

M0025/04A

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة
BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

MEMOIRE

Presente par :

M. KAIROUS Djilali, Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Pour l'obtention du

GRADE DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option: MACHINES ELECTRIQUES

THEME

CALCUL ANALYTIQUE DU COUPLE ET DES COURANTS DANS UNE
MACHINE ASYNCHRONE AUTO EXCITEE RELIEE AU RESEAU.

Soutenue publiquement le Lundi 25 Octobre 2004 devant la Commission d'Examen

Membres de jury :

- | | | |
|-------------|-------------|-------------------------------|
| Président | R. IBTIOUEN | Professeur à l'ENP |
| Rapporteurs | S. MEKHTOUB | Maitre de Conférences à l'ENP |
| Examineurs | A. MEKHALDI | Maitre de Conférences à l'ENP |
| | R. TAHMI | Chargé de Cours à l'ENP |
| | Y. OUAZIR | Chargé de Cours à l'USTHB |

A ROOM

ROOM

للمولد الامتزامن خصائص ذاتية متميزة، الشيء الذي يجعله كثير الاستعمال في مراكز توليد الطاقة الكهربائية المائية و الهوائية لكنه يتعرض لأزمة عابرة شديدة أثناء اتصاله و انفصاله عن الشبكة الكهربائية. من أجل دراسة التيار و العزم العابرين أثناء رجوع التيار، نقدم دراسة ساكونية و دراسة تحريكية للألة. كذلك دراسة تحليلية حتى نتمكن بسهولة أكبر من تقدير عنف و كذا شدة الزمن العابر لتي تخضع لها الآلة أثناء عملها

كلمات المفتاح: تحرك ذاتي، مولد لا متزامن، التحاكي، التشبع

Abstract

Because of their particular characteristics, the asynchronous generators are used in the hydraulic and wind power stations. They are the seat of a severe transient state at the time of connections and reconnexions network.

To study the transients of current and torque during the return network, we developed a static and dynamic study of the machine connected to the network. An analytical calculation is carried out in order to envisage in a simpler way the violence and the constraints undergone by the machine at the time of its operation.

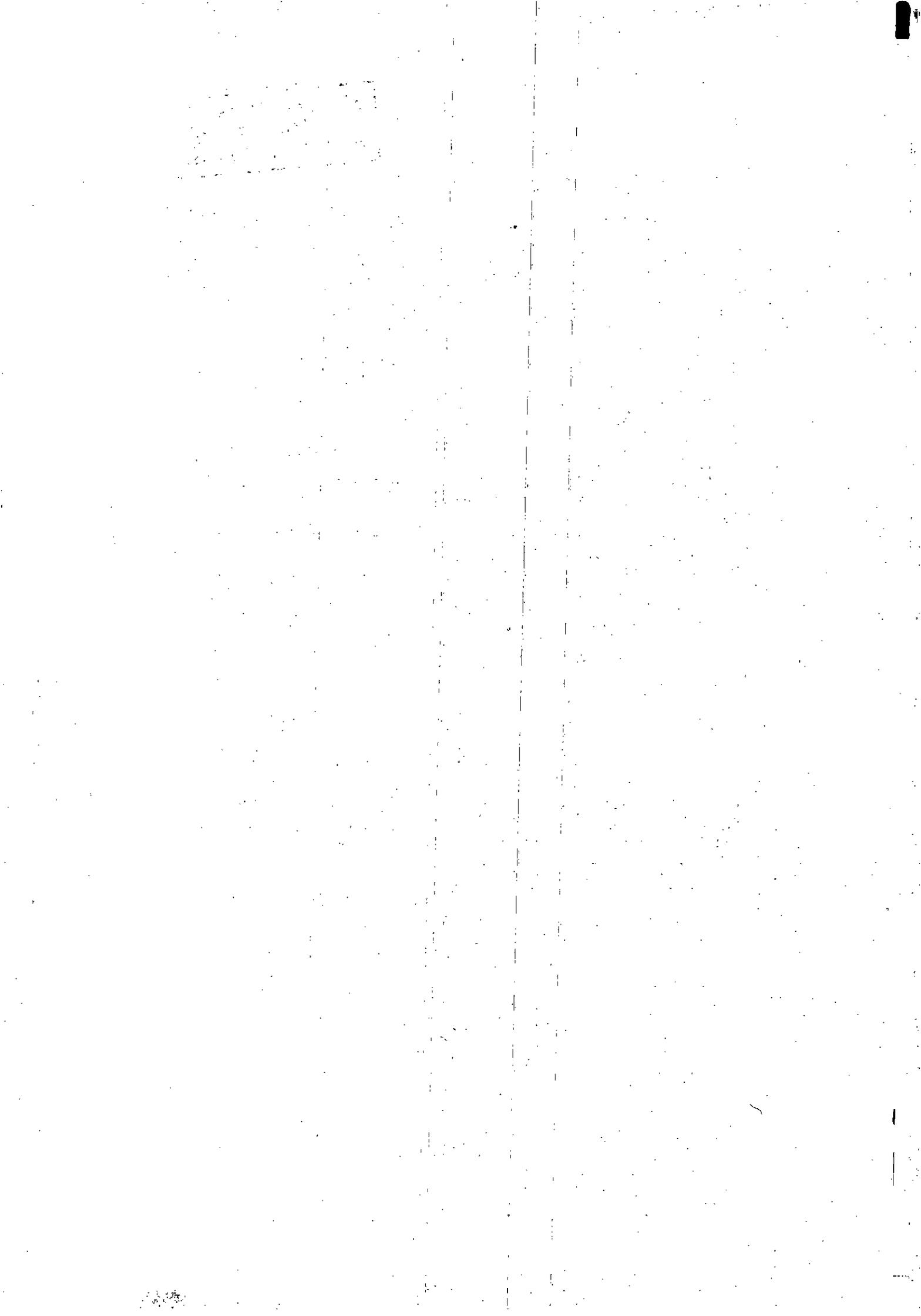
Key's words : Self excited, Asynchronous generator, modeling, saturation

Résumé

A cause de leurs caractéristiques particulières, les générateurs asynchrones sont utilisés dans les centrales hydrauliques et éoliennes. Ils sont le siège d'un régime transitoire sévère lors des connexions et reconnexions du réseau.

Pour étudier les transitoires de courant et de couple pendant le retour réseau nous avons développé une étude statique et dynamique de la machine reliée au réseau. Un calcul analytique est effectué afin de prévoir d'une façon plus simple la violence et les contraintes subies par la machine lors de son fonctionnement.

Mots clés : Auto-amorçage, générateur asynchrone, Modélisation, saturation



AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens à remercier et exprimer ma gratitude à Monsieur S MEKHTOUB, Maître de Conférence à l'ENP, qui assure la direction de mon travail, pour son aide et ces précieux conseils.

Je remercie vivement Monsieur R IBTIOUEN, professeur à l'ENP qui n'a jamais ménagé son effort pour m'apporter l'aide et les encouragements.

Mes profonds remerciements vont à Mrs :

A. MEKHALDI Maître de Conférence à l'ENP

R TAHMI Chargé de Cours à l'ENP

Y. OUAZIR Chargé de Cours à l'USTHB

Pour avoir voulu examiner mon travail, et me faire l'honneur de participer au jury de ce mémoire.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur A. NESBA, Chargé de Cours à l'ENS, pour son soutien matériel et moral.

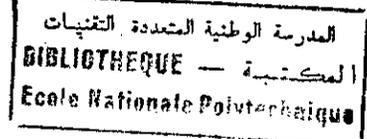
Je remercie vivement Monsieur T. KHALDI, pour la discussion scientifique fructueuse.

Je n'oublierai pas de remercier tous mes collègues Magister pour l'ambiance amicale et pour la sympathie que j'ai trouvée en eux.

Notation

s, r	: Indices respectifs du stator et du rotor.
d, q	: Indices relatifs à l'axe direct et à l'axe quadrature.
m	: Indice correspondant au flux et au courant magnétisant.
r_s, L_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
r_r, l_r	: Résistance et inductance propre ramenées d'une phase rotorique.
l_s, l_r	: Inductance de fuites stator (rotor).
M	: Mutuelle cyclique (stator/rotor).
c	: Capacité par phase étoilée.
σ	: Coefficient de fuites totales.
v, i, ψ	: Désignent respectivement : les tensions, les courants et les flux.
$\omega_s, \omega_r, \omega$: Pulsations statorique, rotorique, de réseau
ω_a	: Vitesse angulaire de référentiel.
s	: Glissement.
j	: Nombre complexe ($j^2 = -1$)
$\text{Re}(x), \text{Im}(x)$: Partie réel, imaginaire de x
C_e, C_r, C_f	: Couple électromagnétique, résistant, frottement
Ω	: Vitesse angulaire de rotor
J	: Moment d'inertie
ϕ_m, ϕ_σ	: Flux magnétisant, flux de fuite
τ_a	: Constante du temps moyenne

Table des matières



Introduction..... 1

Chapitre I : Fonctionnement de la machine asynchrone en régime linéaire

I.1 Introduction.....	2
I.2 Rappel du modèle linéaire de la machine asynchrone.....	2
I.2.1 Représentation de la machine asynchrone.....	2
I.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	3
I.2.3 Equations générales de la machine asynchrone.....	3
I.2.4 Modèle diphasé équivalent de la machine.....	4
I.2.5 Choix de référentiel.....	5
I.2.6 Expression du couple électromagnétique.....	6
I.2.7 Equations d'auto excitation.....	7
I.3 Résultats de simulation.....	7
I.3.1 Cas du fonctionnement en moteur.....	7
I.3.2 Cas du fonctionnement en générateur.....	8
I.4 Conclusion.....	10

Chapitre II : Etude statique et dynamique du générateur asynchrone

II.1 Introduction.....	11
II.2 Etude en régime statique.....	11
II.2.1 L'auto excitation à vide.....	11
II.2.2 Détermination de la capacité minimale de l'auto excitation.....	15
II.2.3 Les caractéristiques de fonctionnement statique.....	17
II.3 Etude en régime dynamique.....	20
II.3.1 Développement spatial du flux.....	20
II.3.2 Validation du modèle.....	24
II.3.3 Application à l'auto amorçage à vide du générateur asynchrone.....	24
II.3.4 Le fonctionnement du générateur asynchrone avec une charge.....	26
II.3.4.1 Cas d'une charge résistive.....	27
II.3.4.2 Cas d'une charge inductive.....	28
II.4 Conclusion.....	29

Chapitre III : Le phénomène transitoire lors du retour réseau

III.1 Introduction.....	30
III.2 Transitoire du générateur relié au réseau.....	30
III.2.1 Le transitoire de courant.....	32
III.2.2 L'influence de l'instant de connexion et les déphasages sur les pics de courant.....	35
III.2.3 Le transitoire de couple électromagnétique.....	39
III.3 Conclusion.....	39

Chapitre IV : Etude analytique

IV.1 Introduction.....	41
IV.2 L'expression analytique de courant et de couple.....	41
IV.3 L'expression analytique de courant et du couple avec les résistances nulles.....	45

IV.3.1 L'expression du courant.....	45
IV.3.2 L'expression du couple.....	48
IV.4 Expressions approchées des courant et de couple avec les résistances.....	48
IV.5 Calculs les maximums du courant et du couple.....	50
IV.6 L'effet de la capacité et de la vitesse.....	55
IV.7 Conclusion.....	57
Conclusion générale.....	58
Annexe.....	59
Bibliographie.....	60

Les machines asynchrones présentent des avantages comme la robustesse, la simplicité de construction donc un coût moindre etc.

On retrouve le générateur asynchrone dans la conversion de l'énergie éolienne généralement [1]. A cet effet, pour qu'il produise de l'énergie active, on doit lui fournir de l'énergie réactive soit via le réseau (fonctionnement dit non autonome) ou via des batteries de condensateurs (fonctionnement dit autonome). Pour ce dernier mode de fonctionnement, le générateur asynchrone est avantageux pour l'alimentation des réseaux locaux qui comportent des dispositifs d'enclenchement et de ré enclenchement. Ces dispositifs provoquent des coupures momentanées qui se traduisent par des régimes transitoires sévères au niveau de la machine [2,3]. Plusieurs travaux abordent ces problèmes liés à ces régimes transitoires dans les cas du fonctionnement en moteur avec ou sans capacités [4, 5, 6, 7] car c'est le fonctionnement le plus répandu pour ce type de machines.

Dans le cas d'un fonctionnement en générateur autonome, en présence de capacités, le stator est le siège d'un courant transitoire très important lors des phases de connexion et de déconnexion du réseau électrique. Ce phénomène, connu sous la dénomination du retour réseau, est accompagné par des surintensités et des pics de couple négatifs très importants [3, 8].

L'objectif de notre travail consiste à analyser d'une part, le courant et le couple transitoires lors du retour réseau et, d'autre part à effectuer une synthèse des travaux antérieurs liés au fonctionnement en générateur de la machine asynchrone.

Dans le premier chapitre de notre travail, nous établissons un modèle linéaire de la machine asynchrone dans le cas du fonctionnement en moteur et dans celui du fonctionnement en générateur.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons le fonctionnement en générateur en établissant un modèle non linéaire par introduction de la saturation dans le modèle dynamique. Nous validons, par la suite, ce modèle en comparant les résultats théoriques obtenus avec les relevés expérimentaux.

Dans le troisième chapitre de notre travail, nous exploitons le modèle établi, dans la deuxième partie, pour analyser les phénomènes qui accompagnent le retour réseau ainsi que les paramètres principaux qui le gouvernent.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à une étude analytique basée sur le modèle d, q de la machine en utilisant la transformation de Laplace pour résoudre le système d'équations différentielles obtenu [9]. Le but est de déterminer les expressions analytiques susceptibles de prévoir les valeurs extrêmes du courant et du couple transitoires. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la simulation.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Chapitre I

Fonctionnement de la machine asynchrone en régime linéaire

I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone pour un fonctionnement en régime linéaire est basée sur la théorie des deux axes. Le modèle le plus utilisé est celui de RH Park

Dans ce chapitre, nous utiliserons cette représentation triphasée-biphasée en tenant compte d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [10, 11, 12, 13]. La représentation matricielle et vectorielle permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le comportement global de la machine. L'ensemble des équations ainsi obtenues, constituera le modèle linéaire de la machine. Sa résolution à l'aide des méthodes numériques donnera les composantes des grandeurs simulées qui seront par la suite transformées pour obtenir des grandeurs réelles.

Nous donnons dans ce chapitre deux exemples d'application, l'un pour un fonctionnement en moteur, l'autre pour un fonctionnement en générateur.

I.2 Rappel du modèle linéaire de la machine asynchrone.

I.2.1 Représentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone utilisée est triphasée au stator et au rotor Fig.(1.1) Les bobines statoriques sont réparties régulièrement à la périphérie de l'entrefer cylindrique.

La figure (1-1) montre la disposition relative des axes magnétiques des trois phases (a b c) statoriques (indice : s) et rotoriques (indice : r), qui tourne à la vitesse $\omega_r = d\theta_r/dt$

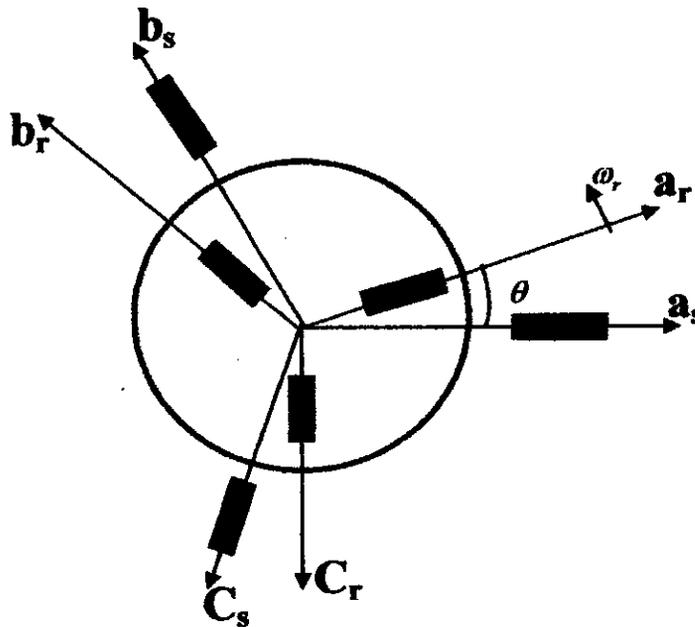


Fig. 1.1 Représentation de la machine asynchrone triphasée

Le fonctionnement est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique. Cette

interaction électromagnétique n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

1.2.2 Hypothèses simplificatrices

On suppose :

- Les enroulements statoriques et rotorique sont symétriques et la f.m.m est distribuée sinusoidalement le long de la périphérie des deux armatures
- On néglige des harmoniques d'espace
- Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température
- Les pertes fer (par hystérésis et courants de Foucault) sont négligeables
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme une fonction linéaire du courant

1.2.3 Equations générales de la machine asynchrone

On écrit les équations par phase de la machine sous forme matricielle.

$$\begin{cases} [u_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \\ [u_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad (1-1)$$

Où les flux ψ_s et ψ_r s'expriment par :

$$\begin{cases} [\psi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\psi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (1-2)$$

$[u]$ $[i]$ $[\psi]$ $[r]$: Les vecteurs des tensions, courants, flux et résistances respectivement.

s, r : désignent les grandeurs statoriques, rotoriques.

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} \\ L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} \\ L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} & L_{\sigma\sigma s} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} \\ L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} \\ L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} & L_{\sigma\sigma r} \end{bmatrix}$$

$L_{\sigma\sigma s}, L_{\sigma\sigma r}$: Inductance propre statorique, et ou rotorique.

$L_{\sigma\sigma s}, L_{\sigma\sigma r}$: Inductance mutuelle entre phases statoriques, et ou rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles stator - rotor est définie par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle stator-rotor

En introduisant les expressions des flux de (1-2) dans (1-1) nous obtenons le système :

$$\begin{cases} [u_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_r] \} \\ [u_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_s] \} \end{cases} \quad (1-4)$$

La variation sinusoïdale des inductances mutuelles de la machine, suivant la position angulaire introduit les coefficients dépendants du temps dans le système différentiel régissant le fonctionnement dynamique de la machine, ce qui rend la formulation du modèle très complexe.

Par un changement de variable adéquat, les coefficients intervenant dans le système différentiel deviennent indépendants du temps.

Les grandeurs tension, courant et flux, des deux armatures seront transformées dans un système de référence choisi selon l'application envisagée.

1.2.4 Modèle diphasé équivalent de la machine

Après l'application de la transformation de Park, le système réel d'enroulement triphasé est substitué par un système biphasé équivalent, disposé selon deux axes (d et q) tournant à une vitesse angulaire ω_s fixée (Fig. 1.3).

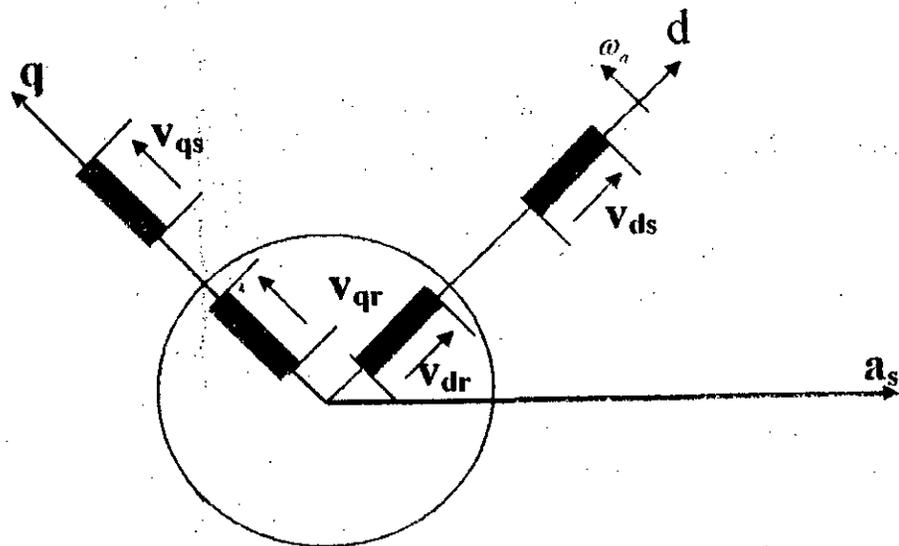


Fig. 1.3 Modèle de la machine après la transformation de Park

D'après la théorie de Park, la matrice orthogonale du transformation ($[A]$) est définie par :

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

Les grandeurs transformées sont données par :

$$[u_{dqo}] = [A][u_s], \quad [i_{dqo}] = [A][i], \quad \text{et} \quad [\psi_{dqo}] = [A][\psi]$$

En multipliant les deux membres de (1-4) par $[A]$, et après des simplifications, on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_a \psi_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_a \psi_{ds} \end{cases} \quad (1-5-a)$$

D'une façon analogue on obtient le système suivant pour les grandeurs rotoriques.

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \psi_{dr} \end{cases} \quad (1-5-b)$$

L'expression des flux totaux prend la forme :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \psi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \psi_{dr} = l_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \psi_{qr} = l_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1-6)$$

Avec :

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

l_s, l_r : L'inductance cyclique propre d'une phase du stator et du rotor respectivement
 M : L'inductance mutuelle cyclique stator - rotor.

I.2.5 Choix de référentiel

Il est plus intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application. Dans chacun de ces nouveaux référentiels, les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque.

Nous représentons ci-dessous les schémas équivalents suivant les deux axes pour un référentiel quelconque de vitesse ω_a

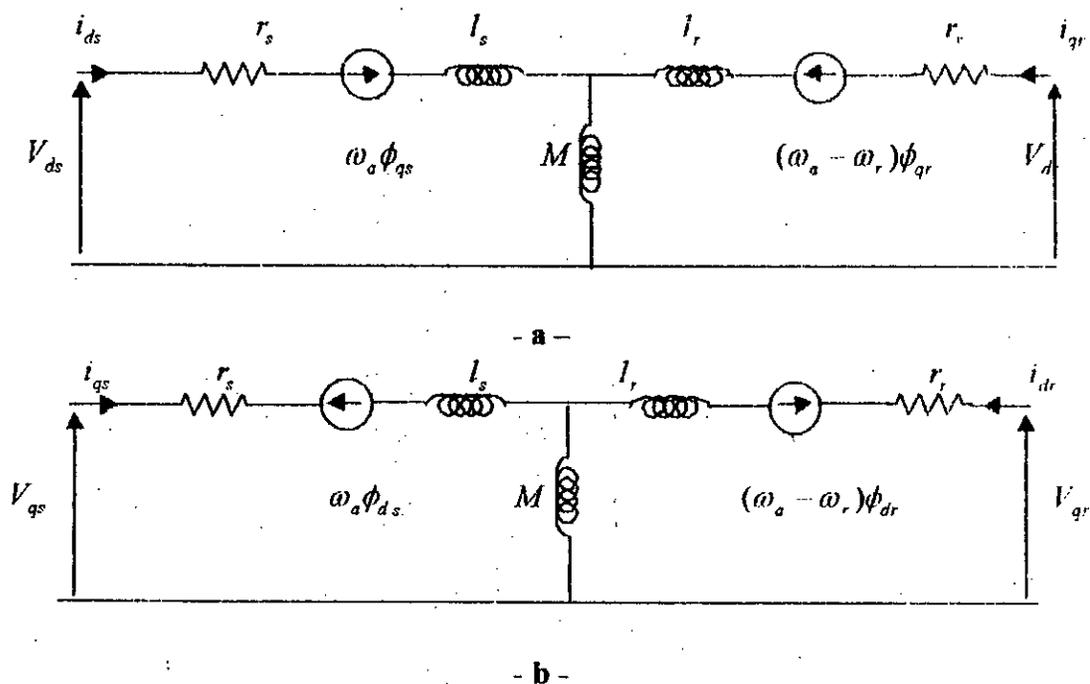


Fig. 1.4 Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel arbitraire

- a. Suivant l'axe d
- b. Suivant l'axe q

Le choix du référentiel se fait en fonction de la valeur de ω_a

$\omega_a = 0$: correspond au référentiel stationnaire.

$\omega_a = \omega_r$: correspond au référentiel lié au rotor.

$\omega_a = \omega_s$: correspond au référentiel lié au champ tournant

1.2.6 Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la coénergie par rapport à l'angle mécanique de rotation.

Dans le repère d, q l'équation devient :

$$C_e = pM(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}) \tag{1-7}$$

p : est le nombre de paire des pôles

L'équation du mouvement s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \tag{1-8}$$

C_r, C_f : représentent le couples de charge et de frottement

1.2.7 Equations d'auto excitation

Puisque le fonctionnement en générateur autonome exige une source d'énergie réactive extérieure (condensateurs), les équations d'auto excitation correspondent donc aux équations des tensions aux bornes des condensateurs.

Les équations des tensions s'expriment sous la forme matricielle suivante :

$$[i_c] = \frac{d[Q_c]}{dt} \quad (1-9)$$

$[Q_c]$, $[i_c]$ Ce sont des matrices représentant respectivement les charges des trois condensateurs et les courants qui les traversent.

Dans le repère d.q l'équation devient :

$$[i_{dq}] = [A] \frac{d[A^{-1}][Q_{dq}]}{dt} = \omega_a [Q_{dq}] + \frac{d[Q_{dq}]}{dt} \quad (1-10)$$

du fait que $[Q_{dq}] = c \cdot [v_{dq}]$, l'équation (1-10) s'écrira :

$$[i_{dq}] = c \cdot \omega_a [v_{dq}] + c \frac{d[v_{dq}]}{dt} \Leftrightarrow \frac{d[v_{dq}]}{dt} = \frac{[i_{dq}]}{c} - \omega_a [v_{dq}] \quad (1-11)$$

Sous forme explicite et avec $\omega_a = 0$ on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{c} \\ \frac{dv_{qc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{c} \end{cases} \quad (1-12)$$

1.3 Résultats de simulation

Pour la simulation du modèle linéaire, nous avons utilisé la machine asynchrone à rotor bobiné M1 (annexe), dont les paramètres obtenus par une identification classique [14, 15, 16] sont les suivants :

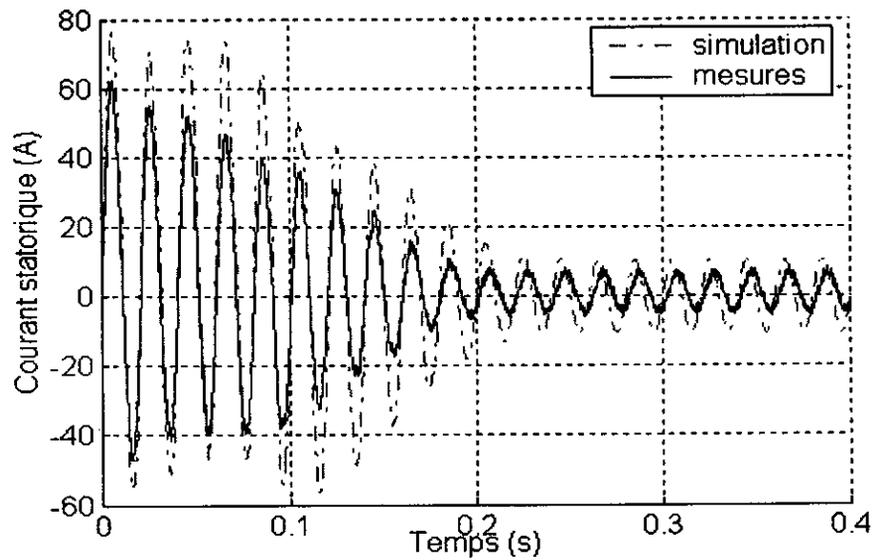
$$r_r = 0.92\Omega, \quad r_s = 1.3/3\Omega, \quad l_s = l_r = 0.004H, \quad M = 0.078H$$

Le système d'équations différentielles obtenu est mis sous forme d'état, et résolu à l'aide de la méthode numérique Rung-kutta d'ordre 4. nous représentons par la suite, les résultats des variables à observer pour les deux modes de fonctionnement.

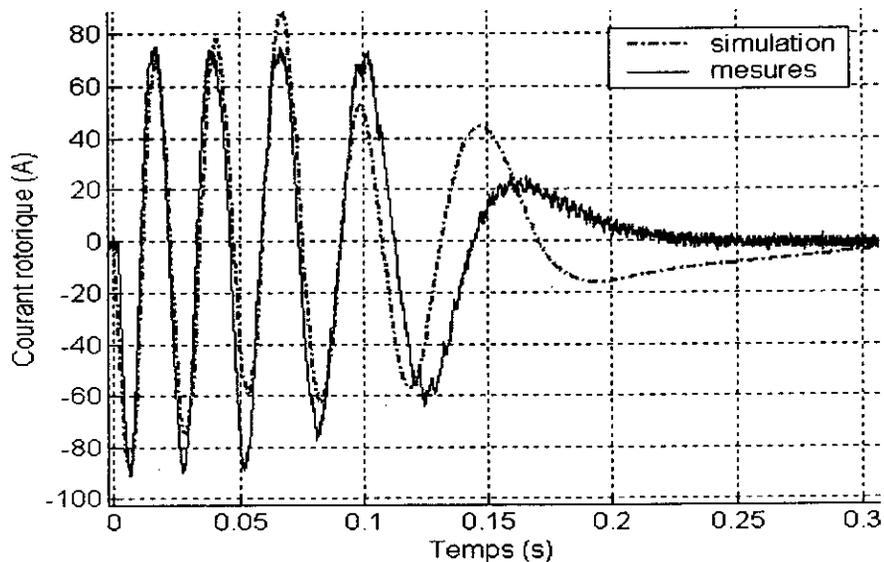
1.3.1 Cas du fonctionnement en moteur :

Pour le fonctionnement nous résolvons numériquement le système d'équations (1-5) et (1-9) de l'instant initial jusqu'à une valeur finale.

Les grandeurs observées sont le courant statorique (Fig. 1.a) et rotorique (Fig. 1.b)



- a -



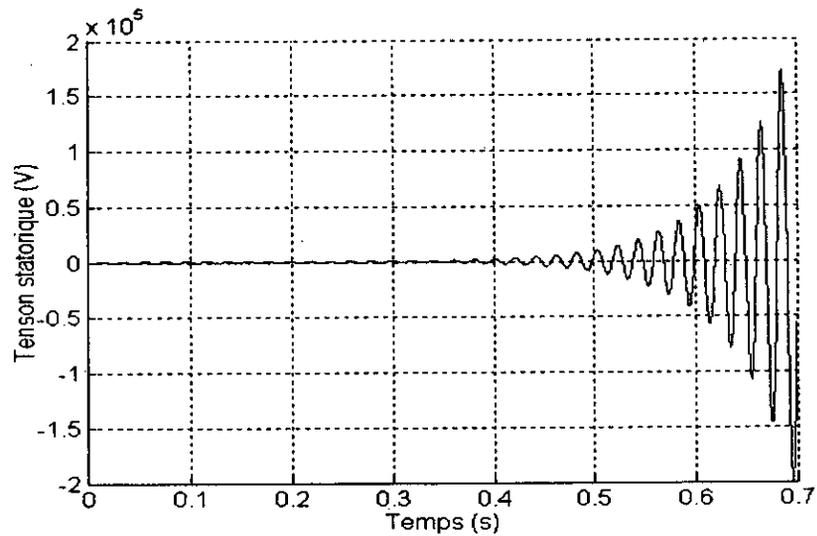
- b -

Fig.1.5 Courants de démarrage à vide dans :
a- une phase statorique
b- une phase rotorique.

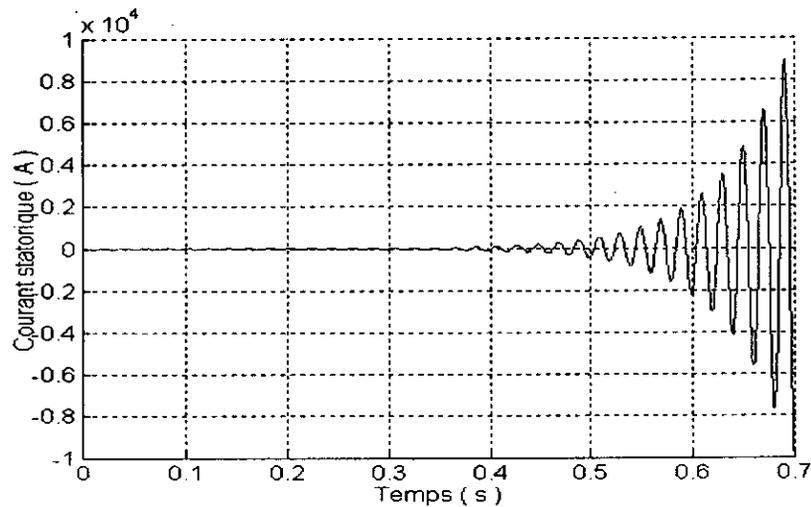
I.3.2 Cas du fonctionnement en générateur :

Pour le fonctionnement en générateur on résoudre le même système que précédemment (1-5) auquel on va ajouter les équations de l'auto excitation (1-12) de l'instant initial jusqu'à une valeur finale.

Les grandeurs observées sont la tension statorique (Fig. 1.a) et le courant statorique (Fig1-b)



- a -



- b -

Fig. 1.6 L'auto amorçage du G.AS utilisant le modèle linéaire

a. Tension d'une phase statorique

b. Courant d'une phase statorique

La figure (1.5) représente des résultats lors du démarrage d'un moteur asynchrone. La comparaison, entre les courbes obtenues par les relevés expérimentaux, montre que le modèle de la machine à circuit magnétique linéaire est satisfaisant, plus précisément dans les premières périodes où on constate une bonne concordance entre les courbes (expérimental et celle de simulation).

En revanche, la simulation du fonctionnement du générateur asynchrone, basé sur le modèle linéaire, conduit à une divergence des résultats observés. De ce fait la tension croît d'une façon exponentielle pour atteindre des milliers de volts en quelques dixièmes de seconde (Fig. 1.6.a).

Nous remarquons la même chose pour le courant (Fig. 1.6.b), cependant sur les relevés expérimentaux, nous ne voyons pas cette divergence.

La différence est due au fait d'avoir négligé la saturation, qui est indispensable pour le fonctionnement en générateur asynchrone.

1.4 Conclusion

Nous avons jugé utile de rappeler dans ce chapitre quelques notions sur le fonctionnement et la modélisation de la machine asynchrone.

Lors de cette étude nous avons négligé l'effet de la saturation du circuit magnétique. Les résultats de la simulation pour un fonctionnement en moteur montre les écarts avec les résultats expérimentaux. Ceci est dû aux hypothèses formulées.

Donc le modèle dynamique en régime linéaire est destiné à simplifier l'étude du comportement du moteur, et permet d'avoir une idée précise sur les contraintes maximales mécaniques et électriques.

Cependant, l'utilisation de ce modèle pour simuler le fonctionnement en génératrice asynchrone conduit à des résultats divergents qui ne reflètent aucune réalité pratique.

La montée en exponentielle des courants et des tensions, explique la résonance linéaire.

Chapitre II

Etude statique et dynamique du générateur asynchrone

II.1 Introduction

L'objet de cette partie est l'étude du fonctionnement de la machine asynchrone comme générateur. Le problème posé est généralement la détermination du point de fonctionnement qui dépend essentiellement des paramètres internes, et externes (capacité)

Nous commençons par une étude statique qui est consacrée à la détermination de la capacité minimale qui assure l'auto-excitation. Nous étudierons l'influence de cette dernière ainsi que la vitesse sur les grandeurs de sortie (tension, courant,...).

Ensuite nous ferons une étude dynamique (pour les deux cas de fonctionnement à vide et en charge), où nous introduisons la saturation dans le modèle linéaire qui a été déjà établi dans le premier chapitre.

Les résultats obtenus par la simulation sont comparés aux résultats expérimentaux.

II.2 Etude en régime statique

Pour l'étude statique du générateur asynchrone , plusieurs méthodes ont été proposées pour calculer la capacité, et la vitesse critique qui assurent l'auto-excitation d'une part, et l'influence de celles ci sur les caractéristiques de fonctionnement d'autres parts.

Beaucoup de méthodes utilisant des techniques de calcul appropriées [17,18,19,20,21] sont proposées, néanmoins celles qui sont itératives [22, 23,24] restent les plus utilisées.

II.2.1 L'auto-excitation à vide

Le schéma équivalent par phase du générateur asynchrone avec capacité est représenté par la figure (2.1).

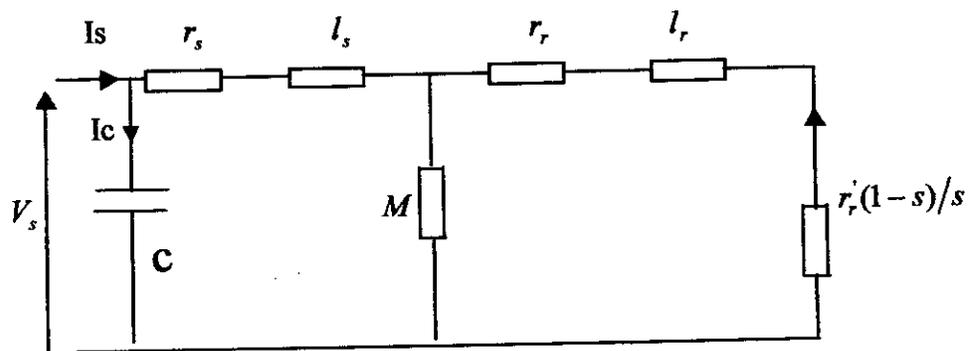


Fig. 2.1 Schéma équivalent monophasé du générateur avec capacité

Hypothèse

- La saturation n'apparaît qu'au niveau de la réactance magnétisante
- Les pertes fers sont négligées
- Toutes les grandeurs sont ramenées au stator
- On néglige les harmoniques

On se place dans un fonctionnement à vide et à vitesse constante.

A partir du schéma équivalent précédent (Fig. 2.1) on peut écrire les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_r = \frac{r_r}{g} + j l_r \omega_s \\ z_s = r_s + j \left(l_s \omega_s - \frac{1}{c \omega_s} \right) \\ z_m = j M \omega_s \\ z = z_s + (z_m // z_r) \\ z_c = -\frac{j}{c \omega_s} \end{array} \right. \quad (2-1)$$

Le fonctionnement autonome (auto excité) en régime établi du générateur asynchrone à vide est décrit par :

$$I_c + I_s = 0$$

Qui se traduit par :

$$z_c + z = 0 \quad (2-2)$$

z , z_c représentent respectivement l'impédance de la machine, et du condensateur

Où z est donnée par :

$$z = \frac{(r_s + j l_s \omega_s) \left(j M \omega_s + \frac{r_r}{s} + j l_r \omega_s \right) + j M \omega_s \left(\frac{r_r}{s} + j l_r \omega_s \right)}{j M \omega_s + \frac{r_r}{s} + j l_r \omega_s} \quad (2-3)$$

L'équation (2-2) traduit l'intersection des courbes représentatives de chaque branche (Fig2-2). La détermination du point de fonctionnement (p) conduit facilement à une interprétation physique de l'auto-excitation. Elle permet en outre de mettre en évidence une analogie entre le générateur asynchrone et le générateur à courant continu shunt.

Le phénomène est classiquement connu sous le nom de résonance du circuit oscillant R L C, ici elle correspond à la résonance entre l'inductance de la machine L_s et la capacité c

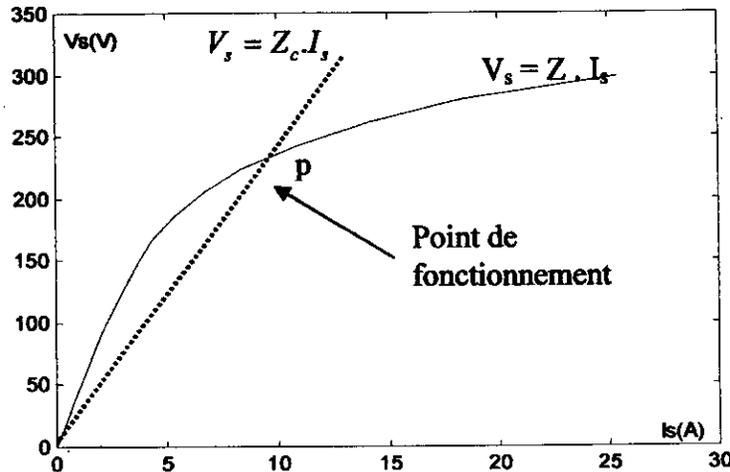


Fig. 2.2 Détermination du point de fonctionnement pour le générateur asynchrone

En séparant les parties réelles et imaginaires de l'équation (2-2), il en résulte :

$$\text{Re}(z+z_c) = r_s + \frac{(M\omega_s)^2 \frac{r_s}{s}}{\left(\frac{r_s}{s}\right)^2 + (\omega_s L_r)^2} \tag{2-4}$$

$$\text{Im}(z+z_c) = l_s \omega_s \frac{1}{c \omega_s} + M \omega_s \frac{\left(\frac{r_r}{s}\right)^2 + L_r l_r \omega_s^2}{\left(\frac{r_r}{s}\right)^2 + (\omega_s L_r)^2} \tag{2-5}$$

avec :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}, \quad L_s = l_s + M, \quad L_r = l_r + M$$

Hormis l'inductance de magnétisation M , on considère comme constants les résistances et les inductances de fuite de la machine. Les deux équations (2-4) et (2-5) présentent un système de deux équations algébriques non linéaires, comportant quatre variables ; la vitesse de rotation ω_r , la capacité c , la pulsation statorique ω_s et l'inductance de magnétisation M . Donc il suffit alors de fixer deux paramètres pour déterminer les deux autres.

Pour une vitesse d'entraînement ω_r , et un niveau de saturation bien défini (M fixe), on peut déterminer la valeur de la pulsation statorique ainsi que la valeur de la capacité qui assure l'auto excitation

En effet, à partir de l'équation (2-4) on peut tirer l'expression de ω_s .

$$\omega_s = \omega_{s12} - \frac{r_r M^2 \omega_r}{2(r_s L_r^2 + r_r M^2)} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4r_s \frac{r_s L_r^2 + r_r M^2}{M^4 \omega_r^2}} \right) \tag{2-6}$$

D'après l'équation (2-5) on peut déterminer l'expression de la capacité c .

$$c = \frac{1}{\omega_r^2 r_r^2 L_s + (\omega_s - \omega_r)^2 (L_r^2 L_s - L_r M^2)} \quad (2-7)$$

Pour un fonctionnement au voisinage du synchronisme (un glissement très faible $s \approx 0$) on aura :

$$\lim_{s \rightarrow 0} \operatorname{Re}(z) \approx r_s + \frac{\omega_s^2 M^2}{r_r} s \Rightarrow s_1 \approx -\frac{r_r r_s}{\omega_s^2 M^2} \quad (2-8)$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} \omega_{s1} \approx \omega_r \\ c_1 \approx \frac{1}{L_s \omega_s^2} \end{cases} \quad (2-9)$$

A partir de la relation (2-4) et pour des glissements forts on aura

$$s_2 \approx \frac{r_r}{r_s} \quad (2-10)$$

D'où :

$$\begin{cases} \omega_s \approx \frac{\omega_r}{2} \\ c_2 \approx \frac{1}{\omega_{s2}^2 (l_s + l_r)} \end{cases} \quad (2-11)$$

Nous remarquons donc, qu'il existe deux points déférents, le premier pour les glissements faibles où la pulsation statorique proche de celle de rotation, ce point est caractérisé par la résonance de la capacité c avec l'inductance principale statorique L_s .

Le deuxième point correspond à une vitesse excessive (double de la pulsation statorique). Cette vitesse ne peut être atteinte pratiquement, mais il possède les mêmes origines que celui qui correspond au premier point.

En effet, du point de vue matériau, le circuit magnétique de la machine possède généralement une caractéristique magnétique, dont l'allure est similaire à celle de la figure (2.3)

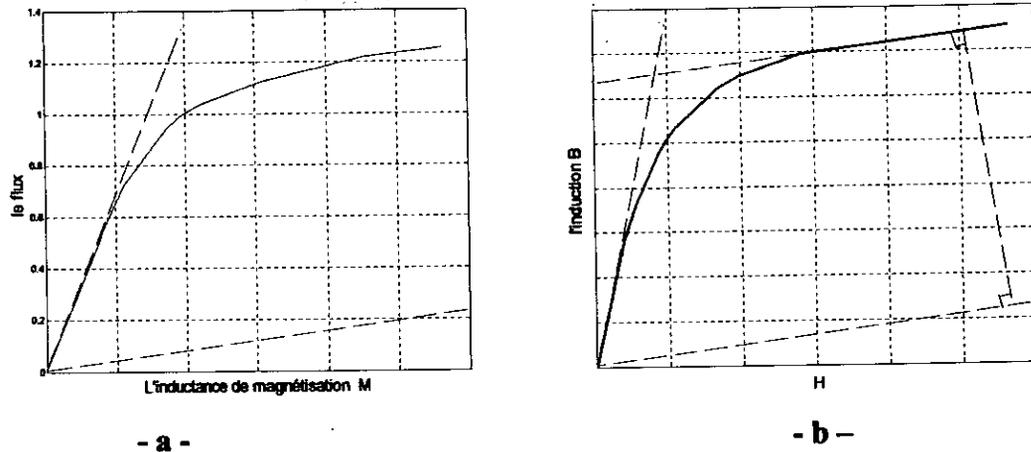


Fig. 2.3 a. Caractéristique de magnétisation $\phi = f (M)$
 b. Caractéristique de magnétisation $B = f (H)$

Cette figure montre qu'il existe deux valeurs limites de la perméabilité :

$$\mu_0 \leq \mu \leq \mu_{\max}$$

Où : μ_0 : perméabilité du vide
 μ_{\max} : Perméabilité du matériau.

Ces valeurs de perméabilité, limitent la variation de l'inductance de magnétisation entre :

$$M_{\min} \leq M \leq M_{\max}$$

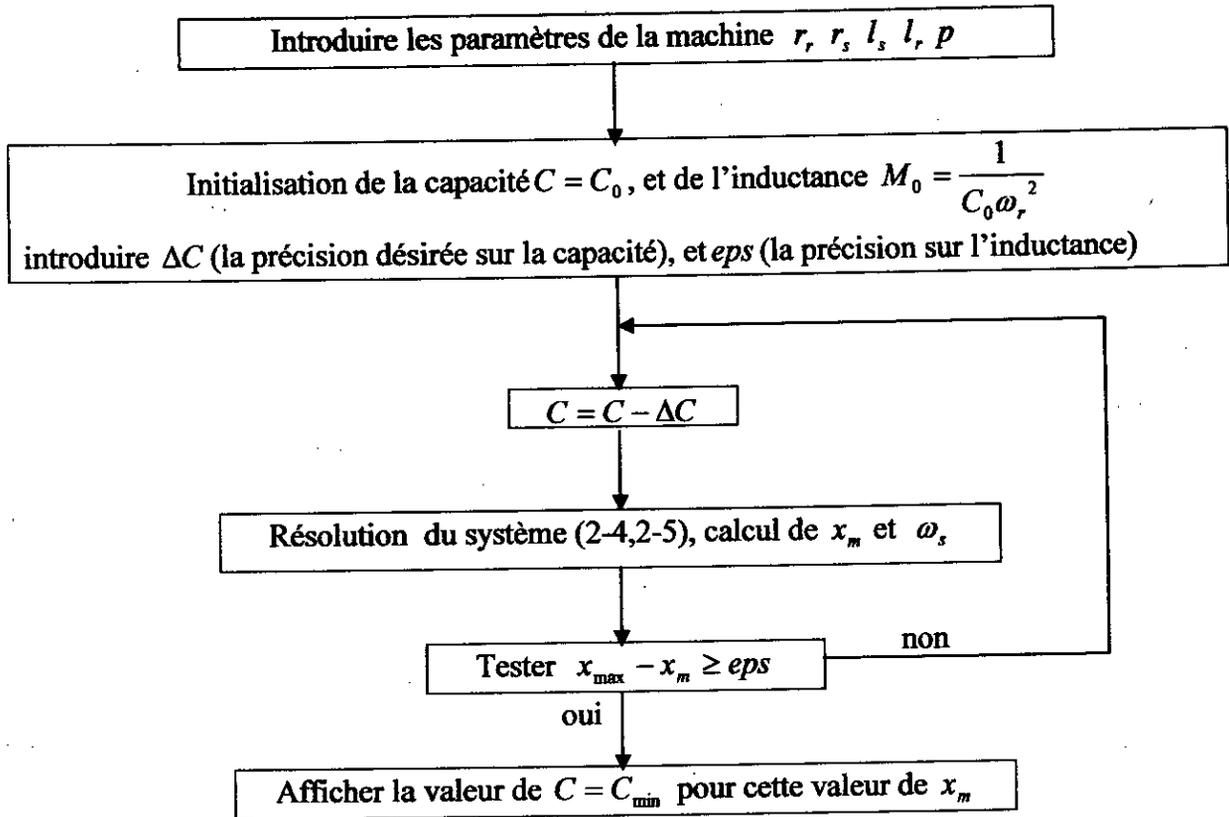
II.2.2 Détermination de la capacité minimale de l'auto-excitation :

La valeur de la capacité critique peut être déterminée à partir de l'expression analytique (2-7), ou bien numériquement en utilisant une méthode itérative (Newton Raphson) pour résoudre le système d'équation (2-4, 2-5).

On fixe les valeurs de la vitesse et de la capacité qui assurent l'auto-excitation, et pour chaque pas de calcul, nous obtenons une valeur de ω_s et une réactance de magnétisation ($x_m = \omega_s M$).

Ce processus diminue la capacité jusqu'à ce que la valeur de x_m devient très proche de $x_{m_{\max}}$, d'où on peut tirer la valeur minimale de la capacité C_{\min} [25].

Les étapes de calcul sont représentées dans l'organigramme suivant:



Organigramme de calcul de la capacité minimale C_{min}

La figure (2.4) représente la variation de la capacité C_{min} en fonction de la vitesse, nous remarquons que la capacité minimale est inversement proportionnelle à la vitesse de rotation.

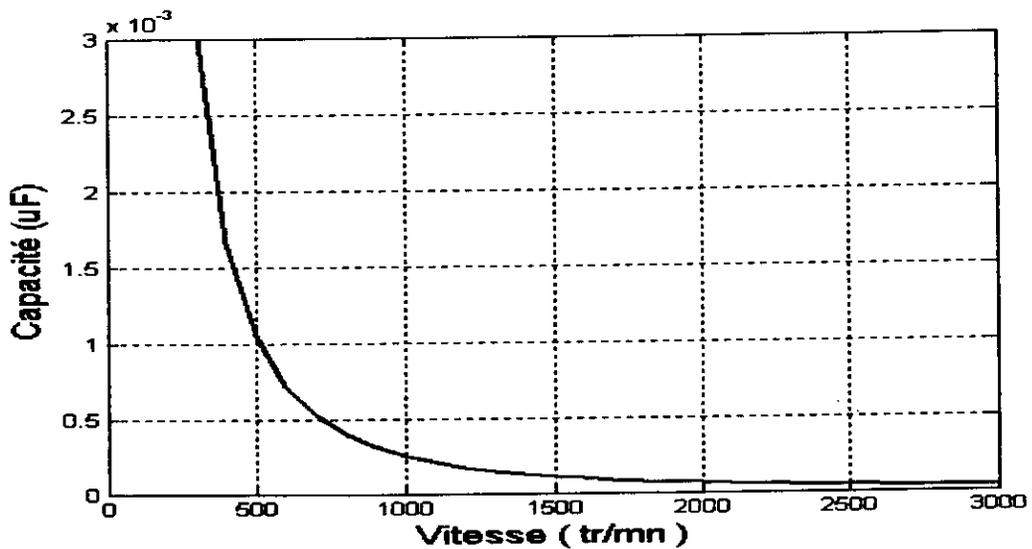


Fig. 2. 4 Variation de la capacité minimale C_{min} en fonction de la vitesse

Nous représentons ainsi dans un tableau ci-dessous les valeurs de la capacité C_{min} calculées pour trois valeurs différentes de la vitesse.

La vitesse en tr/m	Méthode numérique	Expression exacte	Expression approchée
1200	193.07	192.46	192.36
1500	123.26	123.15	123.11
1800	85.81	85.51	85.49

A partir de ce tableau on peut déduire que l'erreur commise est négligeable ce qui permet de valider notre approche analytique et numérique.

II.2.3 Les caractéristiques de fonctionnement en régime statique

On distingue deux caractéristiques principales de fonctionnement statiques, les caractéristiques pour une capacité constante, et celles pour une vitesse de rotation constante. Ces deux caractéristiques sont basées sur la courbe de magnétisation $V_m(x_m)$, cette dernière est obtenue par un essai au synchronisme, puis elle est modélisée par une fonction mathématique correspondante (3, 17, 21, 22, 24). Pour notre cas nous avons choisi la fonction la plus générale (Polynomial)

$$V_m = \sum_{k=0}^7 a_k x^k \quad \text{Où les } a_k \text{ sont donnés dans l'annexe.}$$

La détermination de la valeur de tension V_m nous permet de déduire les autres grandeurs, en effet à partir du schéma équivalent (Fig. 2.1) on peut calculer:

$$\text{Le courant rotorique :} \quad I_r = \frac{V_m}{(\omega_s I_r)^2 + \left(\frac{r_r}{s}\right)^2} \quad (2-12)$$

$$\text{Le courant statorique :} \quad I_s = \frac{V_m}{\sqrt{r_s^2 + \left(l_s \omega_s - \frac{1}{c \omega_s}\right)^2}} \quad (2-13)$$

$$\text{La tension statorique :} \quad V_s = \frac{I_s}{c \omega_s} \quad (2-14)$$

Pour faire apparaître l'influence de la vitesse sur les différentes grandeurs, nous utiliserons un algorithme similaire à celui qui est décrit précédemment (pour calculer la valeur de C_{min}), Sauf qu'on va :

1/-imposer les conditions initiales M_0 et ω_{s0} avec les valeurs de la capacité et de la vitesse.

2/-résoudre le système d'équation (2-4,2-5) pour M et ω_s

3/-calculer V_m puis le reste des grandeurs (I_r, I_s, \dots).

Les figures (2.4) présentent la variation de la tension, du courant statorique, de la fréquence et du couple en fonction de la vitesse pour trois valeurs de la capacité (60, 90, et 120 μ F).

Par contre les figures (2.5) présentent la variation de la tension, du courant statorique, de la fréquence et du couple en fonction de la capacité pour trois valeurs de la vitesse (1200, 1500, et 1800 tr/m).

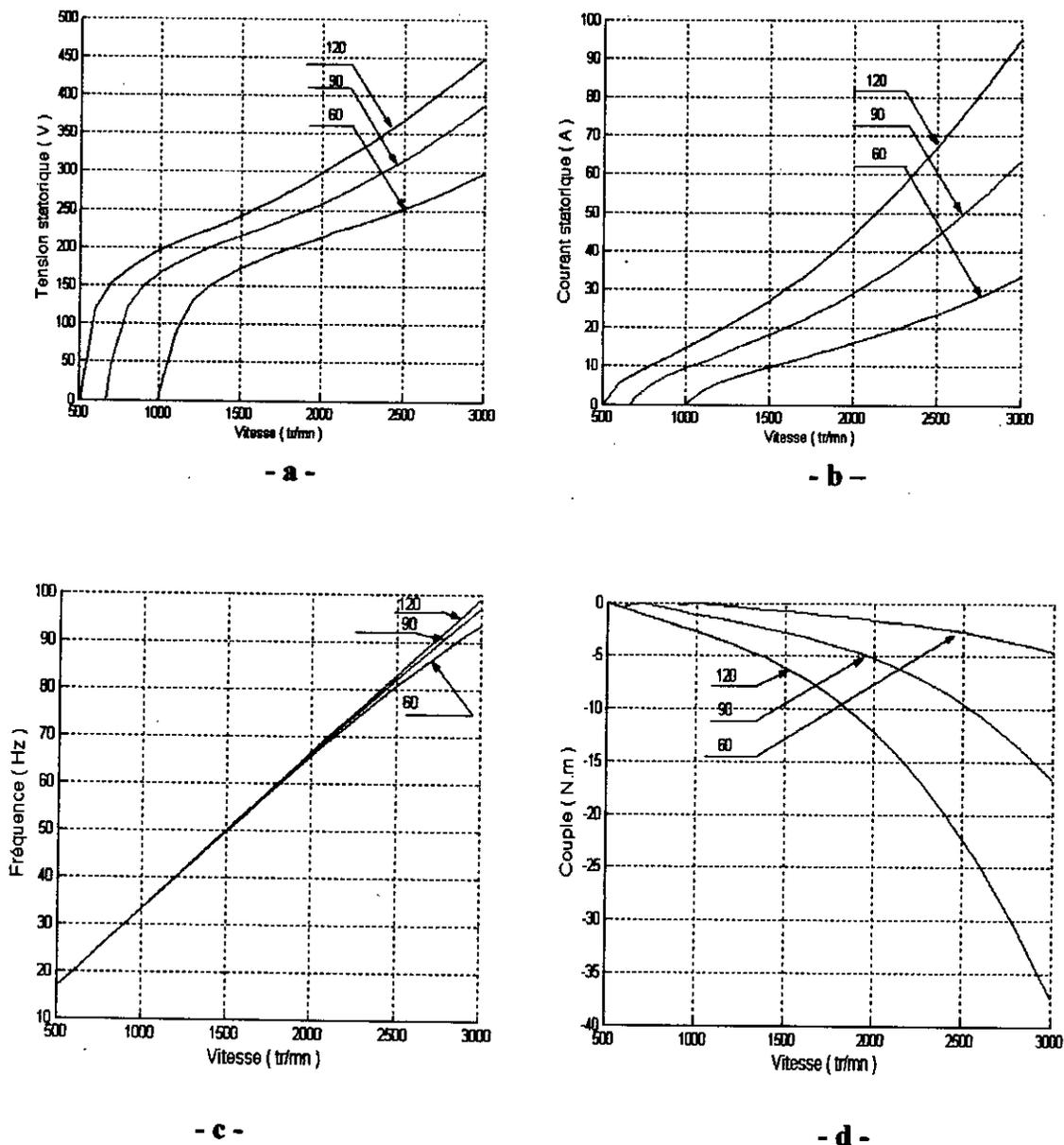
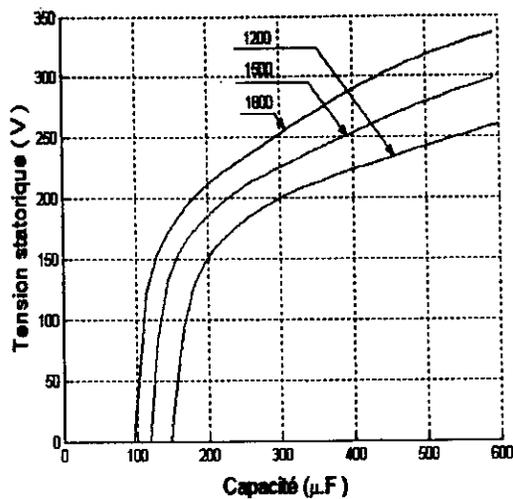
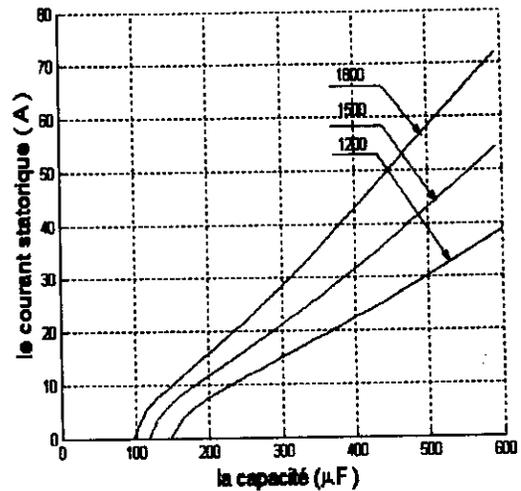


Fig. 2.5 Représentation de la variation des grandeurs en fonction de la vitesse pour trois valeurs de capacité (60, 90, et 120 μ F):

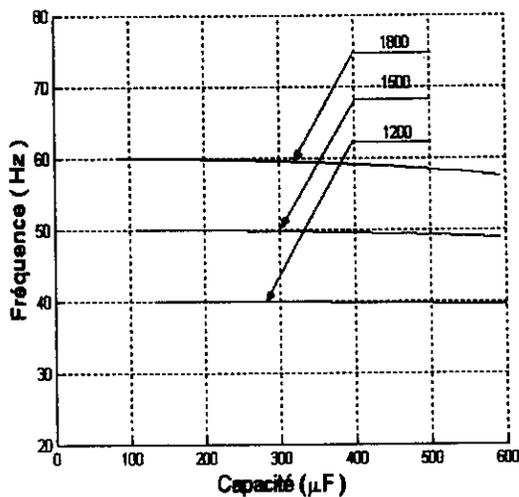
- a. La tension statorique
- b. Le courant statorique
- c. La fréquence
- d. Le couple



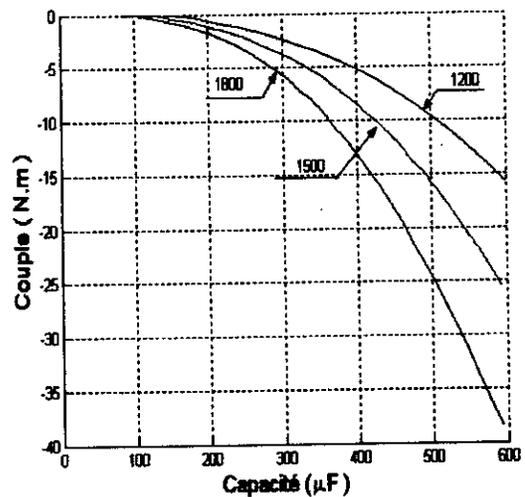
- a -



- b -



- c -



- d -

Fig. 2.6 Représentation de la variation des grandeurs en fonction de la capacité pour trois valeurs de la vitesse (1200, 1500, et 1800 tr/m) :

- a. La tension statorique
- b. Le courant statorique
- c. La fréquence
- d. Le couple

Les deux valeurs critiques de la vitesse et de la capacité apparaissent sur les figures des tensions, et sur les figures des courants. Nous constatons que la tension et le courant augmentent rapidement, puis, dès que la machine commence à se saturer, l'augmentation devient moins rapide.

Les figures (2.5) montrent l'influence de la vitesse sur les différentes grandeurs. Pour des valeurs de la capacité (60,90,120 μF) on obtient des vitesses critiques qui correspondent à des valeurs de (1000 700, 500 tr/mn). Ces valeurs sont des valeurs minimales et correspondent à l'autoamorçage de la machine (Fig. 2.5a).

Pour les mêmes valeurs de capacité (60, 90, 120 μF), on trouve des valeurs de la vitesse critique dépassant 4000 tr/m. Cette vitesse ne peut être atteinte pour la machine considérée.

Sur les figures (Fig. 2.6) on retrouve les résultats similaires pour une capacité variable. Cette dernière joue le même rôle que la vitesse, avec une particularité pour la fréquence qui est très sensible aux variations de la vitesse, et beaucoup moins sensible aux variations de la capacité.

Pour avoir une tension fixe, il suffit d'agir sur la capacité ou la vitesse, ou les deux à la fois en tenant compte de la fréquence statorique (Fig. 6c, Fig. 7c).

Dans notre application pratique nous utilisons une batterie de condensateur de 90 μF et une vitesse d'entraînement de 1500tr/m. D'après les figures citées ci-dessus la tension statorique sera autour de 380V, avec un courant I_s de l'ordre 18A en valeur max.

Ces valeurs qui résultent de l'étude statique seront confrontées lors de l'étude dynamique suivante

II.3 Etude en régime dynamique

La non linéarité de la caractéristique magnétique a une importance particulière pour le fonctionnement en générateur.

Plusieurs travaux concernant l'évolution des méthodes permettant de tenir compte de ce phénomène, on peut citer (NORMAN 1934, CHANG et LLOYD 1949) puis (AGRWAL et ALGER 1961, ANGST 1963) et (GRELLET 1977) [26, 27],

Le phénomène peut être modélisé soit par les outils de calcul du champ magnétique soit par l'usage des modèles de circuit classique à inductance saturable.

Dans ce dernier modèle deux procédures sont proposées pour l'implémentation de la caractéristique de magnétisation $\phi(i)$:

La première est l'introduction d'un facteur de saturation [28.29].

La seconde (que nous utiliserons) est l'association du phénomène à une variation d'une inductance de magnétisation M_{st} dit statique et une autre M_{dy} dit dynamique [3,22.30].

II.3.1 Développement spatial du flux

Suivant les deux axes d et q on définit les deux composantes des vecteurs spatiaux (flux et courant), en se basant sur les hypothèses du flux et de la répartition des f.m.m sinusoïdales.

Les flux suivant chaque axe et à travers chaque bobine est la somme d'un flux mutuel et d'un flux des fuites, et on admet que cette dernière composante est indépendante de la saturation (Fig. 2.7)

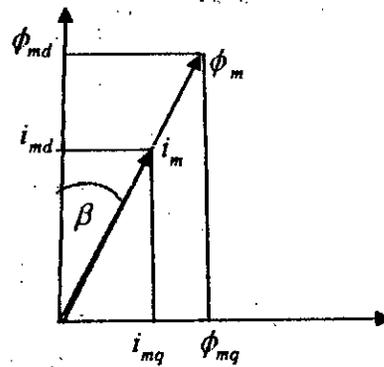


Fig. 2.7 Représentation des vecteurs courants et flux magnétisant

$$\begin{cases} \overline{\psi_s} = \overline{\phi_s} + \overline{\phi_m} \\ \overline{\psi_r} = \overline{\phi_r} + \overline{\phi_m} \end{cases} \quad (2-15)$$

$$\overline{\phi_m} = M \overline{I_m} = \overline{\phi_{md}} + j \overline{\phi_{mq}}$$

$$\overline{I_m} = \overline{I_s} + \overline{I_r} = (i_{ds} + j i_{qs}) + (i_{dr} + j i_{qr}) = i_{md} + j i_{mq}$$

$\overline{\phi_s}, (\phi_r)$: Vecteurs du flux des fuites statoriques, (rotoriques)

$\overline{\phi_m}, (I_m)$: Vecteurs du flux magnétisant, (courant magnétisant) .

Le système d'équation (1-5) s'écrit :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + l_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d\phi_{md}}{dt} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + l_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d\phi_{mq}}{dt} \\ 0 = r_r i_{dr} + l_r \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d\phi_{md}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + l_r \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d\phi_{mq}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (2-16)$$

l_s, l_r : représentent les inductances de fuites respectivement au stator et au rotor qui seront considérées comme constantes

Pour déterminer la quantité $\frac{d\phi_{md}}{dt}$, Nous calculons la dérivée du flux par rapport au temps comme suit :

$$\frac{d\phi_{md}}{dt} = \frac{d(\phi_m \cdot \cos(\beta))}{dt} = \frac{d\phi_m}{dt} \cdot \cos(\beta) - \phi_m \cdot \frac{d\beta}{dt} \cdot \sin(\beta) \quad (2-17)$$

$$\frac{d\phi_m}{dt} \cdot \cos(\beta) = \frac{d\phi_m}{di_m} \cdot \frac{di_m}{dt} \cdot \cos(\beta) = \frac{d\phi_m}{di_m} \cdot \cos(\beta) \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{i_{md}}{\cos(\beta)} \right) \quad (2-18)$$

$$\frac{d\phi_m}{dt} \cdot \cos(\beta) = \frac{d\phi_m}{di_m} \left[\frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \operatorname{tg}(\beta) \frac{d\beta}{dt} \right] \quad (2-19)$$

(2-17) s'écrit alors :

$$\frac{d\phi_{md}}{dt} = \frac{d\phi_m}{di_m} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \left[\frac{d\phi_m}{di_m} \cdot i_{md} \operatorname{tg}(\beta) - \phi_m \cdot \sin(\beta) \right] \cdot \frac{d\beta}{dt} \quad (2-20)$$

La dérivée $\frac{d\beta}{dt}$, s'exprime par :

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\operatorname{arctg} \left(\frac{i_{mq}}{i_{md}} \right) \right) = \frac{\cos \beta}{i_m} \left(\frac{di_{mq}}{dt} - \operatorname{tg}(\beta) \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (2-21)$$

Donc l'équation (2-17) peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{d\phi_{md}}{dt} = \left[\frac{d\phi_m}{di_m} + \sin(\beta)^2 \cdot \left(\frac{\phi_m}{i_m} - \frac{d\phi_m}{di_m} \right) \right] \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \left[\left(\frac{d\phi_m}{di_m} - \frac{\phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \right] \frac{di_q}{dt} \quad (2-22)$$

$\frac{d\phi_{mq}}{dt}$: est calculée de la même manière :

$$\frac{d\phi_{mq}}{dt} = \left[\frac{d\phi_m}{di_m} + \cos(\beta)^2 \cdot \left(\frac{\phi_m}{i_m} - \frac{d\phi_m}{di_m} \right) \right] \cdot \frac{di_{mq}}{dt} + \left[\left(\frac{d\phi_m}{di_m} - \frac{\phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cdot \cos(\beta) \right] \frac{di_{md}}{dt} \quad (2-23)$$

$\frac{\phi_m}{i_m}$: représente la mutuelle inductance statique M_s

$\frac{d\phi_m}{di_m}$: représente la mutuelle inductance dynamique M_{dy}

On pose :

$$L_d = \frac{d\phi_m}{di_m} + \sin(\beta)^2 \cdot \left(\frac{\phi_m}{i_m} - \frac{d\phi_m}{di_m} \right)$$

$$L_q = \frac{d\phi_m}{di_m} + \cos(\beta)^2 \cdot \left(\frac{\phi_m}{i_m} - \frac{d\phi_m}{di_m} \right)$$

$$L_{dq} = \left(\frac{d\phi_m}{di_m} - \frac{\phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cdot \cos(\beta)$$

L_d, L_q : sont des mutuelles inductance saturables suivant les deux axes

L_{dq} : est la mutuelle inductance entre les des axes ou mutuelle d'inter saturation[30,31]

Avec ces nouvelles inductances le système d'équation (2-16) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + l_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + l_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_d \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \\ 0 = r_r i_{dr} + l_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_r (l_r i_{qr} + M i_{mq}) \\ 0 = r_r i_{qr} + l_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} + \omega_r (l_r i_{dr} + M i_{md}) \end{cases} \quad (2-24)$$

Pour revenir aux équations de système (2-16) il suffit de faire :

$$L_d = L_q = M_{st} = M, \quad L_{dq} = 0$$

Les deux mutuelles (statique et dynamique) sont déterminées à partir de la courbe de magnétisation.

Cette courbe peut être approximée par des fonctions mathématiques adéquats , on peut citer parmi ces expressions :

$$\phi(I) = a \cdot f_n(I) + \mu_0 I \quad \text{où } f_n(I) = \left[1 - \exp(-x^n) \right]^{\frac{1}{n}}$$

$$\phi(I) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k I^k$$

$$\phi(I) = \frac{aI}{b_1 + |I|} + cI$$

$$\phi(I) = g(bI) + cI$$

$$I(\phi) = a \cdot \sinh(b\phi) + c\phi$$

$$I(\phi) = \sum_{k=0}^p a_k \phi^{2k+1}$$

$$I(\phi) = a\phi^{2m+1} + c\phi \quad \text{où } (m \text{ entier } \geq 1)$$

$$\phi(I) = \left[M_s + (M_0 - M_s) \exp(-B.I^2) \right] I$$

Pour notre cas, nous adoptons l'approximation suivante :

$$\phi(I) = 0.59 a \tan(0.15I)$$

Ce qui permet de déterminer les deux mutuelles :

$$M_{st} = \begin{cases} 0.078. & \text{si } I_m \leq 4.1A \\ 0.59.a \tan(0.15.I_m)/I_m & \text{si } I_m > 4.1A \end{cases}$$

$$M_{dy} = \frac{0.088}{1+(0.15I_m)^2}$$

II.3.2 Validation du modèle

On développe les équations du système obtenu, puis on le met sous forme matricielle :

$$\frac{d[i]}{dt} = [L_s]^{-1}[v] - [L_s]^{-1}([r] + \omega_r[F])[i] \tag{2-25}$$

Avec: $[r] = \text{diag}[r_s, r_s, r_r, r_r]$, $[v] = [v_{ds}, v_{qs}, 0, 0]$, $[i] = [i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}]$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s + L_{md} & L_{dq} & L_{md} & L_{dq} \\ L_{dq} & l_s + L_{mq} & L_{dq} & L_{mq} \\ L_{md} & L_{dq} & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{mq} & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{bmatrix} \tag{2-26}$$

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{st} & 0 & l_r + M_{st} \\ -M_{st} & 0 & -(l_r + M_{st}) & 0 \end{bmatrix} \tag{2-27}$$

II.3.3 Application à l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone :

Pour étudier le comportement de la machine à vide, nous allons dans un premier temps faire un essai à vide pour mettre en évidence le phénomène d'auto-amorçage. Ceci ne peut produire que si l'énergie fournie au générateur par la machine d'entraînement est supérieure à celle consommée au niveau du stator et du rotor.

Pour une vitesse constant 1500 (tr/m) on a relevé une tension de 380 V pour une capacité de 90 µF (Fig. 2.9.a).

Nous utilisons un dispositif expérimental représenté par la figure ci-dessous.

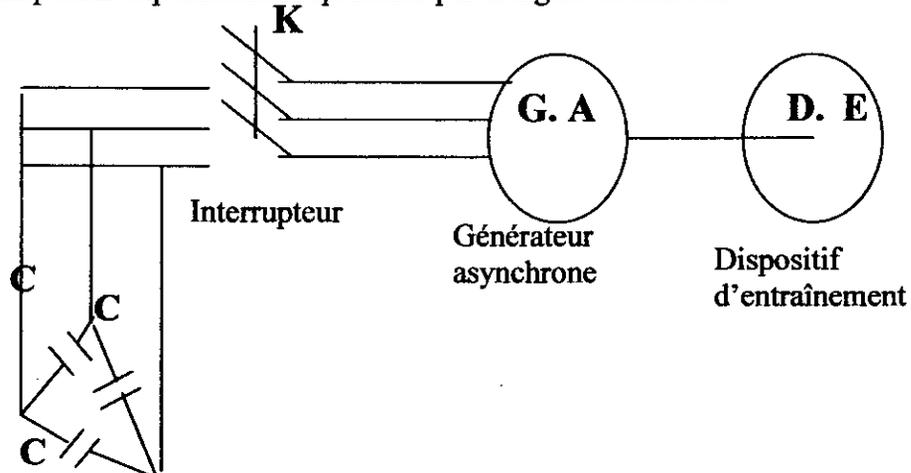
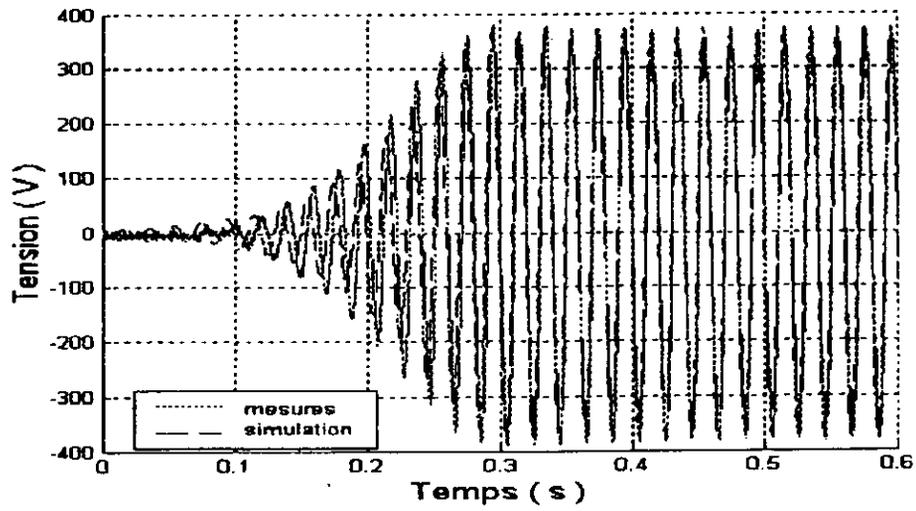
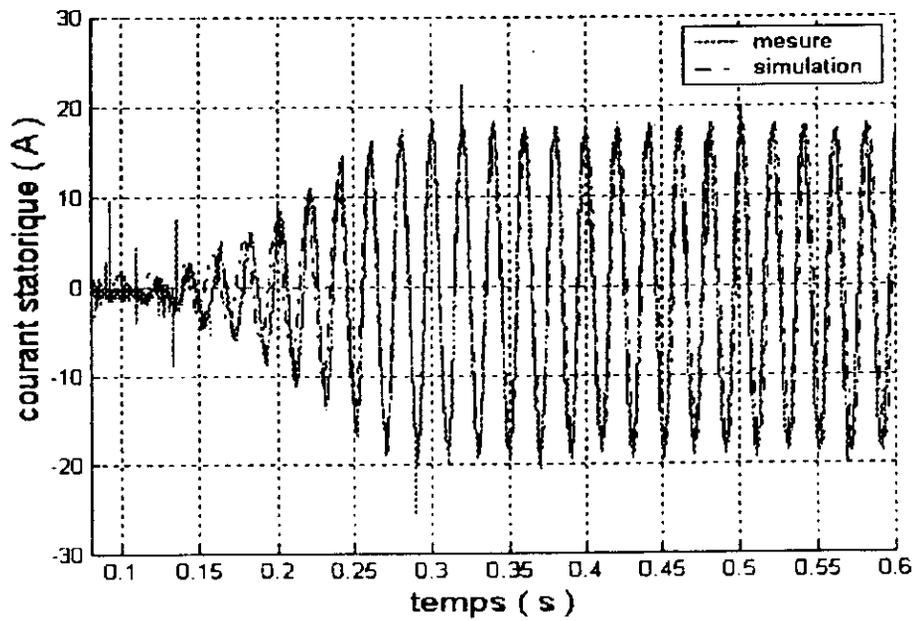


Fig. 2.8 Dispositif expérimentale pour l'auto-amorçage

Les figures (2-9) représentent les courbes simulées et expérimentales de la tension et du courant.



- a -



- b -

Fig. 2.9 Tension et courant d'auto amorçage du générateur pour ($c=90 \mu F$ et $N=1500(tr/m)$)
 a. tension simulée et expérimentale
 b. courant simulé et expérimental

Nous comparons les régimes linéaires et saturés sur les courbes suivantes.

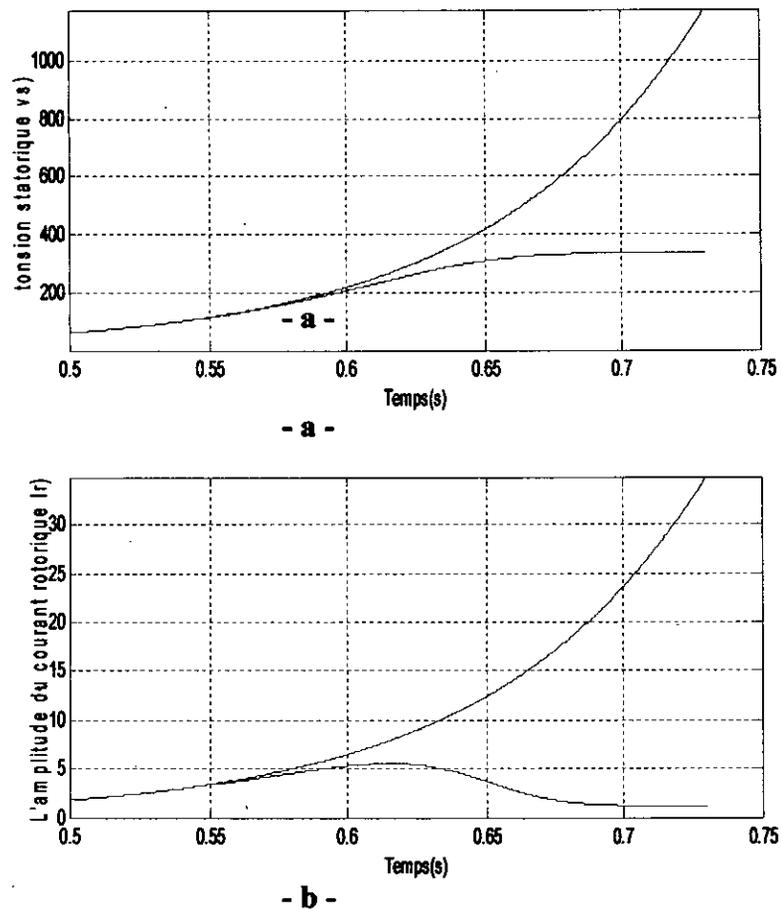


Fig. 2.10 Comparaison entre le régime linéaire et saturé ($c=90\mu\text{F}$ et $N=1500(\text{tr/m})$)
a. Tension statorique
b. Courant rotorique

Comme il a été indiqué précédemment (&.II.2.1), la tension augmente pour se stabiliser au point de fonctionnement équilibré imposé par les paramètres du système.

Ce même raisonnement s'applique au courant qui sert à magnétiser la machine et véhiculer l'énergie réactive nécessaire à l'excitation

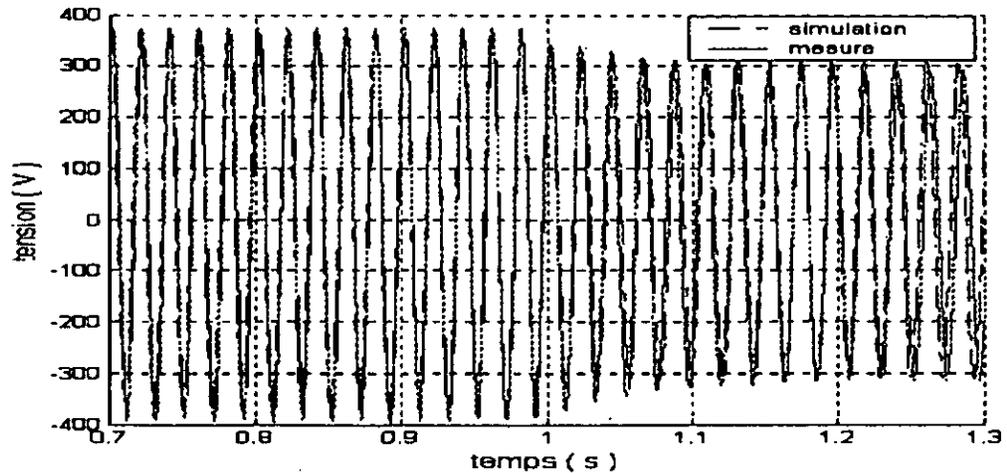
II.3.4 Le fonctionnement du générateur asynchrone avec une charge

Puisque une même machine peut être utilisée aussi bien en générateur qu'en moteur, le choix de la puissance délivrée est limité par le facteur de surcharge pour éviter l'échauffement des enroulements

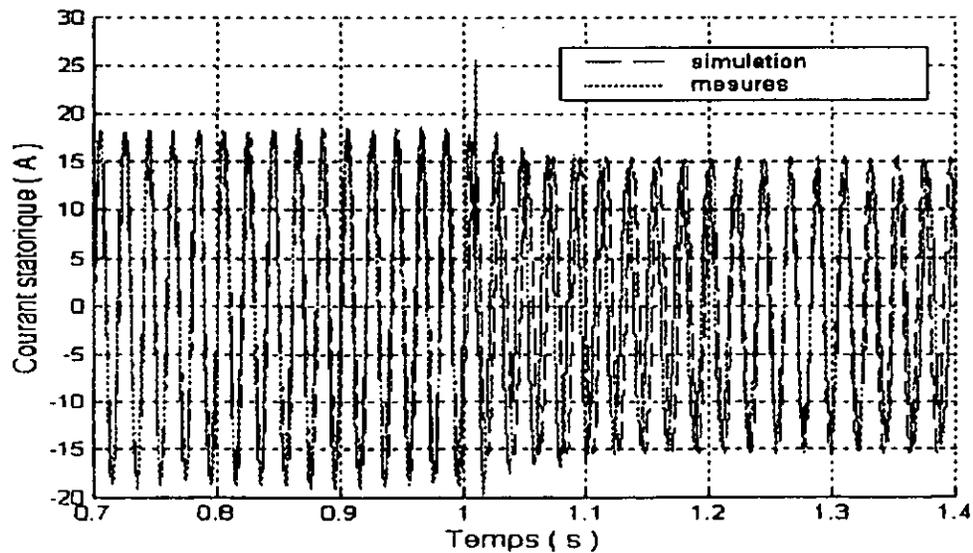
Pour étudier les performances du générateur en charge, nous simulons le modèle tenant compte de la charge.

II.3.4.1 Cas d'une charge résistive

La figure (2.11) représente la tension et le courant pendant la connexion d'une charge résistive de 29.5Ω



- a -



- b -

Fig. 2.11 a. Transitoire de la tension suite à une connexion de la résistance
b. Transitoire de courant statorique suite à une connexion de la résistance

Les figures montrent bien l'influence de la résistance sur la tension et le courant de la machine d'une part, d'autre part, elles montrent la concordance des résultats obtenus par simulation et ceux de l'expérience

Pour faire mieux apparaître l'influence de la charge sur les différents paramètres, nous représentons pour les différentes charges résistives, l'évolution de la tension de sortie.

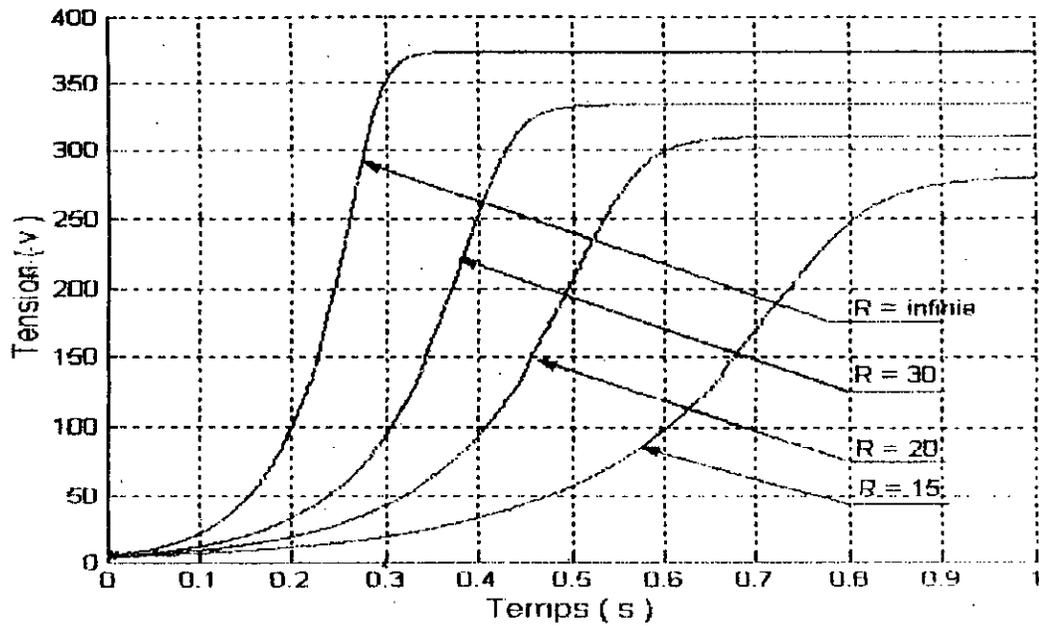


Fig. 2.12 Variation de la tension efficace de sortie en fonction du temps pour différentes charges résistives (R en Ω , $c=90\mu F$ et $N=1500$ (tr/m)) obtenue par simulation

Une lecture de la courbe permet de constater l'augmentation du temps de réponse et de stabilisation des tensions en fonction de la valeur de la résistance.

L'augmentation de la résistance traduit la diminution de la charge, ce qui signifie l'augmentation de l'effet capacitif, donc le courant du stator devient plus magnétisant, il s'ensuit une augmentation de la tension.

II.3.4.2 Cas d'une charge inductive

Le générateur est appelé très souvent à alimenter des charges inductives, ce qui démagnétise la machine surtout si les valeurs des condensateurs ne varient pas en conséquence. Le G.AS risque alors de se démagnétiser et de voir sa tension chuter et s'annuler [20].

La figure suivante (2.13) illustre l'influence de la charge inductive sur le fonctionnement du G.AS

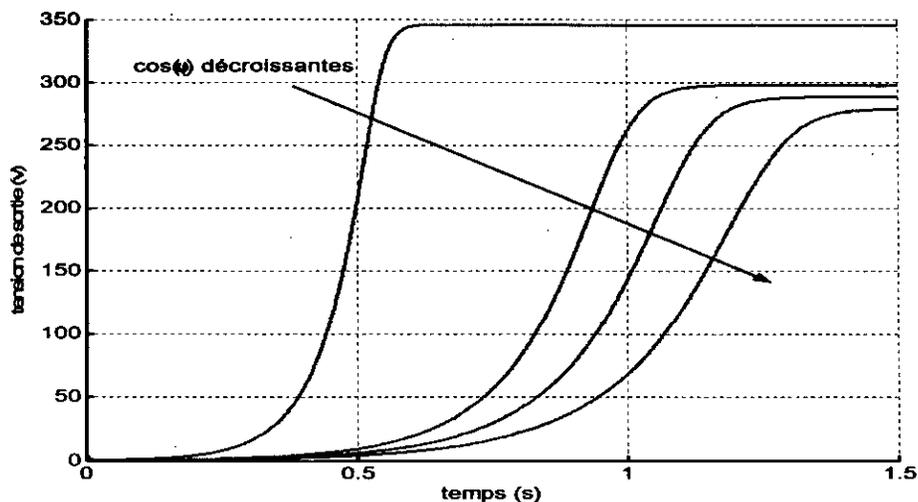


Fig. 2.13 Variation de la tension pour différentes valeurs de $\cos(\varphi)$

II.4 Conclusion

Les deux études présentées en régime statique et dynamique montrent l'importance de la saturation pour le fonctionnement en mode générateur de la machine asynchrone. L'approche numérique qui a été validée, montre également l'influence de la vitesse d'entraînement et de la capacité d'auto excitation sur les grandeurs de sortie.

Le modèle dynamique montre une certaine concordance entre les résultats de simulation et ceux issus de l'expérience. Dans ce modèle on n'a pas tenu compte de certains phénomènes comme la saturation du flux des fuites qui intervient dans les cas de forte saturation, et des pertes fers qui deviennent nécessaires pour les petites machines. Dans tous les modèles, la difficulté est liée essentiellement au relevé précis de la courbe $\phi(I)$, et son approximation par une fonction mathématique adéquate.

Malgré la complexité rencontrée lors de la modélisation de l'effet de la saturation dans notre modèle de courant, ce dernier est préférable pour notre application qui concerne le retour du réseau sur la machine.

Chapitre III

Le phénomène transitoire lors du retour réseau

III.1 Introduction

Après la modélisation du générateur asynchrone autonome en régime dynamique, dans ce chapitre nous étudions le comportement du G.AS relié au réseau, et plus particulièrement les cas des connexions et des reconnexions de la machine au réseau.

Pratiquement, pendant l'exploitation du réseau de distribution, pas mal d'incidents peuvent survenir. Ces derniers généralement pourvus des moyens de ré-enclenchement automatique ou de commutation des jeux des barres (par exemple). Ce qui peut résulter un transitoire violent ainsi, des efforts électrodynamiques sévères sur le système mécanique de la machine asynchrone (rotor, les arbres, ...).

Plusieurs travaux ont été faits déjà dans ce sens, qui ont porté généralement sur le fonctionnement en moteur (de fait qu'il est le plus répandu). [3, 7,8]

Dans cette partie nous essayons de mettre en évidence le phénomène qui accompagne la connexion du générateur au réseau d'une part, et le rôle des conditions initiales dans la violence du transitoire d'autre part.

III.2 Transitoire du générateur relie au réseau

Pour assurer l'autoamorçage, le générateur asynchrone est entraîné par un moteur à courant continu à la vitesse de synchronisme. Les condensateurs sont connectés au stator du générateur par l'intermédiaire d'un interrupteur.

Une fois le régime permanent est atteint, on relie le générateur au réseau à l'aide d'un interrupteur K (Fig. 3.1), et à l'aide d'un oscilloscope, on peut enregistrer les formes des signaux obtenus.

On a fait plusieurs opérations d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur K, et chaque fois on enregistre la forme des courants.

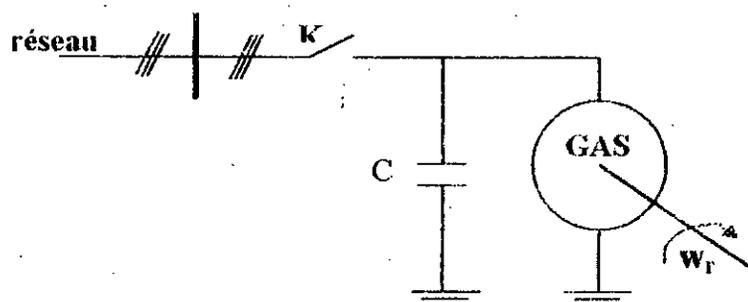


Fig. 3.1 Le dispositif expérimental

Avant la connexion, l'interrupteur K est ouvert. Le fonctionnement d'une façon autonome de la machine constitue un système équilibré, où les enroulements sont parcourus par les courants et les tensions suivants :

$$\begin{cases} i_{as} = I_a \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha) \\ i_{bs} = I_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs} = I_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} v_{a1} = V_{a1} \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{b1} = V_{a1} \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c1} = V_{a1} \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

V_{a1} , I_a , α représentent respectivement la valeur efficace de la tension, le courant, et le déphasage entre le courant et la tension de la machine.

Après la fermeture de l'interrupteur K (Fig. 3.1), le réseau va imposer sa tension à la machine. Les tensions deviennent :

$$\begin{cases} v_{as} = V_a \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ v_{bs} = V_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs} = V_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

V_a : La valeur efficace de la tension du réseau.

φ : Le déphasage entre tension de réseau est celle de la machine.

La figure (3.2) représente la tension de la machine lors de retour réseau obtenue par simulation, on remarque que la tension de la machine est différente de la tension du réseau.

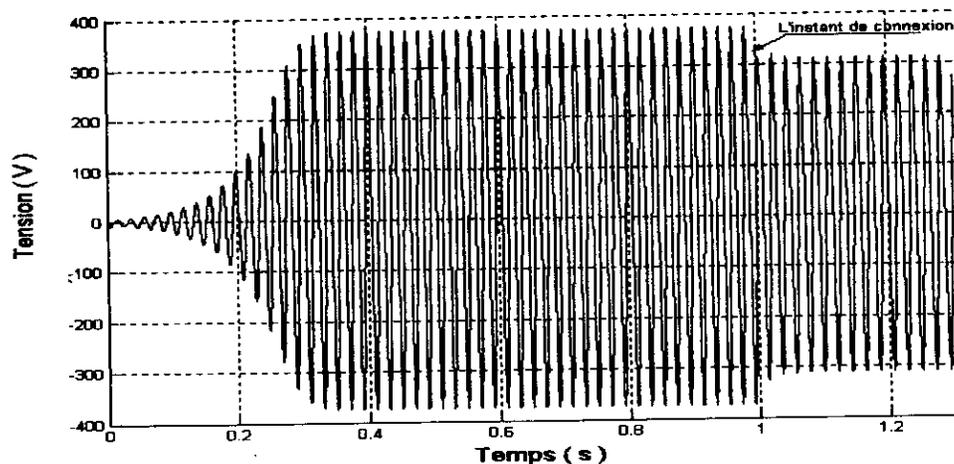


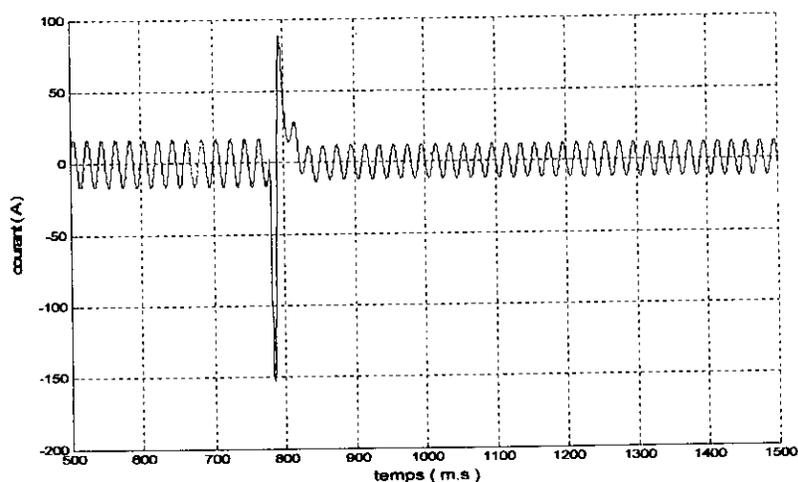
Fig. 3.2 Tension de la machine lors de la connexion au réseau

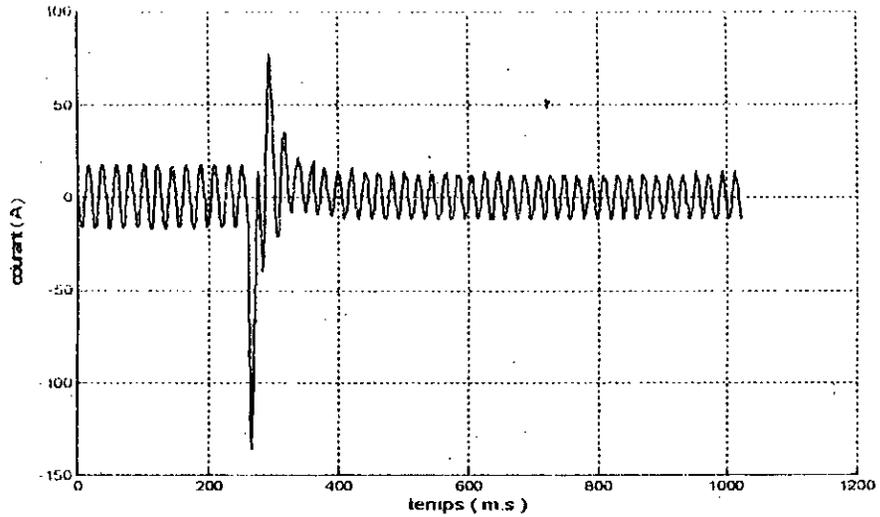
III.2.1 Le transitoire de courant

Pour pouvoir comparer les courants obtenus par simulation et ceux issus de l'expérience, il faut avoir les mêmes conditions, ce qui est très difficile à réaliser en pratique. De ce fait, nous supposons par la suite que la vitesse reste constante lors du régime transitoire. Cette hypothèse est plus proche à la réalité pour les machines les plus puissantes[2]

Afin de cerner les paramètres gouvernant le régime transitoire, nous avons procédé à plusieurs tests expérimentaux, et on les a comparés avec ceux de la simulation issu du modèle préalablement établi.

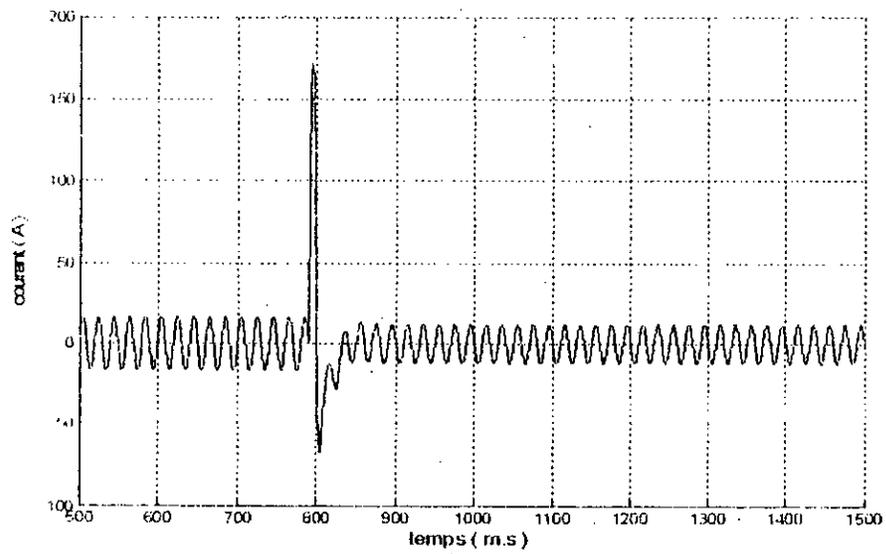
Sur la figure (3.3), nous présentons la forme des courants pendant le retour réseau à un instant quelconque.



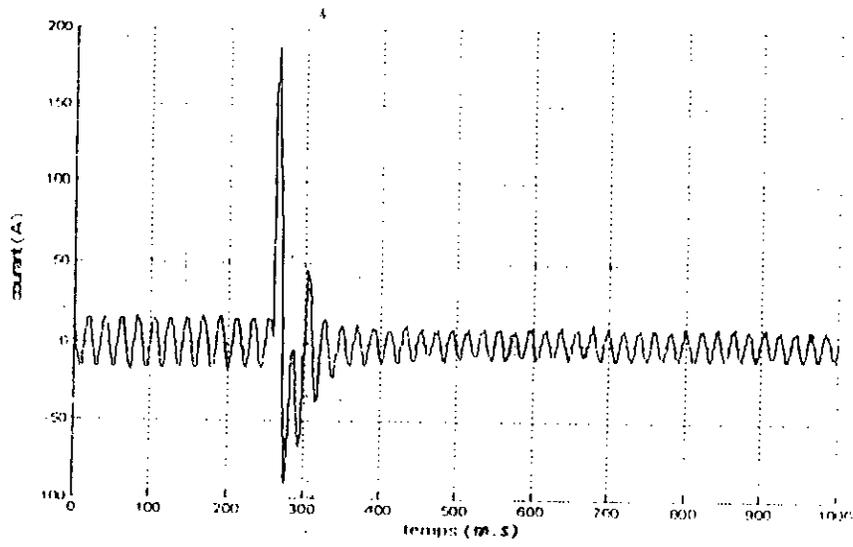


- b -

Fig. 3.3 Pic de courant négatif a. Obtenu par simulation
b. Relevé expérimentalement

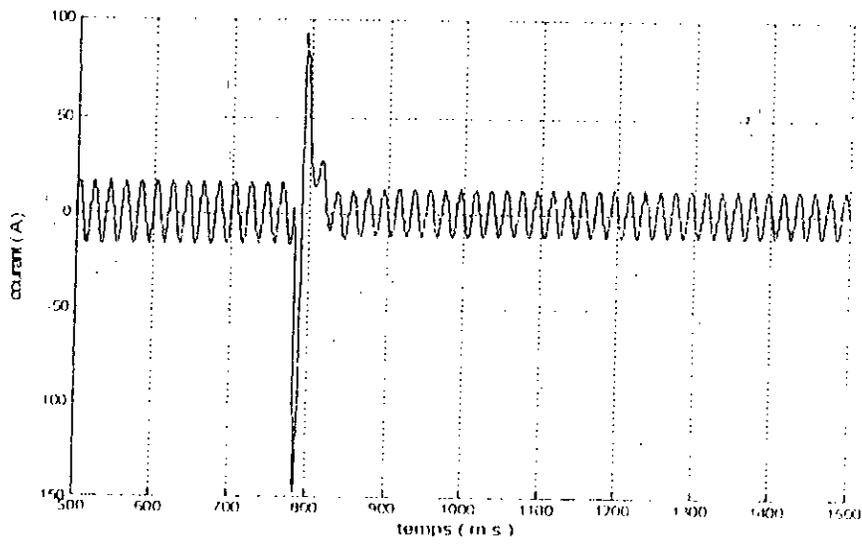


- a -

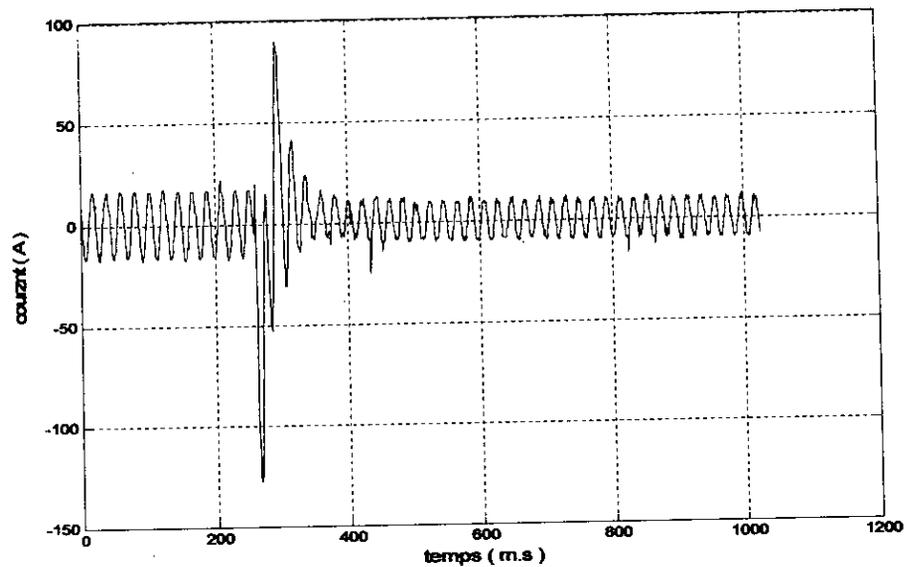


- b -

Fig. 3.4 Pic de courant positif a. Obtenu par simulation
b. Relevé expérimentalement



- a -



- b -

fig. 3-5 Pic de courant à un point proche de l'intermédiaire
 a. Obtenu par simulation
 b. Relevé expérimentalement

Nous ne cherchons pas la superposition entre les résultats obtenus, à cause du phénomène aléatoire dans la réalité.

Le réseau revient à un instant quelconque, où les enroulements de la machine sont parcourus par des courants ayant une phase α et valeur I_a . Vu l'aspect aléatoire du phénomène (pics négatifs, pics positifs, connexions douces,...), nous cherchons la relation entre ces pics et le déphasage d'une part, et d'autre part, leurs relations avec l'instant de connexion.

Au niveau de notre programme, nous n'avons pas la possibilité d'agir sur le déphasage α , il nous reste à faire varier φ .

III.2.2 L'influence de l'instant de connexion et les déphasages sur les pics de courant

La figure (3.6) représente la variation de pic de courant en fonction du déphasage des tensions (déphasage entre la tension de réseau et celle du G.AS).

La figure (3.7) représente la variation de pic de courant en fonction de l'instant de connexion.

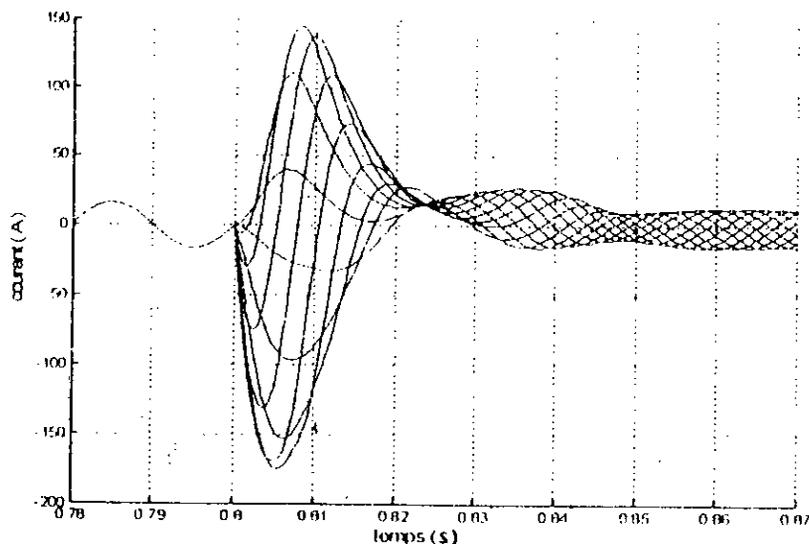


Fig. 3.6a Le transitoire du courant en fonction de déphasage (φ)

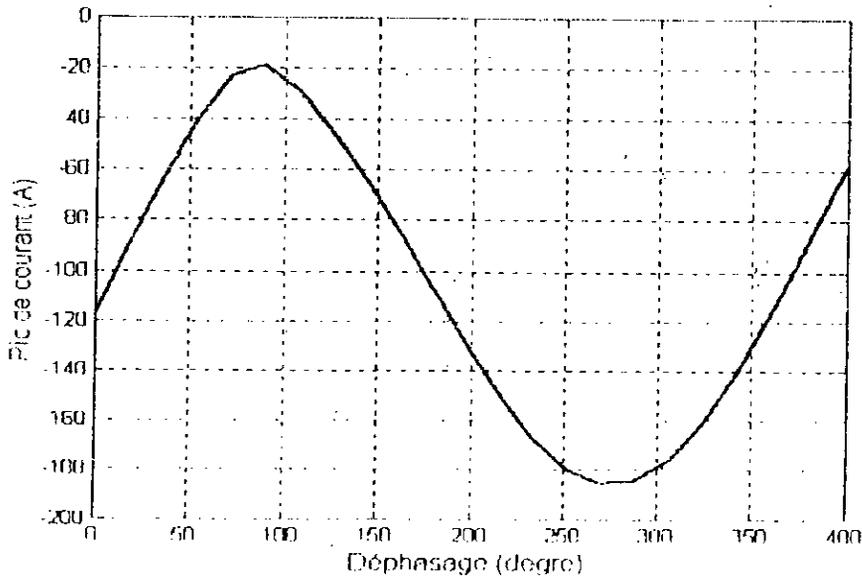


Fig. 3.6b. Variation des pics du courant en fonction de déphasage (φ)

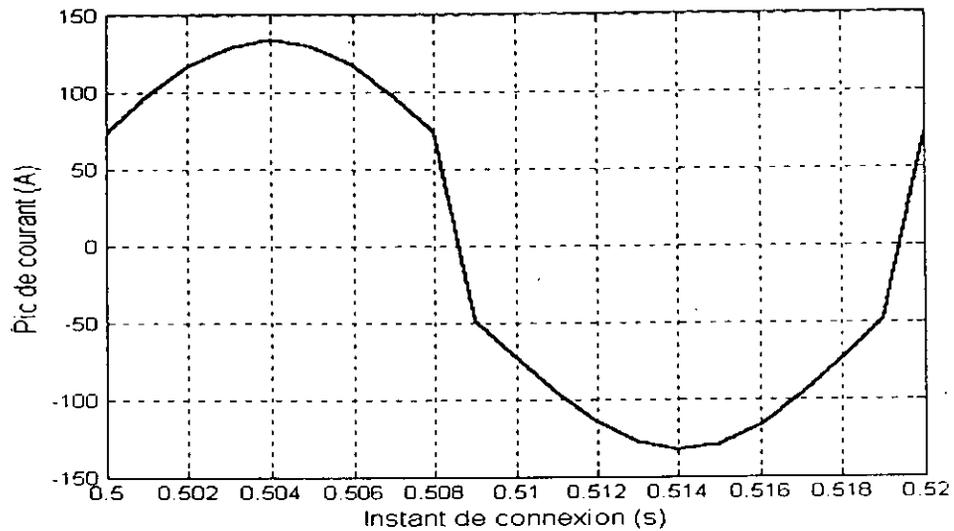


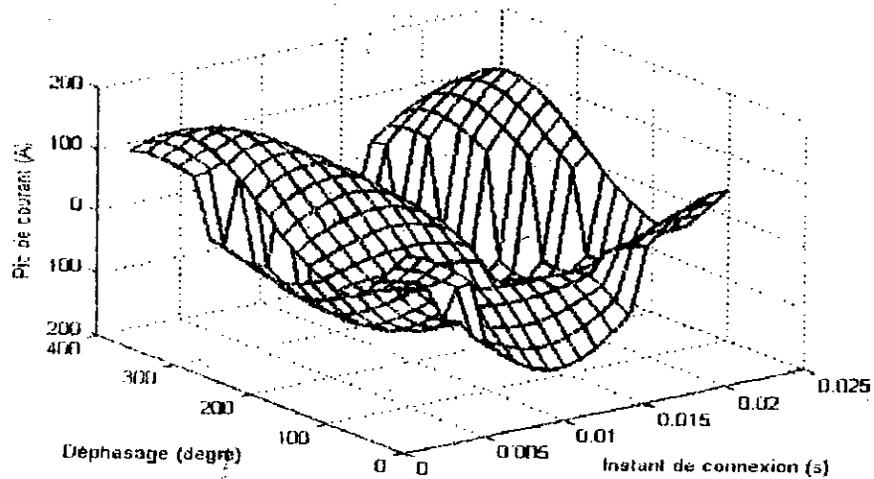
Fig. 3.7 Variation des pics de courant en fonction des instants de connexion

D'après ces figures, on constate que les pics de courant varient d'une façon périodique avec la variation du déphasage tension-courant, et celle de l'instant de connexion.

D'après la figure (Fig. 3.6), l'amplitude des pics de courant minimale est obtenue pour des déphasages de 0 et 2π , tandis que les pics maximums sont obtenus pour des déphasages π , c-à-d, lorsque la tension de réseau est en opposition de phase par rapport au courant statorique de la machine ($\varphi - \alpha = \pi$).

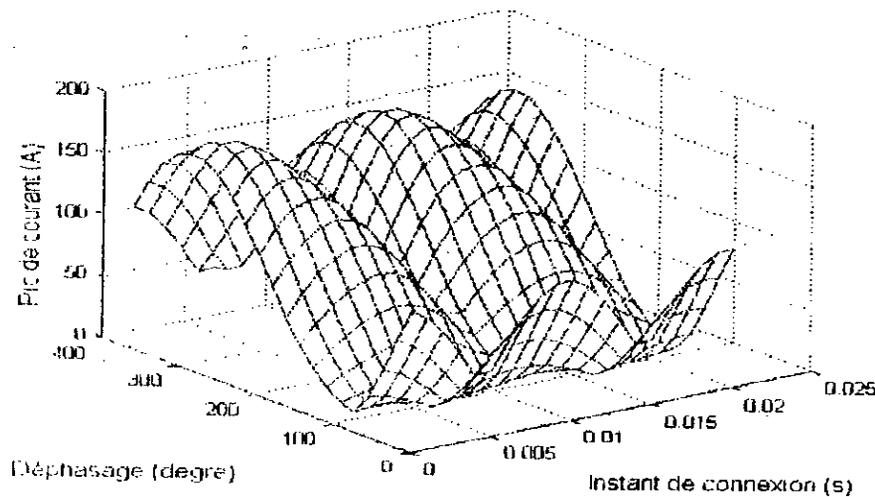
La figure (3.7) montre bien la périodicité de phénomène en fonction de l'instant de connexion, ainsi le pic de courant peut atteindre 135A et -135A, c-à-d le courant atteint presque 7.5 fois le courant en régime permanent, on retrouve ces valeurs pour $\varphi = 0$.

Dans le but de généraliser l'influence de l'instant de connexion et le déphasage en même temps sur l'amplitude de pic de courant, nous l'avons tracé dans une courbe à trois dimensions (Fig. 3.8.a). Et pour mieux faire apparaître le transitoire nous avons tracé les pics en valeur absolue sur la figure (3.8.b)



- a -

Fig. 3.8.a Variation des pics du courant en fonction de l'instant de connexion et (φ)



- b -

Fig. 3.8.b Variation des pics de courant en fonction de l'instant de connexion et le déphasage(φ) en valeurs absolues.

Sur les figures (3.8), on remarque que quelque soit l'instant de connexion le pic de courant est au voisinage de zéro (pour un déphasage nul), et il est au voisinage de la valeur maximale pour un déphasage π où il atteint plus de 180A, c-à-d, plus de 10 fois le courant en régime permanent.

En fonction de l'instant de connexion le pic est maximal pour 0.05 s (quart de période), il passe par une valeur nulle à l'instant 0.01 (demi période), puis il atteint une

valeur maximale dans le sens négatif. Ces variations de pic correspondent au passage de courant par leurs valeurs maximales et minimales à l'instant de connexion.

On peut dire que la forme du régime transitoire est définie par l'instant de connexion. Le déphasage entre la tension du réseau et le courant de la machine influe sur le maximum de pic.

III.2.3 Le transitoire de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique dépend du courant, on s'intéressera à la forme et aux paramètres qui influent sur sa valeur maximale (Fig.3.9).

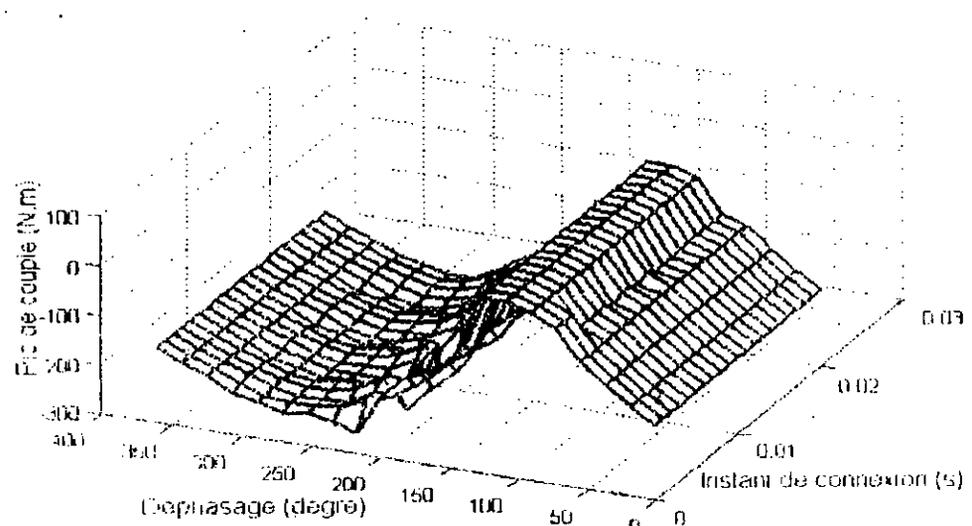


Fig.3.9 Variation des pics de couple en fonction du déphasage φ et l'instant de la connexion

A partir de cette figure, on constate que le pic du couple est indépendant de l'instant de connexion, il varie seulement en fonction de déphasage.

En effet, les trois phases ayant la même forme des pics de courant commutent pour le même déphasage en fonction de l'instant de retour réseau.

On constat que pour un déphasage de zéro, l'amplitude est minimale, par contre le pic est voisin de leur valeur maximale pour un déphasage π , où le couple atteint 240 Nm, c-à-d, 12 fois le couple nominal.

III.3 Conclusion

Nous avons présenté le phénomène transitoire qui accompagne le retour réseau sur le générateur asynchrone, pendant un fonctionnement autonome. Ce phénomène engendre des pics de courant atteignant 10 fois et le couple 12 fois la valeur nominale.

Ces pics sont principalement fonction du déphasage entre la tension réseau et courant machine d'une part, et l'instant de retour réseau d'autre part.

La forme du régime transitoire est définie par l'instant de connexion par contre, le déphasage entre tension-courant influe sur l'amplitude des pics.

Les résultats obtenus montrent la violence du phénomène (pic positif, pic négatif,...) pour le courant et pour le couple.

Pour mieux faire apparaître les différents facteurs qui jouent un rôle important, nous proposons une étude analytique dans le chapitre suivant

Chapitre IV

Etude analytique

IV.1 Introduction

A partir des relevés expérimentaux et les résultats de simulation, nous avons vu l'influence des conditions initiales sur le régime transitoire, ainsi que la mise en évidence de son effet.

Le problème posé par le retour réseau est relativement compliqué dans le cas où l'on cherche à déterminer les valeurs de α (déphasage du courant), et de φ (déphasage de la tension) et l'instant de connexion pour lesquelles les maximums de courant et de couple sont atteints [2,3].

Dans le but de donner une bonne explication des résultats obtenus expérimentalement et ceux obtenus par la simulation, et de prévoir aussi le comportement du transitoire en fonction des différents paramètres lors du retour réseau, on se propose de déterminer analytiquement l'expression du courant et du couple.

Cette étude est basée sur le système régissant le fonctionnement du générateur, en utilisant le modèle diphasé (d.q) de la machine (1-5). A l'aide de la transformation direct et inverse de Laplace, on peut déduire les expressions du courant et celle du couple.

Ces expressions sont comparées avec celles qui sont obtenues par la méthode numérique de Rung-kutta du modèle décrit précédemment.

IV.2 L'expression analytique de courant et de couple

En se basant sur le système d'équation diphasé de la machine, on remplace les flux par leurs expressions décrites dans le système (1-6), le système (1-5) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + p(L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + p(L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{dr} = r_r i_{dr} + p(L_r i_{dr} + M i_{ds}) + \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + p(L_r i_{qr} + M i_{qs}) - \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (4-1)$$

Avec : $p = d/dt$

$$L_s = M + L_s, \quad L_r = M + L_r.$$

Puisque $v_d = jv_q$ et $i_d = ji_q$, avec un référentiel lié au stator ($\omega_s = 0$), les tensions selon l'axe q s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{qs} = (r_s + pL_s) i_{qs} + pMi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = r_r i_{qr} + p(L_r i_{qr} + M i_{qs}) - j\omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \end{cases} \quad (4-2)$$

En se basant sur ces deux équations (4-2) on calcule i_{qs} et i_{qr} , puis on déduit les autres grandeurs [2].

En appliquant la transformation de Laplace sur le système (4-2), on aura un système de deux équations avec deux inconnues i_{qs} et i_{qr} .

$$\begin{cases} V_{qs} = (r_s + pL_s) i_{qs} + pMi_{qr} - L_s i_{qs0} - M i_{qr0} \\ 0 = M(p - j\omega_r) i_{qs} + [r_r + L_r(p - j\omega_r)] i_{qr} - M i_{qs0} - L_r i_{qr0} \end{cases} \quad (4-3)$$

$$\begin{aligned} \text{Avec : } \quad I_{qs} &= L\{i_{qs}\}, \quad I_{qr} = L\{i_{qr}\}. \\ L\{pi_{qs}\} &= pI_{qs} - i_{qs0}, \quad L\{pi_{qr}\} = pI_{qr} - i_{qr0} \\ V_{qs} &= L\{v_{qs}\} = L\{\sqrt{3}V_m \exp(j(\omega_s t + \varphi))\} \end{aligned}$$

Où V_m , φ : sont respectivement la valeur maximale de la tension, et le déphasage de la tension du réseau avec celle de la machine.

i_{qs0} , i_{qr0} : Les valeurs initiales des courants selon l'axe q

L'expression de I_{qr} selon la première équation de (4-3) est :

$$I_{qr} = \frac{V_{qs} - (r_s + pL_s) + L_s i_{qs0} + M i_{qr0}}{pM} \quad (4-4)$$

Nous remplaçons l'expression de I_{qr} selon (4-4) dans la deuxième équation de système (4-3).

Après simplification l'expression de I_{qs} devient :

$$I_{qs} = \frac{[r_r + (p - j\omega_r)L_r]V_{qs} + \frac{L_s L_r \sigma}{Dn} pi_{qs0} + \frac{K_s}{Dn}}{Dn} \quad (4-5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_s &= (r_r - j\omega_r L_r) (L_s i_{qs0} + M i_{qr0}) \\ \left\{ \begin{aligned} Dn &= L_s L_r \sigma (p + s_1)(p + s_2) \\ s_1 &= (b + d)/2, \quad s_2 = (b - d)/2 \\ b &= \frac{\tau_s}{\sigma} + \frac{\tau_r}{\sigma} - j\omega_r, \quad c = \frac{\tau_s}{\sigma} (\tau_r - j\omega_r), \quad d = \sqrt{b^2 - 4c} \\ \tau_s &= r_s / L_s, \quad \tau_r = r_r / L_r, \quad \sigma = 1 - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) \end{aligned} \right. \quad (4-6) \end{aligned}$$

Nous appliquons la transformation inverse de Laplace sur l'équation (4-5), on obtient :

$$\begin{aligned}
i_{qs} = & -(1/d) \left[\left(\frac{K_s}{L_s L_r \sigma} - s_1 i_{qs0} \right) \exp(-s_1 t) - \left(\frac{K_s}{L_s L_r \sigma} - i_{qs0} s_2 \right) \exp(-s_2 t) \right] \\
& - (1/d) \frac{V_m (r_r - j\omega_r L_r)}{L_s L_r \sigma} \exp(j\varphi) \left[\left(\frac{1}{w - s_1} \right) (\exp(-s_1 t) - \exp(-wt)) - \left(\frac{1}{w - s_2} \right) (\exp(-s_2 t) - \exp(-wt)) \right] \\
& + (1/d) \frac{V_m L_2}{L_s L_r \sigma} \exp(j\varphi) \\
& \times \left[\left(\frac{1}{w - s_1} \right) (s_1 \exp(-s_1 t) - w \exp(-wt)) - \left(\frac{1}{w - s_2} \right) (s_2 \exp(-s_2 t) - w \exp(-wt)) \right]. \quad (4-8)
\end{aligned}$$

avec : $w = j\omega_s$.

D'une manière analogue, on peut calculer l'expression de i_{qr} .

L'expression de I_{qs} selon la première équation de (4-3) est :

$$I_{qs} = \frac{V_{qs} - pMI_{qr} + (L_s i_{qs0} + Mi_{qr0})}{r_s + pL_s} \quad (4-9)$$

Nous remplaçons l'expression de I_{qs} selon (4-9) dans la deuxième équation du système (4-3), l'expression de I_{qr} devient:

$$I_{qr} = -\frac{(p - j\omega_r)}{Dn} V_{qs} + \frac{L_s L_r \sigma}{Dn} p i_{qr0} + \frac{k_r}{Dn} \quad (4-10)$$

avec :

$$K_r = r_s (Mi_{qs0} + L_r i_{qr0}) + j\omega_r M (L_s i_{qs0} + Mi_{qr0})$$

La transformation inverse appliquée à l'équation (4-10) conduit à :

$$\begin{aligned}
i_{qr} = & (1/d) \left[\left(s_1 i_{qr0} - \frac{K_r}{L_s L_r \sigma} \right) \exp(-s_1 t) - \left(s_2 i_{qr0} - \frac{K_r}{L_s L_r \sigma} \right) \exp(-s_2 t) \right] \\
+ & \\
& \frac{MV_m \exp(j\varphi)}{dL_s L_r \sigma} \left[\frac{s_1}{(s_1 - w)} \exp(-s_1 t) - \frac{w}{(s_1 - w)} \exp(-wt) - \frac{s_2}{s_2 - w} \exp(-s_2 t) + \frac{w}{s_2 - w} \exp(-wt) \right] \\
& - j\omega_r MV_m \exp(j\varphi) \left(\frac{1}{d} \right) \left[\left(\frac{1}{w - s_1} \right) (\exp(-s_1 t) - \exp(-wt)) - \left(\frac{1}{w - s_2} \right) (\exp(-s_2 t) - \exp(-wt)) \right]
\end{aligned}
\tag{4-11}$$

Finalement nous obtenons le courant d'une phase statorique en utilisant la transformation inverse de Park

$$i_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ds} = j \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qs} \tag{4-12}$$

Pour déterminer l'expression du couple, il suffit de substituer les courants dans l'équation (1-7) par leurs expressions selon les équations (4-8 et 4-11).

Les figures (4-1 et 4-2) représentent un exemple de la forme du courant et du couple lors du retour réseau pour une vitesse de 1500 (tr/mn) et une capacité de 90 μ F.

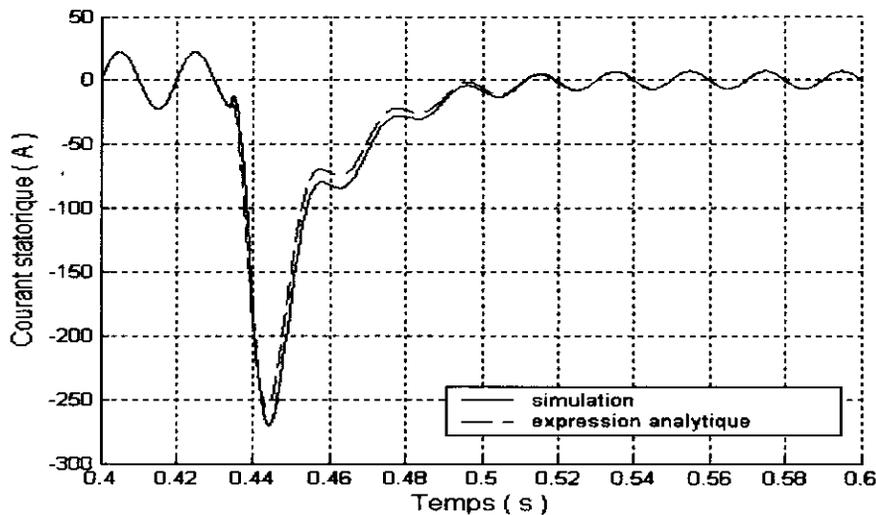


Fig. 4.1 Transitoire du courant lors du retour réseau en régime linéaire pour une vitesse de 1500 (tr/mn) et une capacité de 90 μ F.

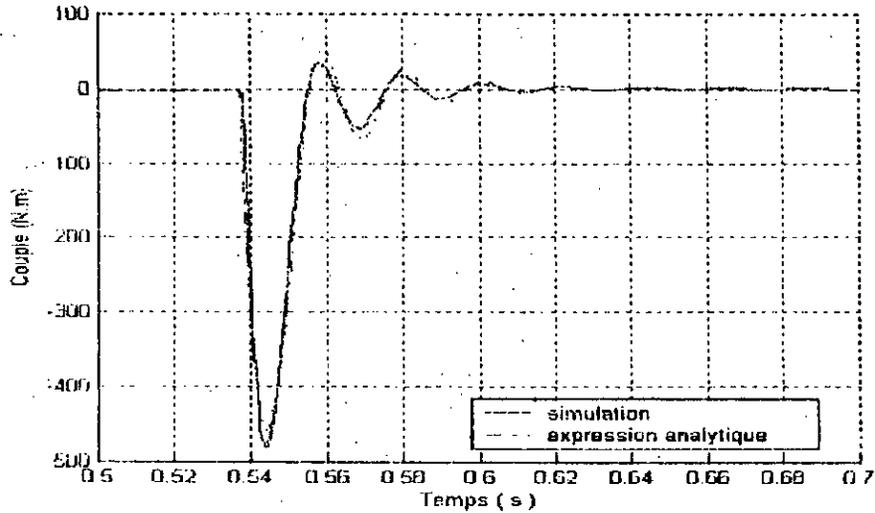


Fig. 4.2 Transitoire du couple lors du retour réseau en régime linéaire pour une vitesse de 1500tr/mn et une capacité de 90 μ F.

Ces figures montrent une concordance entre les résultats de simulation et ceux obtenus analytiquement.

Dans le but de simplifier davantage le calcul analytique, nous supposons en premier lieu que les résistances (r_s et r_r) sont nulles.

IV.3 L'expression analytique du courant et du couple avec les résistances nulles

IV.3.1 L'expression du courant

Si on néglige l'effet des résistances r_s et r_r , le système différentiel qui régit le fonctionnement de la machine (1-5) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d}{dt}\psi_{ds} - \omega_a\psi_{qs} \\ v_{qr} = \frac{d}{dt}\psi_{qr} + \omega_a\psi_{dr} \\ v_{dr} = \frac{d}{dt}\psi_{dr} - (\omega_a - \omega_r)\psi_{qr} \\ v_{qr} = \frac{d}{dt}\psi_{qr} + (\omega_a - \omega_r)\psi_{dr} \end{cases} \quad (4-13)$$

En régime permanent, avant l'instant du retour réseau les courants de la machine et les tensions du réseau sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_{as} = I_a \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha) \\ i_{bs} = I_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs} = I_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} v_{as} = V_a \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ v_{bs} = V_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs} = V_a \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Où : I_a, V_a : Valeur efficace du courant, et de la tension

α : Déphasage du courant I_s par rapport à la tension de la machine

φ : Déphasage de la tension V_a par rapport à la tension de la machine

Dans le repère d-q, ces expressions sous forme matricielle deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} = p(\theta_s) \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} = p(\theta_s) \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$$

Après le calcul du produit matriciel on obtient :

$$i_{ds}(t) = \sqrt{3} I_a \sin(\omega t + \alpha - \theta_s) \quad (4-14)$$

$$i_{qs}(t) = -\sqrt{3} I_a \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) \quad (4-15)$$

$$v_{qs}(t) = \sqrt{3} V \sin(\omega t + \varphi - \theta_s) \quad (4-16)$$

$$v_{os}(t) = -\sqrt{3} V \cos(\omega t + \varphi - \theta_s) \quad (4-17)$$

On peut simplifier le calcul par un choix de l'angle θ_s .

On pose $\theta_s = \omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}$, les composants de la tension et du courant deviennent :

$$i_{ds} = \sqrt{3} I_a \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = \sqrt{3} I_a = i_0 \quad (4-18)$$

$$i_{qs} = -\sqrt{3} I_a \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0 \quad (4-19)$$

$$v_{ds} = \sqrt{3} V \sin(\psi) \quad (4-20)$$

$$v_{qs} = -\sqrt{3} V \cos(\psi) \quad (4-21)$$

Avec :

$$\psi = \varphi - \alpha + \frac{\pi}{2} \quad (4-22)$$

En remplaçant les flux par leurs expressions, et en appliquant la transformation de Laplace sur le système (4-13), on obtient le système suivant :

$$\frac{\sqrt{3}V \sin(\psi)}{p} = pL_s I_{ds} - L_s \omega I_{qs} + pM I_{dr} - M \omega I_{qr} - L_s i_0 \quad (4-23)$$

$$-\frac{V \cos(\psi)}{p} = pL_s I_{ds} + pL_s I_{qs} + M \omega I_{dr} + pM I_{qr} \quad (4-24)$$

$$0 = pM I_{ds} + pL_r I_{dr} - M i_0 \quad (4-25)$$

$$0 = pM I_{qs} + pL_r I_{qr} \quad (4-26)$$

où $I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}, v_{ds}, v_{qs}$ sont les transformés de $i_{ds}(t), i_{qs}(t), i_{dr}(t), i_{qr}(t), v_{ds}(t), v_{qs}(t)$ respectivement.

Les deux composantes I_{dr} et I_{qr} sont remplacées par leurs expressions selon (4-25 et 4-26)

La résolution simultanée de ces deux équations (4-23 et 4-24) donne les deux composantes du courant statorique suivantes :

$$I_{ds} = \frac{\sqrt{3}V}{\sigma L_s} \left(\frac{\sin \psi}{p^2 + \omega^2} - \frac{\omega \cos \psi}{p(p^2 + \omega^2)} \right) + \sqrt{3}I_a \left(\frac{p}{p^2 + \omega^2} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega^2}{p^2(p^2 + \omega^2)} \right) \quad (4-27)$$

$$I_{qs} = -\frac{\sqrt{3}V}{\sigma L_s} \left(\frac{\cos \psi}{p^2 + \omega^2} + \frac{\omega \sin \psi}{p(p^2 + \omega^2)} \right) - \sqrt{3}I_a \frac{\omega}{\sigma(p^2 + \omega^2)} \quad (4-28)$$

La transformation inverse des composantes du courant donne:

$$i_{ds}(t) = \frac{\sqrt{3}V}{\sigma L_s \omega} (\cos(\omega t - \psi) - \cos(\psi)) + \sqrt{3}I_a \left(\cos(\omega t) - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) (1 - \cos(\omega t)) \right) \quad (4-29)$$

$$i_{qs}(t) = -\frac{\sqrt{3}V}{\sigma L_s \omega} (\sin(\omega t - \psi) + \sin(\psi)) - \sqrt{3}I_a \frac{I_a}{\sigma} \sin(\omega t) \quad (4-30)$$

$$i_{dr}(t) = \frac{M}{L_r} \sqrt{3}I_a - \frac{M}{L_r} i_{ds}(t) \quad (4-31)$$

$$i_{qr}(t) = -\frac{M}{L_r} i_{qs}(t) \quad (4-32)$$

Pour trouver l'expression réelle du courant, on applique la transformation inverse de park. L'expression de $i(t)$ devient :

$$i(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_s) i_{ds}(t) - \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta_s) i_{qs}(t) \quad (4-33)$$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} \{ I_v (\cos(\omega t - \psi - \theta_s) - \cos(\psi - \theta_s)) + I_a \cos(\omega t - \theta_s) - I_a (1 - \sigma) \cos(\theta_s) \} \quad (4-34)$$

Avec :

$$I_v = \frac{V}{L_s \omega}$$

Lorsqu'on remplace ψ et θ_s par leurs expressions, $i(t)$ devient :

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} \{ I_v \cos(\varphi) + I_a \sin(\alpha) - I_v \cos(\omega t + \varphi) - I_a (1 - \sigma) \sin(\omega t + \alpha) \} \quad (4-35)$$

IV.3.2 L'expression du couple

L'expression du couple est donnée par la relation (1-7). Les composantes des courants sont remplacées par leurs expressions, on obtient :

$$C(t) = p \frac{M^2}{L_r} \sqrt{3} I_a i_{qs}(t) \quad (4-36)$$

L'expression du couple devient en remplaçant $i_{qs}(t)$ par sa valeur tirée de l'équation (4-30)

$$C(t) = 3p \frac{M^2}{L_r \sigma} I_a [-I_v (\sin(\omega t - \psi) + \sin(\psi)) - I_a \sin(\omega t)] \quad (4-37)$$

$$C(t) = 3p \frac{M^2}{\sigma L_r} I_a [-I_v \cos(\varphi - \alpha) + I_v \cos(\varphi - \alpha) \cos(\omega t) + (I_v \sin(\varphi - \alpha) - I_a) \sin(\omega t)] \quad (4-38)$$

IV.4 Expressions approchées du courant et du couple avec les résistances

On tient compte des résistances en multipliant, en multipliant les expressions du courant et du couple calculés (avec résistances nulles) par une fonction exponentielle [32], dans laquelle on introduit une constante de temps moyenne définie par :

$$\tau_o = \frac{2}{r_s / \sigma L_s + r_r / \sigma L_r}$$

Les expressions approchées du courant et du couple deviennent alors :

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} \{ I_v \cos(\varphi) + I_a \sin(\alpha) - I_v \cos(\omega t + \varphi) - I_a (1 - \sigma) \sin(\omega t + \alpha) \} \exp(-t/\tau_o) \quad (4-39)$$

$$C(t) = 3p \frac{M^2}{\sigma L_r} I_a [-I_v \cos(\varphi - \alpha) + I_v \cos(\varphi - \alpha) \cos(\omega t) + (I_v \sin(\varphi - \alpha) - I_a) \sin(\omega t)] \exp(-t/\tau_o) \quad (4-40)$$

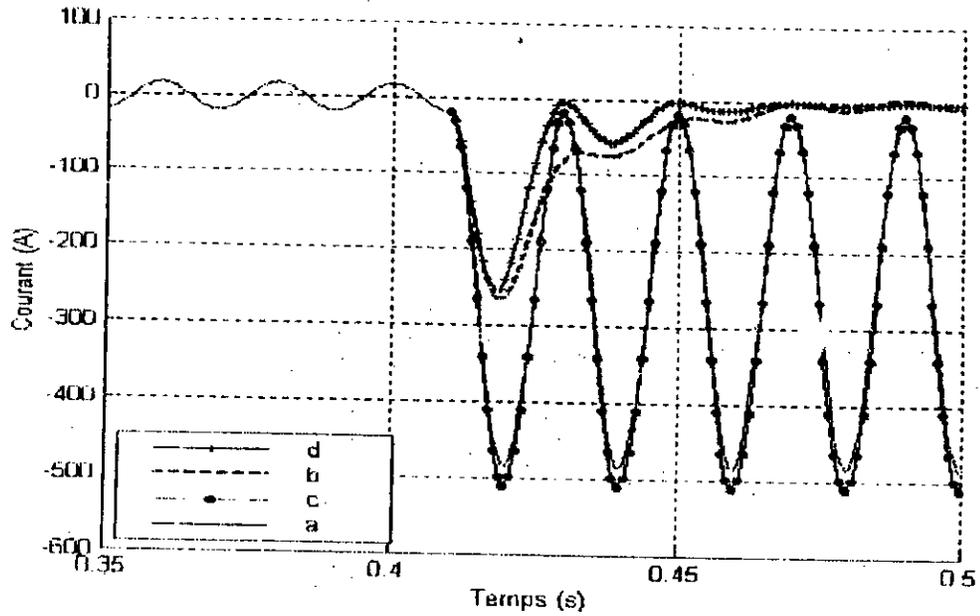


Fig. 4.4 Courant transitoire lors du retour réseau
 a- simulation avec résistances nulles
 b- simulation avec résistances non nulles
 c- expression analytique avec résistances nulles
 d- expression analytique approchée avec résistances non nulles

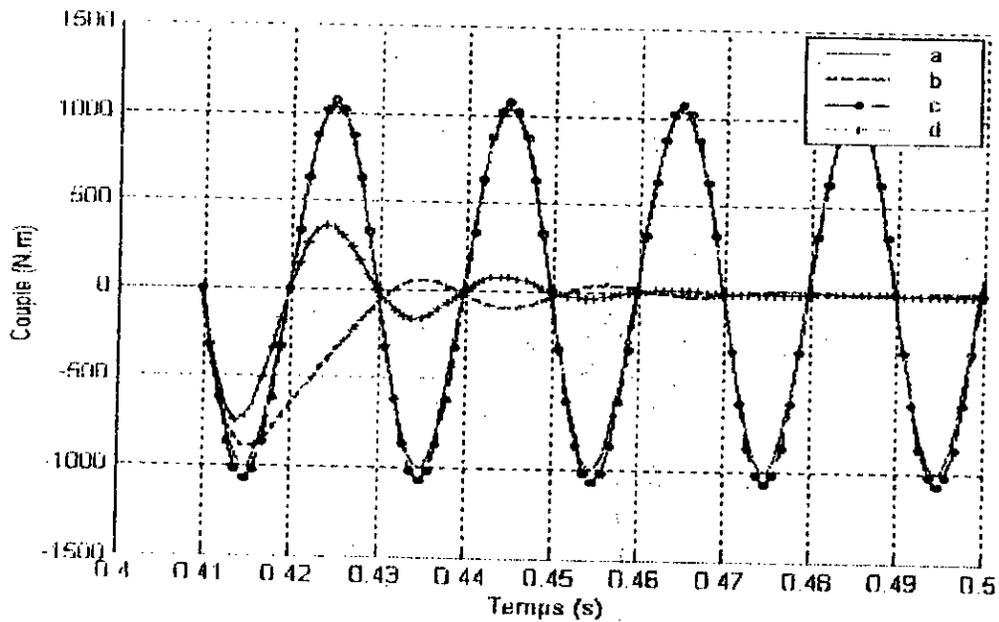


Fig. 4.4 Couple transitoire lors du retour réseau
 a- simulation avec résistances nulles
 b- simulation avec résistances non nulles
 c- expression analytique avec résistances nulles
 d- expression analytique approchée avec résistances non nulles

Les figures (4.3, 4.4) montrent un exemple du retour réseau lorsque la machine entraînée tourne à une vitesse de 1500 tr/m, et avec des capacités de 90 μ F

Pour les cas où les résistances sont négligeables, les grandeurs sont sinusoïdales non amorties

La comparaison entre les résultats de simulation et ceux des expressions analytiques montre une bonne concordance. On constate une erreur négligeable pour les résultats obtenus par les expressions approchées (Fig. 4.3), cette erreur devient un peu plus accentuée pour l'expression du couple (Fig. 4.4).

Avec l'hypothèse de la linéarité de flux, et en négligeant les résistances, le pic du courant enregistré atteint la valeur de 500 A ce qui représente le double de l'amplitude obtenue avec les résistances. Ce qui montre l'importance des résistances dans l'amortissement du transitoire.

La figure (4.4) montre aussi qu'en négligeant la saturation, on obtient des pics plus importants, dans notre cas le pic du couple dépasse 700N.m, ce qui est loin de la valeur enregistrée au chapitre précédent (avec le modèle réel).

IV.5 Calcul des maximums du courant et du couple

L'expression du courant (4-35) peut se mettre sous la forme :

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} [K + f(t)] \quad (4-41)$$

Avec

$$\begin{cases} K = I_v \cos(\varphi) + I_a \sin(\alpha) \\ f(t) = I_v \cos(\omega t + \varphi) - I_a (1 - \sigma) \sin(\omega t + \alpha) \end{cases}$$

$$f(t) = [I_v \cos(\varphi) - I_a (1 - \sigma) \sin(\alpha)] \cos(\omega t) + [I_v \sin(\varphi) - I_a (1 - \sigma) \cos(\alpha)] \sin(\omega t) \quad (4-42)$$

$f(t)$ a une forme de $A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t)$, donc on peut l'écrire de la façon suivante :

$$f(t) = \pm \sqrt{I_v^2 + I_a^2 (1 - \sigma)^2 + 2I_v I_a (1 - \sigma) \sin(\alpha - \varphi)} \sin(\omega t \pm \Theta) \quad (4-43)$$

Avec :

$$\Theta = \arctg \left(\frac{I_v \cos(\varphi) - I_a (1 - \sigma) \sin(\alpha)}{I_v \sin(\varphi) - I_a (1 - \sigma) \cos(\alpha)} \right) \quad (4-44)$$

$f(t)$ est maximale pour :

$$\alpha - \varphi = \frac{\pi}{2} + 2k\pi \quad k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (4-45)$$

$$\text{pour } \begin{cases} \varphi = k\pi \\ \alpha = k\pi - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad \Theta = \frac{\pi}{2} \quad (4-46)$$

L'expression de $i(t)$ maximale s'écrit sous la forme :

$$i(t)_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} [2I_v + I_a(2-\sigma)] \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (4-47)$$

Ainsi, on peut déduire l'expression de $(i_{\max})_{\max}$:

$$(i_{\max})_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{\sigma} [2I_v + I_a(2-\sigma)] \quad (4-48)$$

Généralement le coefficient de dispersion σ est très faible ($\sigma \approx 0.01$), ce qui nous permet d'écrire :

$$(i_{\max})_{\max} = \pm \frac{2\sqrt{2}}{\sigma} (I_v + I_a) \quad (4-49)$$

En utilisant la forme de l'expression (4-43) de $f(t)$, le couple s'exprime alors :

$$C(t) = 3p \frac{M^2}{L_r \sigma} I_a \left[-I_v \cos(\varphi - \alpha) \pm \sqrt{I_v^2 + I_a^2 - 2I_v I_a \sin(\varphi - \alpha)} \sin(\omega t \pm \Theta) \right] \quad (4-50)$$

$$\Theta = \arctg \left(\frac{I_v \cos(\varphi - \alpha)}{I_v \sin(\varphi - \alpha) - I_a} \right) \quad (4-51)$$

$$\text{Pour } \varphi - \alpha = -\frac{\pi}{2} + k2\pi \quad k=0,1,2,\dots,n \quad (4-52)$$

L'expression du couple maximal $C(t)_{\max}$ est :

$$C(t)_{\max} = 3p \frac{M^2}{L_r \sigma} I_a (I_v + I_a) \sin(\omega t) \quad (4-53)$$

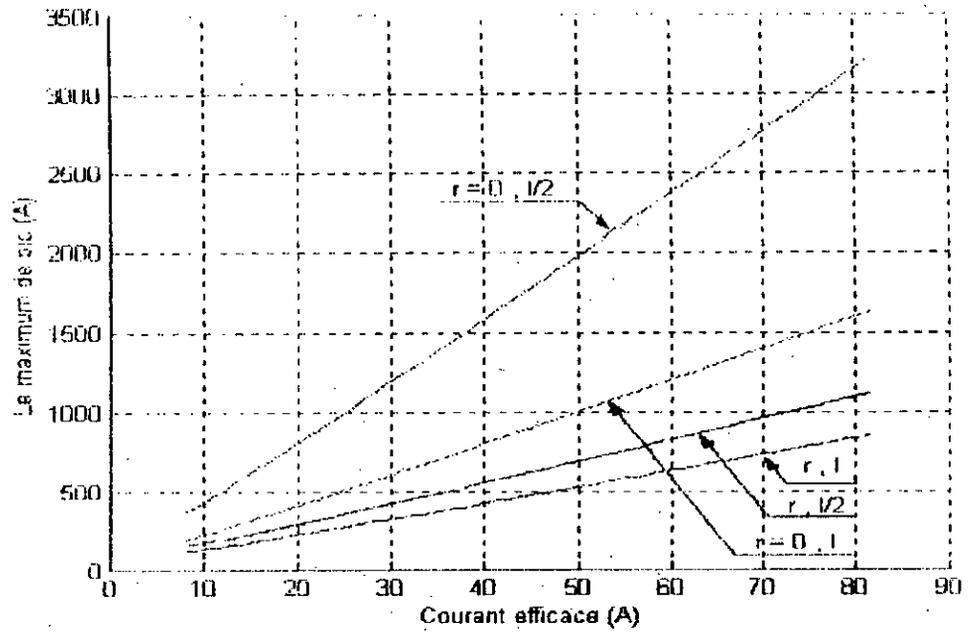
et le maximum de cette dernière devient :

$$(C_{\max})_{\max} = 3p \frac{M^2}{L_r \sigma} I_a (I_v + I_a) \quad (4-54)$$

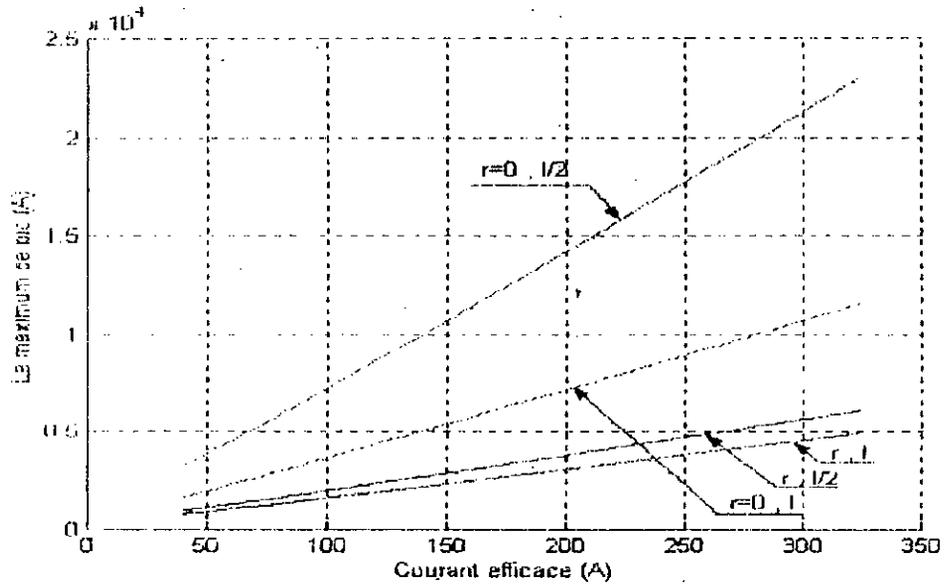
A partir des expressions du courant et du couple (4-49 et 4-54), on peut calculer les maximums $(I_{\max})_{\max}$ et $(C_{\max})_{\max}$, il suffit seulement de faire une identification paramétrique pour déterminer M, σ, I_v, I_a, L_r .

Comme il été indiqué, les paramètres de la machine jouent un rôle très important dans la valeur limite des pics, les figures (4.5 et 4.6) montrent la variation des maximums des pics en fonction de l'amplitude du courant pour trois machines: M1, M2, et M3 (voir Annexe).

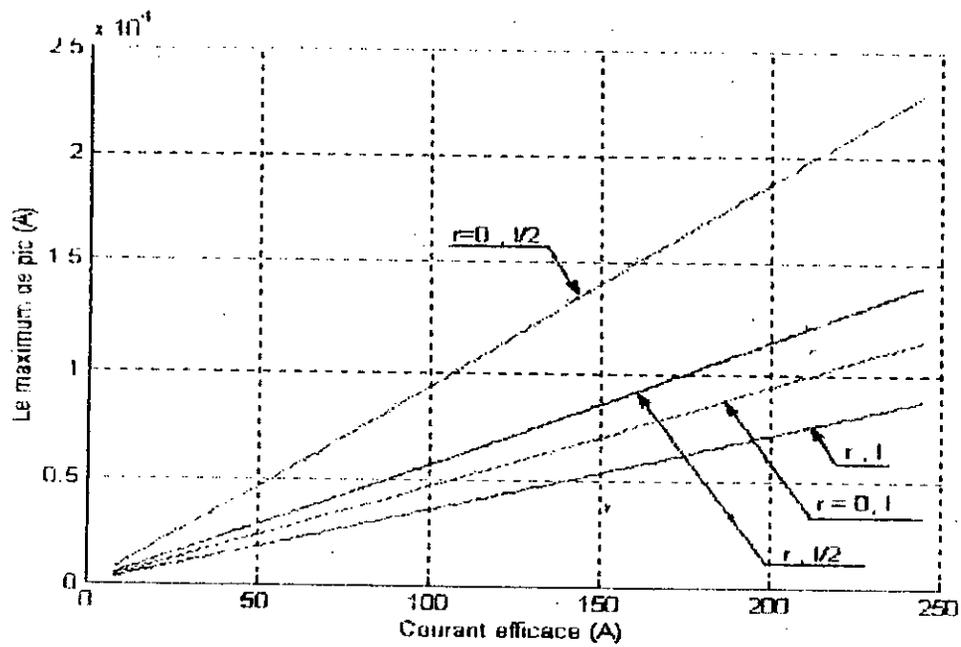
Nous représentons sur les figures ci-dessous les valeurs du courant et du couple pour des résistances nulles ($r = 0$) et une inductance de fuite (l) réduite de moitié ($l = l/2$).



- a -



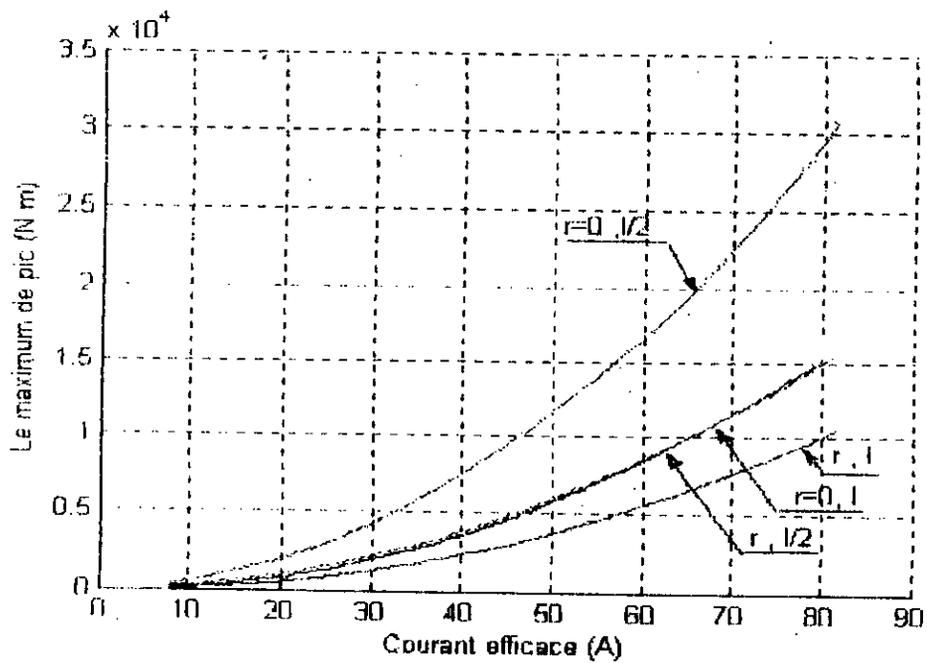
- b -



- c -

Fig. 4.5 Les maximums du courant pour $r=0$ et $l=1/2$:

- a- machine M1
- b- machine M2
- c- machine M3



- a -

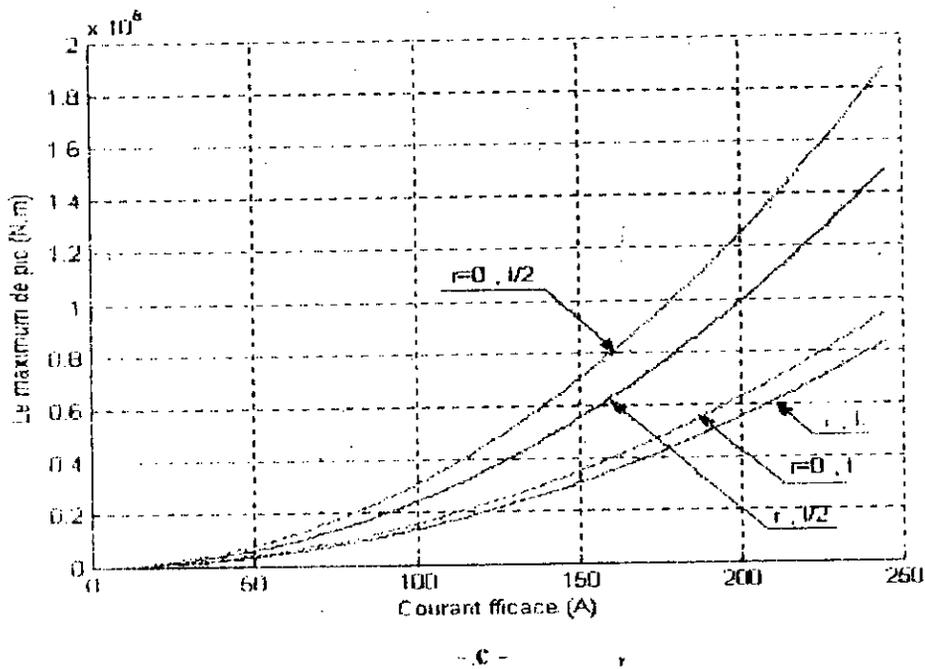
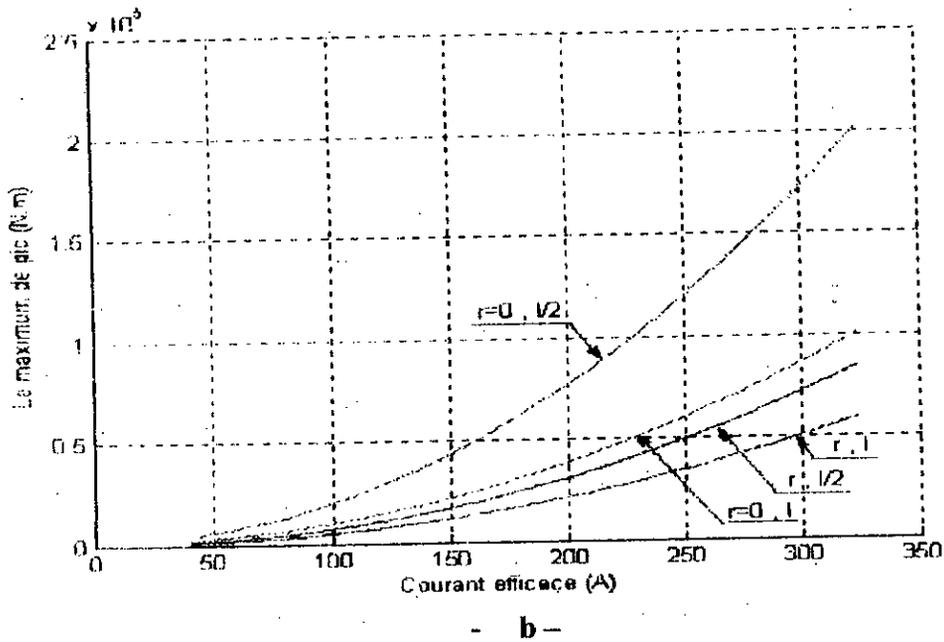


Fig. 4.6 Les maximums du couple pour $r=0$ $l=1/2$:

- a- machine M1
- b- machine M2
- c- machine M3

A partir des figures (4.5, 4.6), on constate l'augmentation importante des amplitudes des pics, lorsque on réduit l'inductance de fuite par 50%, ce qui montre la sensibilité du transitoire au flux des fuites.

On remarque aussi que la négligence des résistances pour la machine la plus puissante (M3) donne un amortissement moins sensible par rapport aux autres machines, ceci est expliqué par le fait que pour les machines plus puissantes les résistances sont faibles.

IV.6 L'effet de la capacité et la vitesse

Avant d'exprimer les maximums des pics en fonction du courant statorique, et pour être plus proche de la pratique, nous exprimons les maximums des pics du courant en fonction de la capacité, en utilisant l'algorithme établi en régime statique combiné avec les expressions calculées. C'est une autre façon de représenter les extremums des transitoire. Les figures (Fig. 4.7, 4.8) montrent les résultats obtenus

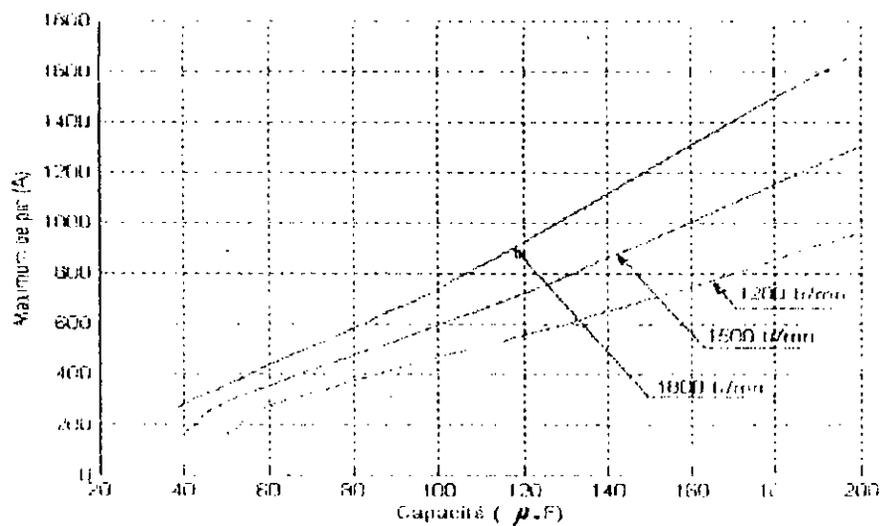


Fig. 4.7 Les maximums du courant en fonction de la capacité et de la vitesse

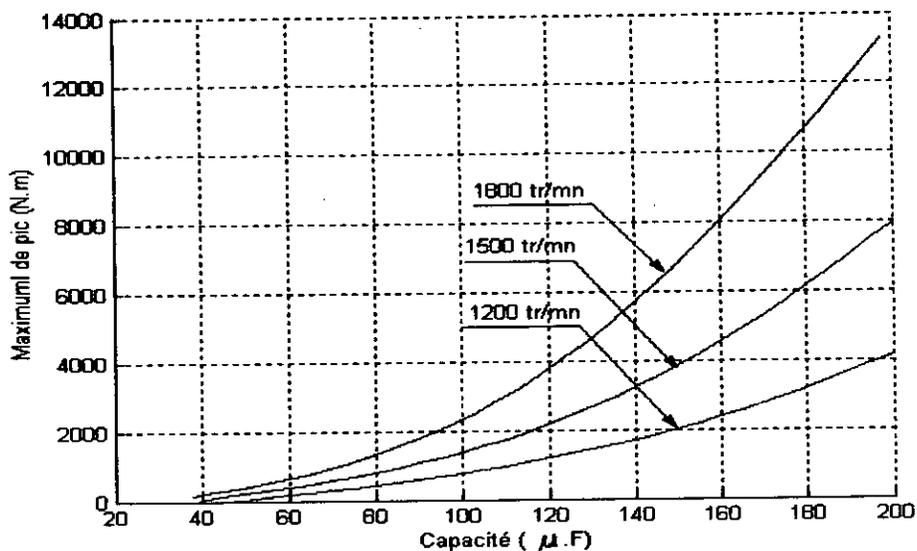


Fig. 4.8 Les maximums de couple en fonction de la capacité

Ces dernières figures mettent en évidence l'influence de la capacité sur l'ordre de grandeur des pics. Par exemple une variation de la capacité de 90 µF à 120 µF donne une augmentation de 200A au niveau des pics du courant (Fig. 4.7)

Nous pouvons aussi exprimer les maximums des pics en fonction de la capacité et de la vitesse en même temps (Fig. 4.9 et Fig. 4.10).

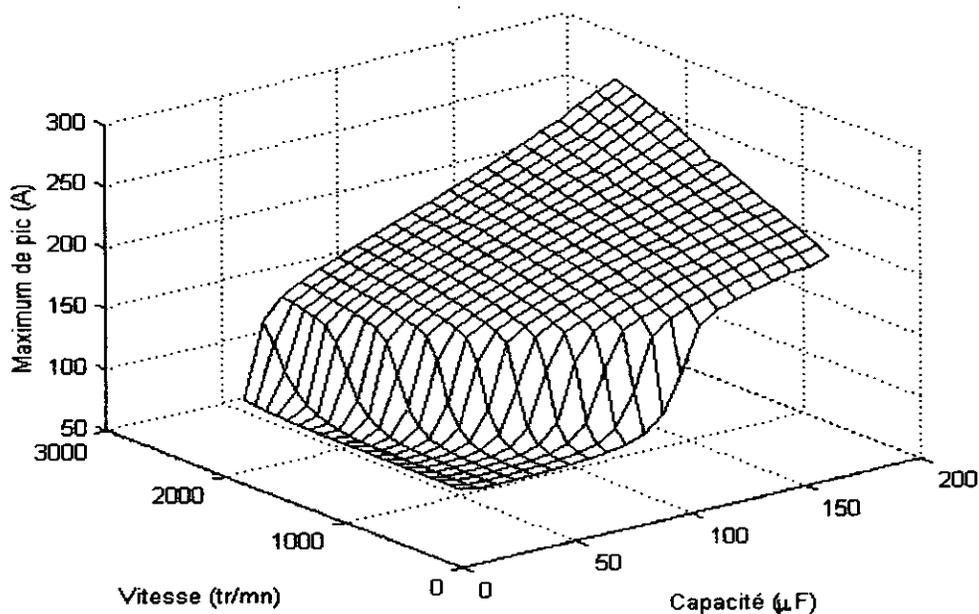


Fig.4.9 Maximums des pics du courant en fonction de la capacité et de la vitesse

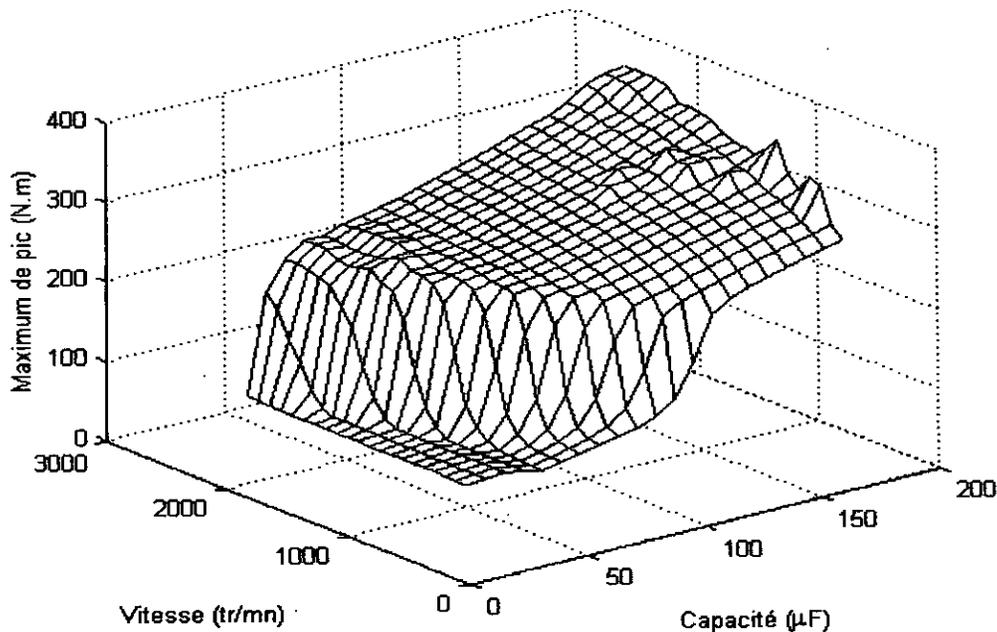


Fig.4.10 Maximums des pics du couple en fonction de la capacité et de la vitesse

les figures (4.9, 4.10) représentent l'effet de la capacité et de la vitesse en même temps sur les maximums des pics dans les cas des conditions de fonctionnement nominales de la machine.

Pour une telle machine, à travers ces deux figures, on peut prévoir l'ordre des extremums de courant et de couple, il suffit de connaître la capacité d'excitation et la vitesse d'entraînement pour fixer les maximums.

IV.7 Conclusion

Nous avons considéré l'étude analytique du phénomène qui accompagne le retour réseau sur le générateur asynchrone.

Nous avons développé des expressions analytiques capables de prévoir le transitoire avec une meilleure précision, les expressions approchées tenant compte des hypothèses simplificatrices, donnent des résultats très proches à ceux obtenus par la simulation numérique. Ces expressions sont plus simples, du fait qu'elles soient exprimées en fonction des paramètres simples à identifier classiquement.

L'influence de chaque un de ces paramètres sur les extremums des pics a été mise en évidence.

Finalement deux grandeurs essentielles peuvent déterminer l'ordre de grandeur du pic, à savoir la capacité d'auto excitation et la vitesse d'entraînement.

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons présenté une étude transitoire de courant et de couple dans la machine asynchrone lors de son fonctionnement en générateur, suite à un retour du réseau.

Le modèle de courant que l'on a établi en régime linéaire donne des résultats acceptables pour le fonctionnement en moteur, tandis que pour le fonctionnement en générateur, on obtient des résultats divergents. Il est donc nécessaire d'introduire l'effet de la saturation dans le modèle dans le cas du fonctionnement en mode générateur dans le but d'obtenir des résultats plus conformes avec les relevés expérimentaux.

En effet, l'amélioration du modèle linéaire par introduction de phénomène de la saturation nous a permis d'obtenir des résultats, qui concordent avec ceux issus de l'expérimentation que ce soit dans le cas du fonctionnement à vide ou en charge. Ce modèle amélioré a été validé et exploité également pour l'étude des transitoires de courant et de couple qui accompagnent le phénomène du retour réseau. Ce dernier produit des pics de courant et de couple très importants qui dépendent essentiellement de l'instant de connexion et du déphasage entre la tension de la machine et celle du réseau. Ces pics obtenus pour le courant et le couple sont maximums pour des tensions en opposition et minimums dans le cas des tensions en phase.

Les expressions analytiques développées dans notre étude donnent des résultats identiques à ceux obtenus par simulation.

En négligeant les résistances des deux armatures de la machine, on aboutit à une simplification de ces expressions pour les pics du courant et du couple. Cependant les résultats obtenus ne sont réalistes que dans le cas des machines asynchrones à rotor bobinés de fortes puissances comme nous l'avons montré. Pour ce cas, il suffit d'une identification paramétrique de la machine pour déterminer les maximums des pics possibles lors de retour réseau.

En associant l'étude statique et l'étude analytique que nous avons effectuées, on a pu obtenir les maximums des pics pour le courant et le couple directement en fonction de la capacité. Cette procédure représente un moyen pratique pour prédéterminer ces grandeurs en régime transitoire notamment pour les vitesses proches de la vitesse de synchronisme.

Nous avons enfin proposé des courbes tridimensionnelles qui peuvent constituer des abaques susceptibles de déterminer les maximums des pics pour une machine donnée. Pour cela, il suffit juste de connaître la capacité d'excitation ainsi que la vitesse d'entraînement à l'instant de connexion.

Notre étude, qui fait suite à plusieurs travaux sur le même thème effectués au Laboratoire de machines électriques de l'ENP, peut être complétée par une prise en compte de la saturation au niveau des inductances de fuite et l'introduction des pertes fer dans le modèle dynamique.

Annexe

A)

Les coefficients de la fonction polynomiale

$$a_0 = 101.79, a_1 = 106.11, a_2 = 31.51, a_3 = 4.5, a_4 = 0.3571, a_5 = 0.01595, a_6 = 3.74.e^{-4}$$

$$a_7 = 3.55.e^{-6}$$

B)

Caractéristiques des Machines utilisées :

$$\text{Machine M1 : } r_r = 0.92\Omega, r_s = 1.3/3\Omega, l_s = l_r = 0.004H, M = 0.078H, J = 0.03 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2 \text{ (4 poles), } U = 220/380 \text{ V, } P = 3.5 \text{ KW}$$

$$\text{Machine M2 : } r_r = 0.15\Omega, r_s = 0.1\Omega, l_s = l_r = 0.000513H, M = 0.018H$$

$$p = 2 \text{ (4 poles), } U = 220/380 \text{ V, } P = 11.5 \text{ KW}$$

$$\text{Machine M3 : } r_r = 0.38\Omega, r_s = 0.2\Omega, l_s = l_r = 0.0048H, M = 0.22H$$

$$p = 2 \text{ (4 poles), } U = 5.5 \text{ K V, } P = 1.5 \text{ MW}$$

Bibliographie

- [1] **R.C.BANSAL, T.S.BHATTI, D.P.KOTHARI**, "Bibliography on the Application of Induction Generators in no Conventional Energy Systems", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, N°3, September 2003, pp. 433-439.
- [2] **T.SENJYE, N.SUEYOSHI, K.UEZATO, H.FUJITA**, "Transient Current Analysis of Induction Generator for Wind Power Generating System", Transmission and Distribution Conference and Exhibition, IEEE PES, Vol. 3, 6-10 oct. 2002, pp. 1647-1652.
- [3] **T.KHALDI**, "Retour Réseau sur un Autoamorçage Accidentel de la Machine Asynchrone", Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Juillet 1999.
- [4] **F.P.DEMELLO, G.W.WALSH**, "Reclosing Transient in Induction Motors With Terminal Capacitor", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.80, February 1961, pp1206-1213,
- [5] **I.R.SMITH, S.SRIHARAN**, "Induction Motor Reswitching Transients", PROC. IEE, Vol.114, N° 4, April 1967.
- [6] **P.BARRET**, "Régimes Transitoires des Machines Tournantes Electriques", Edition Eyrolles 1982
- [7] **M. LARBANI**, «Etude des Régimes Dynamiques du Moteur Asynchrone en Sature. Application au Court-circuit et au Déclenchement», Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Juin 1998.
- [8] **J.S.C.HTSUI**, «Magnitude, Amplitude and Frequencies of Induction- Motor Air-Gap Transient Torque through Simultaneous Reclosing with or without Capacitors ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, N°6, June 1985, pp. 1519-1524.
- [9] **K.P. KOVACS, LRACZ**, "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen", Ungarische Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.
- [10] **J.CHATELAIN**, " Machines Electriques ", Dunod 1983.
- [11] **P.C. KRAUSE**, "Analysis of Electric Machinery", McGraw Hill, New York, 1987.
- [12] **G SEGUIER et J.LESSENE, et F.NOTELET**, "Introduction à L'électrotechnique Approfondie", Technique et Document 1982.
- [13] **S. YAMAMURA**, "AC Motors for High Performance Applications", M.DEKKER, New York, 1986.
- [14] **N.KHENFER**, "Machine Asynchrone, Ses Modèles, Son Identification Et Sa Commande", Thèse de doctorat d'état és-sciences, E.N.P, Alger, 1995.

- [15] **J.D.GHALL, J.P.RAY**, "Quelques Eléments Pratique de Bas sur les Essais des Machines Electriques- Application à la Machine Asynchrone", L.E.M.E. Lausanne, Octobre 1990.
- [16] **M.POLOUJADOFF**, "Machines Asynchrones", Traité Génie Electrique 1998. Edition Technique d'ingénieur. D3480.
- [17] **R.J.HARRINGTON, F.M.M.BASSIOUNY**, "New Approach to Determine the Critical Capacitance for Self-Excited Induction Generators", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, N°3, Sept 1998, pp.244- 249
- [18] **LI WANG, JIAN-YI SU**, "Determination of Minimum and Maximum Capacitances of an Isolated SEIG Using Eigenvalue Sensitivity Approach", P.E.S.C, Vol. 1, Aug 1998, pp. 610-614
- [19] **D.SEYOUM, C.GRANTHAM, M.F.RAHMAN**, "The Dynamic Characteristics of an Isolated Self-Excited Induction Generator Driven by Wind Turbine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, N° 4, July / August 2003. pp. 936-944
- [20] **Y.ZIDANI** "Contribution à L'étude de la Génératrice Asynchrone Auto Amorcée", Master thesis, Ecole Mohammedia des ingénieurs, Rabat, Maroc 1999.
- [21] **A.L.LALOLAH, M.A.ALKANHAL**, "Optimization-Based Steady State Analysis of three Phase Self-Excited Induction Generator ", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, N° 1, March 2000. pp. 61- 65.
- [22] **J.M.G.ESTIVES**, "Saturação da Maquina Assinchrone e o Fenomeno da Auto excitação", Instituto Superior Tecnico, Lisbo, April 1986.
- [23] **A.K.TANDON, S.SMURTHY, G.J.BERG**, "Steady State Analysis of Capacitor Self-Excited Induction Generators", IEEE Transactions on Power apparatus and systems, Vol. PAS-103, N° 3, March 1984, pp. 612-618.
- [24] **A.F.ALI, A.LALOLAH**, "A New Approach for the Analysis of Three Phase Self-Excited Induction Generators", International Conference I.E.M.D'99, May 1999, pp. 342 - 344.
- [25] **A.M.ELTAMALY**, "New Formula to Determine the Minimum Capacitance Required for Self Excited Induction Generator", P.E.S.C, Vol.1, June 2002, pp. 106-110.
- [26] **A.ABOU AKAR**, "Modélisation Des Moteurs Asynchrones Triphasé A Cage", Thèse de Doctorat, Université de Claude Bernard- Lyon, France 1991.
- [27] **M. TEISSIER**, " Auto Amorçage d'une Génératrice Asynchrone Triphasé Autonome en Charge Equilibrée ou non", Thèse de Doctorat, Université de Claude Bernard- Lyon, France 1997.

- [28] A.NESBA, "Génératrice Asynchrone en Régime Dynamique : Extension du Modèle Linéaire A La Saturation", Thèse de Magister, E.N.P,Alger, Novembre 1996.
- [29] J.O.OJO, A. CONSOLI, T.A.LIPO, "An Improved Model of Saturated Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, N°2, March/April 1990, pp. 212-221.
- [30] E.LEVI, "Impact of Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Induction Machine Models", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, N°3, Sept 1997, pp. 211- 216
- [31] K.P.KOVACS, "On the Theory of Cylindrical Rotor, A.C. Machines, Including Main Flux Saturation", IEEE transactions on power apparatus and systems, Vol.Pas-103, No. 4, April 1984.
- [32] Z.CEROVSKY, " Calculation of Reswitching Surge Current in an Induction Motor", - summary -, PROC. IEE, Vol.122, No. 6, June1975.