteint, on relie le générateur au réseau à l'aide d'un interrupteur, puis on enregistre les formes du courant et de la tension à l'aide d'un oscilloscope numérique à mémoire (fig.3.2). Vu la non disponibilité du matériel nécessaire pour contrôler l'instant de connexion et le déphasage entre les tensions du réseau et celles de la machine, on a fait plusieurs relevés d'une manière aléatoire en fermant et en ouvrant l'interrupteur.

La figure ci dessous représente le schéma du banc d'essai

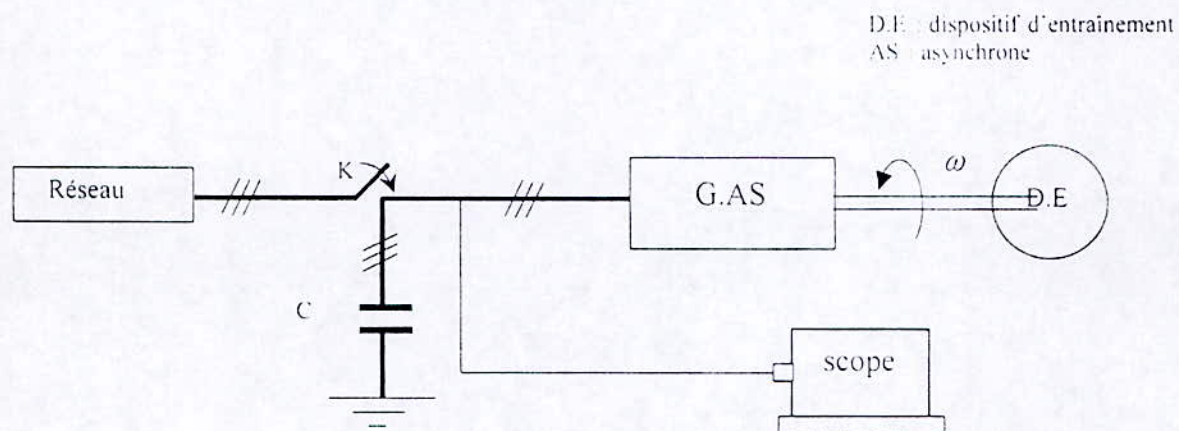


Figure 3.2 : dispositif expérimental

3-2 Connexion du générateur au réseau

Lors de la connexion du générateur au réseau celui-ci va imposer sa tension à la machine, et pour que le générateur fournisse une fréquence égale à celle du réseau il faut l'entraîner à une vitesse légèrement supérieure à celle de synchronisme. La figure 3.3 représente la tension de la machine lors de la connexion obtenue par simulation.

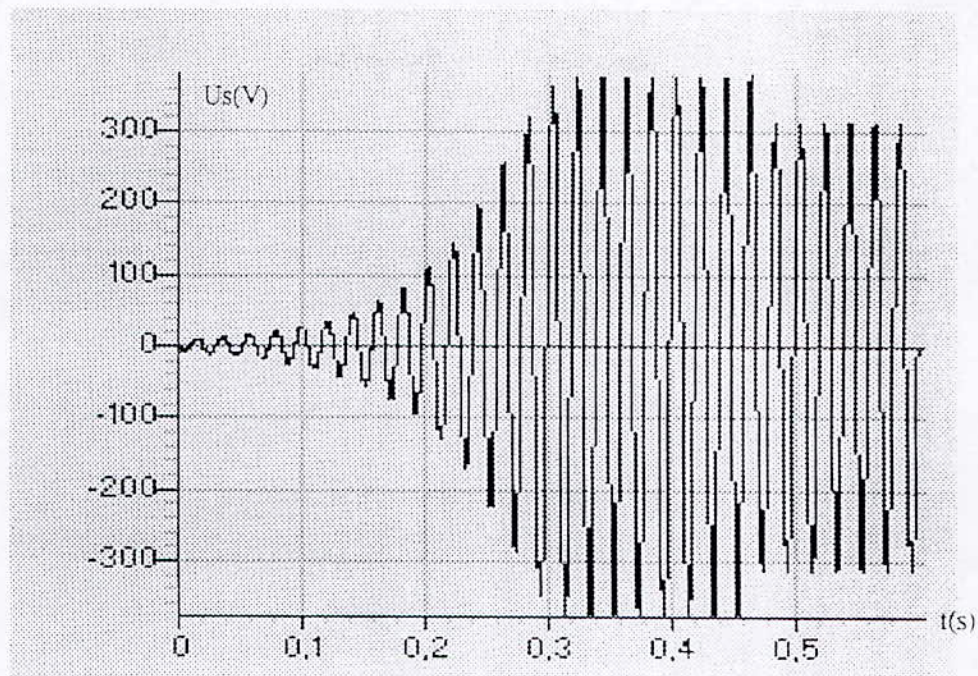


Figure 3.3 Tension simulée de la machine lors de la connexion au réseau

Cette figure montre que La tension aux bornes de la machine chute pour atteindre celle du réseau

3-3 Etude des courants statoriques

Dans le but de chercher le maximum de courant qu'on peut avoir durant le retour réseau, on a fait varier le déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine, et l'instant de connexion. On constate, qu'il y a plusieurs formes de pics de courant, des pics positifs, négatifs, et des variations brusques du signe de pic du courant, comme on peut avoir une connexion douce.

Dans ce qui suit nous présentons ces différents cas de pics obtenus par la simulation et l'expérience.

a- Cas de pic négatif

Par simulation et expérimentalement, on a obtenu un retour réseau avec un seul pic de courant négatif. Nous avons constaté par simulation que ce cas se présente pour un déphasage de π entre la tension de la machine et celle du réseau, et un instant $t=0$ ms qui correspond au minimum de l'amplitude du courant

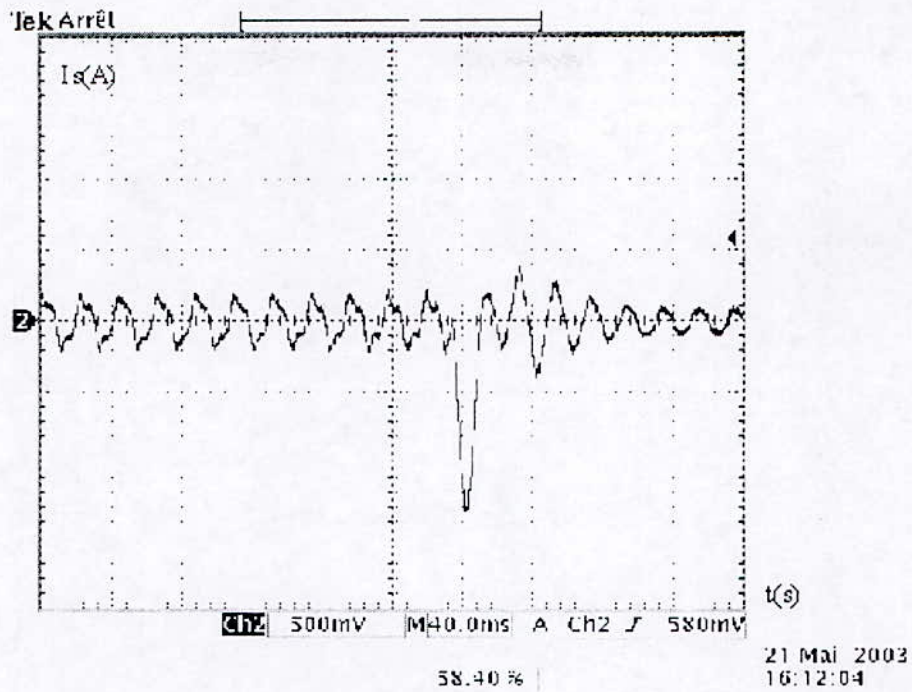


Figure 3.4 Pic de courant négatif expérimental $I_s=135.A$

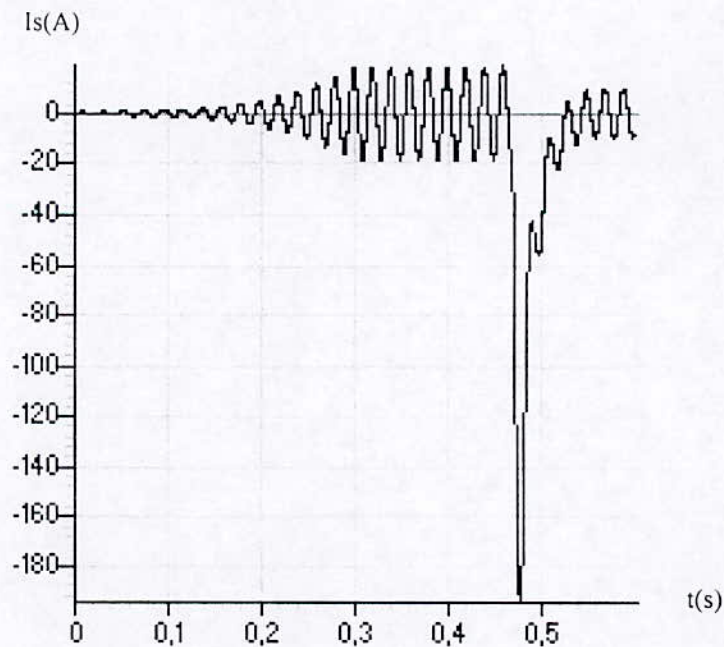


Figure3.5: Pic de courant négatif obtenu par simulation pour un déphasage π et un instant $t=0$ ms.

On remarque dans les figures ci-dessus un pic de courant négatif qui atteint une valeur de dix fois la valeur nominale de la machine. Les résultats de simulation montrent que, pour un déphasage de π entre les tensions du réseau et celle de la machine, et un instant qui correspond au passage du courant par son minimum nous obtenons le maximum du pic de courant négatif. En simulation

nous avons obtenu un pic de 198 A par contre dans l'expérience, on a un pic de 135 A. Cette différence est due au fait qu'il est difficile de se placer dans les mêmes conditions que l'expérience.

b- Pic de courant positif

Le cas du maximum de pic positif est obtenu par simulation pour le même déphasage que le cas précédent, mais à une demi-période après l'obtention d'un pic négatif. On présente les résultats sur les figures ci-dessous.

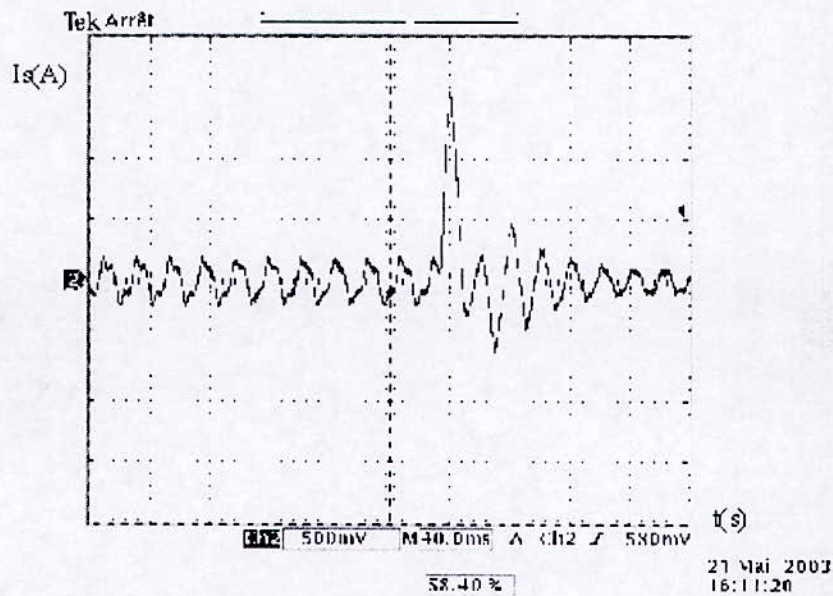


Figure 3.6 Pic de courant positif expérimental $I_s=80A$

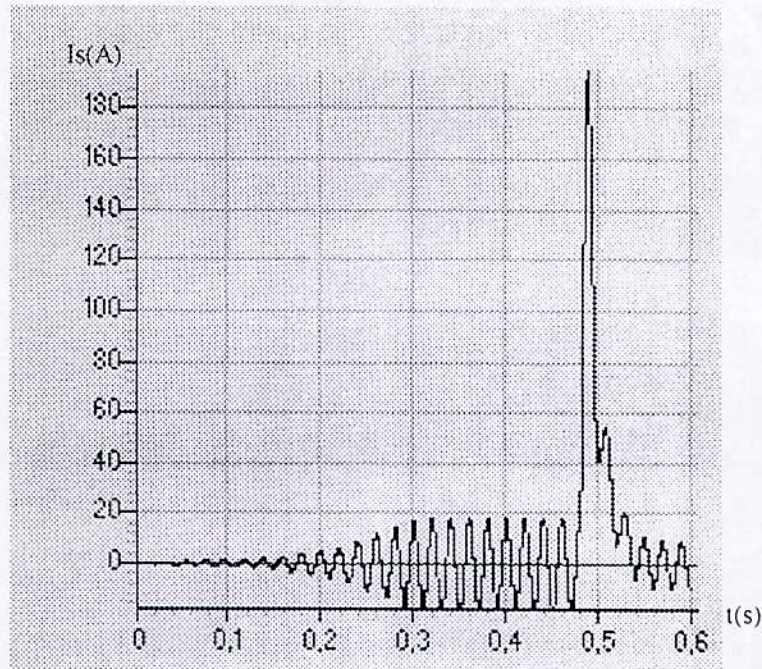


Figure 3.7 Pic de courant obtenu par simulation pour un déphasage de π et un instant de connexion $t=10$ ms.

On constate une symétrie entre les deux cas. le signe du maximum de courant dépend de l'amplitude du courant de la machine pour un déphasage de π entre les tensions (réseau-machine). Le pic de courant expérimental est de 80 A. Par contre celui donné par la simulation est égal en amplitude à celui obtenu pour l'instant $t=0$ ms.

c- Cas de variation brusque du signe du pic de courant

La variation brusque du pic de courant correspond à deux cas, positif et négatif comme le montre la figure 3.6 ci-dessous. Ce cas est obtenu pour un déphasage de π et un instant $t=5$ ms qui correspond au passage du courant par zéro dans le sens positif.

Des résultats symétriques sont obtenus par simulation pour le même déphasage, mais après une demi-période de cet instant fig (3.9) et (3.10).

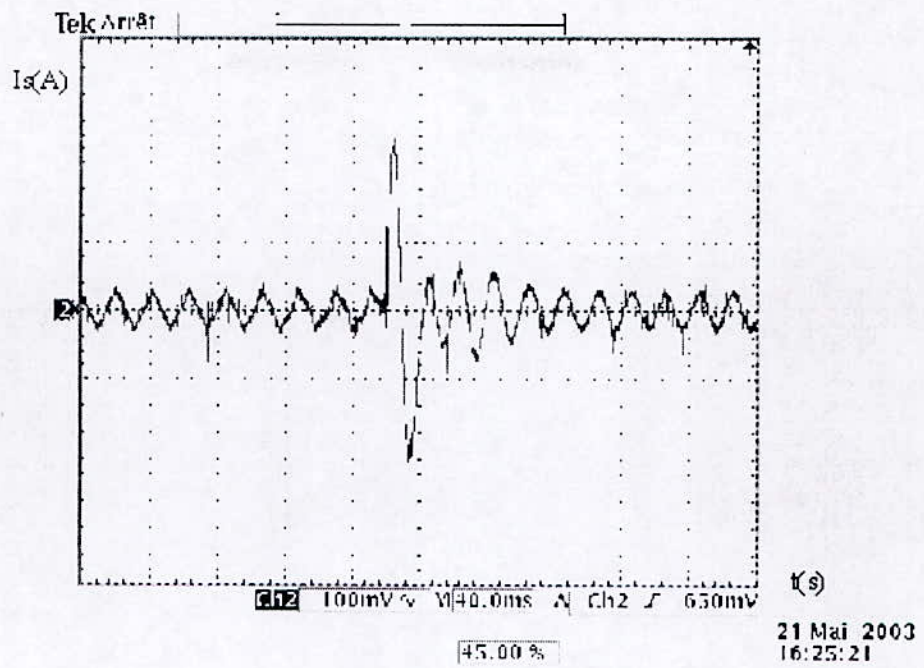


Figure 3.8 Variation brusque du signe du pic de courant expérimental

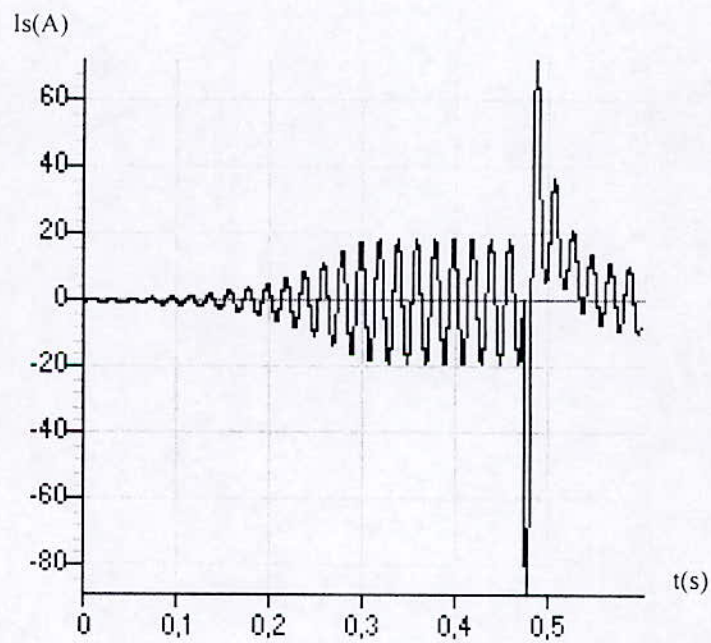


Figure 3.9 Courant de retour réseau pour un déphasage π et un instant $t=5$ ms

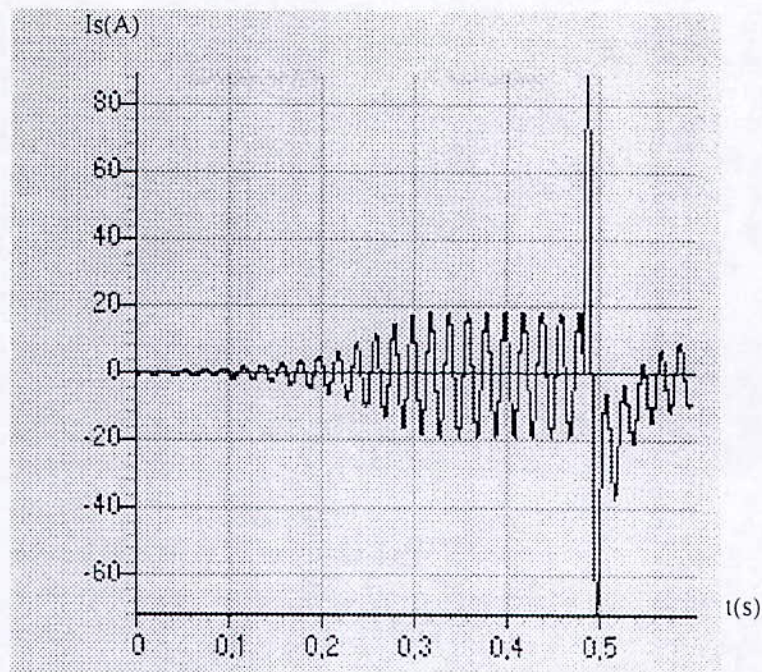


Figure 3.10 Courant de retour réseau pour un déphasage π et un instant $t=15$ ms

On note que pour un déphasage de π et l'un des instants ci dessus, on retrouve les trois cas présentés pour les trois phases de la machine. Les résultats sont donnés en annexe3.

d- Retour réseau sans pic de courant

Si les conditions nécessaires sont vérifiées lors de la réapparition du réseau, on peut avoir une connexion douce c'est à dire un retour réseau où il ne se passe rien, et on aura directement un régime permanent. La simulation nous a permis de constater que, pour un déphasage nul entre la tension du réseau et celle de la machine, on a une connexion sans pic de courant. Les résultats de simulation sont en concordance avec ceux de l'expérience. Sur la figure (3.11) expérimentale, nous avons relevé la tension et le courant lors du retour réseau. En remarque bien, que la tension de la machine est en phase avec celle du réseau.

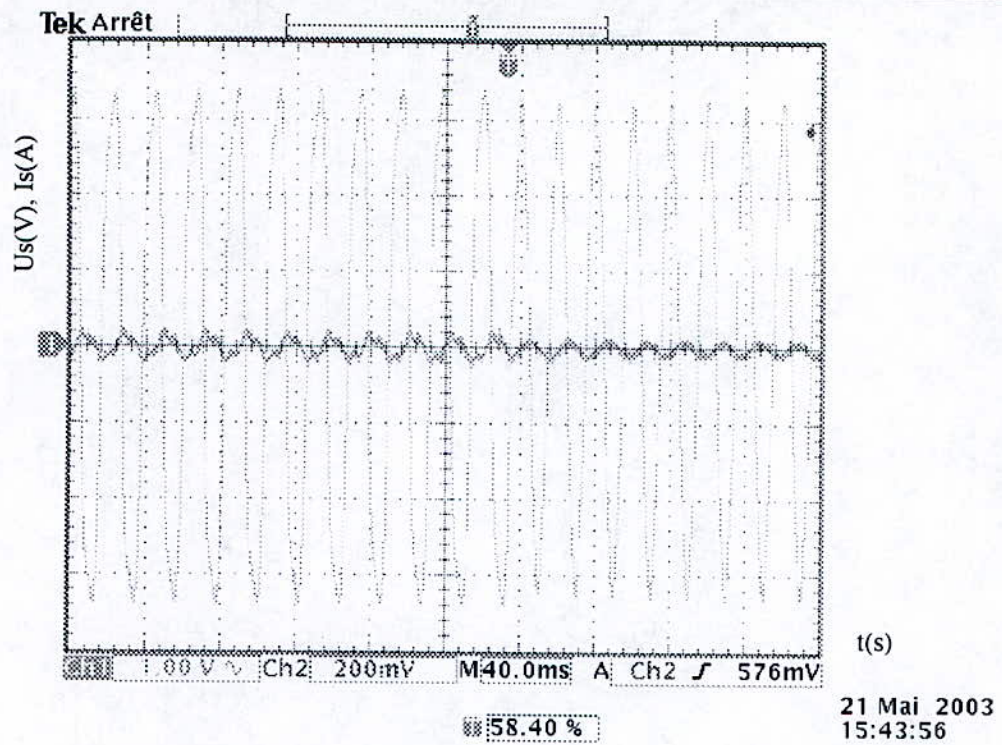


Figure 3.11 Tension et courant du retour réseau obtenu expérimentalement

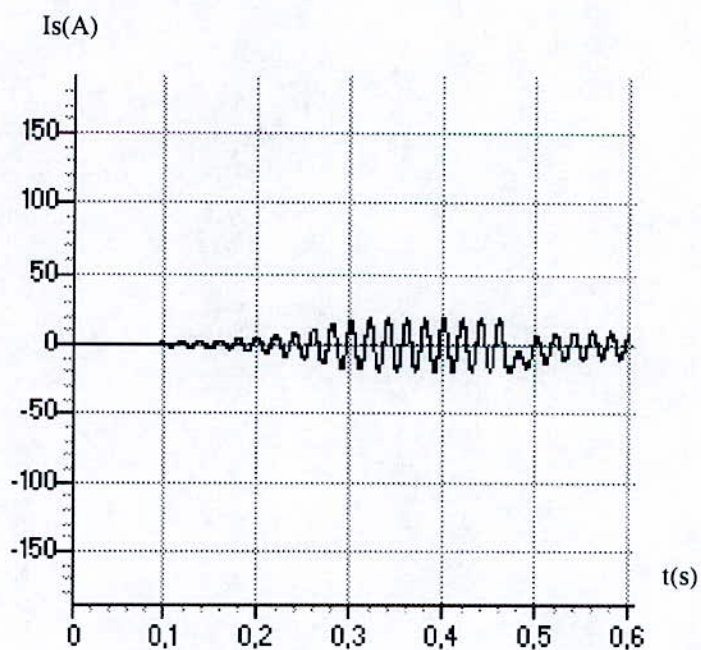


Figure 3.12 Courant de retour réseau pour un déphasage nul et un instant $t=0ms$ par simulation

D'après, les résultats obtenus, ci dessus, on conclue que, pendant le retour réseau, les pics de courant dont l'amplitude et le signe dépendent du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine et de l'instant de connexion au réseau, afin de déterminer l'influence de ceux - ci, on a Procéder à l'étude de l'influence de chacun de ces paramètres sur les pics de courant

3-4 L'influence des déphasages et de l'instant de reconnexion sur les pics de courant

Pour l'étude de l'influence du déphasage et de l'instant de la réapparition du réseau sur les pics de courant nous avons fait une étude par simulation après validation du modèle établi. La procédure de l'étude est la suivante :

Vu que la tension de la machine est obtenue à partir d'un programme de simulation, nous n'avons pas la possibilité d'agir sur sa phase. Pour varier son amplitude on fait varier l'instant de connexion. La variation du déphasage est obtenue par action sur la phase de la tension du réseau puisque celle-ci est imposée.

En premier lieu, nous nous sommes intéressés à des instants particuliers qui définissent le sens de variation du courant et son amplitude. Nous avons pris aussi en considération l'influence de la variation de la résistance rotorique. Les différents résultats obtenus sont donnés par les figures ci-dessous.

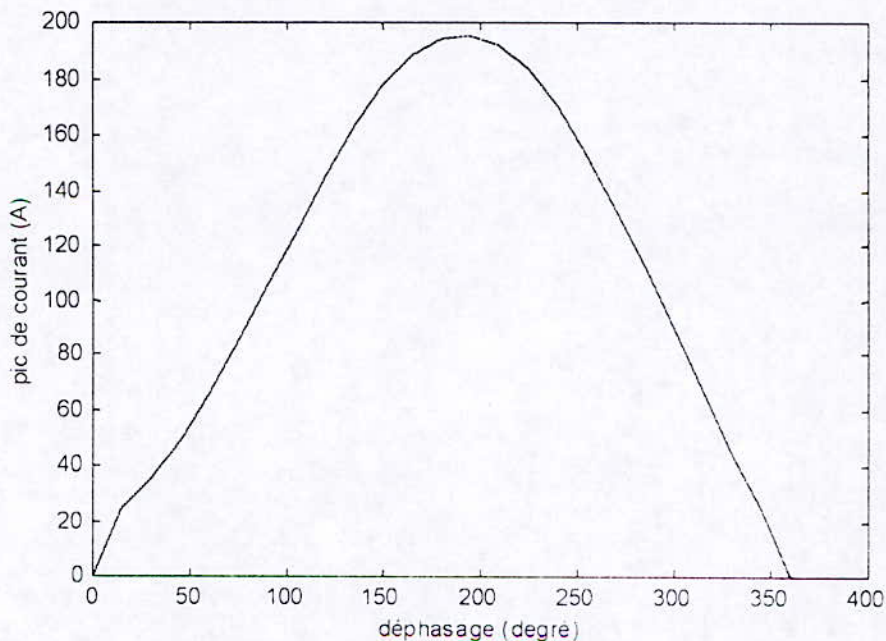


Figure 3.13 Pic de courant en fonction du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine pour (+Is max) et $r_r=0.88 \Omega$

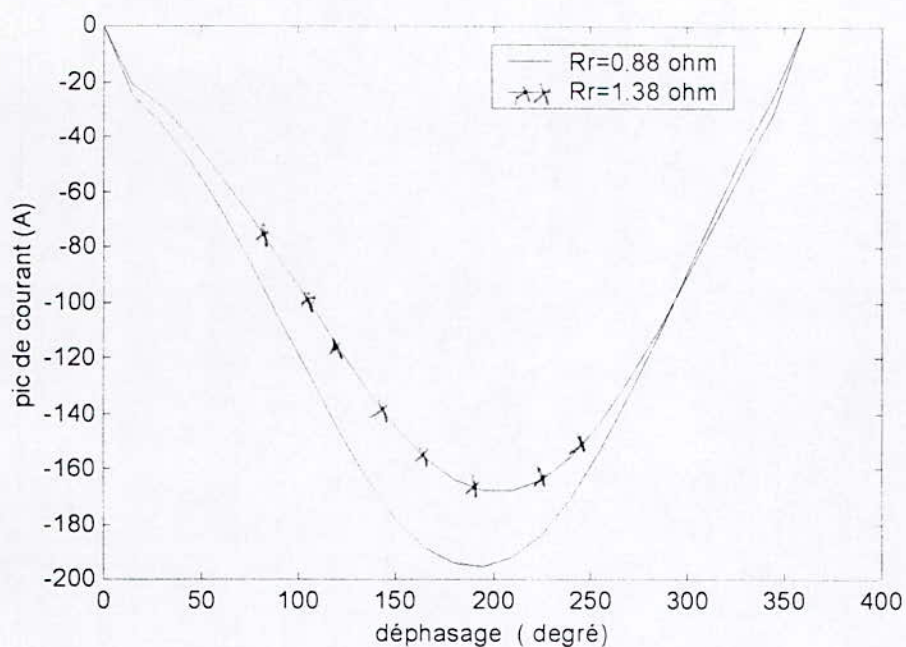


Figure 3.14 Pic de courant en fonction du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine pour $(-I_s \text{ max})$

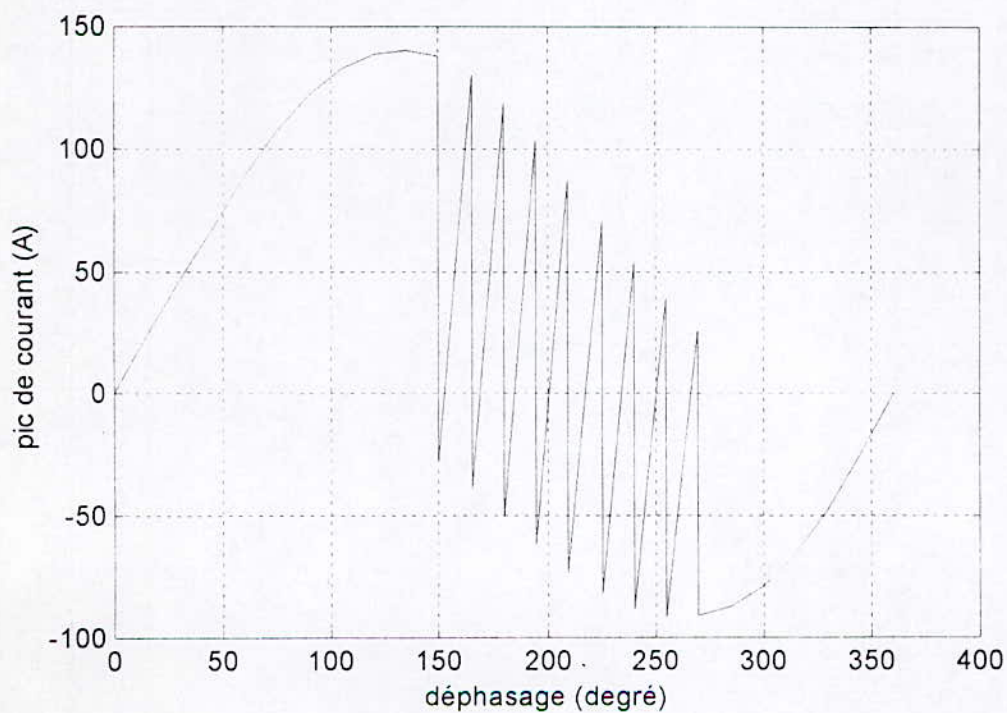


Figure 3.15 Variation du pic du courant en fonction du déphasage des tensions (réseau- machine) pour $I_s = 0 \text{ A}$ descendant et pour $R_r = 0.88 \text{ ohm}$

Figure 3.15 Variation du pic du courant en fonction du déphasage des tensions (réseau- machine) pour $I_s=0$ A descendant et pour $R_r=0.88\text{ohm}$

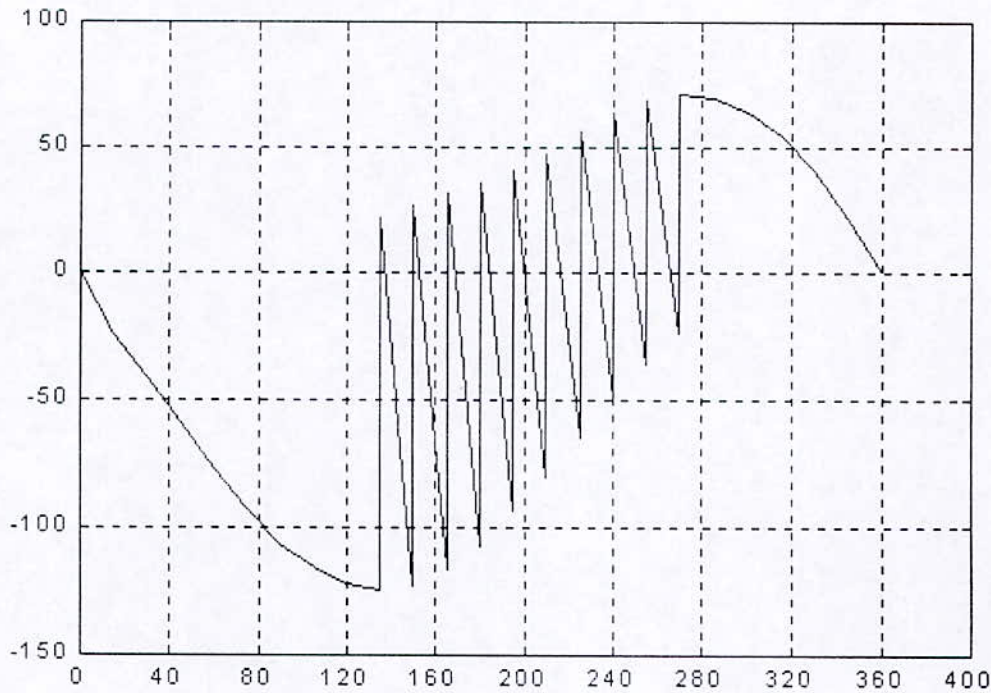


Figure3.16 pic du courant en fonction du déphasage des tensions (réseau- machine) $I_s =0$ A ascendant pour $R_r=0.88$ ohm

Lors du retour réseau à un instant quelconque, les enroulements du stator sont parcourus par des courants triphasés équilibrés avec un certain déphasage par rapport à la tension de la machine qui dépend des paramètres de celle ci. Les figures ci dessus sont obtenues à des instants qui correspondent à des différentes amplitudes de courant et son sens de variation. Nous constatons que l'allure des courbes des pics de courant en fonction du déphasage, change en fonction des instants choisis lors de la reconnexion au réseau, ces instants définissent le sens de variation de l'onde de courant.

Pour la fig (3.13) nous avons choisi un instant qui correspond au passage du courant par l'amplitude maximale positive. Dans ce cas les pics de courant obtenus sont positifs, dont l'amplitude est croissante pour des déphasages allant de zéro à π et décroissante de π à 2π . Les pics de courant de valeur nulle ou maximale sont obtenus respectivement pour des tensions en phase et en opposition de phase. Pour la figure (3.14) La même variation du pic de courant en amplitude mais avec un signe opposé est obtenue pour l'instant où le courant passe par son minimum. Pour ce cas nous avons pris deux valeurs de la résistance rotorique pour voir son

courant par zéro dans les deux sens, nous obtenons des variations brusques des pics de courant mais inférieures à celles obtenues dans le premier cas pour des déphasages voisins de π , ces résultats sont donnés par les figures (3.15) et (3.16).

Dans le but de généraliser l'étude de l'influence des instants de réapparition du réseau et du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine, nous représentons sur une courbe à trois dimensions les pics de courants en fonction de ces deux paramètres, comme le montrent les figures suivantes.

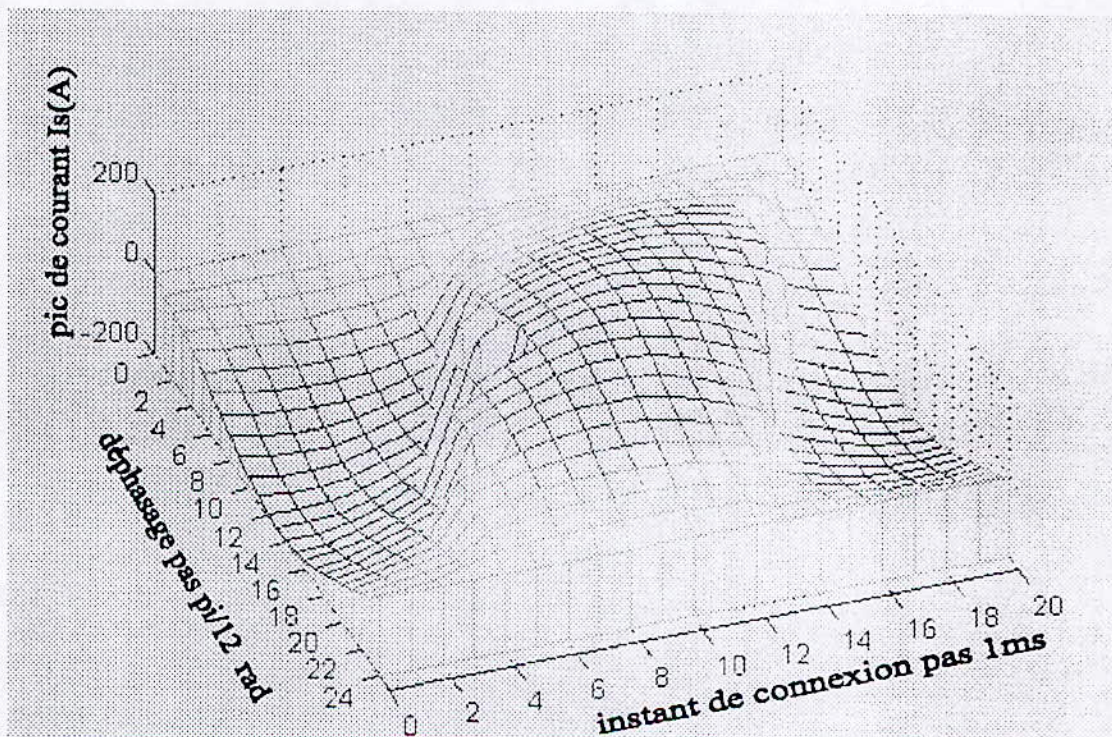


Figure 3.17 Pic de courant en fonction de l'instant de connexion et de déphasage

Pour bien repérer les différents instants de reconnexion et de déphasages qui correspondent aux différents pics, nous reproduisons sur la figure ci dessous la projection de la figure 3.17 sur le plan horizontal.

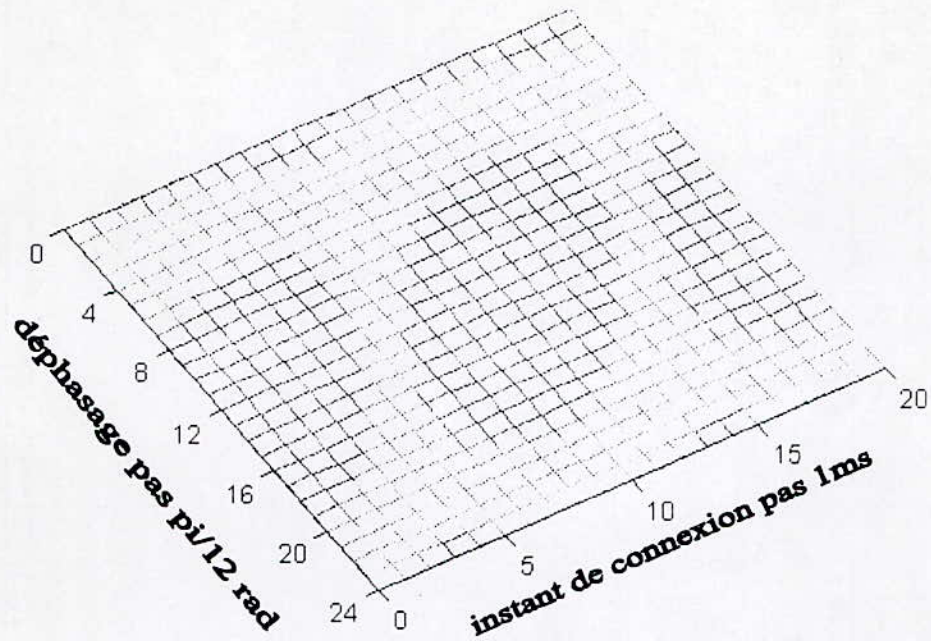


Figure 3.18 Les différentes zones des pics de courants

Les valeurs absolues des pics de courant en fonction du déphasage et de l'instant de reconnexion sont représentés par la figure ci-dessous.

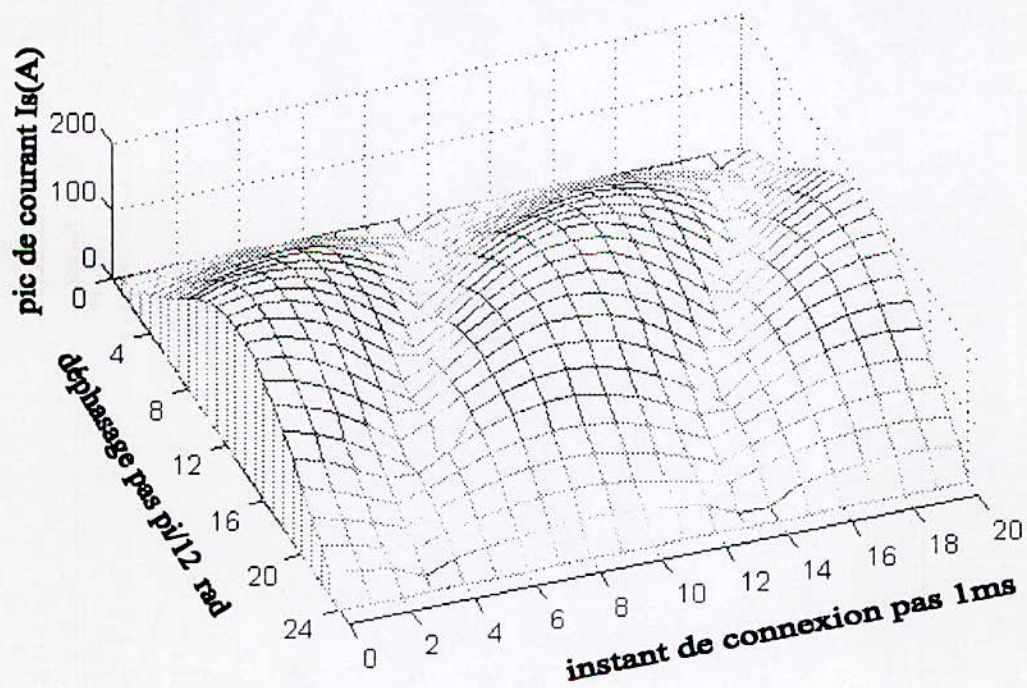


Figure 3.19 Les valeurs absolues des pics de courant en fonction de l'instant de reconnexion et le déphasage

Pour voir l'importance des variations brusques du courant lors de la reconnexion de la machine au réseau. Nous présentons les pics de courant en prenant pour le cas de variations brusques la différence entre le pic positif et négatif.

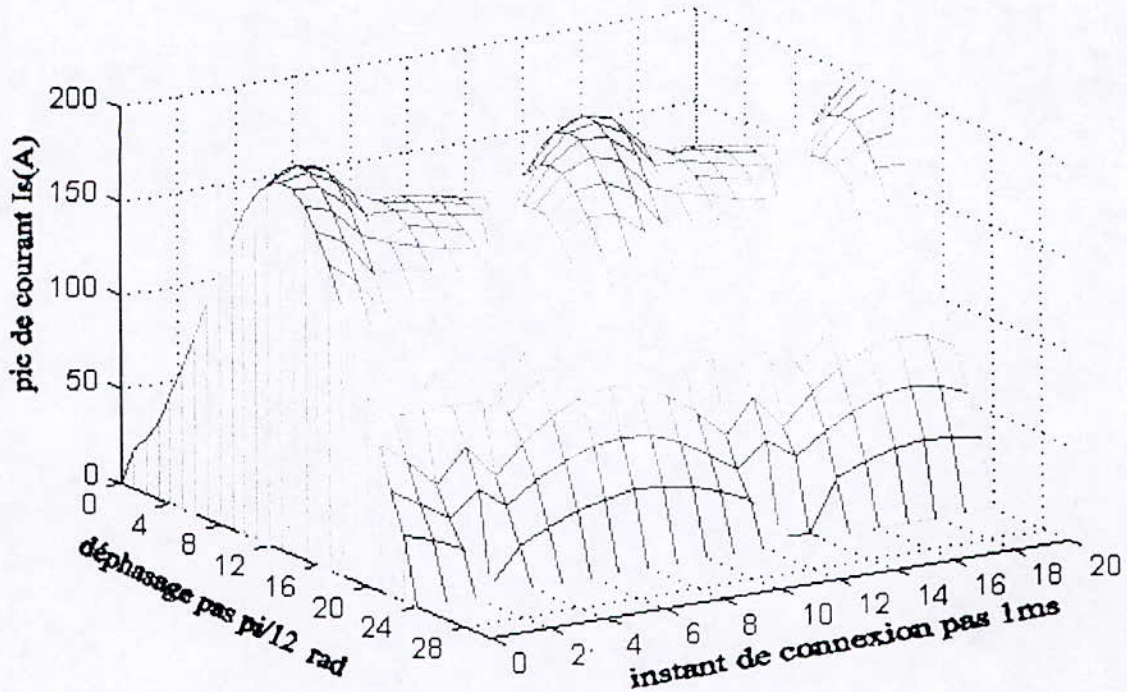


Figure 3.20 Valeurs absolues des courants de pic en pic.

Les figures données ci-dessus montrent la périodicité du phénomène du retour réseau en fonction des différents déphasages et instants de reconnexion. On remarque que si la tension de la machine et celle du réseau sont en phase, le pic de courant est nul quel que soit l'instant de réapparition. Les pics maximums sont obtenus pour le cas de l'opposition de phase des tensions pour chaque instant de reconnexion, définissant ainsi l'amplitude du courant et son sens de variation.

Sur la figure 3.20 nous remarquons que la différence entre les pics positif et négatif pour le cas des variations brusques, est très élevée mais elle ne dépasse pas la valeur maximale obtenue pour un déphasage π et pour les instants 0ms, 10 et 20ms. Les instants pour lesquels nous avons des variations brusques, correspondent aux faibles amplitudes du courant en valeurs absolues lors de la connexion.

La fig 3.18 qui représente une projection de la courbe fig 3.17 montre les zones où sont localisés les cas les plus défavorables. Ils sont donnés pour un déphasage de π et les instants où le courant passe par son maximum dans les deux sens, ces derniers définissent le signe du pic. Ce qui

revient à dire que l'amplitude du pic de courant est défini par le déphasage des deux tensions par contre l'instant de reconnexion donne la forme du régime transitoire du courant.

3-5- Influence de la variation du flux de fuite sur les pics de courant de retour réseau

Sur la figure ci dessous on représente les pics de courant pour deux valeurs de réactances de fuite, tout comme la résistance rotorique la réactance de fuite joue le rôle d'un amortisseur pour les pics de courant.

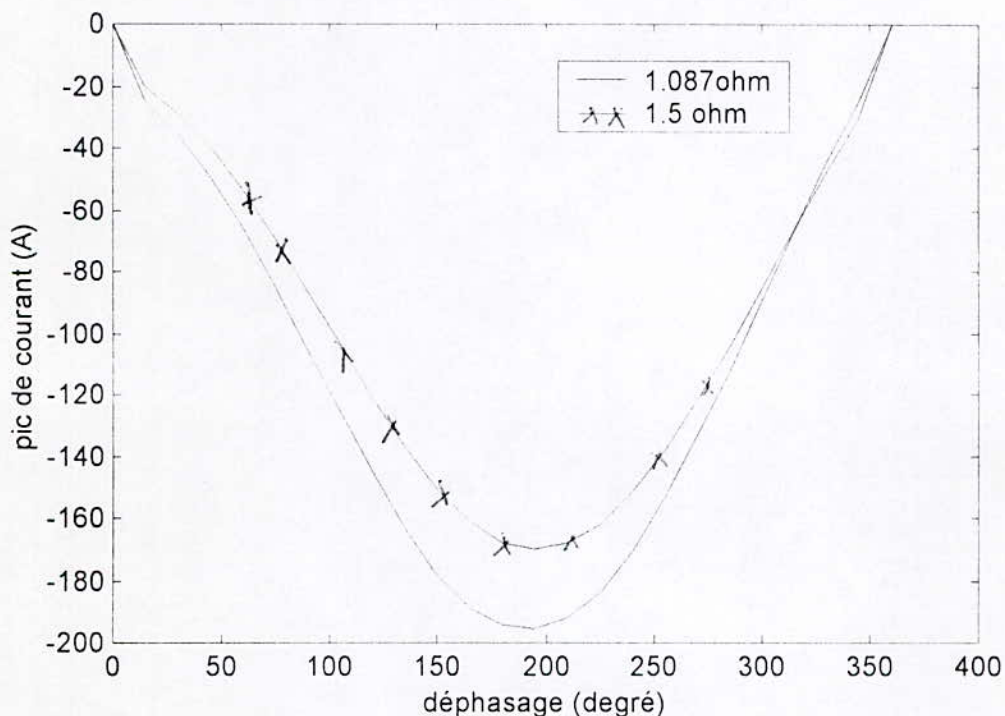


Figure 3.21 Influence de la variation de la réactance de fuite sur les pics de courant

3-6 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique dépend lui aussi du courant et après l'étude du comportement de ce dernier lors de la reconnexion au réseau, on s'intéressera dans ce qui suit à la forme et aux paramètres qui influent sur sa valeur maximale.

Pour la simulation du comportement du couple électromagnétique du générateur asynchrone lors de retour réseau nous avons choisi deux cas extrêmes où le courant passe par une valeur maximale et une valeur nulle figures ci dessous.

Pour un déphasage de zéro, contrairement à ce qu'a été obtenu pour le courant, le couple présente une légère perturbation dont l'amplitude est voisine de la valeur nominale, Par contre pour un

déphasage de π le pic négatif de couple est très important. On constate que la machine peut subir des pics de couple très violents pouvant atteindre 10 fois le couple nominal

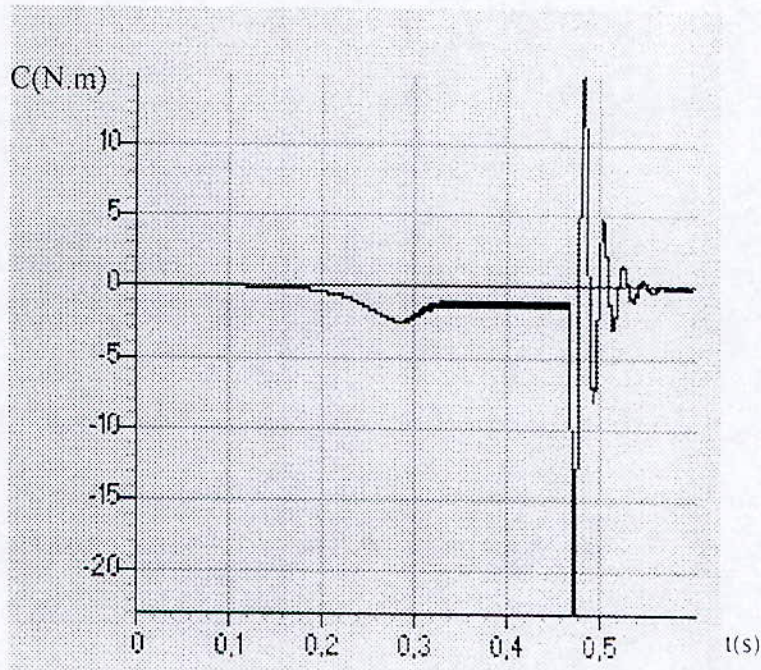


Figure 3.22 Couple électromagnétique à la reconnexion correspondant à la valeur minimale du courant et un déphasage nul

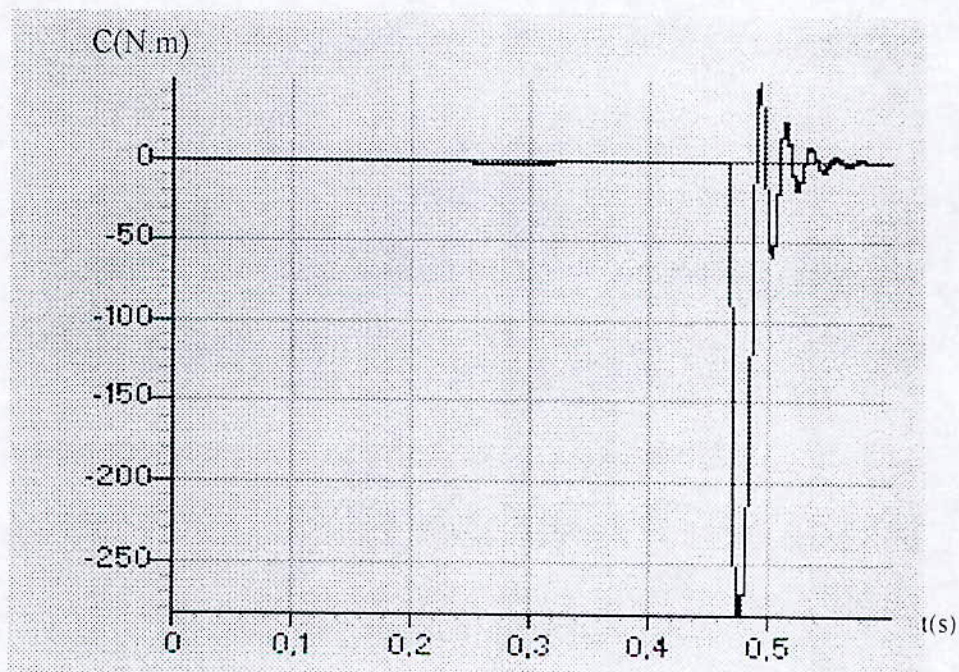


Figure 3.23 Couple électromagnétique pour un instant de connexion zero et déphasage de π

Pour généraliser le comportement du maximum du couple, nous avons représenté sur la figure ci-dessous l'amplitude en fonction du déphasage des tensions (machine- réseau) et l'instant de reconnexion.

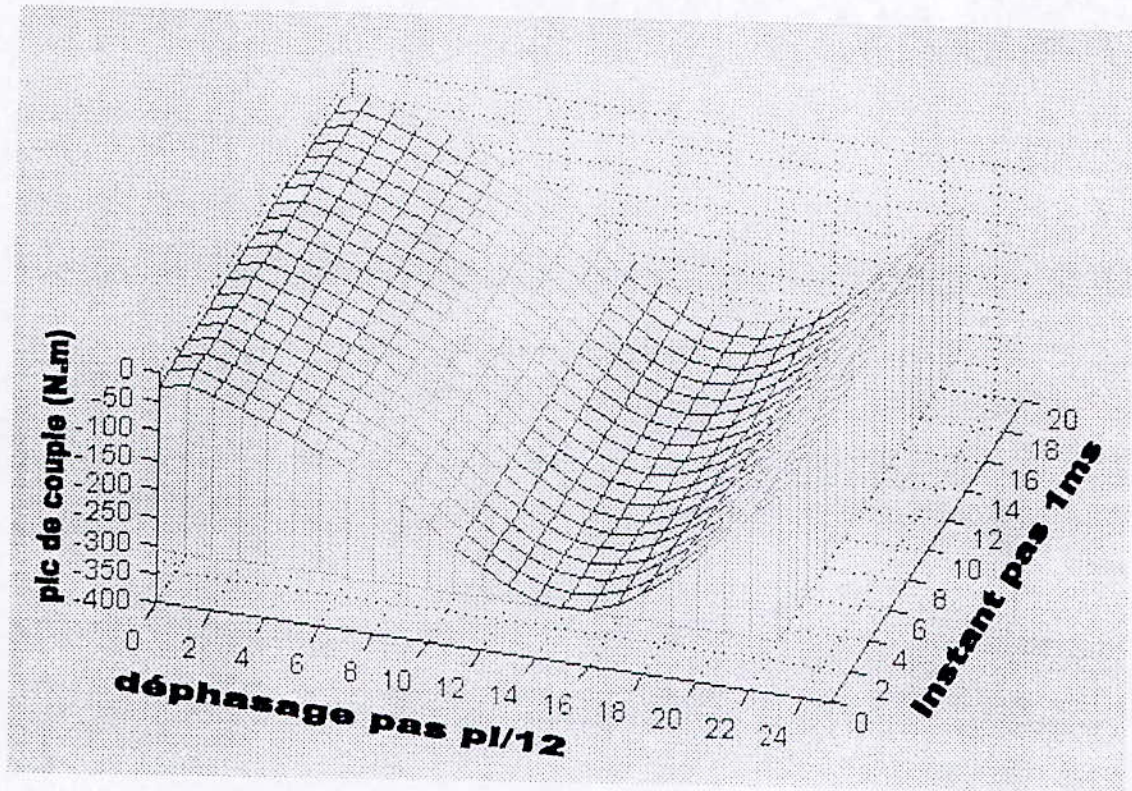


Figure 3.24 Pic de couple en fonction de l'instant de reconnexion et du déphasage

Sur la figure ci-dessus, on constate que le couple électromagnétique varie seulement en fonction de déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine. Il est indépendant de l'instant de connexion. Les valeurs maximales de celui ci peuvent atteindre 12 fois le couple nominal. Elles sont obtenues pour les déphasages voisins de π . Ce phénomène peut être expliqué par le fait que le couple est en fonction des trois courants des trois phases. Pour les trois phases nous avons obtenu par simulation la même forme des pics de courants qui commute entre les trois phases pour un même déphasage, en fonction de l'instant du retour réseau.

Les différentes formes des pics de courant pour les trois phases, avec un déphasage de π obtenus pour plusieurs instants, sont donnés en annexe 3.

Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié le retour réseau après une coupure momentanée.

Pendant le retour réseau, les pics de courant dont l'amplitude et la forme dépendent de l'instant de reconnexion au réseau et du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine.

Les deux paramètres donnant l'amplitude et la forme du courant du retour réseau sont le déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine et l'amplitude initiale du courant de la machine.

La machine peut subir des pics de courant très violents allant jusqu'à 14 fois de courant nominal, comme on peut avoir une connexion douce si les tensions sont en phase indépendamment des conditions initiales des courants de la machine.

Le déphasage influe sur l'amplitude des pics de courant, par contre l'instant de reconnexion influe sur la forme du régime transitoire. La résistance rotorique ainsi que l'inductance de fuite jouent un rôle d'amortisseur des pics de courant. Les résultats de simulation, montrent que le couple électromagnétique varie seulement en fonction de déphasage. Le couple maximal peut atteindre 12 fois le couple nominal. Le retour au réseau a des effets néfastes pour les appareils électromagnétiques connectés au réseau dû à l'injection des harmoniques supérieures au réseau.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons étudié tout au long de notre travail le phénomène d'auto-amorçage et l'influence des différents paramètres d'une machine asynchrone. Nous avons constaté que la tension générée par la machine suit la courbe de magnétisation, et qu'elle est limitée par la saturation. L'existence du rémanent est indispensable pour ce mode de fonctionnement. Le point de fonctionnement est déterminé par la résonance du circuit (R, C, l). Le fonctionnement en auto-excitation de la machine asynchrone pour une vitesse donnée n'est possible qu'entre deux valeurs limites pour les capacités, dépendant des paramètres électriques de la machine et de sa caractéristique de magnétisation.

Dans notre travail, nous avons présenté le retour réseau d'un générateur auto - amorcé suite à une coupure momentanée. Lors de la reconnexion du générateur asynchrone au réseau, il peut y avoir des pics de courant et de couple, si certaines conditions sont vérifiées. Deux cas peuvent se présenter l'un favorable et l'autre défavorable qui dépendent de l'instant de reconnexion au réseau et du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine. Pour les courants, le déphasage influe sur l'amplitude des pics par contre l'instant de reconnexion détermine le sens de variation de ces pics. Le maximum de pic de courant est obtenu pour un déphasage de π qui peut atteindre 14 fois le courant nominal. Si les tensions du réseau et celles de la machine sont en phase, nous aurons une reconnexion douce où il ne se passe rien c'est à dire nous aurons directement le régime permanent. Le couple électromagnétique est indépendant de l'instant de reconnexion. La variation de la résistance rotorique ainsi que la réactance de fuite jouent le rôle d'amortisseur pour les pics de courant et de couple. Les résultats simulés et ceux obtenus par l'expérience, sont assez concordants.

ANNEXE 1

1- Développement du produit $P_s (pP_s^{-1}) f_{qd0s}$

avec: f_{qd0s} vecteur des composantes relatives.

La matrice de transformation est donnée par :

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

son inverse par :

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

Le développement du produit repose sur la connaissance des formules trigonométriques suivantes :

$$\cos(\theta) \sin(\theta) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) = 0$$

$$\cos^2(\theta) + \cos^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2}$$

$$\sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2}$$

$$\sin(\theta) + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) = 0$$

$$\cos(\theta) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) = 0$$

Calculons le produit $pP_s^{-1}(\theta)$

$$pP_s^{-1}(\theta) = \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

En utilisant les formules trigonométriques données ci dessus nous aboutissant aux résultats suivants

$$P_s p P_s^{-1}(\theta) = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} P_s p P_s^{-1}(\theta) f_{qd0} &= \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \\ &= \omega \begin{bmatrix} f_d \\ -f_q \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

nous notons le vecteur $[f_d \quad -f_q \quad 0]$ par f_{dq} ce qui donne :

$$P_s p P_s^{-1}(\theta) f_{qd0} = \omega f_{dq}$$

le raisonnement pour les grandeurs rotoriques.

2- Développement du produit $P_s p^2 P_s^{-1}(\theta) f_{qd0}$

D'après l'expression de $P_s^{-1}(\theta)$, on a

$$P^2(P_s^{-1}) = \omega^2 \begin{bmatrix} -\cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$= -\omega^2 [P_s^{-1} - A]$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

En multipliant par $P_s(\theta)$, on aura:

$$P_s P^2(p_s^{-1}) = -\omega^2 [I_3 - B], \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= -\omega^2 D, \quad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En multipliant encore par f_{qd0} on obtient:

ANNEXE 2

La machine asynchrone, utilisée est conçue en moteur, porte la plaque signalétique suivante:

Tension nominale: 220/ 380 volts

courant nominal : 14 / 8 A

fréquence nominale :50 Hz

Puissance nominale 3.5Kw

Nombre de paires de pôles :2

Les paramètres de la machine mesurés en utilisant la méthode classiques sont:

$$r_s = 1.2\Omega$$

$$r_r = 0.88\Omega$$

$$X_s = X_r = 3.11\Omega$$

$$X_m = 71.4\Omega \text{ (dans la zone linéaire)}$$

la caractéristique de magnétisation de la machine relevée à 50Hz est donnée.

La courbe représentative de est donnée sur la figure.

Les résultats de l'identification des paramètres du modèle de la fonction de " degré de saturation" sont les suivants:

$$\lambda_1 : 5.3666882E - 003 \text{ } Wb^{-1}$$

$$\lambda_2 : - 2.1995180E + 000 \text{ } Wb^{-1}$$

$$c_1 : 9.6578608E - 001$$

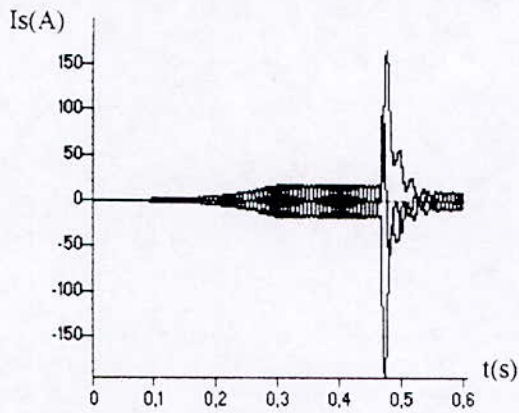
$$c_2 : 2.0872764E - 001$$

$$\phi_{m0} : 0.175 \text{ } Wb$$

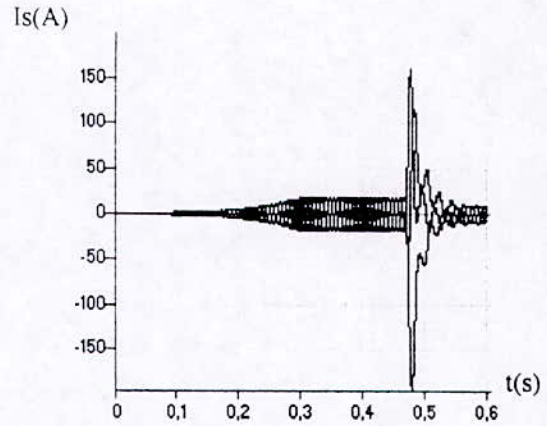
$$\phi_{m1} : 0.0318 \text{ } Wb$$

ANNEXE 3

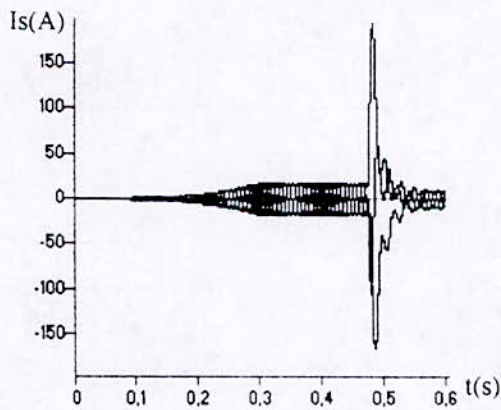
Pics de courants pour les trois phases de la machine



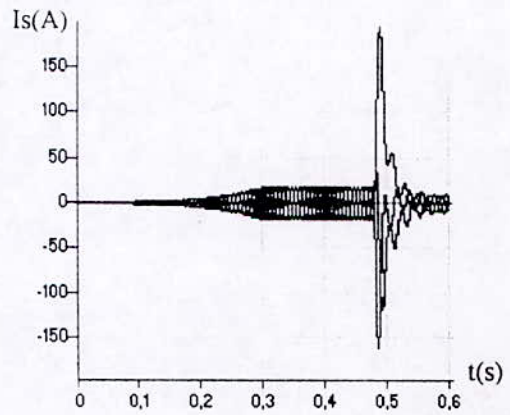
Pour $t=0$ ms



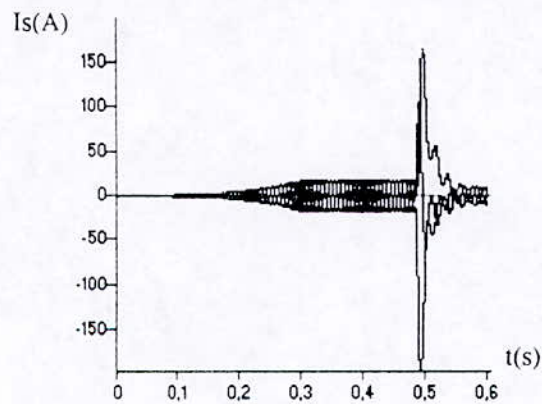
Pour $t=5$ ms



Pour $t=10$ ms



pour $t=15$ ms



Pour $t=20$ ms

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.C. KRAUSE, "Analysis of Electric Machinery", McGrawHill, New York, 1987.
- [2] M. LARBANI, "Etude des Régimes Dynamiques du Moteur Asynchrone en Saturé. Application au Court-Circuit et au Déclenchement.", Thèse de Magister, E.N.P, Juin 1998.
- [3] G Segulier et J. Lessene, et F.Notelet, "Introduction à L'électrotechnique Approfondie", Technique et document 1982
- [4] M.Kostenko et L.Piotrovski "Machines à Courant Alternatif Tome II " Edition Mir. Moscou,1979
- [5] J.Chatelain, " Machines Electriques", Dunod 1983
- [6] A. Nesba "génératrice asynchrone en régime dynamique : extension du modèle linéaire à la saturation". Thèse de Magister, E.N.P.
- [7] P. BARRET, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Eyrolles, 1982.
- [8] B. Saint - jean, " Electrotechnique et Machines électriques" Eyrolles 1977
- [9] G. Segulier et F. Notelet " Electrotechnique Industrielle" technique et document; 1977.
- [10] Eduardo Suarez and gustavo Bortolotto "Voltage-Frequency Control of a Self -Excited Induction Generator " IEEE Transactions on Conversion, Vol. 14 No.3, pp 394 - 401 September 1999.
- [11] T. Khaldi, S.Mekhtoub et R. Ibtouen "Transitoires des courants et Tension suite à un auto - amorçage accidentel d'une Machine Asynchrone." International Conference on Electrotechnics, ICEL200, Novembre 13-15,2000, U.S.T Oran "M.B".Algerie
- [12] Li Wang, MIEEE et Ching -Huei Lee "A Novel Analysis on The Performance of an Isolated Self -Excited Induction Generator" IEEE Transactions on Conversion, Vol.12 No.2 June 1997
- [13] M. Poloujadoff "Machines Asynchrones" Edition Technique d'ingénieur, D 3 485, D 3 480 et D 3 490 Traité Génie Electrique 2002
- [14] T.F. Chan et L .Lei Lai " Capacitance Requirements of a Three - Phase Induction Generator Self -Excitation With a single Capacitance and Supplying a Single Phase Load3 IEEE Transactions on Energy. Vol.17; N.1, pp 90-96 March 2002.