

M0012/05B

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département de Génie Electrique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de Magister

Présenté par : M^{lle} Malika IMADOUCHENE
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique (UMMTO)

En vue de l'obtention du diplôme de Magister en
ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

Intitulé :

Modélisation et Régulation d'un Générateur Asynchrone Autonome Redressé

Directeur du Mémoire

Mr S. MEKHTOUB

Co-Directeur du Mémoire

Mr A. NESBA

Promotion 2005

Avant-propos



Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (E.N.P).

Je tiens à remercier et à exprimer ma gratitude à Monsieur S. MEKHTOUB, maître de conférence à LENP qui a assuré la direction de mon travail, ces critiques et conseils m'ont été d'une grande utilité.

Je remercie au même titre Monsieur A. NESBA, chargé de cours à l'ENS de Kouba, pour l'aide qu'il m'a apporté et à qui la partie expérimentale doit beaucoup.

Je prie Monsieur R. IBTIOUEN, professeur à l'ENP, d'accepter mes profonds remerciements pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

Je tiens également à remercier Messieurs O. TOUHAMI, professeur à l'ENP et R.TAHMI, chargé de cours à l'ENP, qui ont bien voulu examiner ce travail et me faire l'honneur de siéger à ce jury.

Je n'oublierai pas de remercier mes amis en particulier A. Djaoud pour ses encouragements et son aide et l'ensemble des étudiants de poste graduation pour la sympathie que j'ai trouvé en eux.

يهدف هذا العمل إلى إعداد نموذج مولد غير متوافق مع مقوم منظم للتوتر. على هذا الأساس أعدنا نموذج غير خطي للتشغيل كمولد، حيث أن التشبع المغناطيسي لهذا النوع من التشغيل يجب أن يؤخذ بعين الاعتبار. النموذج الخطي قدم من أجل فائدته النظرية. قدمنا أيضا نموذج المقدم مع الحمولة. في أول مرحلة، قمنا بتجارب في مخبر من أجل تأكيد صحة النموذج الغير خطي، ثم قدمنا في المرحلة الثانية نتائج نظرية لتأثير التوتر باعتبار الحمولة. النتائج المحصل عليها توافق تلك التي تحصلنا عليها في التجربة.

Résumé

L'objectif de ce travail est la modélisation de l'ensemble générateur asynchrone - redresseur avec une régulation de la tension.

A cet effet nous avons élaboré un modèle d'espace d'état de la machine asynchrone en régime saturé, pour un fonctionnement en générateur, la saturation étant indispensable pour ce type de fonctionnement. Le modèle linéaire est présenté pour son intérêt théorique.

Le modèle du redresseur avec sa charge est aussi présenté. Des essais expérimentaux ont été effectués au laboratoire pour valider le modèle non linéaire dans une première étape. Dans la deuxième étape nous présentons les résultats de simulation de la tension régulée en charge. Les résultats théoriques obtenus concordent avec ceux issus de l'expérience.

Abstract

The aim of this work is the modeling of the whole induction generator- controlled voltage rectifier. To this effect we elaborated a space state modeling of the saturated asynchronous machine non linear model for a generator operating, the saturation being indispensable for this type of operating. The linear model is presented for its theoretical interest.

The model of the rectifier with its load is also presented. Some experimental tests have been done to the laboratory to validate the non linear model in a first stage, in the second stage we presents results of simulation and tests of load controlled voltage. The voltage supply of a load requires a regulation of this last. The gotten results agree with those of the experience.

Mots clés : Machine asynchrone ; Modélisation ; self-excitation ; saturation



Sommaire

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

Chapitre 1

Etude statique du fonctionnement autonome du générateur asynchrone à vide

Introduction.....	3
1.1 Utilisation de la machine asynchrone comme générateur.....	3
1.2 Modes de Fonctionnement du générateur asynchrone.....	4
1.2.1 Fonctionnement non autonome.....	4
1.2.2 Fonctionnement autonome.....	4
1.3 Etude du phénomène d'auto- excitation en régime statique.....	5
1.3.1 Mise en équation de l'auto - excitation à vide.....	6
1.3.2 Interprétation du fonctionnement autonome.....	8
Conclusion.....	12

Chapitre 2

Modèle linéaire du Générateur Asynchrone autonome

Introduction.....	13
2.1 Représentation schématique de la machine.....	13
2.2 Modèle mathématique en grandeurs de phases de la machine asynchrone	14
2.2.1 Equations électriques.....	15
2.2.2 Equations des flux.....	15
2.3 Théorie du référentiel arbitraire	18
2.3.1 Transformation des circuits statorique et rotorique au référentiel arbitraire.....	19
2.3.2. Transformation d'un système de tensions triphasé équilibré au référentiel arbitraire.....	20
2.4 Modèle de la machine dans le référentiel arbitraire.....	21
2.4.1 Equations des tensions.....	21
2.4.2 Equations des flux	22
2.5 Choix du référentiel.....	24
2.6 Equations d'auto - excitation	24



2.7 Equation mécanique.....	25
2.8 Simulation de l'auto-amorçage du générateur asynchrone sous hypothèse de linéarité.....	27
Conclusion	27

Chapitre 3

Modèle saturé du générateur asynchrone

Introduction	28
3.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé.....	28
3.2 Construction de la fonction degré de saturation.....	29
3.3.1 Modélisation de la fonction S	30
3.3 Introduction de la saturation dans le modèle de la machine.....	31
3.4 Simulation du modèle saturé avec application à l'auto-amorçage.....	34
Conclusion.....	38

Chapitre 4

Modélisation de générateur asynchrone redressé et régulé

Introduction.....	39
4.1 Notions	39
4.2 Modélisation de l'ensemble générateur asynchrone – redresseur	40
4.2.1 Modélisation de la source.....	41
4.2.2 Modélisation du redresseur.....	41
4.2.3 Modélisation de la commande.....	43
4.3 Régulation de la tension de sortie du redresseur.....	45
4.4 Réalisation.....	47
4.5 Résultats de la simulation et de l'expérience.....	48
4.5.1 Résultats obtenus suite à la connexion de la charge réelle.....	48
4.5.2 Résultats obtenus suite à des variations brusques de la charge.....	53

4.5.2 Influence de la charge sur le générateur asynchrone.....	59
Conclusion.....	67
Conclusion générale.....	68
Annexes.....	70
Bibliographie.....	75

Liste des symboles

- I_3 Matrice identité d'ordre 3
- L_{ls} Inductance de fuite des enroulements statoriques
- L_{lr} Inductance de fuite des enroulements rotoriques
- L_{ms} Inductance de magnétisation du stator
- L_{mr} Inductance de magnétisation du rotor
- L_{ss} Inductance propre d'une bobine statorique
- L_{rr} Inductance propre d'une bobine rotorique
- M_{ss} Mutuelles inductances entre bobines statoriques
- M_{rr} Mutuelles inductances entre bobines rotoriques
- Z_{im} Impédance de la machine
- Z_c Impédance du condensateur
- φ_{min} Valeur du flux magnétisant sous l'hypothèse de linéarité
- φ_{msat} Valeur réelle (en saturation) du flux magnétisant
- θ_r Écart angulaire entre la phase du rotor et celle du stator.
- θ_s Position du référentiel arbitraire
- P Opérateur de Laplace

Les autres symboles sont définis dans le texte

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

La mise en forme de l'onde électrique afin de l'adapter aux besoins a pendant longtemps été obtenue au moyen de groupes tournants. Dès les années soixante, grâce à la technologie très avancée des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, triacs, transistors...etc.), et grâce à l'augmentation des puissances admises par ces éléments, les chercheurs ont entrepris d'importantes investigations sur l'association des convertisseurs statiques et des machines tournantes [1-4].

Dans les premiers temps, les études étaient plutôt axées sur les structures, les composants et la maîtrise de la mise en œuvre des convertisseurs. Les résultats de ces recherches ont fait qu'aujourd'hui, on trouve des systèmes d'électronique de puissance contenant des convertisseurs statiques partout dans la production, la transmission et l'utilisation de l'énergie électrique.

L'augmentation de la demande en électricité a mis en exergue de nombreux problèmes, sources incontestables d'une dégradation de la qualité d'énergie. De ce fait, beaucoup de chercheurs se sont consacrés ces dernières années à l'étude des performances de la machine asynchrone en vue de l'adapter pour la production de l'énergie électrique [5-8].

L'intérêt porté à ce type de machine s'est renforcé avec le développement de l'électronique de puissance et de l'outil informatique. Ces deux options ont permis l'élargissement de leur domaine d'application, en l'occurrence, les entraînements à vitesse variable (alimentation des moteurs par des onduleurs).

Le développement des sources autonomes et des systèmes de récupération d'énergie, a particulièrement favorisé l'utilisation des machines asynchrones en générateurs. Ces dernières, sont caractérisées par un fonctionnement à des vitesses variables et une capacité de surcharge. De ce fait, elles ont tendance à remplacer l'alternateur pour des applications particulières notamment l'alimentation des endroits ruraux ou isolés. Ces générateurs sont alors appelés à fonctionner d'une façon autonome moyennant un apport externe de puissance réactive.

Il existe deux approches pour le développement des générateurs asynchrones. La première, consiste en la conception de la machine asynchrone pour obtenir les performances exigées d'un générateur et la seconde consiste à analyser l'aptitude à utiliser le moteur asynchrone comme générateur autonome dans d'autres conditions de fonctionnement [9].

Bien qu'il n'y a pas eu de publications concernant le développement de ces générateurs du point de vue conception, à cause de l'aspect lié à l'emploi commercial, tous les travaux portent principalement sur la deuxième approche [10-12]. L'approbation de ces générateurs serait décidé

grâce à leur capacité à fournir la tension et la fréquence désirées pour toutes les charges et les vitesses d'entraînement dans des limites définies par les caractéristique électrique de leur fonctionnement.

Le problème qui se pose au générateur asynchrone autonome est celui de réguler sa tension de sortie, quelque soit la charge, sachant qu'il n'est pas facile de réguler l'énergie réactive, fournie par des condensateurs externes.

Le procédé utilisé est d'intercaler un convertisseur régulé en tension entre la machine et la charge. Le dispositif de régulation peut contrôler la tension continue et la rendre indépendante des variations des conditions extérieures appliquées au générateur. Dans ce cas, la puissance fournie par le système générateur asynchrone-redresseur peut - être directement utilisée dans des équipements à courant continu, ou pour alimenter les charges triphasées via les onduleurs.

Ce système trouve son application dans le domaine de l'énergie renouvelable, où il sert à compenser les creux d'énergie à travers des batteries d'accumulateurs insérées dans les systèmes hybrides comportant des groupes photovoltaïques et éoliens.

L'objet de notre travail consiste à étudier le fonctionnement d'un générateur asynchrone autonome redressée en régulant sa tension.

Pour ce faire, nous avons subdivisé notre travail en quatre parties :

Le premier chapitre est consacré à l'étude statique du phénomène d'auto-amorçage du générateur asynchrone.

Dans le second chapitre, nous proposons un modèle linéaire en régime dynamique de la machine asynchrone. Cette modélisation s'appuie sur le formalisme du référentiel généralisé qui permettrait un traitement dans l'espace d'état et la simulation du fonctionnement en générateur autonome.

Dans le troisième chapitre, nous introduisons une fonction qui nous renseigne sur le degré de saturation de la machine. En intégrant cette fonction dans le modèle linéaire, nous aboutissons à un modèle saturé que nous validons par des essais.

Enfin dans le dernier chapitre, nous étudions le fonctionnement de l'ensemble générateur asynchrone redresseur sous différentes charges résistives et sous des contraintes de variation brusque de la charge et de la vitesse à partir d'un régime permanent. Les relevés expérimentaux et les résultats théoriques sont présentés.

Une synthèse du travail présentée fera l'objet d'une conclusion générale.

Chapitre 1

Etude statique du fonctionnement
autonome du générateur asynchrone

Introduction

L'étude statique du générateur asynchrone auto-excité par des condensateurs, permet une pré-détermination selon les conditions de fonctionnement, des valeurs des variables électriques de la machine. Quand aux paramètres de la machine, nous avons effectué les essais classiques d'identification sur la base d'un schéma équivalent en régime permanent.

1.1 Utilisation de la machine asynchrone comme générateur

Lorsqu'on fait circuler dans les enroulements statoriques de la machine asynchrone un système de courants triphasé, ceux-ci créent dans l'entrefer un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme ω telle que :

$$\omega = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

p étant le nombre de paires de pôles du stator.

Si le rotor tourne au synchronisme chacun de ses enroulements embrasse un flux statorique constant et n'est donc siège d'aucune f.e.m, par conséquent, la machine ne transforme aucune énergie.

Si le rotor tourne à une vitesse ω_r différente de ω les enroulements rotoriques voient un flux statorique variable, il apparaîtra à leurs bornes un système de f.e.m triphasé de pulsation $p(\omega - \omega_r)$. La valeur relative de la différence $(\omega - \omega_r)$ par rapport à la vitesse ω est appelée glissement.

$$g = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (1.2)$$

De cette définition, il en résulte que [1.3]:

Si on exerce un couple résistant sur l'arbre, la machine ralentit ($0 < g < 1$), le champ du stator tend à accélérer le rotor pour atteindre la vitesse de synchronisme, ce qui lui permet d'absorber du réseau, une énergie électrique qu'elle transforme en énergie mécanique. la machine fonctionne dans ce cas en moteur.

Si on exerce sur le rotor un couple telle que la vitesse ω_r devienne supérieure à ω ($0 > g > -1$), le champ statorique tend à la ramener au synchronisme, elle développe ainsi un couple résistant et absorbe de l'énergie mécanique qu'elle va restituer au réseau. la machine fonctionne alors en générateur.

1.2 Modes de Fonctionnement du générateur asynchrone

En principe, toute machine asynchrone peut être utilisée comme générateur. Pour cela, il suffit de créer le flux magnétique tournant, en apportant au stator l'énergie réactive nécessaire, tout en entraînant son rotor au-delà de sa vitesse de synchronisme. Une fois les pertes compensées, la puissance mécanique excédentaire se retrouve sous forme électrique, active, au stator, où elle est récupérée [14].

Le générateur asynchrone présente deux modes de fonctionnement différents :

1.2.1 Fonctionnement non autonome

Le système sous sa forme la plus simple est donné à la Fig. (1.1).

Lorsque la génératrice est couplée au réseau l'analyse devient simple, puisque le réseau lui impose sa propre fréquence, sa propre tension, mais aussi, il lui fournit l'énergie réactive dont elle a besoin [15].

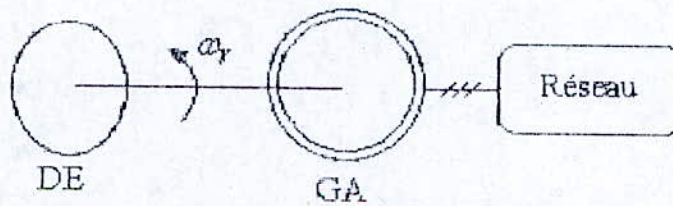


Figure 1.1 Générateur asynchrone couplé au réseau

GA : Générateur asynchrone

DE : Dispositif d'entraînement

1.2.2 Fonctionnement autonome

Dans ce mode de fonctionnement autonome, la machine n'est plus couplée au réseau, celui-ci est remplacé par une batterie de condensateurs qui, montée parallèlement avec le primaire (stator), fournit l'énergie d'excitation au générateur.

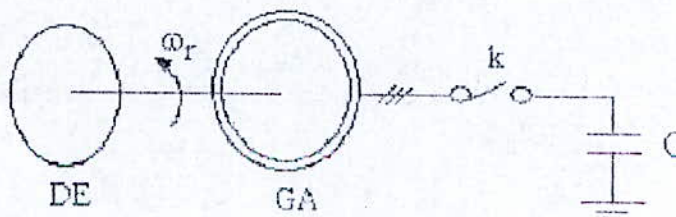


Figure 1.2 - Générateur asynchrone isolé du réseau

L'interrupteur k de la Fig.(1.2) nous permet de connecter des condensateurs à la machine.

La mise en marche du système de la Fig.(1.2) est soumise aux conditions suivantes :

- Vitesse d'entraînement suffisante.
- Existence d'une aimantation rémanente, pour cela, il suffit que la génératrice ait été mise déjà au moins une fois sous tension.
- La source d'énergie réactive doit être correctement dimensionnée (la valeur de la capacité des condensateurs doit être supérieure à une capacité de seuil en dessous de laquelle la machine ne s'amorce pas).

Dans ces conditions la f.e.m induite et les courants statoriques accroîtront jusqu'à atteindre un équilibre imposé par la saturation magnétique de la machine.

1.3 Etude du phénomène d'auto- excitation en régime statique

L'étude en régime statique du générateur asynchrone auto-excité, permet une prédétermination du fonctionnement de la machine en régime dynamique.

Pour la mise en équation du fonctionnement autonome du générateur asynchrone, nous utilisons le schéma équivalent par phase à vide en régime établi, représenté par la Fig.(1.3). Il nous servira aussi comme modèle d'identification.

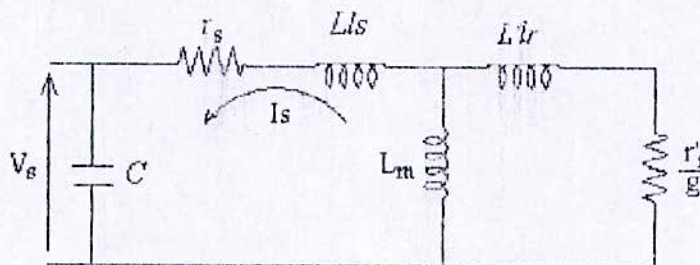


Figure 1.3 -Schéma équivalent par phase en régime permanent du générateur asynchrone autonome

Les hypothèses simplificatrices sont les suivantes :

- la f.m.m est à répartition sinusoïdale,
- les pertes fer sont négligées,
- la saturation n'apparaît qu'au niveau de la branche magnétisante.

avec :

- r_s, r'_r : Résistances par phase statorique et rotorique ramenée,
- $L_{ls}\omega, L'_{lr}\omega$: Réactances de fuites par phase au stator et au rotor,
- $L_m\omega$: Réactance magnétisante,
- $1/C\omega$: Réactance capacitive.

1.3.1 Mise en équation de l'auto - excitation à vide

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la Fig.(1.3), on obtient :

$$Z_{tm}I_s = -Z_c I_c \quad (1.3)$$

Les impédances Z_{tm} et Z_c s'expriment par :

$$Z_{tm} = r_s + jL_{ls}\omega + jL_m\omega \frac{\frac{r'_r}{g} + jL'_{lr}\omega}{\frac{r'_r}{g} + j(L'_{lr} + L_m)\omega} \quad (1.4)$$

$$Z_c = -\frac{j}{C\omega} \quad (1.5)$$

Le fonctionnement autonome en régime établi du générateur asynchrone est décrit par l'équation suivante :

$$I_c + I_s = 0 \quad (1.6)$$

Il en résulte que l'impédance totale vue par les bornes statoriques de la machine doit être nulle.

$$Z_c + Z_{tm} = 0 \quad (1.7)$$

En reportant les expressions (1.4) et (1.5) dans l'équation (1.7), on obtient :

$$\frac{-j}{C\omega} + r_s + jL_{ls}\omega + \frac{\frac{r'_r}{g}(L_m\omega)^2 + j\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 L_m\omega + jL_m L'_{lr}(L_m + L'_{lr})\omega^3}{\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 + (L_m + L'_{lr})^2\omega^2} = 0 \quad (1.8)$$

En séparant les parties réelle et imaginaire et en remplaçant g par son expression définie par l'équation (1.2), il en résulte le système suivant :

$$\operatorname{Re}(Z_c + Z_{im}) = r_s + \frac{r'_r L_m^2 \omega (\omega - \omega_r)}{r'^2_r + (L_m + L'_{lr})^2 (\omega - \omega_r)^2} = 0 \quad (1.9.a)$$

$$\operatorname{Im}(Z_c + Z_{im}) = -\frac{1}{C\omega} + L_{ls}\omega + L_m \omega \frac{r'^2_r + L'_{lr} (L'_{lr} + L_m) (\omega - \omega_r)^2}{r'^2_r + (L'_{lr} + L_m)^2 (\omega - \omega_r)^2} = 0 \quad (1.9.b)$$

Les équations (1.9) représentent un système de deux équations non-linéaires à deux inconnues. Ces dernières seront choisies parmi les variables suivantes :

- La pulsation statorique ω et l'inductance de magnétisation L_m pour une capacité C (par phase) donnée.
- La pulsation statorique ω et la capacité C pour une inductance magnétisante L_m fixe.

Les résistances r_s , r'_r et les inductances L_{ls} , L'_{lr} de fuites statoriques et rotoriques, sont considérées comme constantes.

Le calcul de ω et de L_m permet par l'intermédiaire de la caractéristique de magnétisation de retrouver les différentes grandeurs électriques à partir du schéma équivalent Fig.1.3 de la machine. Le calcul de C permet de déterminer la zone d'auto-excitation hors desquelles il ne peut y avoir d'amorçage.

$$\omega_{1,2} = \omega_r - \frac{1}{2} \frac{r'_r L_m^2 \omega_r}{r_s (L'_{lr} + L_m)^2 + r'_r L_m^2} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{4 r_s^2}{L_m^4 \omega_r^2} (L'_{lr} + L_m)^2 - \frac{4 r_s r'_r}{L_m^2 r'_r}} \right) \quad (1.10)$$

D'où :

$$C_{1,2} = \frac{1}{\omega_{1,2}^2} \frac{r'^2_r + (L_m + L'_{lr})^2 (\omega_{1,2} - \omega_r)^2}{r'^2_r (L_{ls} + L_m) + (L_{ls} (L'_{lr} + L_m)^2 + L'_{lr} L_m (L'_{lr} + L_m)) (\omega_{1,2} - \omega_r)^2} \quad (1.11)$$

Les équations établies ci-dessus peuvent être approchées par les nouvelles expressions suivantes :

- a. Pour de faibles valeurs du glissement :

$$\omega_1 \approx \omega_r \left(1 - \frac{r_s r'_r}{\omega_r^2 L_m^2} \right); \quad C(\omega_1) \approx \frac{1}{(L_{ls} + L_m) \omega_1^2} \quad (1.12)$$

- b. Pour de grandes valeurs du glissement :

$$\omega_2 \approx \frac{\omega_r}{1 + \frac{r'_r L_m^2}{r_s (L_{ls} + L_m)^2}}, \quad C(\omega_2) \approx \frac{1}{(L_{ls} + L'_{lr}) \omega_2^2} \quad (1.13)$$

1.3.2 Interprétation du fonctionnement autonome

D'après les équations (1.12) et (1.13), il existe deux points de fonctionnement stable en mode autonome :

- Un premier point correspondant à une pulsation statorique aux alentours de la vitesse électrique du rotor (glissement $g \approx 0$), la capacité C_1 correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique, autrement dit, l'énergie absorbée par la machine est égale à l'énergie fournie par le condensateur. C'est la capacité de seuil au-dessous de laquelle il ne peut y avoir d'amorçage.
- Un deuxième point correspond à une vitesse rotorique égale au double de la pulsation statorique ($g \approx 1$), Il est caractérisé par la résonance de la capacité C_2 avec l'inductance de court circuit. Dans ce cas, il faudra entraîner la machine au double de la pulsation statorique, ce point n'est donc pas intéressant du point de vue pratique car si la vitesse ω_r est imposée par un dispositif extérieur, les courants générés peuvent dangereusement dépasser les possibilités thermique de la machine [16].

Nous avons représenté sur la Fig.(1.4) la zone d'auto-excitation délimitée par les courbes C_1 et C_2 en fonction de la vitesse d'entraînement.

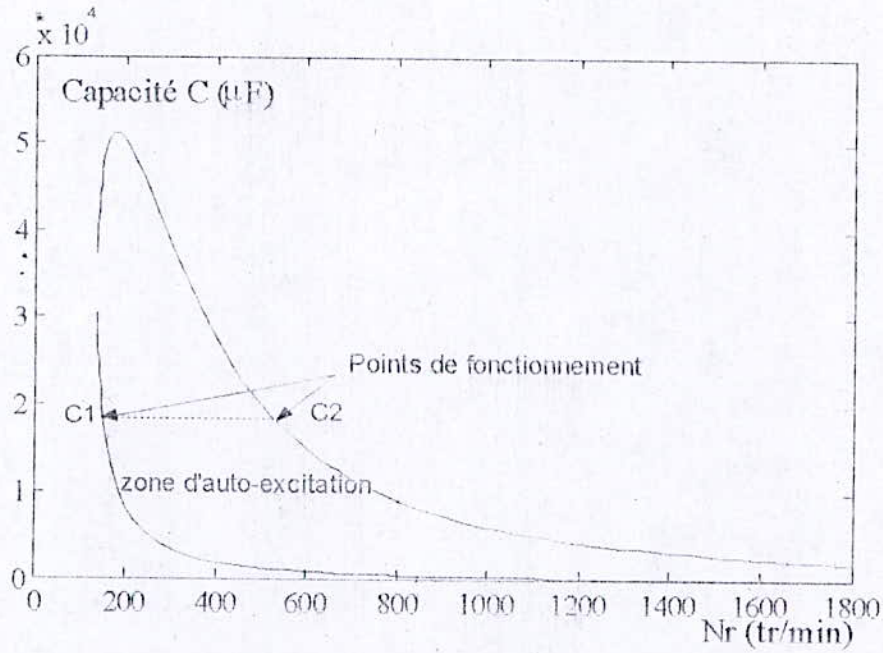


Figure 1.4 - Zone d'auto - excitation du générateur asynchrone

Ces courbes sont obtenues en résolvant le système d'équations (1.6). C_1 et C_2 sont des solutions exactes du système assigné.

La Fig.(1.5) montre que les solutions, exacte et approximative $C_1(\omega_r)$ sont identiques. La capacité minimale pour chaque vitesse rotorique, peut donc être calculé sans commettre une erreur de précision notable.

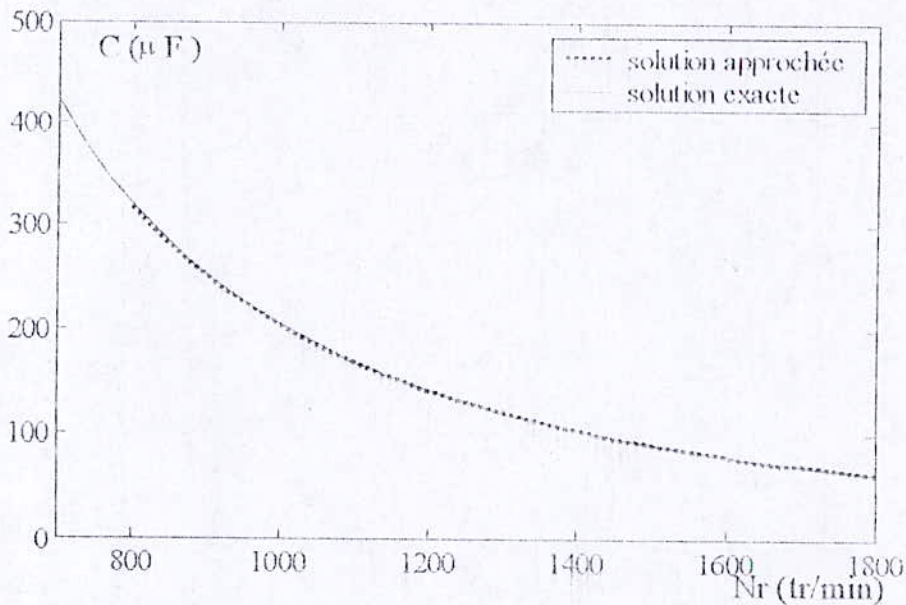


Figure 1.5 - Capacité minimale d'auto- excitation en fonction de la vitesse rotorique

La caractéristique réelle de l'impédance totale de la génératrice auto-excitée en fonction du glissement est donnée par la Fig.(1.6). Le fonctionnement stable correspond aux valeurs négatives de cette caractéristique.

Le point de fonctionnement du générateur asynchrone autonome peut-être déterminé graphiquement par l'intersection de la courbe de magnétisation $U_s(I_s)$ avec la droite d'excitation $(I_s/C\omega)$. Notons que cette caractéristique est similaire à celle de la génératrice shunt ou le point d'amorçage est défini par l'intersection de la f.e.m à vide avec la droite des inducteurs.

Sur la Fig.(1.7) sont représentées trois droites d'excitation pour des valeurs de la capacité différentes et la tension à vide. On peut partager le fonctionnement en trois régions différentes :

1. une zone qui correspond au fonctionnement dans la région linéaire du circuit magnétique lorsque la droite $(I_s/C_1\omega)$ est au dessus de courbe de magnétisation $U_s(I_s)$.
2. une zone correspondant au fonctionnement en saturation du circuit magnétique (C_2), le point d'intersection des deux courbes correspond à résonance avec l'inductance propre statorique .
3. une zone de sursaturation où la seule intersection se trouve à l'origine (C_3).

Nous constatons sur la Fig. (1.8), le déplacement du point de fonctionnement lorsque la vitesse change (changement dû, soit au dispositif d'entraînement, soit à la charge).

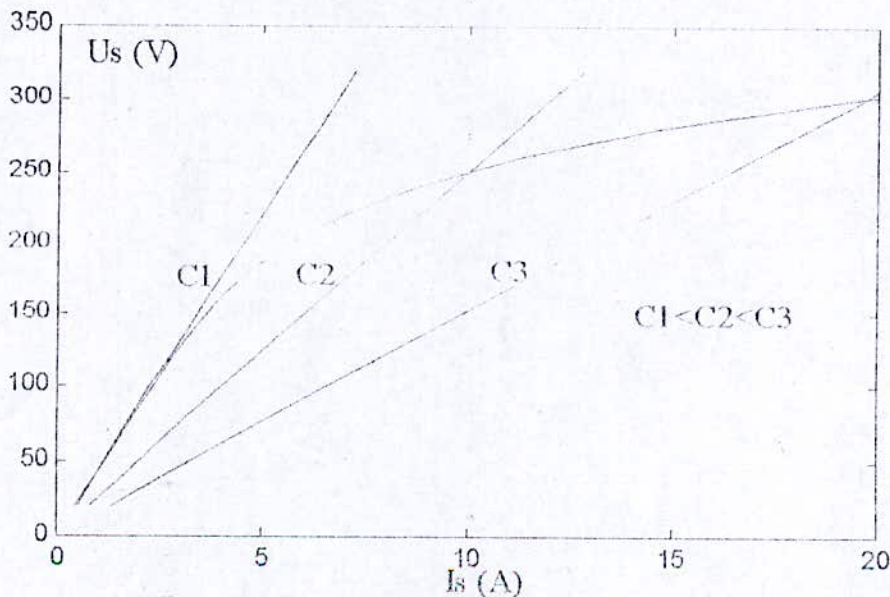


Figure 1.6 -Détermination du point de fonctionnement du générateur asynchrone

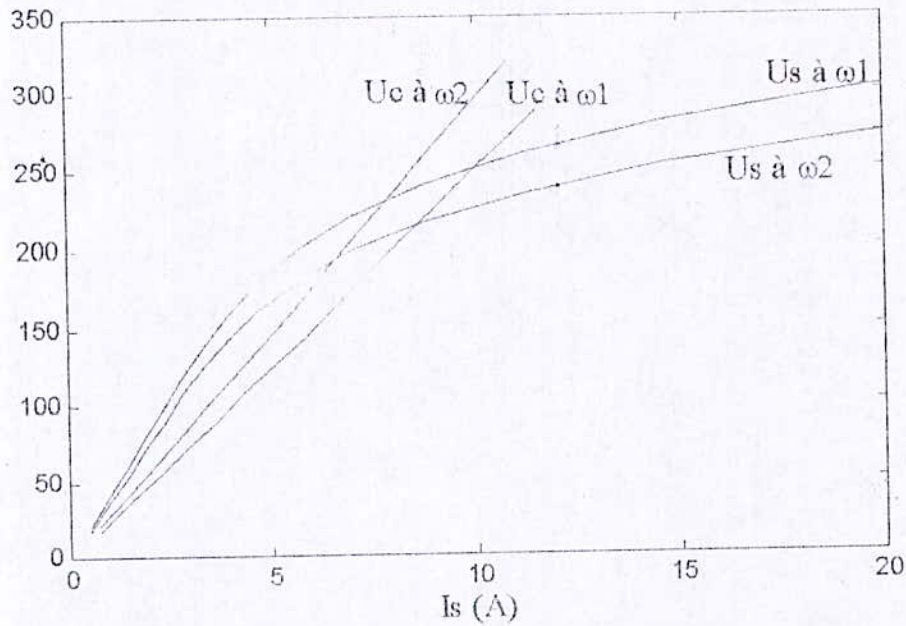


Figure 1.7 -Variation du point de fonctionnement en fonction de la fréquence

La Fig.(1.9) et la Fig.(1.10) représentent les variations de la tension d'auto amorçage en fonction de la vitesse rotorique et de la capacité d'excitation. La tension est plus influencée par la variation de la vitesse que par la variation de la capacité.

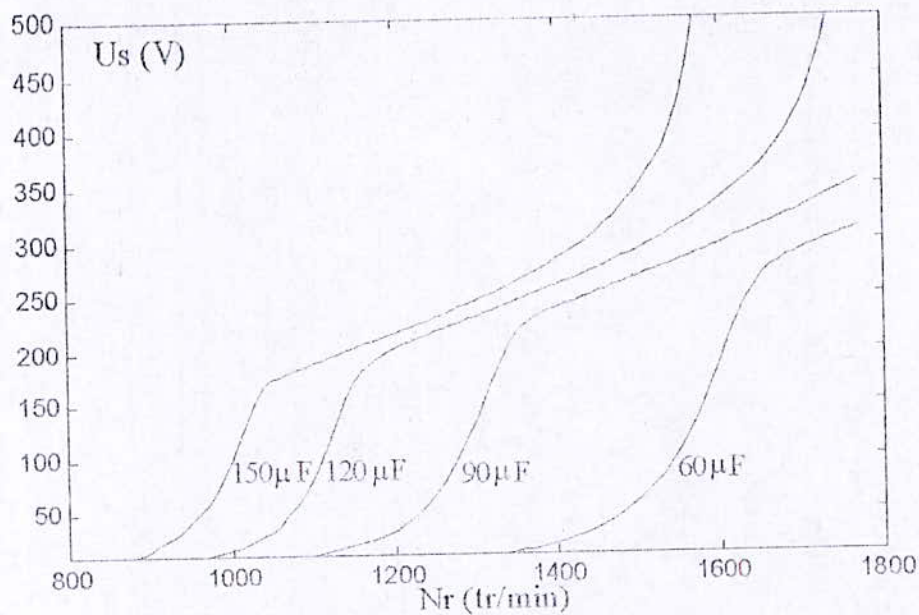


Figure I.9 -Variation de la tension statorique en fonction de la vitesse, pour des valeurs de capacité différentes

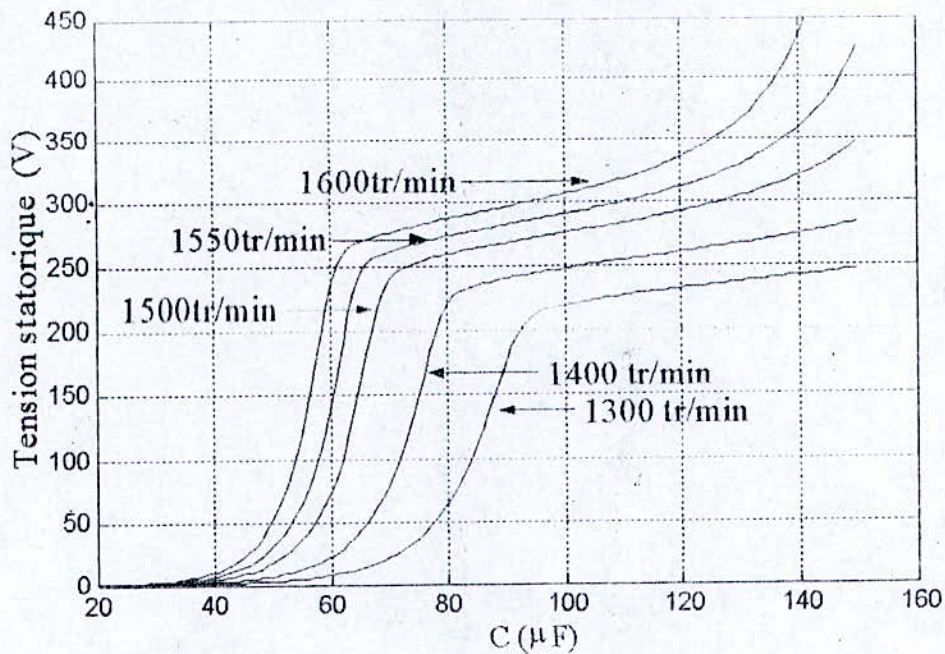


Figure 1.10 -Variation de la tension statorique en fonction de la capacité obtenue par simulation

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait un rappel sur l'auto amorçage du générateur asynchrone . Nous avons considéré deux types de fonctionnement, l'un autonome, l'autre non autonome.

L'étude du régime permanent a montré que le point de fonctionnement en auto excitation est déterminé par la condition de résonnance entre l'inductance cyclique du stator et la capacité du condensateur (le point d'intersection entre le courbe de magnétisation et la droite d'excitation). Nous avons montré aussi l'influence de la capacité des condensateurs et de la vitesse d'entraînement sur la valeur de la tension à vide; en effet plus ces grandeurs s'accroissent, plus la tension augmente.

Chapitre 2

Modèle linéaire du générateur
asynchrone autonome

Introduction

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

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

D'un point de vue général, le processus de modélisation requiert au départ l'identification des paramètres de la machines (résistances et inductances). En fonction de ces données expérimentales disponibles et en tenant compte des considérations théoriques on pourra décrire l'évolution des grandeurs (courants, tensions et flux) de la machine à partir de l'écriture mathématique du système différentiel.

Le modèle linéaire du générateur asynchrone auto-excité en régime dynamique est présenté pour son intérêt théorique. Nous reprenons les équations de base de la machine asynchrone idéalisée [17-19], en utilisant la transformation d'axe arbitraire qui nous permet d'obtenir des équations différentielles simplifiées.

Une application du modèle dynamique ainsi obtenue est dédiée à la tension de sortie du générateur.

2.1 Représentation schématique de la machine

Les enroulements du stator as , bs , cs ainsi que ceux du rotor ar , br et cr sont représentés par la Fig.(2.1) ci-dessous

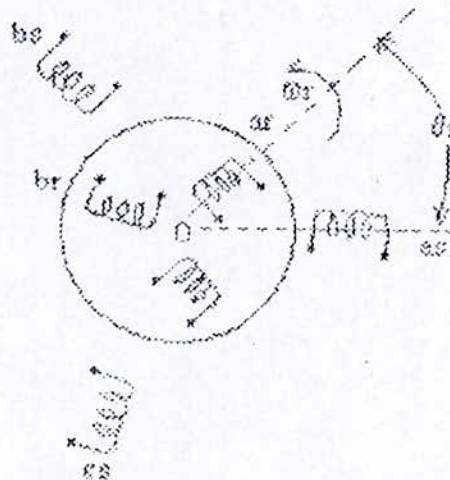


Figure 2.1 -Représentation électrique des enroulements de la machine asynchrone

θ_r est la position angulaire instantanée de l'axe du rotor par rapport à l'axe du stator.

2.2 Modèle mathématique en grandeurs de phases de la machine asynchrone

Pour la modélisation des machines asynchrones, il existe essentiellement deux approches ; la première consiste à décomposer les flux statorique et rotorique en deux termes et la deuxième consiste à exprimer les inductances propres et mutuelles dans l'espace d'état en fonction du courant magnétisant. Ces deux approches nous permettent d'introduire le phénomène de la saturation magnétique.

Pour simuler l'évolution des courants et des tensions en régime dynamique, de la machine asynchrone, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- pas d'effet pelliculaire,
- la machine est de construction symétrique,
- on admet la répartition sinusoïdale de la f.m.m dans l'entrefer.

Les enroulements de la machine sont ramenés à leur équivalent en étoile. Nous pouvons écrire par la suite les équations électriques et magnétiques par phase

2.2.1 Equations électriques

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des six enroulements est égale la somme de la chute de tension ohmique et de la chute inductive due au flux total qui le traverse.

$$\begin{pmatrix} v_{abc} \\ v_{abc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{abc} \\ i_{abc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p \psi_{abc} \\ p \psi_{abc} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Où :

p désigne l'opérateur dérivée par rapport au temps

v_{abc} , i_{abc} désignent respectivement les vecteurs tensions et courants statoriques,

ψ_{abc} désigne le vecteur flux statorique.

r_s désigne la matrice résistance des enroulements statoriques.

avec :

$$\underline{v}_{abcs} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t, \quad \underline{i}_{abcs} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t, \quad \underline{\psi}_{abcs} = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs}]^t$$

$$\underline{r}_s = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix}$$

On définit également les grandeurs du rotor en remplaçant l'indice s par r .

2.2.2 Equations des flux

Les flux totaux au stator et au rotor ont pour expressions :

$$\begin{pmatrix} \underline{\psi}_{abcs} \\ \underline{\psi}_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{L}_{ss} & \underline{L}_{sr} \\ (\underline{L}_{sr})^t & \underline{L}_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

\underline{L}_{ss} , \underline{L}_{rr} sont respectivement les matrices inductances propres des circuits statorique et rotorique.

\underline{L}_{sr} est la matrice inductance mutuelle entre les bobines du stator et celles du rotor.

Vue la symétrie des armatures de la machine, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont égales.

Les matrices inductances figurant dans le système (2.2) sont données (voir annexe A) par :

$$\underline{L}_{ss} = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix}, \quad \underline{L}_{rr} = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{pmatrix}$$

L_{ls} , L_{lr} sont respectivement les inductances de fuites des enroulements du stator et du rotor.

L_{ms} , L_{mr} sont les inductance magnétisantes du stator et du rotor.

Les inductances mutuelles entre les différents enroulements du stator et du rotor sont fonction de l'écart angulaire θ_r entre les phases d'indice a du rotor et du stator.

En désignant par L_{sr} la valeur de la mutuelle inductance entre ces phases lorsque leurs axes magnétiques coïncident, ces inductances s'expriment par :

$$\underline{L}_{sr} = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Les grandeurs secondaires primées ; représentent les grandeurs du circuit rotorique ramenées au primaire en utilisant le rapport de transformation m tel que :

$$m = \frac{N_s}{N_r} \quad (2.4)$$

où N_s et N_r sont les nombres de spires effectives des phases statorique et rotorique.

Les grandeurs ramenées au primaire, sont définies comme suit :

$$\underline{i}'_{abc} = \frac{1}{m} \underline{i}_{abc} \quad (2.5)$$

$$\underline{v}'_{abc} = m \underline{v}_{abc} \quad (2.6)$$

$$\underline{\psi}'_{abc} = m \underline{\psi}_{abc} \quad (2.7)$$

Compte tenu des équations (2.5) (2.6) et (2.7), les équations des flux rotoriques (2.2) et celles des équations des tensions (2.1) deviennent en les ramenant au stator :

$$\underline{v}'_{abc} = \underline{r}'_r \underline{i}'_{abc} + p \underline{\psi}'_{abc} \quad (2.8)$$

$$\underline{\psi}'_{abc} = (\underline{L}_{sr})^t \underline{i}_{abc} + \underline{L}_{rr} \underline{i}'_{abc} \quad (2.9)$$

tel que :

$$\underline{L}'_{sr} = m \underline{L}_{sr} \quad , \quad \underline{L}'_{rr} = m^2 \underline{L}_{rr} \quad \text{et} \quad \underline{r}'_r = m^2 \underline{r}_r$$

Les inductances de magnétisation statoriques et rotoriques ainsi que la mutuelle inductance sont liées par les équations suivantes :

$$L_{ms} = m L_{sr} \quad (2.10)$$

$$L'_{tr} = m^2 L_{tr} \quad (2.11)$$

$$L_{mr} = \frac{1}{m^2} L_{ms} \quad (2.12)$$

d'où :

$$\underline{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

et

$$\underline{L}'_{rr} = \begin{bmatrix} L'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

avec :

$$L'_r = m^2 L_r \quad (2.15)$$

Enfin, les équations des flux et des tensions en termes de variables de phases peuvent s'écrire sous la forme compacte suivante :

$$\begin{pmatrix} \underline{\psi}_{abcs} \\ \underline{\psi}'_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{L}_{ss} & \underline{L}'_{sr} \\ (\underline{L}'_{sr})^t & \underline{L}'_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}'_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{pmatrix} \underline{v}_{abcs} \\ \underline{v}'_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{r}_s & 0 \\ 0 & \underline{r}'_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}'_{abcr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} P \underline{\psi}_{abcs} \\ P \underline{\psi}'_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Le système défini par (2.16) et (2.17) représente le modèle de la machine asynchrone exprimé en grandeurs de phase. Tel qu'il est donné, ce système d'équations différentielles est à coefficients variables, ce qui complique sa résolution. Pour le rendre à coefficients constants, nous lui appliquons une transformation triphasé-biphasé.

2.3 Théorie du référentiel arbitraire

Les différentes inductances des machines synchrones et asynchrones sont fonction de la position rotorique, et nous constatons que les hypothèses classiques généralement adoptées ne

simplifient pas pour autant le système d'équations différentielles (qui est à coefficients variables). Il est clair que la résolution numérique est actuellement possible grâce au développement de calculateurs puissants .

Par ailleurs, les changements de variables qui rendent les équations différentielles à coefficients constants est une approche intéressante, car elle réduit la complexité du système et le temps de calcul dans la résolution numérique [17].

Plusieurs méthodes d'analyse basées sur le changement de variables ont été traitées séparément par certains auteurs.

En 1920, R.H.Park introduisit cette approche dans l'analyse de la machine synchrone. Les variables (tensions, courants et flux.) statoriques sont transformées à un référentiel lié au rotor.

Plus tard en 1930, H.C.Stanley utilisa un changement de variables pour l'analyse de la machine asynchrone ; il élimina en effet la variation des inductances en transformant les variables rotoriques à un référentiel stationnaire.

G.Kron quant à lui, remplaça les variables (statoriques) des deux circuits par des variables liées au champ tournant.

D.S.Brereton et al. utilisèrent l'approche de Park pour l'analyse de la machine asynchrone.

Toutes les applications devinrent, selon la vitesse du référentiel choisi, des cas particuliers d'une transformation généralisée, introduite en 1965 par Krause pour l'analyse de la machine asynchrone uniquement. Cette transformation permet d'éliminer les variations d'inductances en substituant aux variables de phases d'un stator et du rotor des composantes relatives liées à un référentiel tournant à une vitesse arbitraire n'ayant aucune signification physique .

2.3.1 Transformation des circuits statorique et rotorique au référentiel arbitraire

La transformation arbitraire, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes

- homopolaire (indice o),
- d'axe direct (indice d),
- d'axe en quadrature (indice q).

Nous proposons dans ce qui suit de substituer aux enroulements des circuits statoriques et rotoriques de la Fig.(2.2), deux enroulements fictifs d'axes magnétiques ($q-d$) tournants et de déterminer par suite les nouvelles équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine.

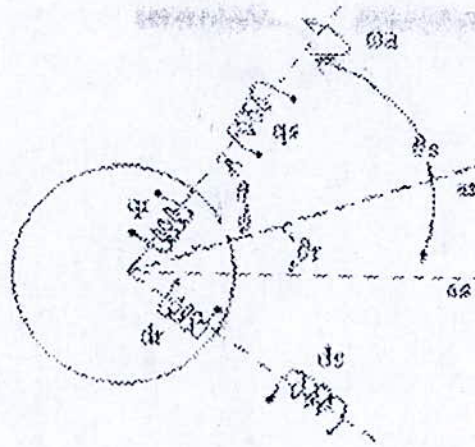


Figure 2.2 -Schéma de la machine dans le système d'axes d et q

En désignant par \underline{X} un vecteur représentant l'une des grandeurs (tension, flux ou courant), les variables de phase sont transformées au système $(q-d)$, tournant à une vitesse arbitraire ω_a .

Les composantes relatives des variables statoriques et rotoriques sont :

$$\underline{X}_{qdos} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{X}_{abcs} \tag{2.18}$$

$$\underline{X}'_{qdor} = \underline{T}_{ar}(\theta) \underline{X}'_{abcr} \tag{2.19}$$

$\underline{T}_{as}(\theta_s)$ et $\underline{T}_{ar}(\theta)$ sont respectivement est la matrice de transformation des circuits stationnaire et rotorique. Leurs expressions sont données à l'annexe A.

θ_s est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a du circuit statorique, elle est définie par :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_a(\xi) d\xi + \theta_s(t=0) \tag{2.20}$$

L'angle θ est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase du circuit rotorique, $\theta = \theta_s - \theta_r$.

θ_r est définie par :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(t=0) \tag{2.21}$$

Nous aurons à utiliser les matrices de transformation inverses $\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)$ et $\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)$ (voir annexe A) pour retrouver les variables réelles à partir de leurs composantes relatives, telles que:

$$\underline{X}_{abcs} = \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{X}_{qdos} \tag{2.22}$$

$$\underline{X}'_{abcr} = \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{X}'_{qdor} \tag{2.23}$$

La propriété suivante nous permettra par la suite, de réduire les calculs:

$$\begin{cases} \underline{T}_{as}(\theta_s)^{-1} = \underline{T}_{as}(\theta_s)' \\ \underline{T}_{ar}(\theta)^{-1} = \underline{T}_{ar}(\theta)' \end{cases} \quad (2.24)$$

2.3.2. Transformation d'un système de tensions triphasé équilibré au référentiel arbitraire

En général, un système de tensions triphasé équilibré constitue la source d'alimentation des circuits stationnaires. Les tensions sont définies comme suit:

$$\begin{cases} v_{as} = V_m \cos(\omega t + \alpha) \\ v_{bs} = V_m \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = V_m \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.25)$$

où V_m et ω sont respectivement l'amplitude des tensions et leur pulsation.

Si on applique un changement de variables à ce système, on obtient :

$$\begin{cases} v_{qs} = -V_m \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) \\ v_{ds} = V_m \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) \\ v_{os} = 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

pour $\theta_s = \omega t$, les composantes relatives des tensions deviennent constantes. Le système d'axes lié au champ tournant est alors des plus simples.

2.4 Modèle de la machine dans le référentiel arbitraire

2.4.1. Equations des tensions

Pour trouver les expressions des tensions dans le référentiel arbitraire, multiplions au départ les équations du système (2.17) par les matrices de transformation inverses:

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{qdos} = r_s \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdos} + p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\psi}_{qdos} \quad (2.27)$$

$$\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{v}'_{qdor} = r_r \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{i}'_{qdor} + p \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{\psi}'_{qdor} \quad (2.28)$$

La multiplication de ces équations par les matrices de transformations et le développement de leurs seconds membres, nous conduit au système suivant :

$$v_{-qdos} = r_s i_{-qdos} + \omega_a \psi_{-dqos} + p \psi_{-qdos} \tag{2.29}$$

$$v'_{-qdor} = r'_r i'_{-qdor} + (\omega_a - \omega_r) \psi'_{-dqr} + p \psi'_{-qdor} \tag{2.30}$$

avec :

$$\psi_{-dqos} = [\psi_{ds} \quad -\psi_{qs} \quad 0]^t, \quad \psi'_{-dqr} = [\psi'_{dr} \quad -\psi'_{qr} \quad 0]^t$$

A partir de ces équations ont déduit le schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone Fig.(2.3).

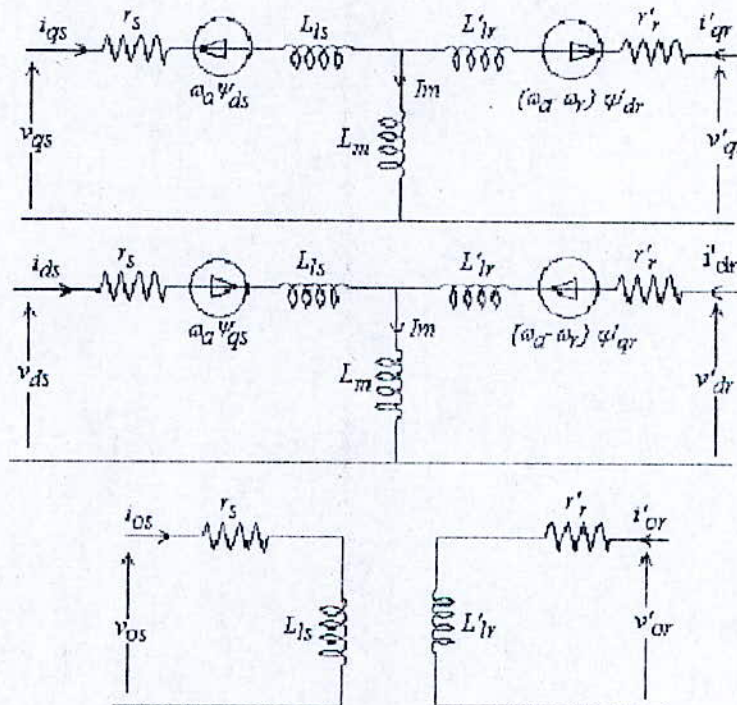


Figure 2.3 -Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans le référentiel arbitraire.

Les équations des systèmes (2.29) et (2.30), peuvent se mettre sous forme d'état (forme généralisée de l'équation différentielle du premier ordre) dans le référentiel arbitraire.

$$p \psi_{-qdos} = v_{-qdos} - r_s i_{-qdos} - \omega_a \psi_{-dqos} \tag{2.31}$$

$$p\Psi'_{qdr} = \Psi'_{qdor} - L'_r i'_{qdor} - (\omega_a - \omega_r) \Psi'_{dqs} \quad (2.32)$$

où :

$$\Psi'_{dqs} = [\Psi'_{ds} \quad -\Psi'_{qs} \quad 0], \quad \Psi'_{dqr} = [\Psi'_{dr} \quad -\Psi'_{qr} \quad 0]$$

2.4.2 Equations des flux

On représente également les équations des flux par phase dans le référentiel arbitraire en adoptant les mêmes transformations :

$$\Psi_{qdos} = T_{as}(\theta_s) L_{ss} T_{as}^{-1}(\theta_s) i_{qdos} + T_{as}(\theta_s) L_{sr} T_{ar}^{-1}(\theta) i'_{qdor} \quad (2.33)$$

$$\Psi'_{qdor} = T_{ar}(\theta) (L_{sr})' T_{as}^{-1}(\theta_s) i_{qdos} + T_{ar}(\theta) L_{rr} T_{ar}^{-1}(\theta) i'_{qdor} \quad (2.34)$$

Après calcul, voir (annexe A) on aboutit aux équations des flux suivantes :

$$\Psi_{qdos} = L_{ls} i_{qdos} + \Psi_{qdm} \quad (2.35)$$

$$\Psi'_{qdor} = L'_{lr} i'_{qdor} + \Psi_{qdm} \quad (2.36)$$

Ψ_{qm} et Ψ_{dm} sont les composantes d'axes d et q du flux magnétisant. Elles sont définies comme suit :

$$\Psi_{qdm} = L_m (i_{qds} + i'_{qdr}) \quad (2.37)$$

où :

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (2.38)$$

A partir des équations (2.35) et (2.36), on déduit les expressions des courants en fonction des flux :

$$i_{qdos} = \frac{1}{L_{ls}} (\Psi_{qdos} - \Psi_{qdm}) \quad (2.39)$$

$$i'_{qdor} = \frac{1}{L'_{lr}} (\Psi'_{qdor} - \Psi_{qdm}) \quad (2.40)$$

En remplaçant ces courants par leurs expressions dans les équations (2.31) et (2.32), on aboutit enfin au système d'équations différentielles suivant :

$$p\Psi_{qdos} = v_{qdos} \pm \omega_a \Psi_{dqs} + \frac{r_s}{L_{ls}} (\Psi_{qdm} - \Psi_{qds}) \quad (2.41)$$

$$; \quad p\Psi'_{qdor} = v'_{qdor} \pm (\omega_a - \omega_r) \Psi'_{dqr} + \frac{r'_r}{L'_{lr}} (\Psi'_{qdm} - \Psi'_{qdr}) \quad (2.42)$$

Nous exprimons le flux magnétisant en fonction des flux statorique et rotorique :

$$\Psi_{qdm} = \frac{L_{qd}}{L_{ls}} \Psi_{qds} + \frac{L_{qd}}{L'_{lr}} \Psi'_{qdr} \quad (2.43)$$

avec :

$$L_q = L_d = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right)^{-1} \quad (2.44)$$

2.5 Choix du référentiel

Les f.e.m de transformation et de rotation présentent dans les équations électriques, ne sont des caractéristiques intrinsèques des enroulements, mais elle dépendent du choix du référentiel.

Le référentiel est le système d'axes (od, oq) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui, cette vitesse est quelconque dans le référentiel arbitraire.

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait selon le problème étudié [19].

2.5.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation. Il se traduit par $\omega_a=0$.

2.5.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse est considérée comme constante. Il se traduit par la relation $\omega_a=\omega_r$.

2.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Il est particulièrement utilisé dans des problèmes où la fréquence d'alimentation est constante ($\omega_a=\omega$).

Notons que ces référentiels sont tous déduits du référentiel arbitraire et ne diffèrent que par leurs vitesses de rotation.

2.6 Equations d'auto - excitation

Une batterie de condensateurs montée aux bornes statoriques du générateur asynchrone assure l'excitation de celui-ci à condition qu'ils soient correctement dimensionnés. Les équations d'auto excitation correspondent aux équations des tensions de ces condensateurs.

Le système triphasé équilibré de condensateurs, est mis sous forme d'équations qui s'expriment sous la forme matricielle suivante :

$$i_{cabc} = p \underline{Q}_{cabc} \quad (2.45)$$

\underline{Q}_{cabc} représentent les charges des condensateurs, liées aux bornes statoriques du générateur asynchrone,

i_{cabc} représentent les courants qui les traversent.

Dans le référentiel arbitraire le système (2.45) devient :

$$i_{cqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) p (\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{Q}_{cqdo}) \quad (2.46)$$

après développement du second membre de cette équation on trouve :

$$i_{cqdo} = \omega_a \underline{Q}_{cdq} + p \underline{Q}_{cqdo} \quad (2.47)$$

La charge des condensateurs est liée aux tensions appliquées à leurs bornes par l'expression :

$$\underline{Q}_{cabc} = \underline{C} v_{abcs} \quad (2.48)$$

L'équation (2.48) s'exprime dans le référentiel arbitraire par :

$$\underline{Q}_{cqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{C} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) v_{cqdo} \quad (2.49)$$

On a :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{C} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \underline{C} \underline{I}_3 \quad (2.50)$$

En remplaçant la charge par son expression dans le système d'équation (2.47), on aboutit à l'expression suivante:

$$i_{cqdo} = \underline{C} \omega_a v_{dqs} + \underline{C} p v_{qdos} \quad (2.51)$$

que nous réécrivons sous la forme différentielle:

$$p v_{qdos} = \frac{1}{\underline{C}} i_{cqdo} \pm \omega v_{dqs} \quad (2.52)$$

Le générateur* asynchrone est modélisé par le système d'équations (2.41) - (2.42) et les équations d'excitations (2.52). Ce système traduit le modèle dynamique des flux en régime linéaire du générateur asynchrone auto amorcé.

2.7 Equation mécanique

Si nous considérons que le générateur est entraîné par un dispositif extérieur, l'équation du mouvement s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P}{J} (C_e - C_m) \quad (2.53)$$

où :

P : Nombre de paires de pôles de l'enroulement statorique,

J : Inertie équivalente de l'ensemble dispositif d'entraînement- générateur asynchrone,

C_m : Couple mécanique développé par le dispositif d'entraînement,

C_e : Couple électromagnétique résistant du générateur asynchrone

2.8 Simulation de l'auto-amorçage du générateur asynchrone sous hypothèse de linéarité

La simulation du fonctionnement du générateur asynchrone auto-amorcé à vide sur la base d'un modèle linéaire, donne des valeurs de la tension et du courant statorique, extrêmement élevées. En effet la tension statorique atteint quelques milliers de volts après le début de l'auto-amorçage Fig.(2.4). Aussi, Le courant atteint 150 A au bout de 0.35 s, Fig.(2.5).

Ces valeurs sont une conséquence directe de la variation linéaire du flux magnétisant avec le courant. D'où la nécessité de la prise en considération du phénomène de la saturation magnétique.

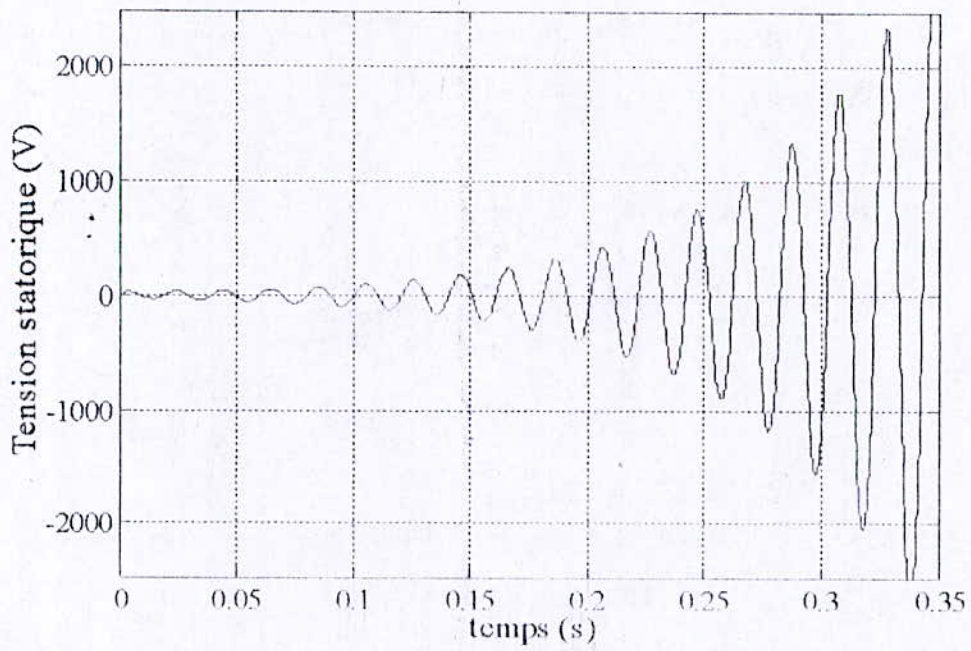


Figure 2.4 -Tension d'auto- amorçage à vide de la machine

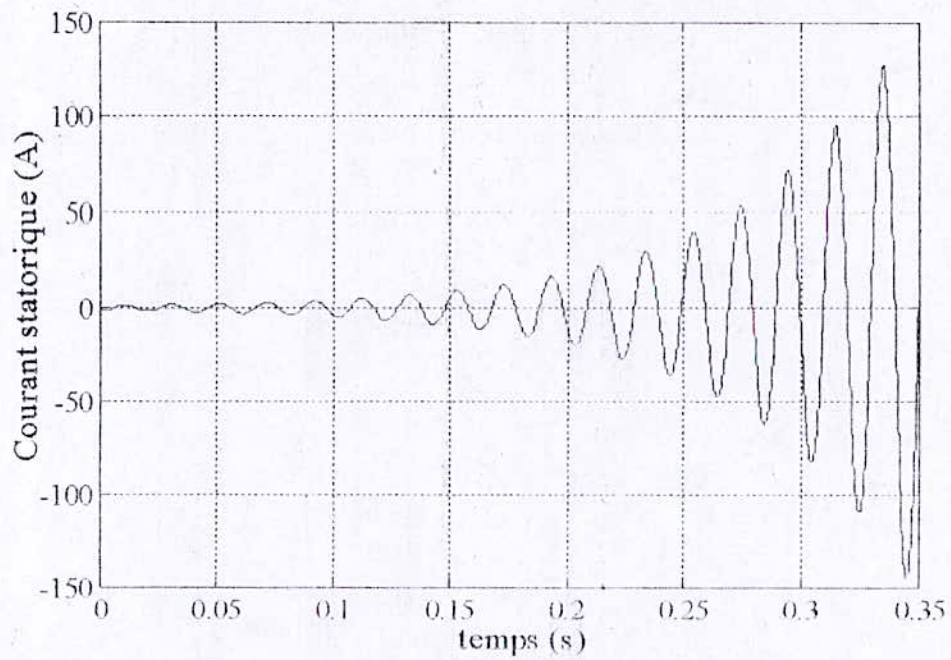


Figure 2.5 -Courant statorique d'auto- amorçage à vide de la machine

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi un modèle linéaire de la machine asynchrone en partant des équations des tensions, exprimées dans les axes réels puis ramenées à un système d'axes en quadrature. Pour cela nous avons utilisé la transformation triphasé-biphasé qui permet de rendre constants les coefficients dépendants du temps.

Lors de cette étude, nous avons négligé l'effet de la saturation du circuit magnétique. Le modèle développé sous cette hypothèse donne des résultats divergents qui ne reflètent aucune réalité physique pour un fonctionnement en générateur autonome. Pour un fonctionnement en moteur le modèle linéaire des flux donne des résultats appréciables [17].

Nous introduirons au chapitre suivant, l'effet de la saturation du circuit magnétique dans le modèle de la machine.

Chapitre 3

Modèle saturé du générateur
asynchrone auto-amorcé

Introduction

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

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

Dans leur fonctionnement normal, les machines asynchrones sont modérément saturées. L'analyse théorique de leur comportement dynamique par des modèles mathématiques simplifiés (saturation négligée) devient de moins en moins intéressante pour trouver des solutions à certains problèmes pratiques. Le phénomène de saturation du milieu magnétique est très important pour l'auto-amorçage du générateur asynchrone sur une batterie de condensateur. Plusieurs auteurs ont mis en évidence son effet dans le modèle du générateur. [15-16], [20-27].

3.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé

Lorsqu'on s'intéresse à l'effet de la saturation du circuit magnétique de la machine, l'inductance magnétisante statique du modèle linéaire devient variable à partir d'un certain niveau de saturation. La formulation de la caractéristique de magnétisation réelle n'est pas simple. Plusieurs travaux ont été consacrés à l'étude de la saturation. Différentes approches traduisant la relation entre le flux et le courant magnétisants, ou entre l'inductance magnétisante et le courant magnétisant ont été proposés. Nous citons à titre d'exemple les modèles suivants :

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

Etant donné que les deux premières approches ont été souvent utilisées, nous optons dans ce qui suit, pour une modélisation par la méthode utilisant la fonction degré de saturation que nous définissons par une série d'exponentielles.

3.2 Construction de la fonction degré de saturation

Sur la Fig.(3.1) sont représentées les caractéristiques, réelle et linéaire de la machine utilisée. Nous avons relevé la première par un essai au synchronisme et la deuxième en supposant que la machine ne sature pas avec l'augmentation du courant magnétisant. Définissons pour tout point de fonctionnement, l'écart $\Delta\psi_m$ entre les flux magnétisants linéaire ψ_{mlin} et saturé ψ_{msat} .

$$\Delta\psi_m = \psi_{mlin} - \psi_{msat} \quad (3.1)$$

La Fig.(3.2) représente $\Delta\psi_m$ en fonction du flux ψ_{mlin} .

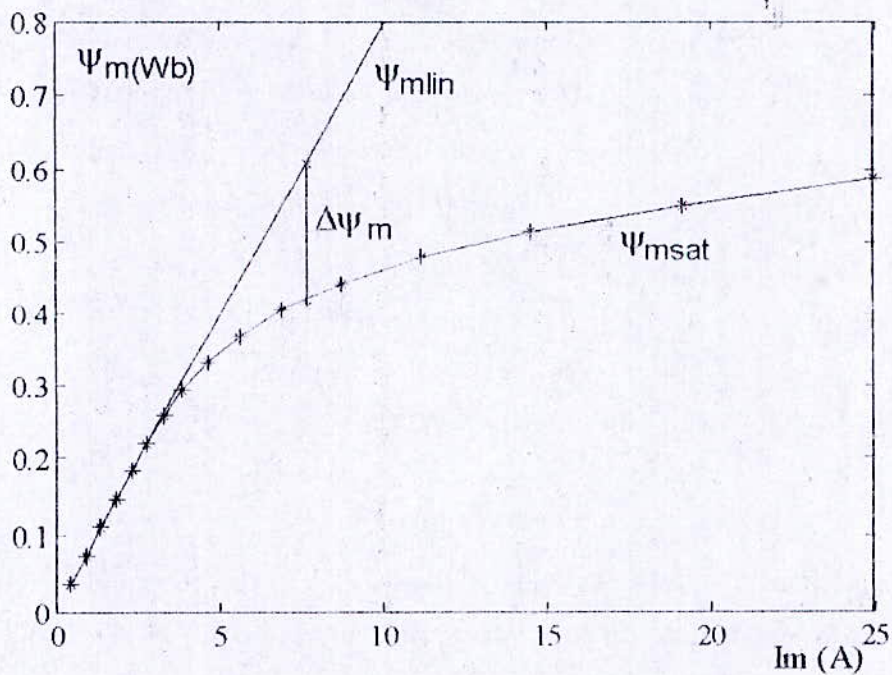


Figure 3.1- Caractéristique de magnétisation en régime linéaire et saturé de la machine étudiée

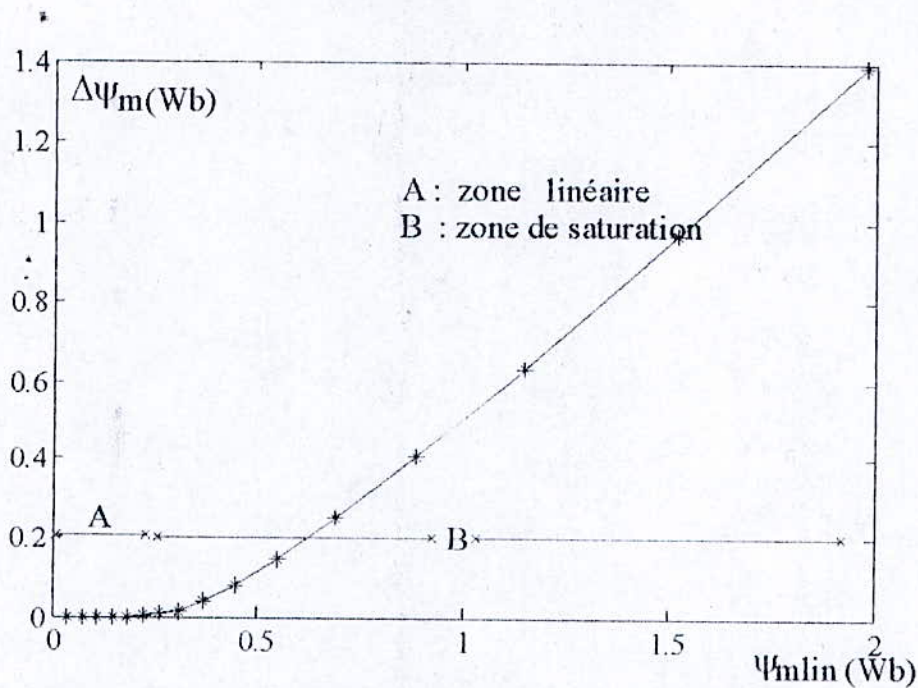


Figure 3.2- Variation de l'écart $\Delta\psi_m$ en fonction du flux linéaire

Définissons aussi la fonction « degré de saturation » par l'expression suivante:

$$F_{ds}(\psi_{mlin}) = \frac{\Delta\psi_m}{\psi_{mlin}} \quad (3.2)$$

3.3 Modélisation de la fonction S

La Fig.(3.1) montre que la fonction F_{ds} reste nulle tant que le flux est inférieur à la limite de la zone linéaire; point de séparation ψ_{mi} des deux caractéristiques de magnétisation, réelle est linéaire, d'où :

$$F_{ds} = \begin{cases} 0 & \text{si } \psi_m \leq \psi_{mi} \\ S > 0 & \text{si } \psi_m > \psi_{mi} \end{cases} \quad (3.3)$$

Nous avons modélisé la caractéristique réelle par une approche mathématique, exponentielle en utilisant la méthode des moindres carrés. La non linéarité peut être construite par une somme de deux fonctions exponentielles ou plus.

$$S = E_1 - E_2 - E_1 \exp(-\varepsilon_1 (\psi_{mlin} - \psi_{mi})) + E_2 \exp\left(\varepsilon_2 \frac{\psi_{mlin} - \psi_{mi}}{\psi_{mlin} + \psi_{mi}}\right) \quad (3.4)$$

Les coefficients E_1 , E_2 , ε_1 et ε_2 sont donnés par [15].

L'évolution de la F_{ds} est donnée par la Fig.(3.3).

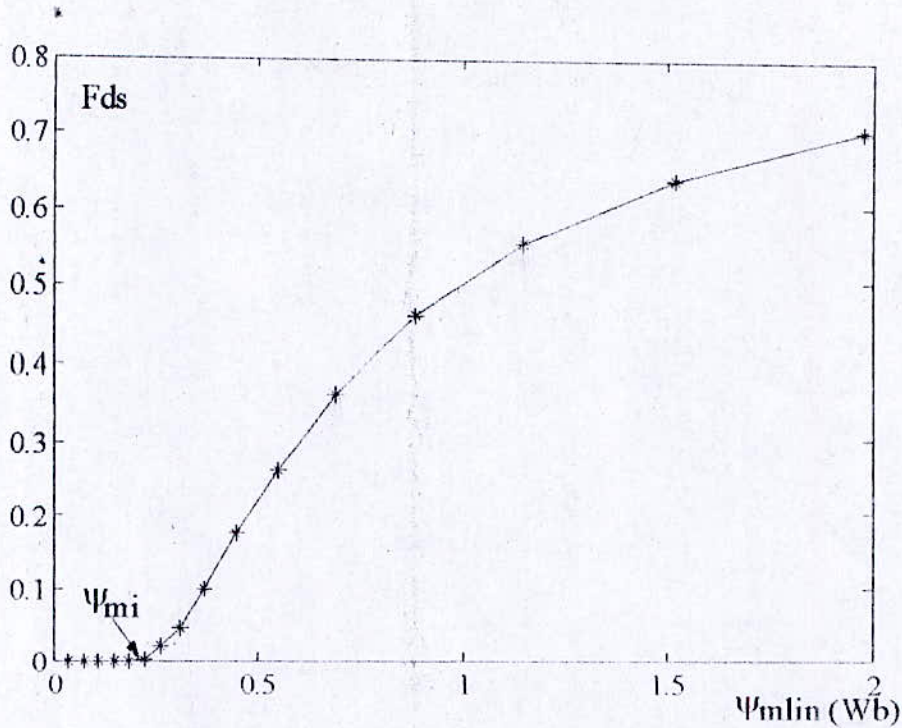


Figure. 3.3 -Variation de la fonction degré de saturation en fonction du flux linéaire

3.4 Introduction de la saturation dans le modèle de la machine

Les composantes d'axes d et q du flux magnétisant, s'expriment dans le modèle linéaire en fonction de l'inductance magnétisante et des courants.

Les flux magnétisants en saturation s'expriment par :

$$\psi_{qdms} = \psi_{(qdm)lin} - \Delta\psi_{qdm} \tag{3.5}$$

le flux linéaire est donné par :

$$\psi_{mlin} = \sqrt{\psi_{qmlin}^2 + \psi_{dmlin}^2} \tag{3.6}$$

à partir du diagramme des vecteurs flux suivant les axes d et q de la Fig.3.4, nous établissons les relations trigonométriques suivantes :

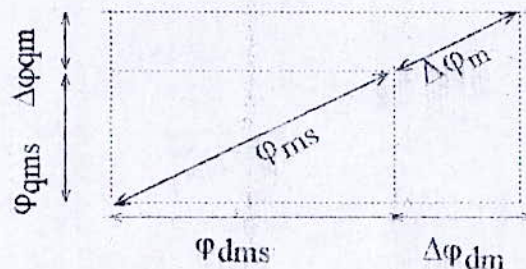


Figure 3.4 - Diagramme des vecteurs flux magnétisants d'axes d-q

$$\Delta \psi'_{(qdm)lin} = \Delta \psi'_m \frac{\psi'_{(qdm)lin}}{\psi'_{mlin}} \quad (3.7)$$

Exprimons $\Delta \psi_{qm}$ et $\Delta \psi_{dm}$ en fonction de la fonction degré de saturation.

$$\Delta \psi'_m \frac{\psi'_{(qdm)lin}}{\psi'_{mlin}} = \psi'_{(qdm)lin} \frac{\Delta \psi'_m}{\psi'_{mlin}} \quad (3.8)$$

La relation (3.2), nous permet d'écrire :

$$\Delta \psi'_{qdm} = \psi'_{(qdm)lin} F_{ds}(\psi'_{mlin}) \quad (3.9)$$

La combinaison des équations (3. 5) avec les équations (3. 9) donne :

$$\psi'_{qdm} = \psi'_{(qdm)lin} (1 - F_{ds}(\psi'_{mlin})) \quad (3.10)$$

Les flux magnétisants en linéaire suivant les axes d et q s'écrivent :

$$\psi'_{(qdm)lin} = L_m (i'_{qds} + i'_{qdr}) \quad (3.11)$$

Les courants s'expriment en fonction des flux magnétisants saturés par :

$$i'_{qds} = \frac{1}{L_{ls}} (\psi'_{qds} - \psi'_{qdm}) \quad (3.12)$$

$$i'_{qdr} = \frac{1}{L'_{lr}} (\psi'_{qdr} - \psi'_{qdm}) \quad (3.13)$$

En injectant les équations obtenues ci-dessus dans les équations (3.11), on aura :

$$\psi'_{(qdm)lin} = L_m \left(\frac{\psi'_{qds}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{qdr}}{L'_{lr}} - \psi'_{qdm} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.14)$$

En exprimant les flux ψ'_{qms} et ψ'_{dms} en fonction de ψ'_{mlin} , on aura :

$$\psi'_{(qdm)lin} \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) = \Delta \psi'_{qdm} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left(\frac{\psi'_{qds}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{qdr}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.15)$$

d'où :

$$\psi_{(qdm)lin} = L_{q,d} \left(\Delta \psi_{qdm} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left(\frac{\psi'_{qds}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{qdr}}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.16)$$

Nous utilisons encore les équations (3.5) pour déduire les expressions suivantes :

$$\psi_{qdns} = \Delta \psi_{qdm} \left(L_{qd} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} - 1 \right) \right) + L_{qd} \left(\frac{\psi'_{qds}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{qdr}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.17)$$

on pose :

$$L_{q} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) - 1 = L_{q} \left(\frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} - \frac{1}{L_q} \right) = -\frac{L_q}{L_m} \quad (3.18)$$

En remplaçant la relation (3.18) dans les équations (3.19), on obtient :

$$\psi_{qms} = L_q \left(\frac{\psi_{qss}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{qrs}}{L'_{lr}} \right) - \frac{L_q}{L_m} \Delta \psi_{qm} \quad (3.19)$$

$$\psi_{dms} = L_d \left(\frac{\psi_{dss}}{L_{ls}} + \frac{\psi'_{drs}}{L'_{lr}} \right) - \frac{L_d}{L_m} \Delta \psi_{dm} \quad (3.20)$$

Le modèle dynamique des flux en régime saturé est obtenu en associant les équations des flux d'axes d et q du régime linéaire, les équations d'auto-excitation et les équations (3.19) et (3.20)

3.5 Simulation du modèle saturé avec application à l'auto-amorçage

La simulation de l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone pour ce régime de fonctionnement consiste à résoudre un système d'équations différentielles non linéaires. Ce système constitue le modèle dynamique du générateur asynchrone. Pour la résolution du système nous avons choisi la méthode Runge-Kutta-Fehlberg d'ordre 4 à pas variable. Nous présentons les résultats de simulation, et ceux obtenus expérimentalement :

Les Fig.(3.5) à (3.9) représentent, pour la machine considérée, l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de $90\mu\text{F}$, le rotor tourne à des vitesses distinctes.

La fig.3.5 donne la tension d'entre phases statoriques à 1400tr/min. son amplitude est de 330 V.

La Fig.3.6 représente le courant statorique à 1400 tr/min, dont l'amplitude atteint 15.3A.

La Fig.3.7 représente la tension entre phases lorsque le rotor tourne à 1500 tr/min. Elle atteint à son régime permanent une amplitude de 366.86 V au bout de .024 sec.

La Fig.3.8 représente le courant statorique qui atteint son régime permanent après 0.24 sec. Son amplitude est de 18.55 A.

La Fig.3.9 représente la tension statorique entre phases à 1600 tr/min. Son amplitude est de 419 V.
La Fig.3.10 donne le courant statorique à 1600 tr/min qui atteint en son régime permanent 21A.

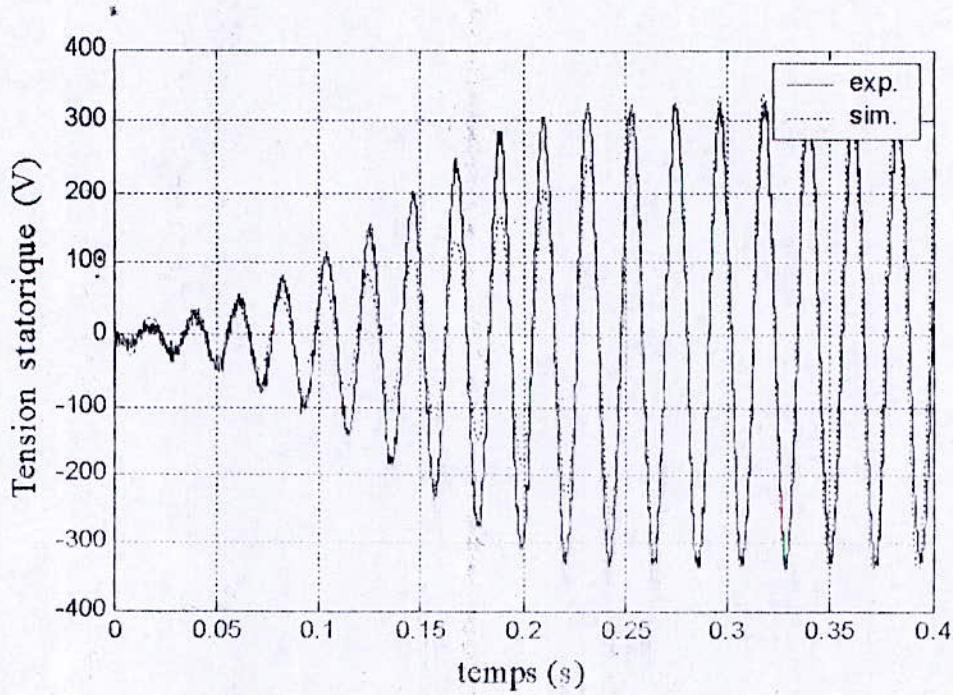


Fig.3.5 Tension d'auto-amorçage à vide, pour $N=1400$ tr/min et $C=90\mu\text{F}$

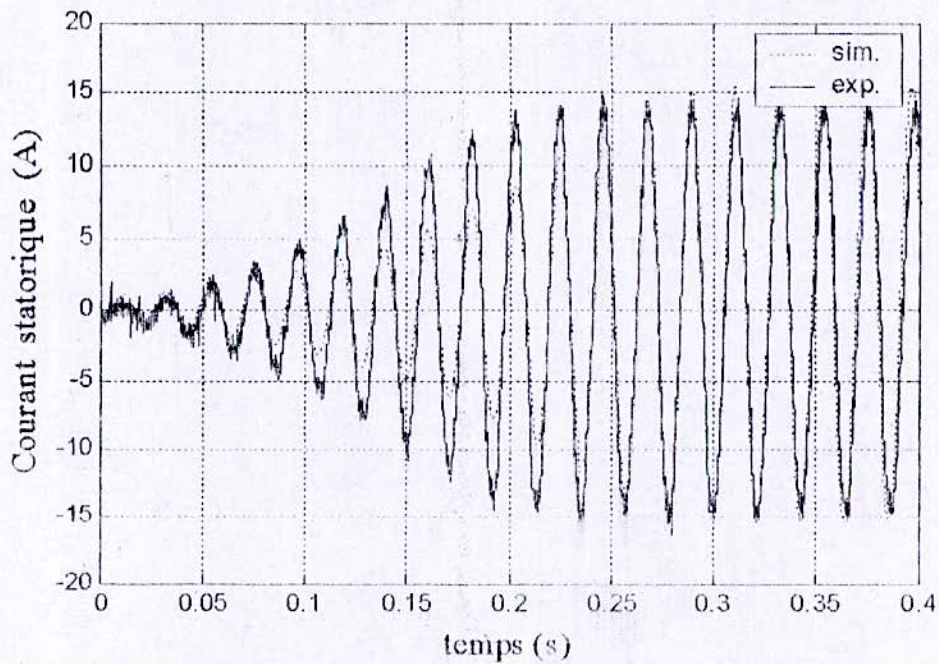


Figure.3.6 -Courant d'auto-amorçage à vide, pour $N=1400$ t/min et $C=90\mu\text{F}$

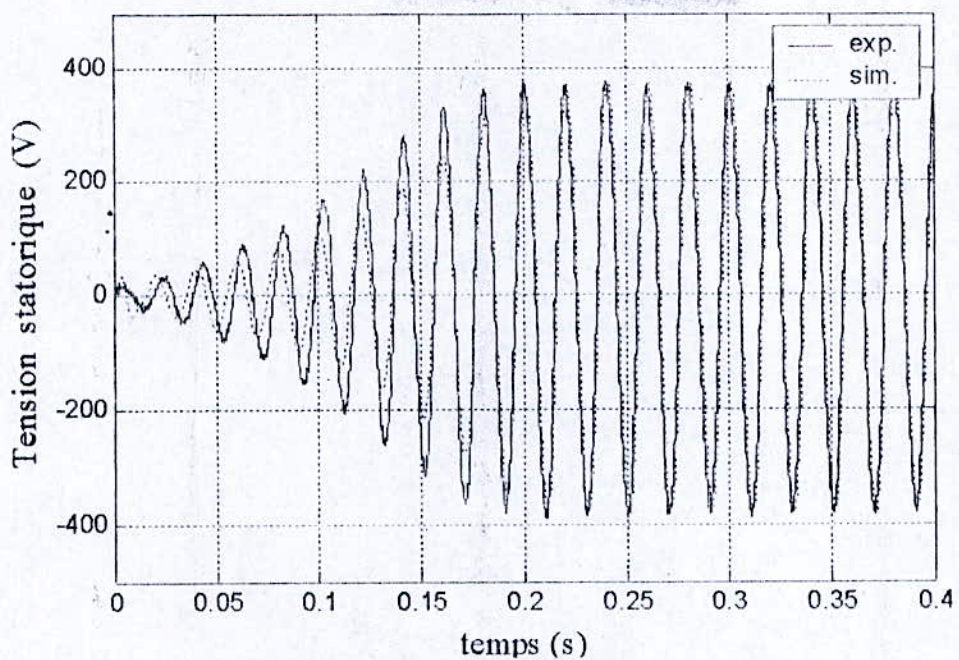


Figure.3.7 -Tension d'auto-amorçage à vide, pour N=1500 t/min et C=90μF

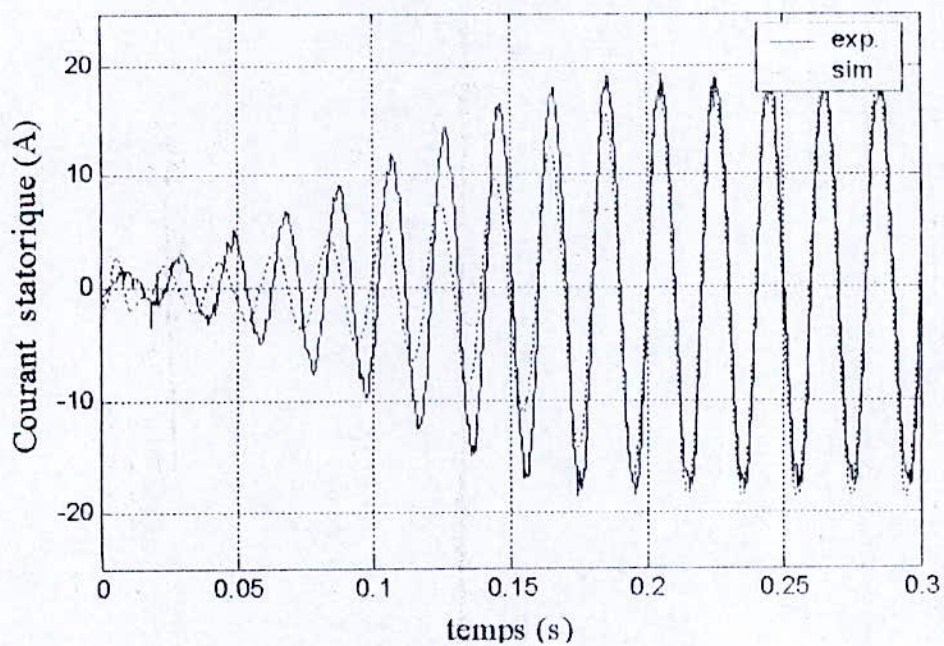


Figure 3.8- Courant statorique d'auto-amorçage à vide , pour N=1500tr/min, C=90uF.

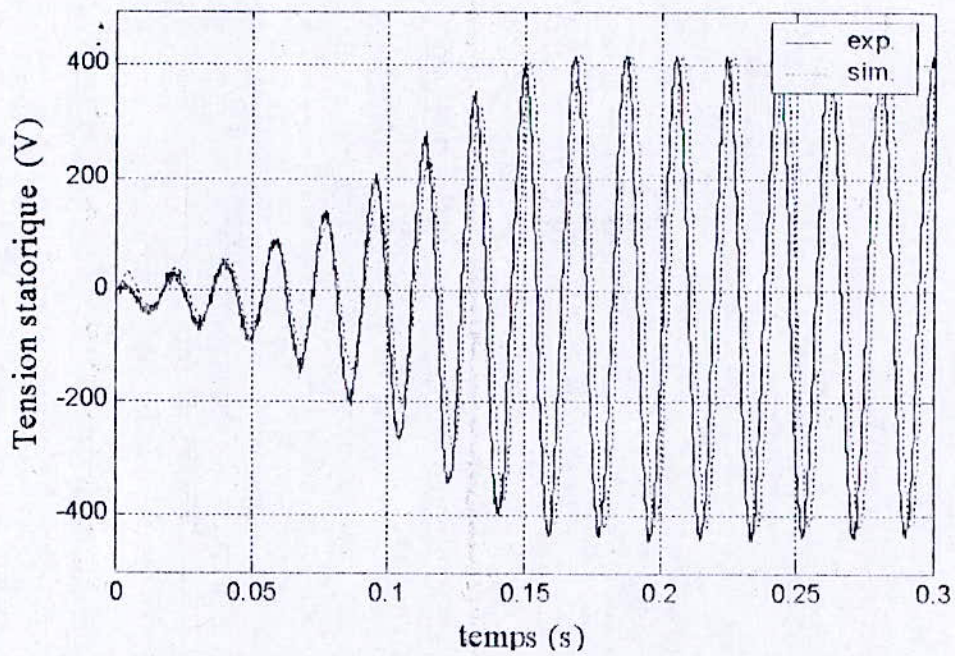


Fig.3.9 Tension d'auto-amorçage à vide pour $N=1600$ tr/min et $C=90\mu\text{F}$

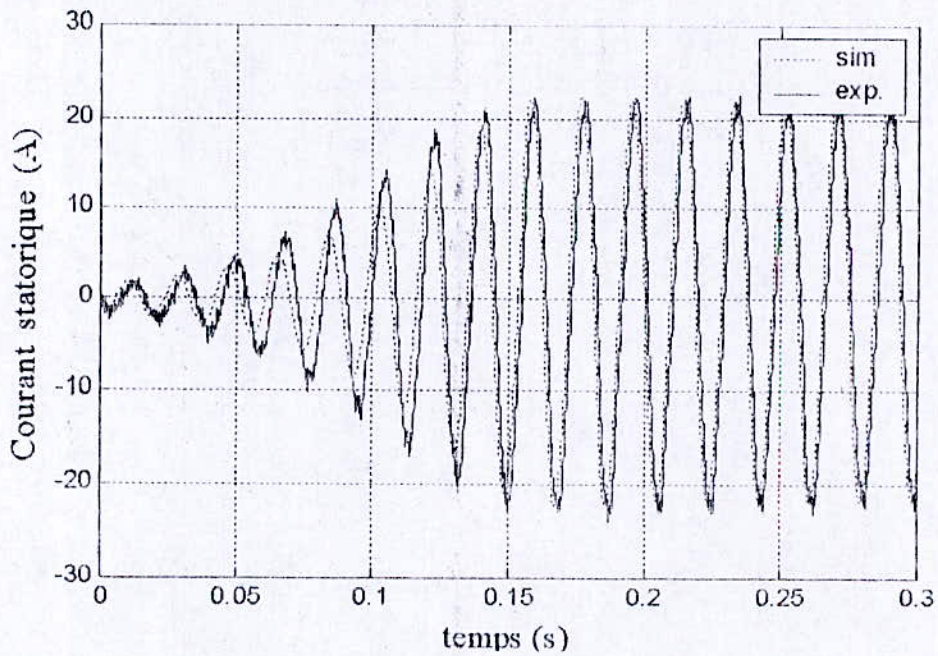


Figure 3.10 -Courant d'auto-amorçage pour $N=1600$ tr/min et $C=90\mu\text{F}$

La comparaison entre les courbes simulées et expérimentales montre la validité du modèle de la machine pour un fonctionnement en générateur asynchrone auto-amorcé.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit l'effet de la saturation dans le modèle dynamique des flux élaboré au deuxième chapitre.

La saturation de la branche magnétisante est indispensable au fonctionnement autonome du générateur. La valeur des condensateurs d'excitation et de la vitesse, influent énormément sur le comportement en régime dynamique et permanent de celui-ci.

Contrairement au modèle linéaire, l'application du modèle saturé en générateur asynchrone autonome à vide a donné des résultats convergents qui décrivent bien le comportement du générateur. La simulation a ainsi permis de valider le modèle.

Chapitre 4

Modélisation du générateur
Asynchrone redressé et régulé

Introduction

Les structures possibles pour faire la conversion d'énergie électromécanique sont nombreuses, et les outils théoriques, seuls, ne peuvent pas prévoir de façon sûre le fonctionnement et les performances d'une machine électrique, encore moins lorsqu'elle est associée à un convertisseur statique. En fait, les solutions viennent de la convergence d'approches théoriques et expérimentales. Les chercheurs ont entrepris d'importantes investigations sur l'association des convertisseurs et des machines électriques pour améliorer les performances des systèmes de puissance [28-31].

Les redresseurs de tension sont particulièrement destinés pour la conversion alternatif-continu, appliquée là où une source continue fixe ou variable est exigée. Ils sont utilisés comme étage d'entrée des onduleurs associés aux machines asynchrones dans les entraînements à vitesse variable. Mais aussi pour stocker de l'énergie électrique dans les batteries d'accumulateurs associées aux systèmes hybrides (photovoltaïques - éoliens). Cette énergie est restituée pendant les périodes naturellement défavorables à sa production.

Dans ce chapitre, il s'agit d'étudier le comportement de l'ensemble générateur asynchrone- redresseur en charge. La décomposition en différents blocs de cet ensemble que nous considérons comme système complexe, est une procédure nécessaire pour sa modélisation.

4.1 Notions

Avant d'entamer la modélisation, nous proposons un bref rappel sur les semi-conducteurs utilisés pour le montage du redresseur et son fonctionnement.

La diode est considérée comme le plus simple des éléments semi-conducteurs de puissance. Elle est passante sous polarisation anode - cathode directe, bloquée sous polarisation inverse.

Pendant la conduction, la diode se caractérise par :

- une chute de tension positive, faible à ces bornes (de l'ordre du volt),
- un courant positif imposé par le circuit dans lequel elle est insérée.

Pendant le blocage :

- une tension négative qui peut prendre des valeurs élevées limitées par la tension inverse maximale que peut supporter la diode.
- un courant inverse, faible par rapport au courant qui circule pendant la phase de conduction.

Le thyristor est amorçable, sous polarisation anode -cathode directe, par une impulsion positive de faible intensité, appliquée sur la gâchette G dont il est muni. Quand il est conducteur, le thyristor se comporte exactement comme la diode et la gâchette perd son pouvoir de contrôle.

Son blocage s'effectue :

- à l'annulation du courant anodique par action d'un circuit extérieur .
- par polarisation inverse, le constructeur indique le temps minimal au-delà duquel le blocage d'une tension direct est possible.

Les redresseurs à thyristors et à diodes se distinguent par leurs modes de commutation (la façon dont sont disposés les enroulements sièges des tensions alternatives). Ils opèrent en commutation, en modifiant périodiquement les connexions entre les bornes où apparaissent les tensions alternatives et celles où l'on recueille la tension redressée.

On trouve généralement trois types de montages redresseurs :

- les montages à commutation parallèle dits à point neutre ;
- les montages à commutation parallèle double appelés redresseur en pont « mixte ou tout thyristors » ;
- les montages à commutation série.

Dans ce qui suit, notre intérêt va porter uniquement sur le redresseur en pont mixte car nous aurons moins de thyristors à commander, avec une plage de variation du retard à l'amorçage deux fois plus grande.

Si un redresseur en pont « tout thyristors » est réversible, c'est à dire qu'on peut voir le transfert de l'énergie s'inverser vers le côté alternatif à partir d'un certain retard à l'amorçage ($\pi/2$), un redresseur en pont « mixte » par contre, exclu ce fonctionnement quelque soit le retard à l'amorçage. En faisant varier l'angle d'amorçage α de 0 à π la tension moyenne redressée chute de sa valeur maximale à zéro.

Tant que α est inférieur à $\pi/3$ on trouve à chaque période deux portions de sinusoïdes.

Lorsque α devient supérieur à $\pi/3$ il y aura des intervalles où les semi-conducteurs se trouvant sur le même bras débitent simultanément, ainsi les bornes du côté continu seront au même potentiel.

4. 2 Modélisation de l'ensemble générateur asynchrone - redresseur

Il s'agit d'étudier le comportement de l'ensemble générateur asynchrone -redresseur- charge. La décomposition en différents blocs de cet ensemble que nous considérons comme système complexe, est une procédure nécessaire pour sa modélisation.

Le système étudié Fig.4.1 comporte les blocs suivants :

- Une source de tension alternative qui n'est autre que celle délivrée par le générateur asynchrone autonome ;
- Un redresseur triphasé en pont mixte ;
- Une charge réelle.

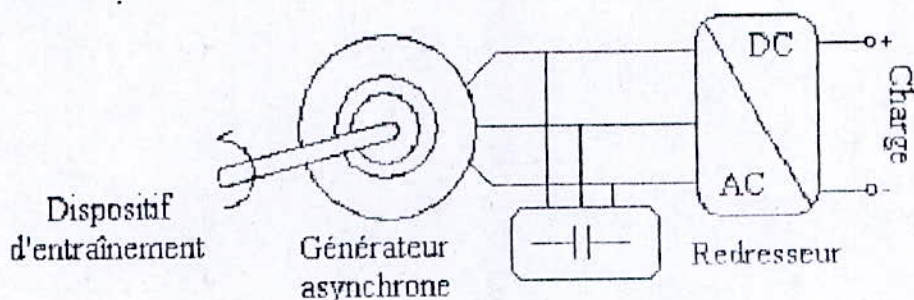


Fig.4.1 -Schéma synoptique du système générateur asynchrone - redresseur

4.2.1 Modélisation de la source

Contrairement aux systèmes de puissance où l'alimentation est modélisée par un réseau à fréquence fixe (système de trois tensions triphasé et équilibré), pour notre cas, l'alimentation du redresseur est assurée par le générateur asynchrone autonome. Ce dernier délivre un système de tensions triphasés équilibrées v_{as} , v_{bs} , v_{cs} .

Il faut remarquer que la fréquence et l'amplitude des ces tensions peuvent varier selon la vitesse d'entraînement et la charge.

4.2.2 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un circuit qui permet d'établir des connexions entre la source et la charge. Sa modélisation, est étroitement liée au modèle choisi pour représenter les semi-conducteurs. La structure du redresseur triphasé en pont mixte avec son alimentation est représentée sur la Fig. 4.2.

Le modèle idéal du redresseur prend en considération les hypothèses suivantes:

- Les semi-conducteurs seront considérés comme parfaits (chute de tension nulle à l'état passant et courant nul à l'état bloqué),
- Commutation instantanée.

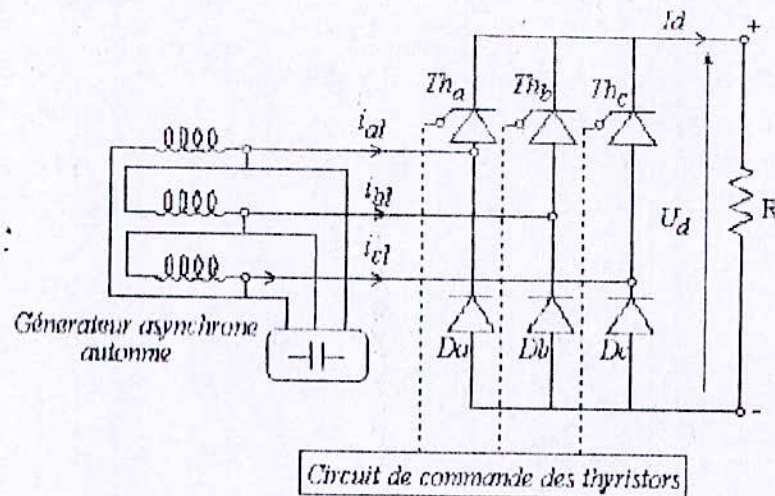


Figure 4.2 - Structure du redresseur triphasé en pont mixte

Nous considérons en plus que les impulsions de tensions aux gâchettes des thyristors ont une durée voisine de la période de la tension redressée.

La séquence de conduction des semi-conducteurs est la suivante :

Le thyristor Th_a correspondant à la phase a peut être enclenché par une impulsion de gâchette et à partir du moment où la tension v_{as} est supérieure à v_{bs} et v_{cs} ;

La diode D_a conduit lorsque v_{as} est supérieure à v_{bs} et v_{cs} . Si celle-ci conduit avant le blocage de Th_a la tension redressée devient nulle. L'amorçage de Th_b par le même procédé, provoque le blocage de Th_a .

En terme d'équations nous écrivons :

Th_i conduit lorsque :

$$v_{is} = \text{Max}(v_{js}) \quad \text{et} \quad F_{ip} = u_c \quad (4.6)$$

Di conduit lorsque :

$$v_{is} = \text{Min}(v_{js}) \quad (4.7)$$

où :

$$i=a, b, c \quad \text{et} \quad j=a, b, c \quad (4.8)$$

F_{ip} et u_c sont respectivement l'onde porteuse et la tension de commande dont l'intersection définit l'angle d'amorçage des thyristors.

La tension redressée est obtenue par l'équation suivante :

$$U_d = \text{Max}(v_{js}) - \text{Min}(v_{js}) \quad (4.9)$$

Le courant à la sortie du redresseur est donné par la loi :

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (4.10)$$

Le redresseur impose, durant la fermeture de ses semi-conducteurs, un courant de charge triphasé :

$$i_{abc} = \begin{cases} I_d & \text{lorsque } Th_{abc} \text{ et } (D_{bca} \text{ ou } D_{cab}) \text{ conduisent} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.11)$$

Ces courants vérifient les équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} v_{qd0s} = \frac{1}{C_{ex}} (i_{d0qs} - i_{qd0l}) \pm \omega_a v_{dqs} \quad (4.12)$$

Avec :

$$i_{qd0s} = T_a(\theta_s) i_{abcs} \quad (4.13)$$

$T_a(\theta_s)$ est la matrice de transformation du circuit stationnaire définie dans le chapitre 2.

4.2.3 Modélisation de la commande

Pour simuler le générateur d'impulsions, nous avons développé un programme qui compare à chaque instant l'onde porteuse, synchronisée sur les tensions d'alimentation du redresseur avec une tension de commande u_c . La loi de commande s'écrit :

$$F_{ip} = u_c \quad (4.16)$$

Tel que :

$$\frac{d}{dt} F_{ip} = k f_i \quad (4.17)$$

f_i est une fonction discrète définie par :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{si } v_{is} > 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.18)$$

k est coefficient choisi de façon à obtenir l'amplitude désirée de l'onde porteuse.

Le signal de commande u_c , proportionnel à l'angle de retard à l'amorçage, peut être élaboré de deux manières différentes:

- soit réglable par un opérateur extérieur ;
- soit asservi par un dispositif de régulation.

L'intersection de la tension de commande avec la porteuse correspondant à la phase (α) provoque l'amorçage du thyristor Th_a . La commande des gâchettes des thyristors est illustrée par la Fig.4.3.

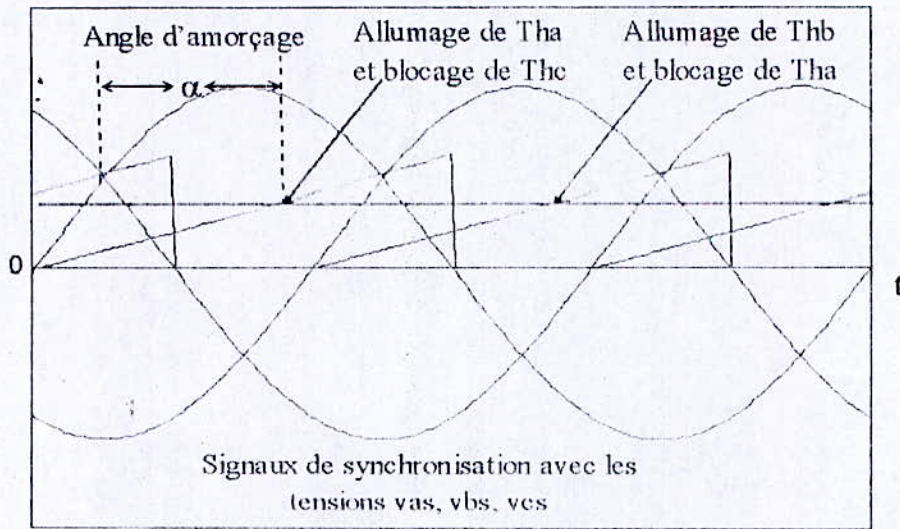


Figure 4.3 -Principe de la commande

La Fig.4.4 montre l'ordre de succession des impulsions des gâchettes.

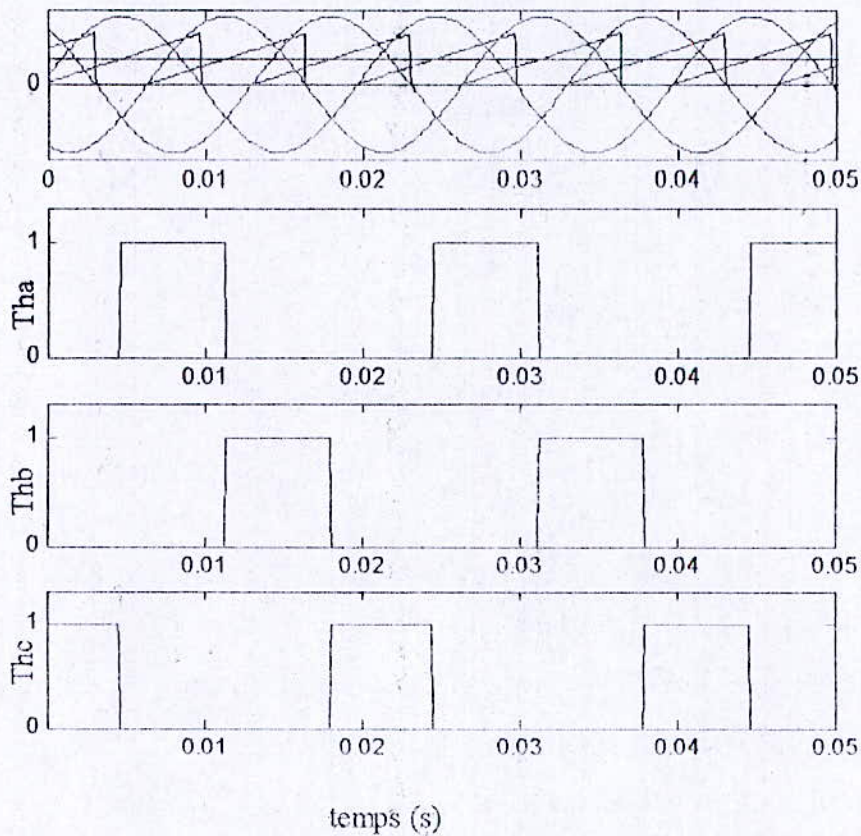


Figure 4.4 Répartition des impulsions de gâchettes

4.3 Régulation de la tension de sortie du redresseur

Un régulateur est traditionnellement schématisé par la Fig. 4.5 suivante :

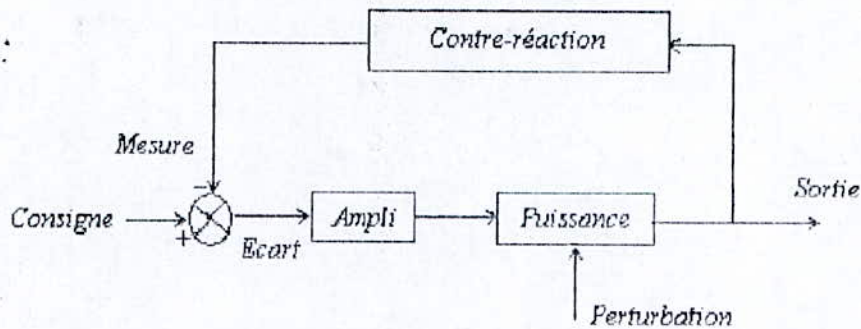


Figure 4.5 – Schéma de principe d'un régulateur

D'une manière générale, l'objectif de la régulation consiste à maintenir une ou plusieurs grandeurs physiques à une valeur de référence (consigne), indépendamment des perturbations extérieures. A chaque instant la sortie, que l'on souhaite contrôler, est renvoyée via un circuit de contre-réaction vers un dispositif effectuant la différence entre la valeur de consigne et la sortie (à un coefficient constant près).

Un amplificateur est chargé d'amplifier l'écart donnée par le comparateur afin d'apporter une correction à la grandeur mesurée. Lorsque l'écart est nul, la sortie reste invariante tant qu'aucune perturbation externe n'intervient pas.

Notre système est appelé à fonctionner a priori dans un environnement susceptible de présenter des perturbations qui sont généralement imprévisibles (variation brusque de la vitesse d'entraînement et/ ou de la charge). Dans notre cas, nous souhaitons maintenir la tension continue à un niveau de (200V), nous ajoutons alors au système donné par la Fig.4.2, un circuit de réglage qui permet de corriger les écarts engendrés par les variations de la charge et de la vitesse.

Pour la régulation, nous utilisons un filtre actif placé en cascade à l'entrée du régulateur PI à base d'amplificateurs opérationnels. Ce dernier agit, sur la tension de commande de façon à ajuster les angles d'amorçage des thyristors dès que la tension de sortie du redresseur tend à s'écarter de la valeur de consigne.

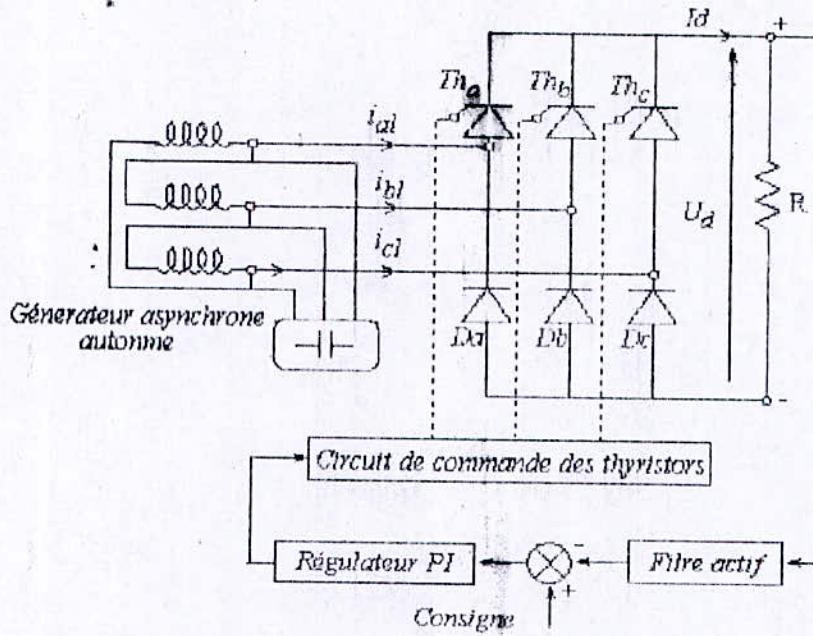


Figure 4.6 – Association du Générateur - Redresseur régulé en tension-Charge

Le filtre actif est à base d'amplificateur opérationnel, voir annexe c.

La fonction de transfert du filtre est la suivante :

$$G(p) = \frac{U_y}{U_{dr}} = - \frac{1 + \tau p}{1 + a \tau p} \tag{4.19}$$

où :

$$\tau = R_{f2} C_f \quad \text{et} \quad a = \frac{R_{fe}}{R_{f1} R_{f2}} (R_{f1} + R_{f2})$$

La constante de temps τ du filtre est de 0.005 s.

U_{dr} est la tension d'entrée redressée (réduite),

U_y est la tension de sortie du filtre.

Un régulateur PI présente deux actions combinées :

- une action proportionnelle $k_p e(t)$, qui est à la base de la constitution de la boucle de régulation .

- une action intégrale $k_i \int_0^t e(t) dt$, qui permet d'éliminer l'erreur statique.

La commande u_c donnée par le régulateur PI, dans sa forme classique est décrite par l'expression [32-33]:

$$u(t) = k_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \tag{4.20}$$

$e(t)$ représente la différence entre la consigne et la valeur mesurée.

T_i est la constante de temps du régulateur.

$$T_i = \frac{k_p}{K_i} \quad (4.21)$$

Les actions du régulateur s'expriment par un gain k_p proportionnel à l'erreur et un temps T_i nécessaire pour que la variation de la sortie u_c soit égale à celle de l'entrée e .

4. 4 Réalisation

Pour la mise en œuvre du système, nous utilisons :

- une source de tensions alternatives, qui est le générateur asynchrone,
- Un redresseur triphasé avec un montage en pont mixte ,
- Un transformateur à point milieu, 220/15 V,
- Une alimentation stabilisée du laboratoire,
- Un filtre actif,
- Un régulateur PI.

Le redresseur comprend deux parties :

- Une carte « puissance » qui est le redresseur. Sur cette carte on trouve les semi-conducteurs de puissance (trois thyristors à cathode commune et trois diodes à anode commune) et les opto- coupleurs assurant le découplage entre la commande et la puissance. Les diodes et les thyristors seront choisis en fonction des tensions directe et inverse maximales qui leur seront appliquées
- Une carte « commande analogique » qui génère les impulsions d'amorçage des trois thyristors.

Les principales contraintes concernant la commande sont relatives à l'isolement galvanique, compte tenu des niveaux de tension différents et la synchronisation qui doit être particulièrement soignée.

Pour générer les signaux de gâchettes, nous utilisons un circuit intégré à commande synchronisé du type TCA 785. Il est caractérisé par une reconnaissance précise du passage par zéro des tensions et un fonctionnement possible en triphasé (3 TCA).

4.5 Résultats de la simulation et de l'expérience

Nous présentons dans les paragraphes qui suivent, les résultats de la simulation numérique et ceux des acquisitions, du fonctionnement en charge. Nous tenterons de donner les transitoires des différentes grandeurs électriques lors de la connexion d'une charge donnée et des variations brusques de la charge, à partir du régime établi.

Notons que lors de l'expérience, nous avons utilisé un interrupteur classique et cela peut conduire à une mise sous tension non simultanée des trois phases pendant un laps de temps. Toutefois nous nous n'intéressons pas à l'étude du régime transitoire particulièrement. Le problème que nous avons rencontré réside dans la difficulté à capter la période transitoire du signal relevé. A ce propos, nous donnons les résultats obtenus en régime permanent.

4.5.1 Résultats obtenus suite à la connexion de la charge réelle.

Les Fig. 4.7 représentent les tensions redressées simulées et expérimentales, en régime établi suite à l'application d'un échelon de résistance de valeur $R1$ égale à 175.5Ω , la vitesse est à 1500 tr/min.

Les Fig.4.8 représentent les tensions à la sortie du filtre actif, ramenées à la valeur réelle, simulées et expérimentales, en régime établi suite à l'application d'un échelon de résistance de valeur $R1$.

Les Fig.4.9 représentent les tensions redressées simulées et expérimentales, en régime établi suite à l'application d'un échelon de résistance de valeur $R2$ égale à 87.75Ω , la vitesse est à 1458tr/min.

Les Fig.4.10 représentent les tensions redressées simulées et expérimentales, en régime établi suite à l'application d'un échelon de résistance de valeur $R3$ égale à 59Ω , la vitesse est à 1427tr/min.

A partir des données des courbes expérimentales, on a calculé les valeurs moyennes des tensions redressées en utilisant un filtre butterworth qui est un filtre digital passe-bas de fréquence de coupure égale à 0.0004 s .

Nous constatons que la valeur crête et la fréquence de la tension continue varient en fonction de la charge. Cependant, elle garde pratiquement la même valeur moyenne (200 V). Cette remarque trouve son explication :

Etant donné que nous avons réglé à la consigne à un échelon de 200 V, le régulateur agit sur la tension redressée instantané de façon à ramener sa valeur moyenne à la valeur de consigne et ce pour différentes résistances de charge.

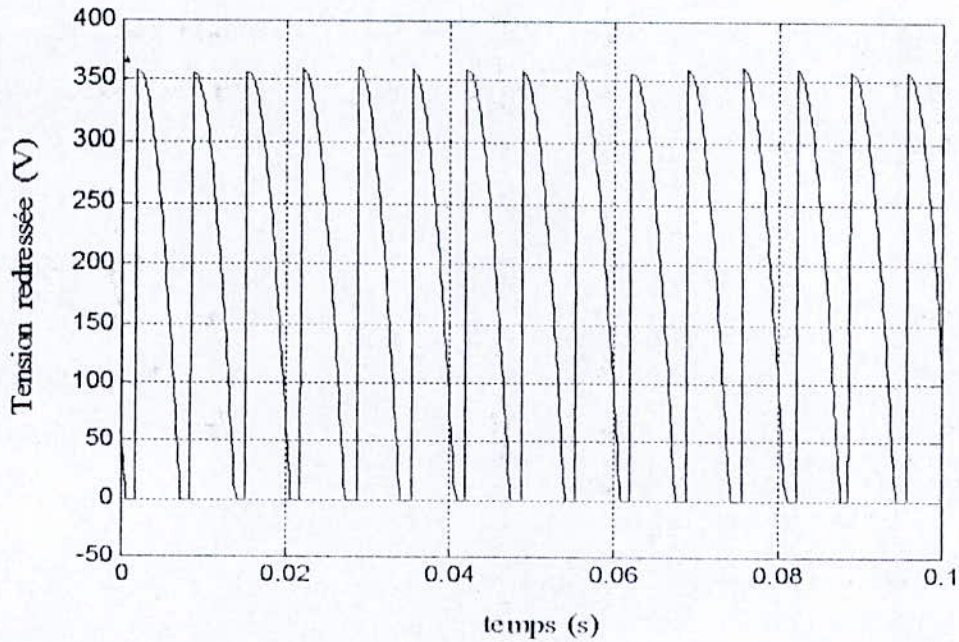


Figure 4.7a -Régime permanent de la tension redressée obtenue par simulation, suite à application d'un échelon de résistance R_1

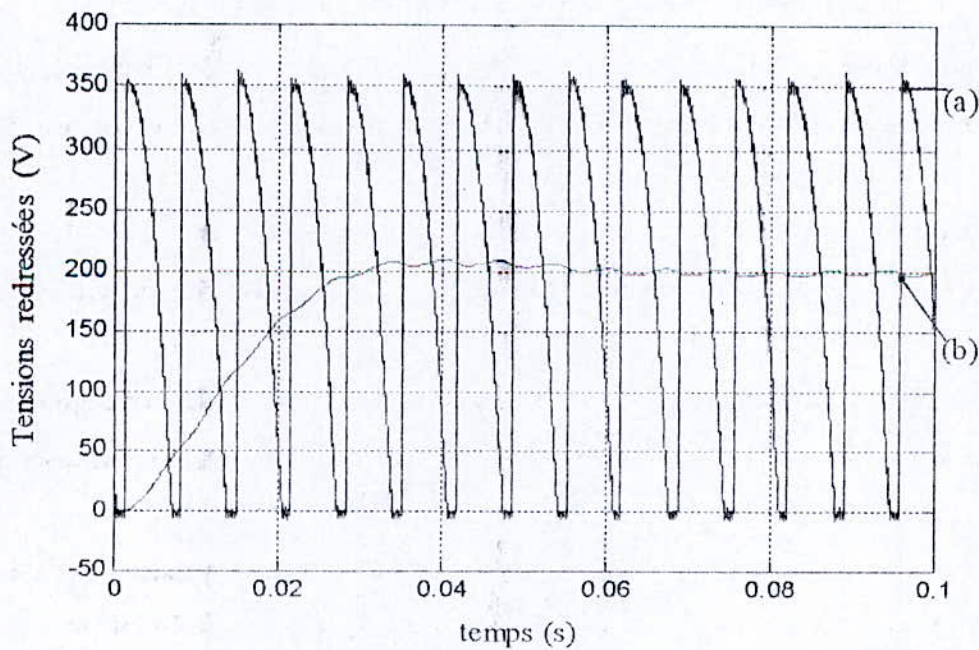


Figure 4.7b -Régime permanent de la tension redressée obtenue expérimentalement, suite à l'application d'un échelon de résistance R_1

(a) - tension redressée instantanée

(b) - tension moyenne reconstituée à partir de l'acquisition des données de la tension redressée.

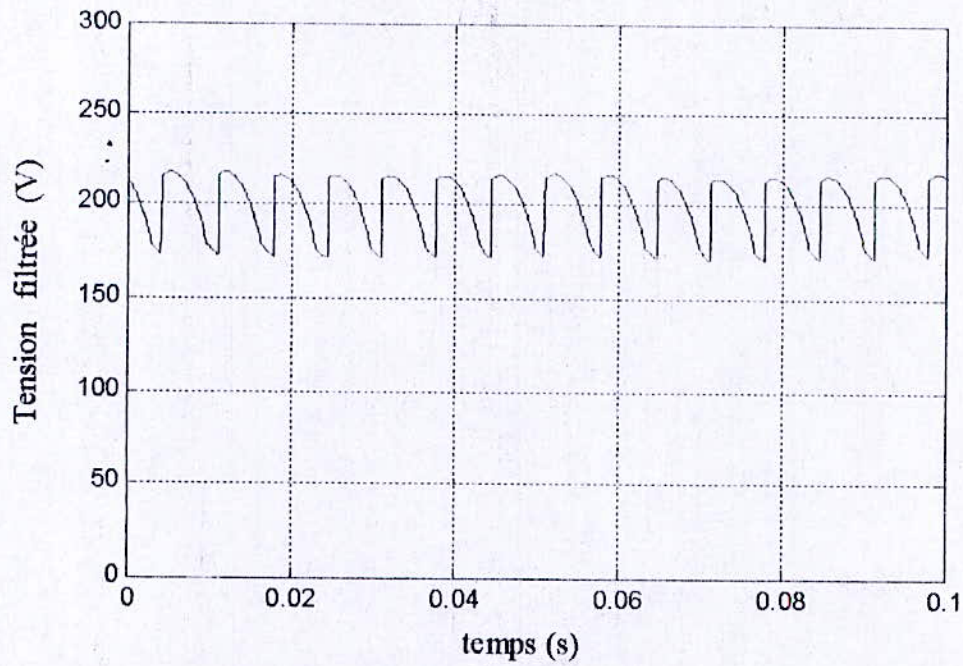


Figure 4.8a -Régime permanent de la tension à la sortie du filtre actif, ramenée à la valeur réelle, obtenue par simulation, après application d'un échelon de résistance R1

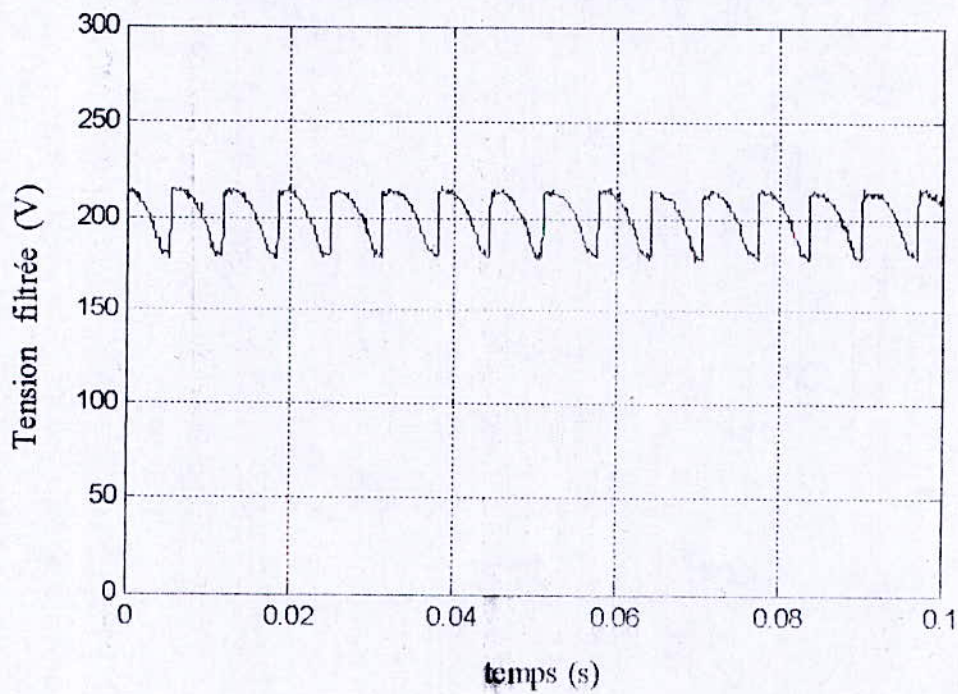


Figure 4.8b -Régime permanent de la tension à la sortie du filtre actif, ramenée à la valeur réelle, obtenue expérimentalement, après application d'un échelon de résistance R1

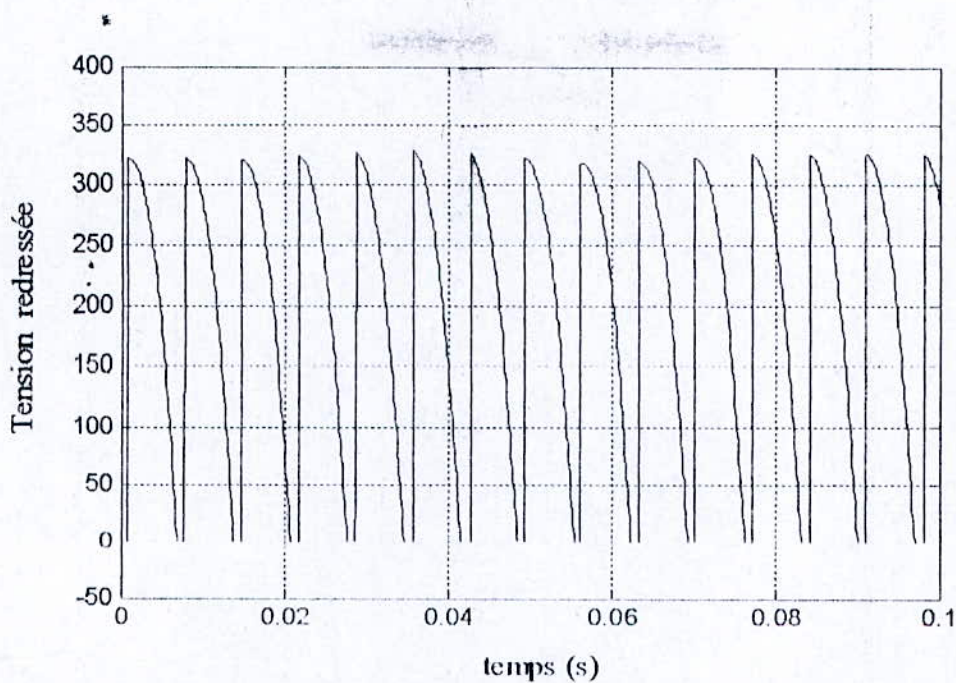


Figure 4.9a - Régime permanent de la tension redressée obtenue par simulation, suite à l'application d'un échelon de résistance R2

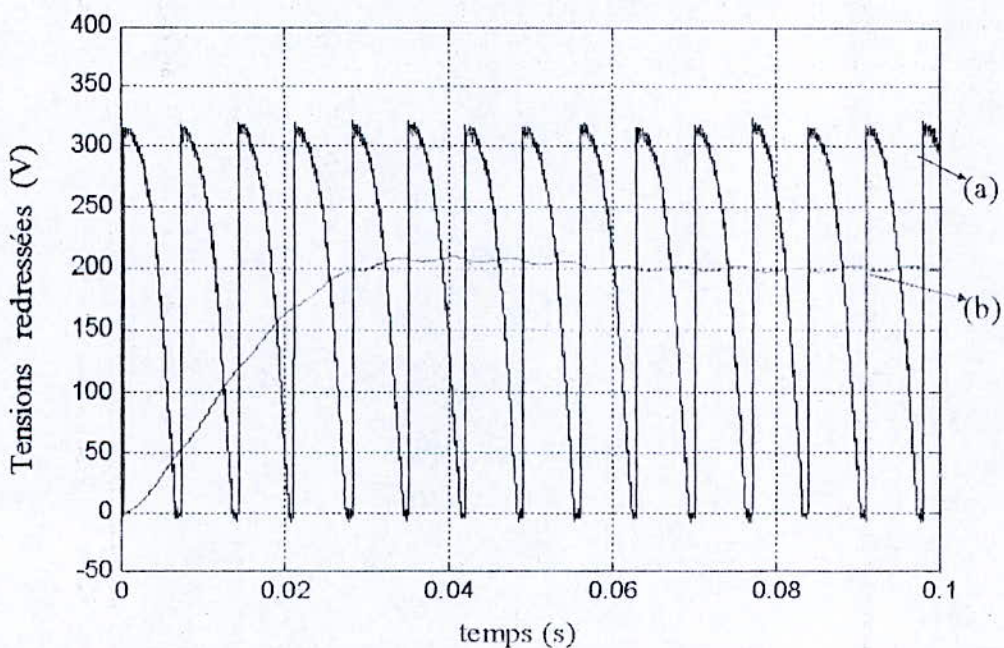


Figure 4.9 b- Régime permanent de la tension redressée obtenue expérimentalement, suite à l'application d'un échelon de résistance R2

(a) - tension redressée instantanée

(b) - tension moyenne reconstituée à partir de l'acquisition des données de la tension redressée.

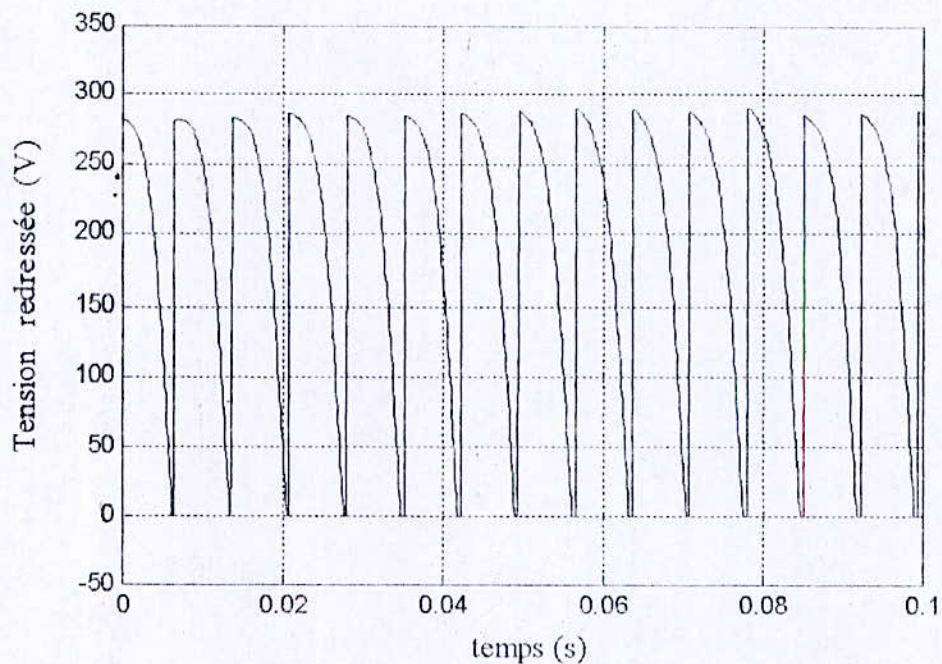


Figure 4.10a - Régime permanent de la tension redressée obtenue par simulation, suite à l'application d'un échelon de résistance R_3

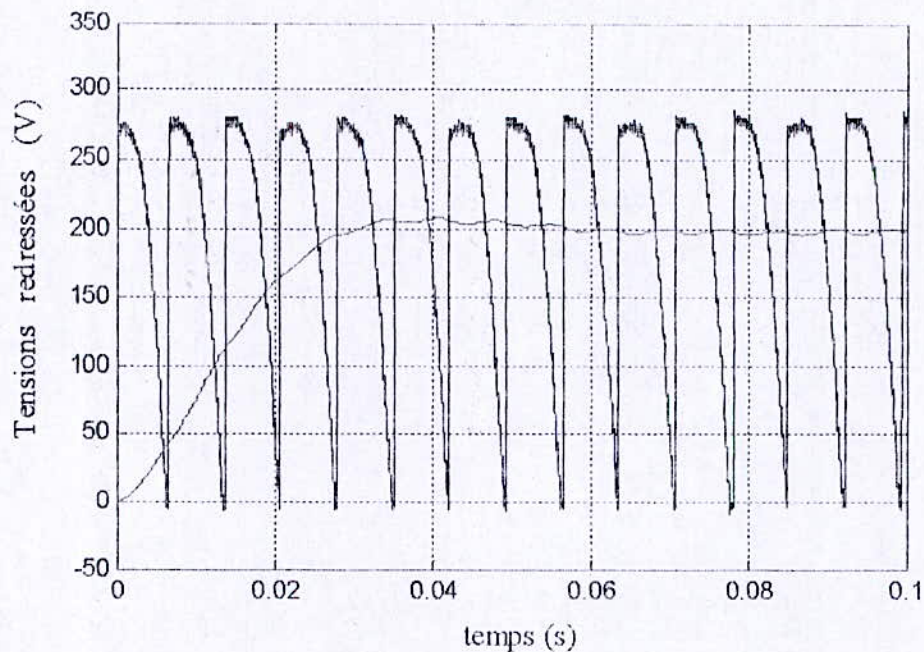


Figure 4.10 b- Régime permanent de la tension redressée obtenue expérimentalement, suite à l'application d'un échelon de résistance R_3

(a) - tension redressée instantanée

(b) - tension moyenne reconstituée à partir de l'acquisition des données de la tension redressée.

4.5.2 Résultats obtenus suite à des variations brusques de la charge

Les Fig. (4.10) à (4.13) représentent la réponse du système en boucle fermée suite à des augmentations brusques de la résistance de charge.

Les Fig.4.10 donnent les tensions obtenues par simulation et expérimentalement, suite à une augmentation de la valeur de la charge R de 87.75Ω à 175Ω , la vitesse d'entraînement passe de 1410 tr/min à 1458 tr/min . L'amplitude de la tension redressée augmente d'environ 40 V .

Bien que l'amplitude et la fréquence de la tension redressée varient en fonction de la charge, nous constatons que la tension redressée moyenne reconstitué à partir de l'acquisition des données de la tension redressée (Fig.4.11b) reste à un niveau de 200 V .

Nous donnons à la Fig.(4.11b), la courbe simulée de la variation de l'angle d'amorçage des thyristors. Pour garder la tension à une valeur moyenne fixe, l'angle d'amorçage augmente d'environ 7° .

Les Fig.(4.12) donnent les tensions obtenues par simulation et expérimentalement, suite à une augmentation de la valeur de la charge R de 44Ω à 87.75Ω , la vitesse d'entraînement passe de 1510 tr/min à 1560 tr/min . L'amplitude de la tension redressée augmente de 70 V .

Nous donnons aux Fig.(4.13) la tension réelle simulée est expérimentale, à la sortie du filtre actif.

Les Fig.(4.14) représentent le transitoire de la tension redressée, ainsi que la tension moyenne reconstituée à partir de cette dernière en utilisant un filtre passe-bas, suite à une diminution brusque de la résistance R de 175.5Ω à 58.5Ω , la vitesse passe de 1458 tr/min à 1387 tr/min .

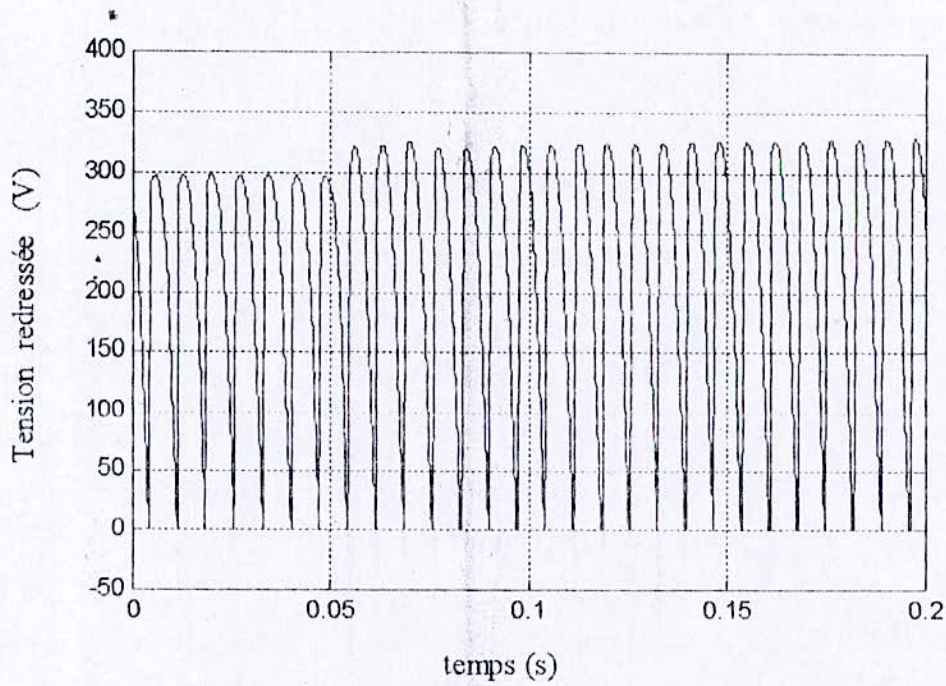


Figure 4. 10a -Transitoire de la tension redressée suite à une augmentation brusque de la résistance de charge R , $R=87.75 \Omega - 175.5 \Omega$, $N=1410 \text{ tr/min}-1458 \text{ tr/min}$

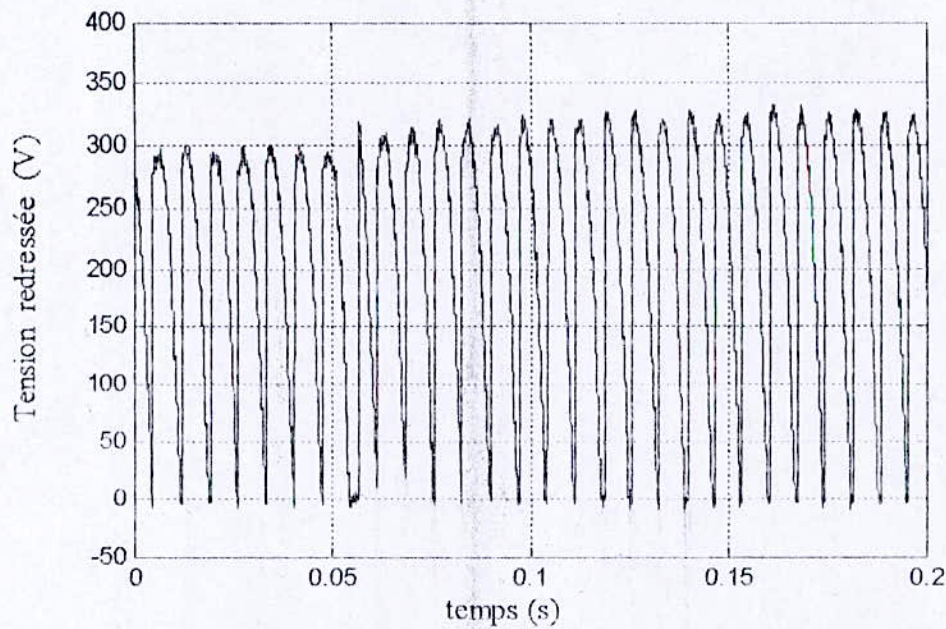


Figure 4.10b- Transitoire de la tension redressée suite à une augmentation brusque de la résistance de charge R , $R=87.75 \Omega - 175.5 \Omega$, $N=1410 \text{ tr/min}-1458 \text{ tr/min}$

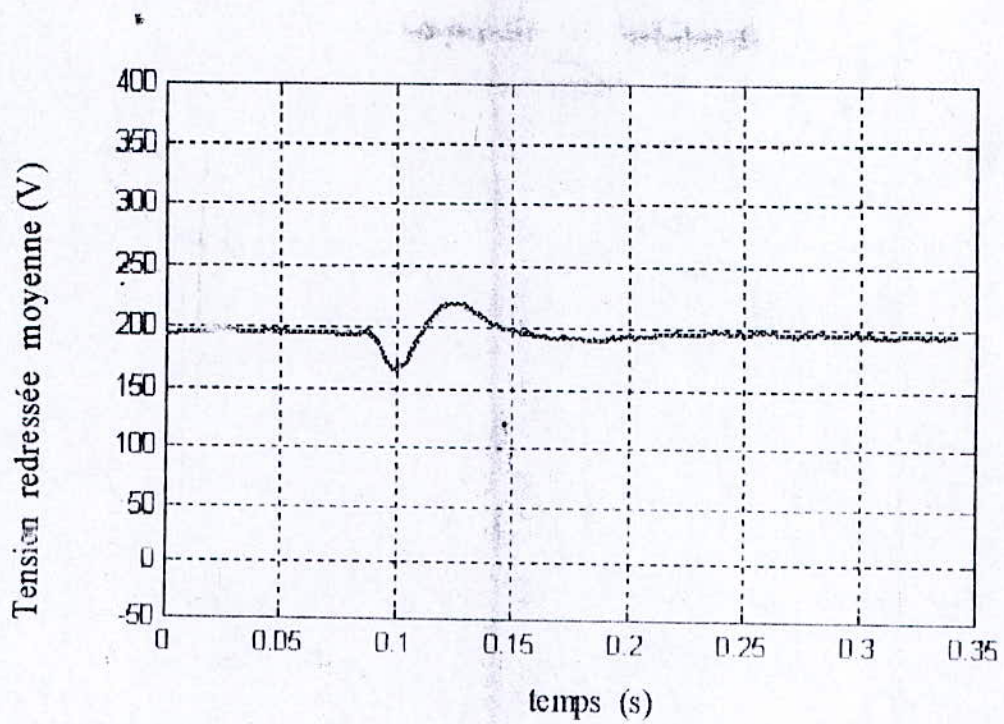


Figure 4.11a -Tension redressée moyenne reconstituée à partir des données de l'acquisition de la tension redressée instantanée, suite à une variation brusque de la charge R de 87.75 Ω à 175.5Ω, N(1410 -1458) tr/min

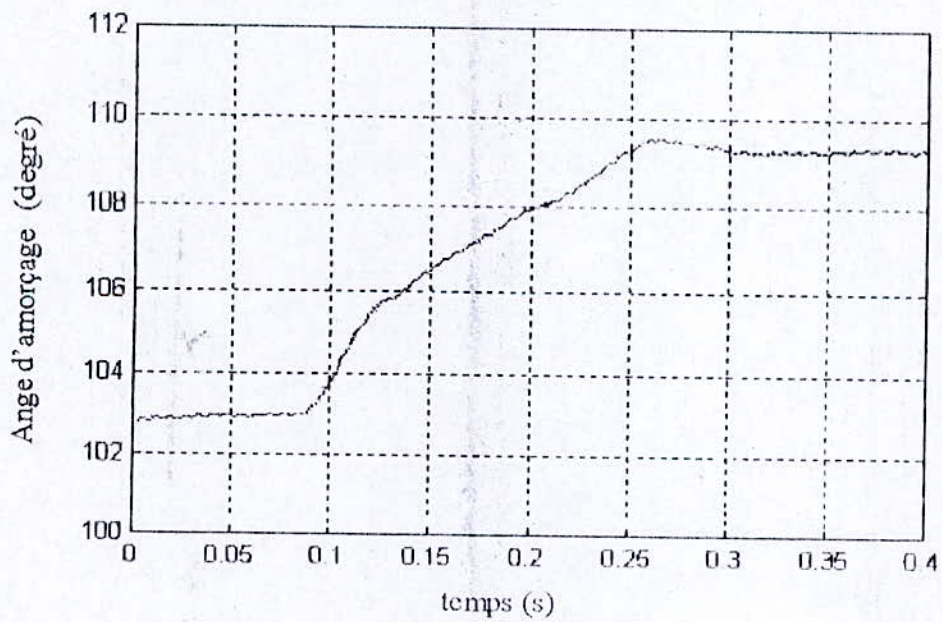


Figure 4. 11b- Angle d'amorçage des thyristors obtenu par simulation suite à une variation de la charge R de 87.75 Ω à 175.5 Ω, N(1410 -1458) tr/min

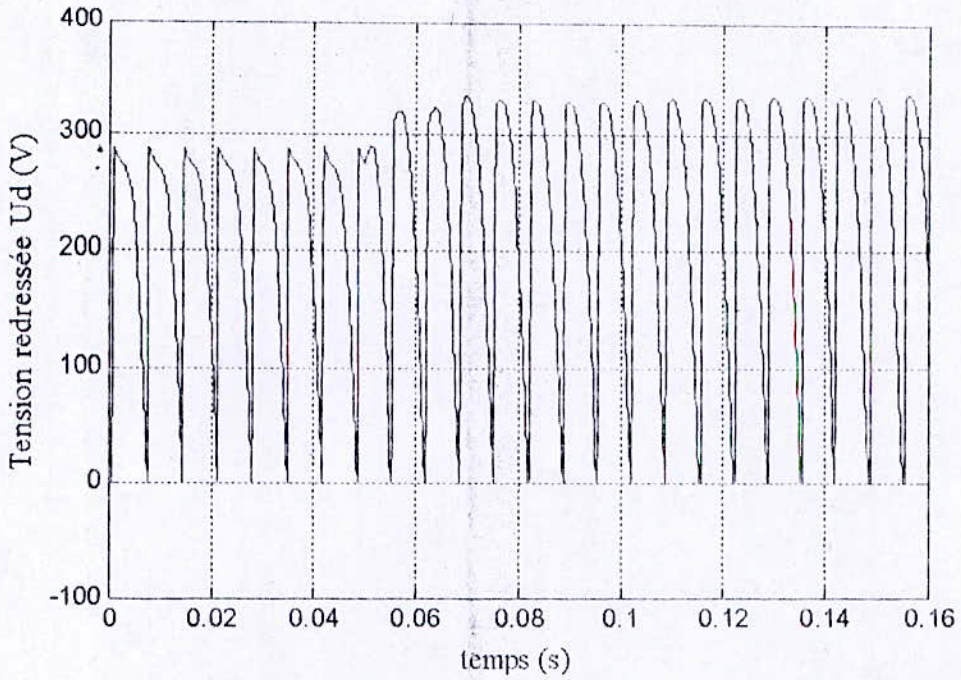


Figure 4.12a- Transitoire de la tension redressée obtenue par simulation, suite à une augmentation brusque de la résistance de charge de R4 à R2

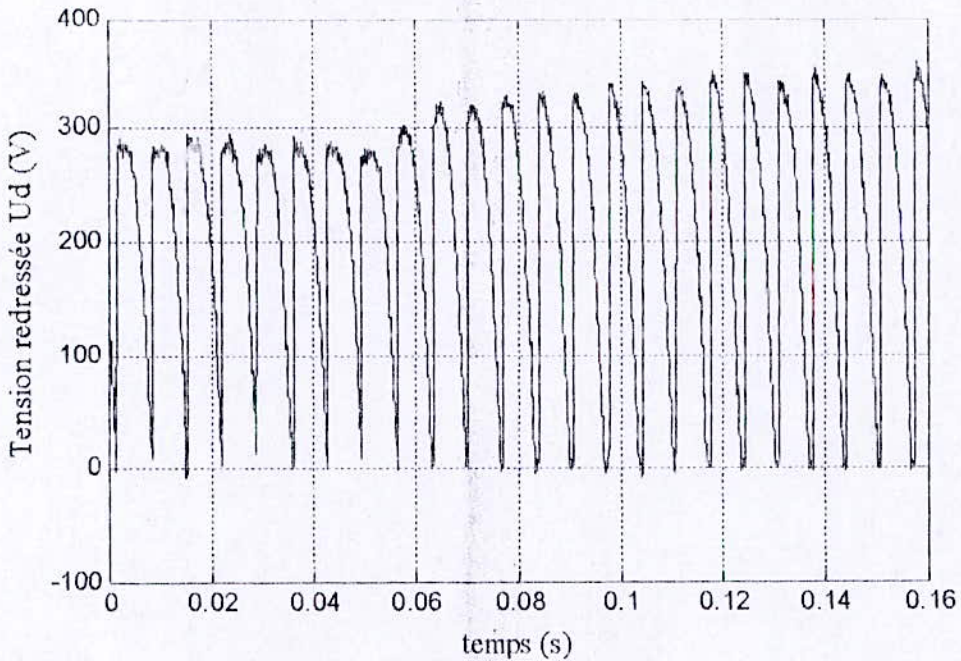


Figure 4.12b - Transitoire de la tension redressée obtenue expérimentalement, suite à une augmentation brusque de la résistance de charge de R4 à R2

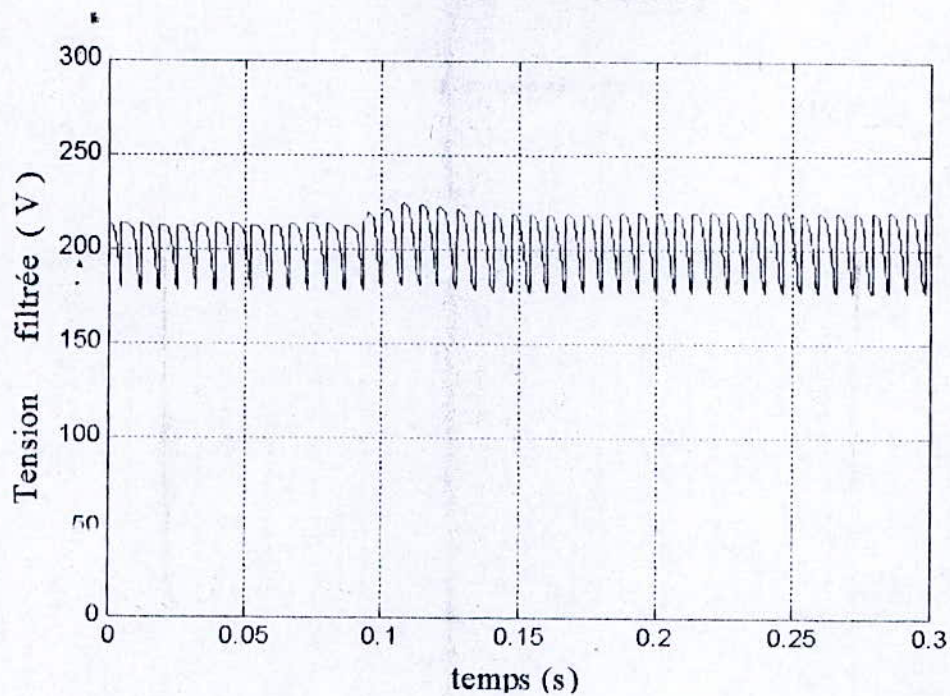


Figure 4.13a-Transitoire de la tension filtrée ramenée à la valeur réelle, obtenue par simulation, suite à une augmentation brusque de la résistance de charge de R4 à R2

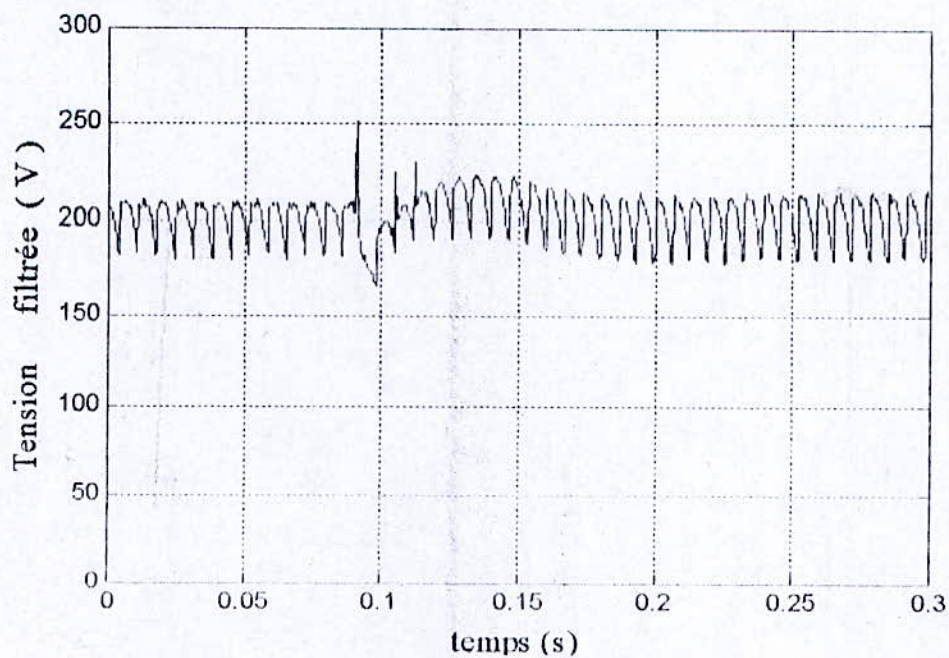


Figure 4.13b - Transitoire de la tension filtrée ramenée à la valeur réelle, obtenue expérimentalement, suite à une augmentation brusque de la résistance de charge de R4 à R2

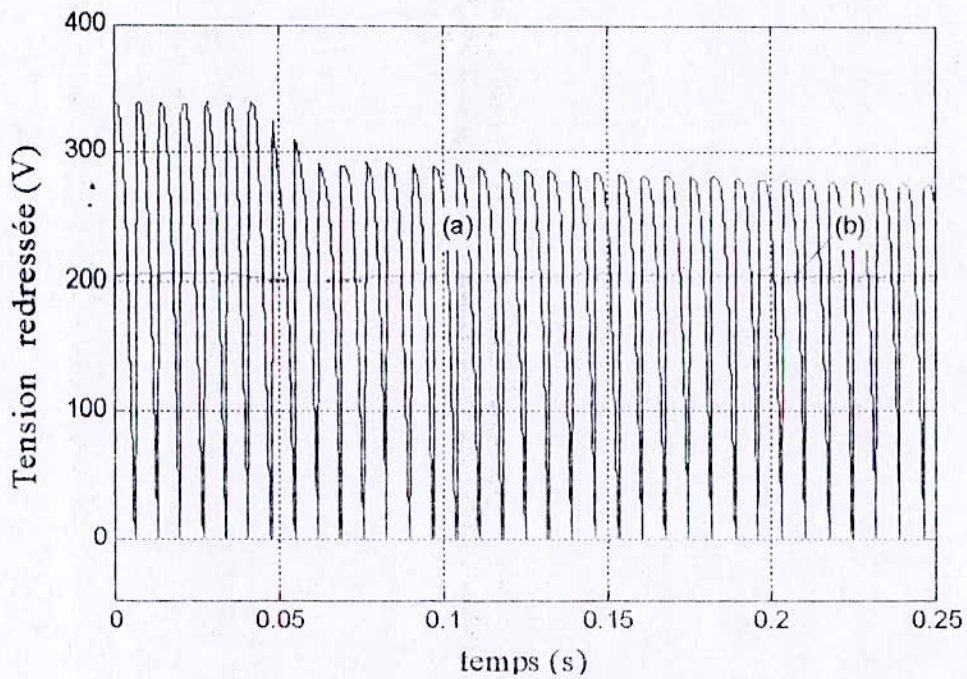


Figure 4.14a- Réponse du système suite à une diminution brusque de la résistance de charge de R1 à R3.

- (a) – Tension redressée obtenue par simulation
- (b) – tension redressée moyenne reconstituée à partir des données de la tension redressée instantanée

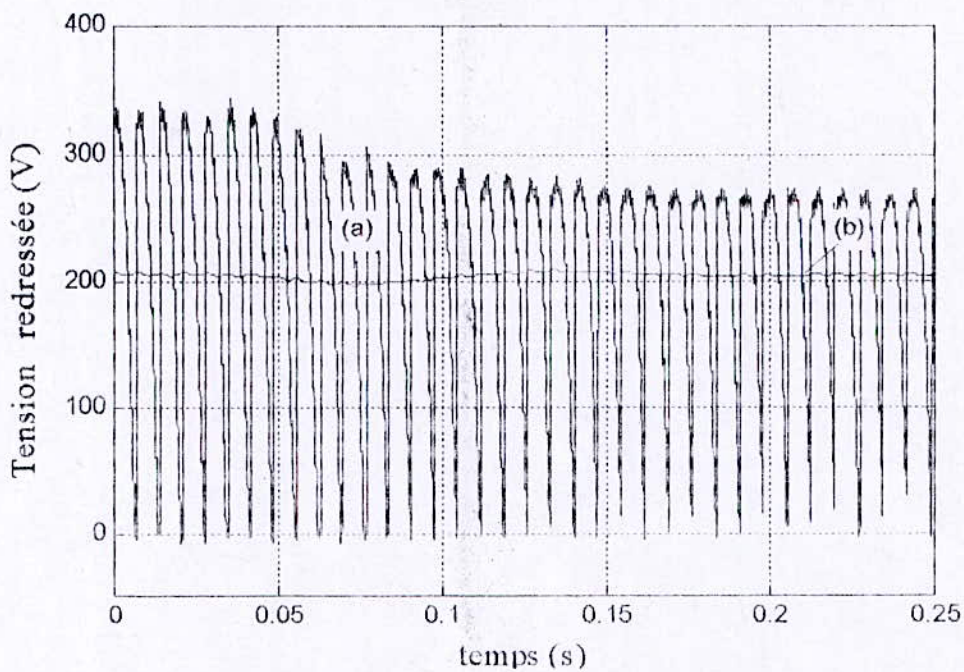


Figure 4.14b- Réponse du système suite à une diminution brusque de la résistance de charge de R1 à R3

- (a) – Tension redressée obtenue expérimentalement
- (b) – tension redressée moyenne reconstituée à partir des données de la tension redressée

4.5.2 Influence de la charge sur le générateur asynchrone

Dans les paragraphes précédents, nous avons étudié les transitoires des tensions continues, lors des variations brusques de la charge résistive. On a remarqué que la variation de la tension continue instantanée n'inclut pas sa valeur moyenne.

Dans ce qui suit, nous étudions l'effet de connexion et la variation brusque de la charge sur le générateur asynchrone.

Les Fig.(4.15) donnent le régime permanent de la tension et du courant statorique en charge.

On distingue une nette différence en amplitude entre le courant statorique simulé et celui obtenu par l'expérience, à notre avis cela est dû au fait que dans le modèle du redresseur, nous avons négligé la chute de tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance.

Sur les Fig.(4.16) et (4.17) sont données les transitoires de la tension et du courant statoriques simulées et expérimentaux, suite à la connexion d'une charge R égale à 175.75Ω .

Les Fig.(4.17) et (4.17) donnent le transitoire de la tension et du courant statoriques lors de la connexion d'une charge sur le générateur asynchrone.

Les Fig.(4.18) donnent la tension statorique suite à une variation brusque de la charge.

Nous remarquons que plus la résistance de charge diminue, plus la chute de tension augmente. Cette chute de tension est due à la sous excitation du générateur asynchrone.

En effet plus la résistance diminue plus le courant de charge augmente. Ce courant fait augmenter les chutes de tension inductives et résistives de la machine.

Le courant d'excitation dépend de la tension aux bornes des condensateurs, qui eux, sont branchés parallèlement aux bornes statoriques de la machine. D'où la diminution de l'énergie d'excitation.

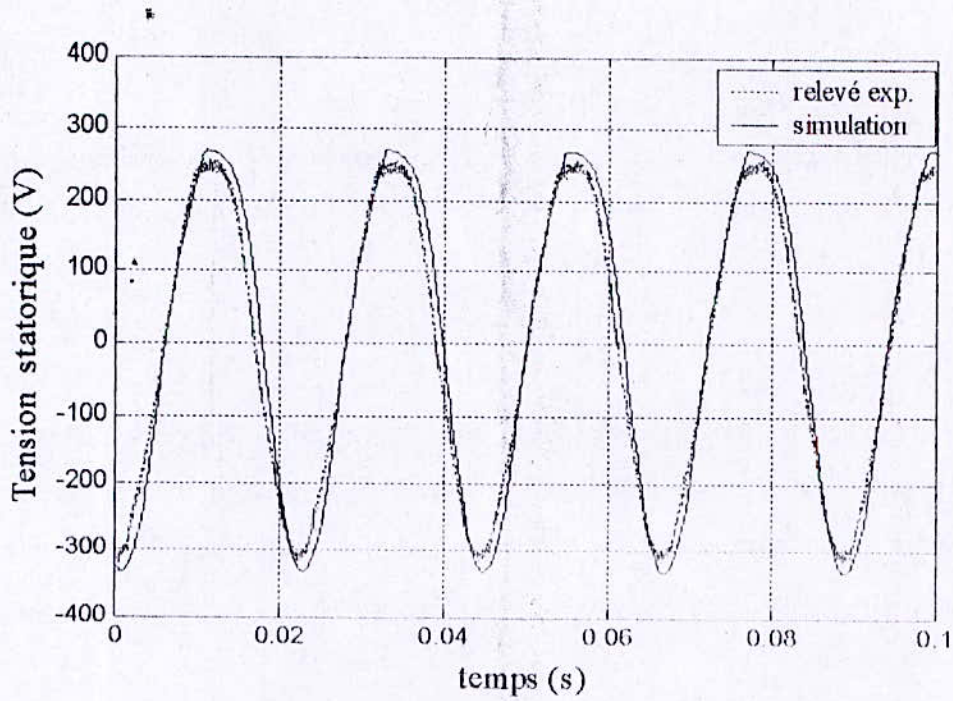


Figure 4. 15a- Allure de la tension d'entre phases statorique en régime établi, suite à l'application d'une charge R de 58.5Ω , $N=1387\text{tr/min}$.

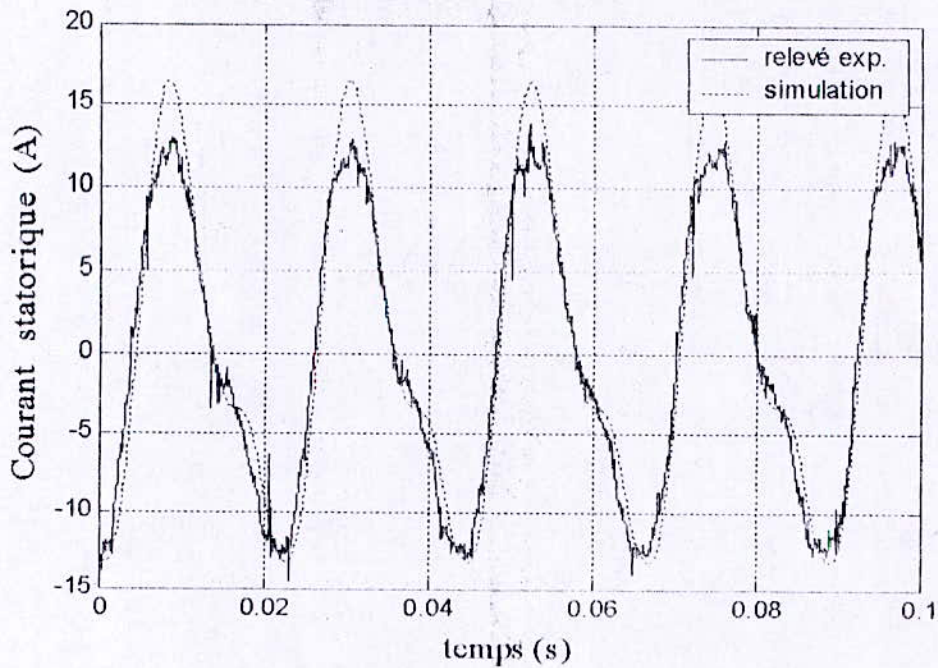


Figure 4. 15b- Allure du courant statorique en régime établi, suite à l'application d'une charge R de 58.5Ω , $N=1387\text{tr/min}$.

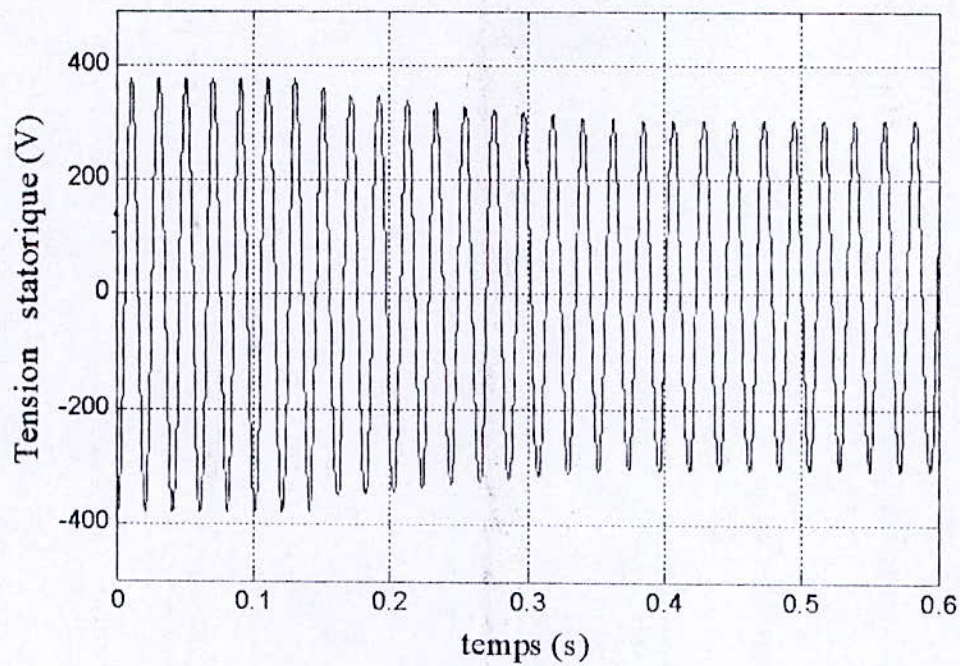


Figure 16a- Transitoire de la tension statorique obtenue par simulation, suite à une connexion d'une charge R de 87.75Ω , $N=1380\text{tr/min}$

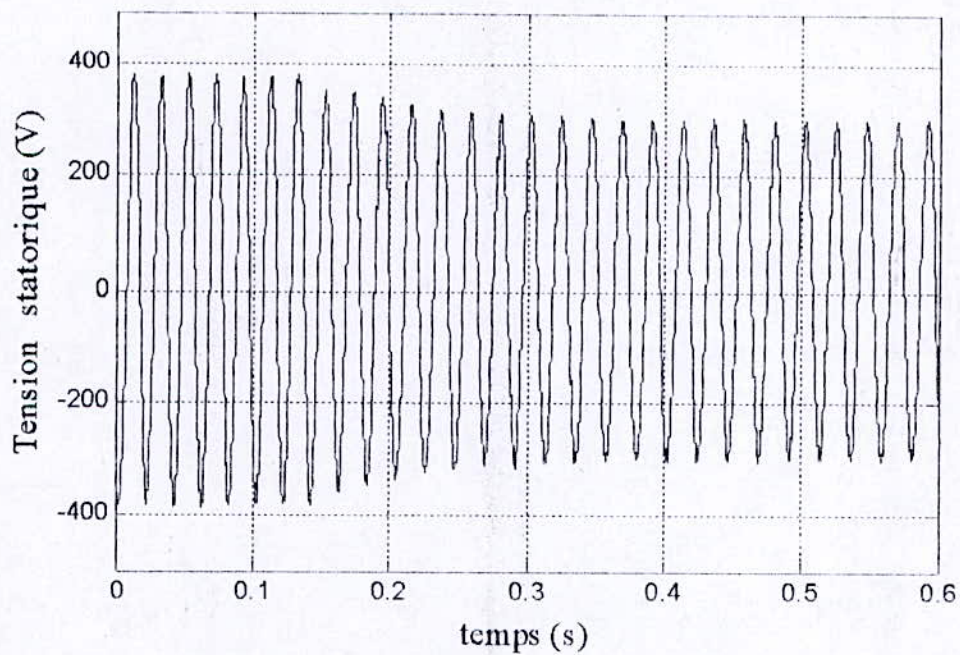


Figure 16b- Transitoire de la tension statorique obtenue expérimentalement, suite à une connexion d'une charge R de 87.75Ω , $N=1380\text{tr/min}$

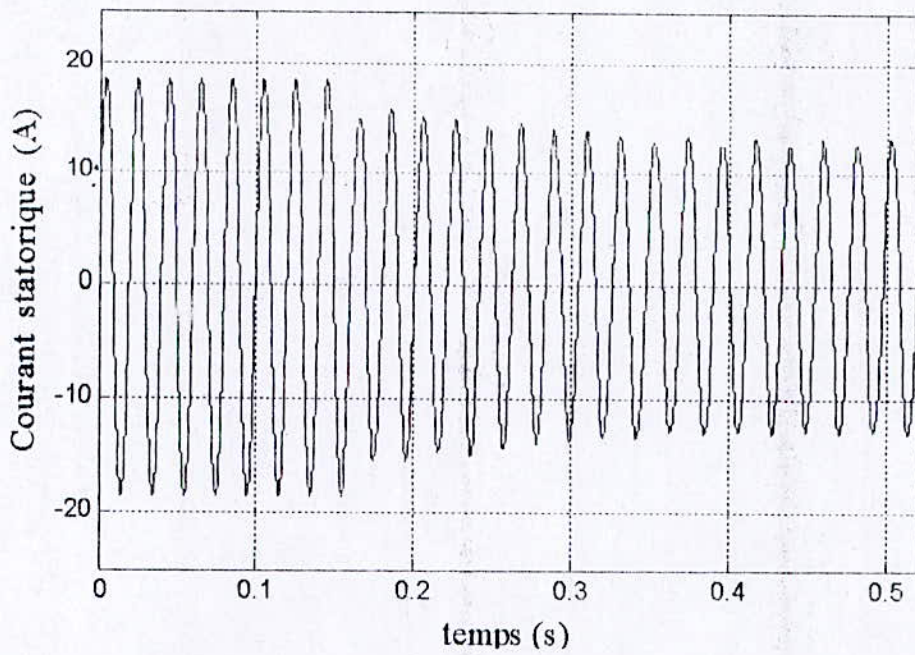


Figure 17a- Transitoire du courant statorique obtenue expérimentalement, suite à une connexion d'une charge R de 87.75Ω , $N=1410\text{tr/min}$

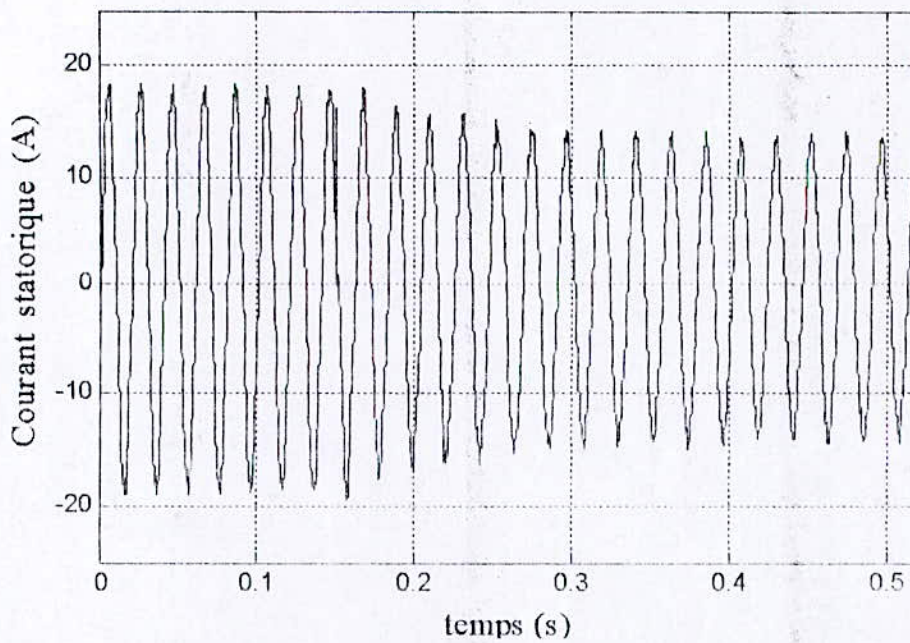


Figure 17a- Transitoire du courant statorique obtenue expérimentalement, suite à une connexion d'une charge R de 87.75Ω , $N=1410\text{tr/min}$

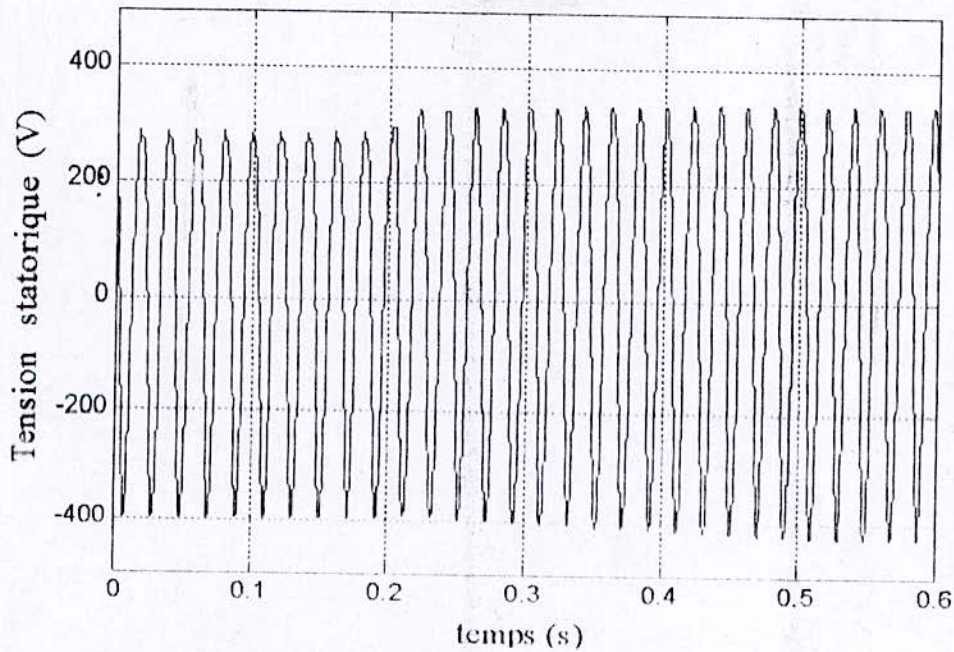


Figure 4.18a - Transitoire de la tension statorique obtenue par simulation, suite à une augmentation brusque de la charge $R=43.87\Omega - 87.75\Omega$, $N=1500 \text{ tr/min} - 1560 \text{ tr/min}$

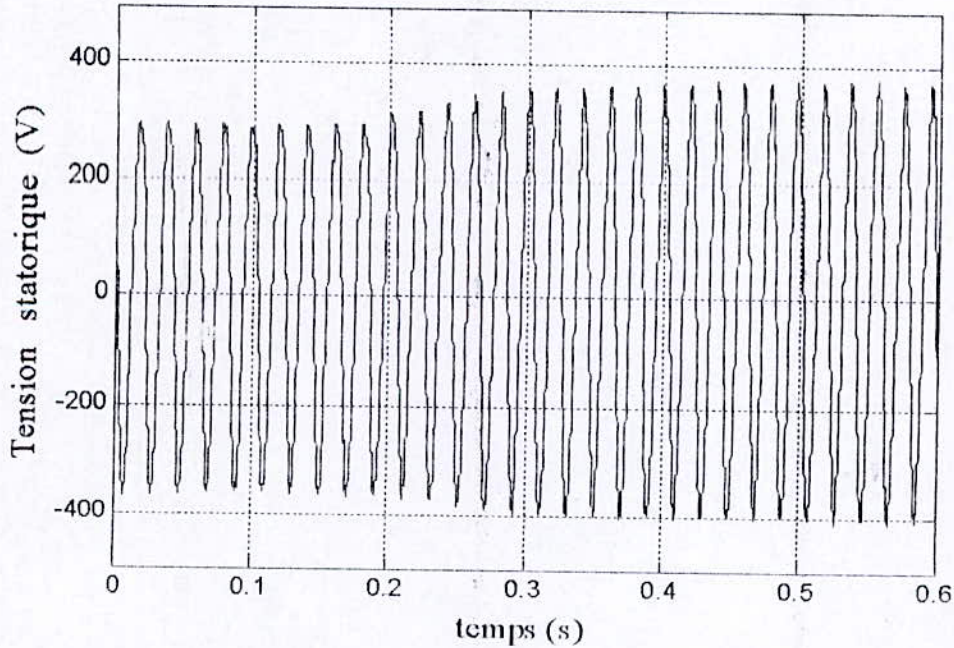


Figure 4.18b - Transitoire de la tension statorique obtenue expérimentalement, suite à une augmentation brusque de la charge $R=43.87\Omega - 87.75\Omega$, $N=1500 \text{ tr/min} - 1560 \text{ tr/min}$

La qualité de l'énergie électrique est d'une importance capitale dans tous les systèmes de production. Elle évaluée par le facteur de puissance.

La forme d'un signal donné est un caractère d'appréciation indispensable pour une analyse de la qualité d'énergie [34]. Avec l'apport de l'électronique, les charges, quoi qu'elles soient soumises à des tensions sinusoïdales, elles appellent des courants déformés, dont l'onde n'est plus sinusoïdale. Ces courants sont alors composés d'harmoniques de fréquences multiples de celle du fondamentale, où seul ce dernier apporte la puissance active, les harmoniques contribuent à augmenter inutilement l'intensité efficace du courant.

Ce type de charge est dit non linéaire car il n'y a plus proportionnalité entre courant et tension.

Les figures que nous allons illustrer, vont nous renseigner sur le comportement du générateur asynchrone en présence de la charge dite non linéaire.

Nous pouvons obtenir le spectre discret en ajoutant au programme de simulation, un module qui effectue la transformation de Fourier. Les taux de distorsion sont donnés avec les spectres.

Les Fig. (4.19) représentent l'allure et le spectre du courant de charge à l'entrée du redresseur, pour R égale à 87.75Ω , le courant efficace est de 3.44 A.

La Fig.(4.20) représentent l'allure et le spectre du courant statorique, pour la même charge. Le courant efficace est de 9.24 A.

La Fig.(4.20) représentent les allures et les spectres de la tension statorique en charge.

- pour R égale à $44\ \Omega$ la vitesse, la valeur efficace de la tension est de 185.95 V.
- pour R égale à 87.75Ω , la tension efficace est de 219.87 V.

La présence des composantes harmoniques paires est dû au montage redresseur que nous avons utilisé, l'utilisation d'un pont tout thyristors éliminera cette composante.

Le taux de distorsion dans les tensions diminue lorsque la résistance augmente. En effet l'amplitude du courant appelé par la charge devient faible, ce qui donne naissance à des tensions harmoniques négligeables et n'affectant pas l'onde de tension.

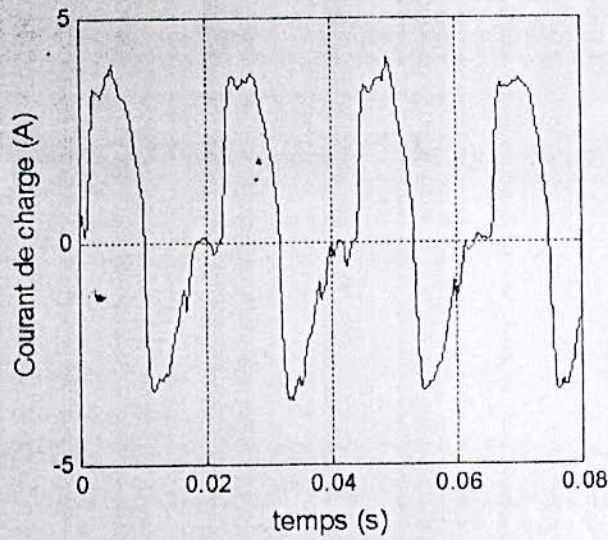


Figure 4.19a Allure du courant de charge après Connexion d'une charge R de 87.75Ω ,

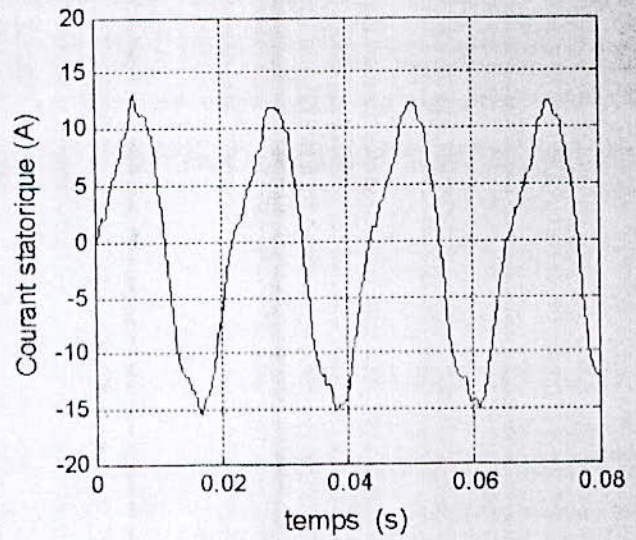
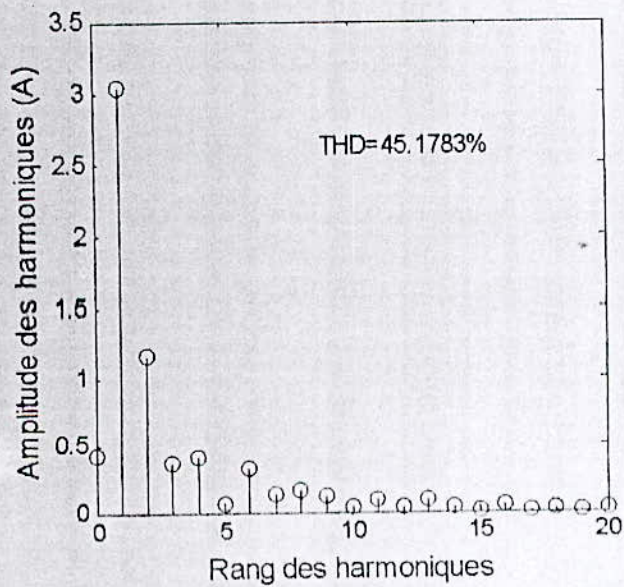


Figure 4.20a Allure du courant de charge après connexion d'une charge R de 87.75Ω



Figures 4.19b - Spectres du courant de charge

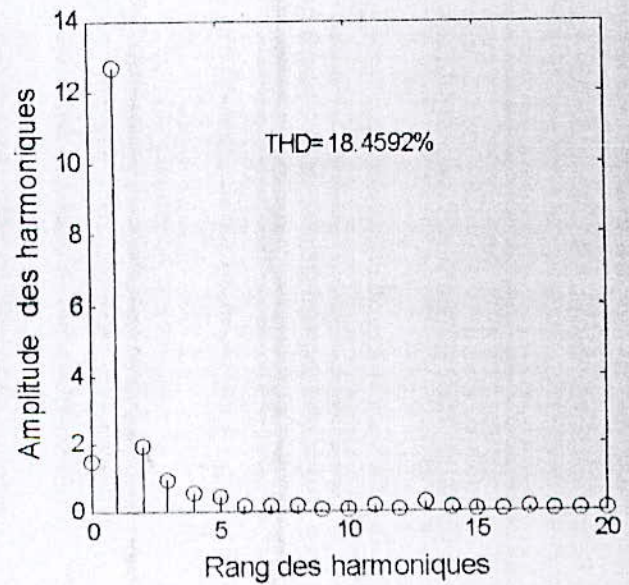


Figure 4.20b- Spectre du courant statorique

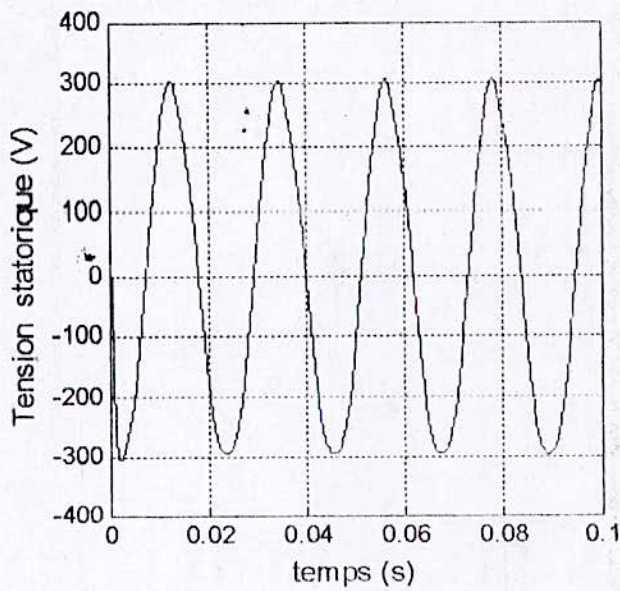


Figure 4.21a Allure de la tension de phases statoriques apres connexion d'une charge R4 de 87.75Ω, N=1410tr/min

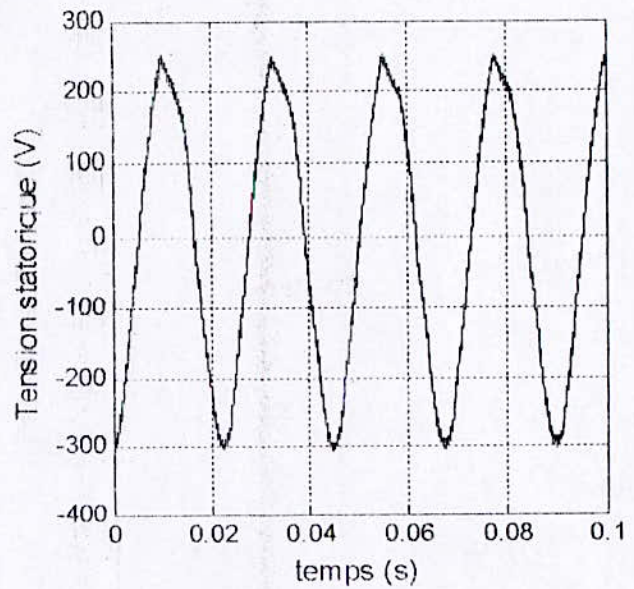


Figure 4.21b Allure de la tension de phases statoriques apres connexion d'une charge R4 de 44Ω, N=1340tr/min

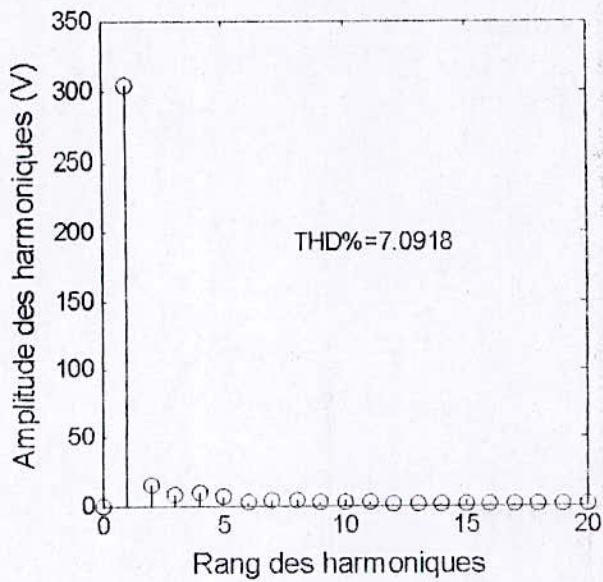


Figure 4.21a- Spectre de la tension statorique

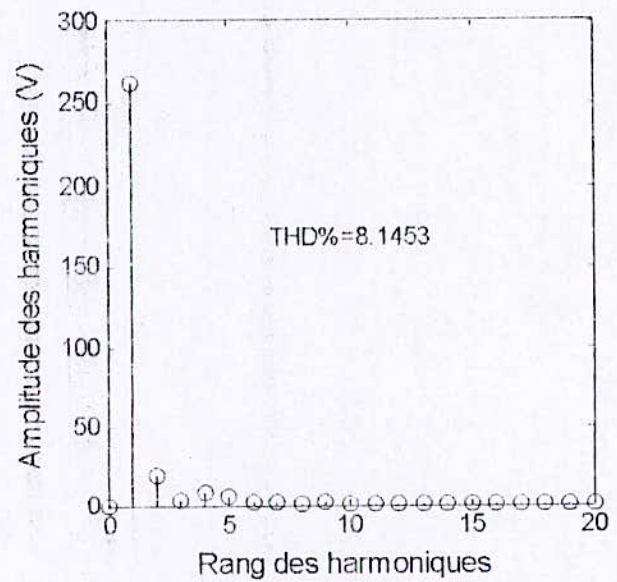


Figure 4.21b- Spectre de la tension statorique

Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié le fonctionnement en charge du générateur asynchrone redressé. Des variations de charge ont été considérées.

Pour la modélisation, nous avons procédé par la décomposition du système générateur - redresseur - charge en blocs indépendants.

Le comportement du générateur asynchrone est tributaire de la charge. Dans le cas où le générateur débite directement sur une charge à caractère résistif ou passif, c'est la nature de celle-ci qui définit le facteur de puissance, mais la forme d'onde sinusoïdale de la tension est conservée. Ce cas a été étudié auparavant par [37].

Notre charge est une charge déformante, car elle est branchée au générateur à travers un redresseur, et compte tenu des impédances de la machine, le courant déforme l'onde de tension suivant la loi d'Ohms.

Bien que nous ayons obtenus des résultats à priori satisfaisants en ce qui concerne la tension continue, les grandeurs électriques du générateur sont relativement distordues.

La qualité de l'énergie fournie par le générateur asynchrone est liée à l'aspect sinusoïdal de l'onde de tension. Avec la présence du redresseur, cette forme d'onde n'est plus conservée à cause de la non linéarité des semi-conducteurs. De plus qu'il existe une forte interdépendance entre les éléments constituant le système complet.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une approche à l'étude des systèmes comportant des générateurs asynchrones associés à des dispositifs d'électronique de puissance. Le générateur asynchrone est de plus en plus exploité pour la production de l'énergie électrique, il apparaît aujourd'hui comme une option importante pour le remplacement de la machine synchrone dans des applications telles que la production de l'énergie éolienne.

Dans ce cadre, nous avons présenté une étude par simulation de l'ensemble générateur asynchrone autonome - redresseur et dispositif de régulation avec application à des charges réelles. Les résultats de la simulation sont confrontés aux relevés expérimentaux. Pour la modélisation, nous avons procédé par la décomposition du système en blocs indépendants; ceci offre l'avantage de rendre possible la réutilisation de chaque bloc dans d'autres applications.

Nous avons présenté un modèle dynamique en régime saturé de la machine asynchrone et ne lui avons appliqué un fonctionnement en générateur autonome. La comparaison des résultats expérimentaux et de simulation de régime transitoires à vide pour différentes vitesses d'entraînement est une validation du modèle saturé.

L'utilisation d'un redresseur en pont mixte présente l'avantage de rendre sa réalisation plus aisée par rapport au redresseur tout thyristors. A cause de son fonctionnement discontinu, le redresseur est considéré comme une charge non linéaire, il est à l'origine de la distorsion présente dans les tensions et les courants du générateur. Ce phénomène conduit à une dégradation du facteur de puissance et à des échauffements supplémentaires. Sa modélisation est faite dans le référentiel réel.

Dans le fonctionnement en charge du générateur asynchrone autonome, nous avons assemblé les différents blocs et ensuite simulé l'ensemble. La tension obtenue aux bornes de la charge est restée constante, grâce à un régulateur proportionnel - intégral qui agit sur les instants d'amorçage des thyristors pour ramener la tension filtrée à une référence désirée à chaque variation de la charge ou de la vitesse. Néanmoins, ce type de régulation n'agit pas directement sur la tension redressée ni sur la tension statorique du générateur.

Les résultats obtenus par simulation sont validés expérimentalement, toutefois un régulateur plus élaboré aurait permis une meilleure appréciation des résultats.

Par rapport à notre travail, les efforts pour améliorer notre dispositif devraient porter principalement sur le régulateur qui peut intégrer la régulation de la tension statorique en agissant sur l'excitation. L'insertion d'un onduleur permettra avec des techniques de commandes appropriées, de compenser l'énergie réactive nécessaire au fonctionnement normal du générateur. En ce qui concerne la distorsion des grandeurs alternatives, d'autres structures des redresseurs peuvent palier à ce problème, nous citons en exemple les redresseurs à MLI.

Annexe

Annexe A

Les matrices inductances s'écrivent :

$$\underline{L}_{ss} = \begin{pmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{csbs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} \end{pmatrix}; \quad \underline{L}_{rs} = \begin{pmatrix} L_{asar} & L_r & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{csbr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{pmatrix}; \quad \underline{L}_{rr} = \begin{pmatrix} L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{brar} & L_{brbr} & L_{brcr} \\ L_{crar} & L_{crbr} & L_{cr cr} \end{pmatrix}$$

L_{asas} , L_{bsbs} , L_{cscs} sont les inductances propres du circuit statorique,

L_{arar} , L_{brbr} , $L_{cr cr}$ sont les inductances propres du circuit rotorique,

Vu la symétrie de la machine, ces inductances sont égales dans chaque circuit.

Les mutuelles inductances entre bobines statoriques respectivement rotoriques sont aussi égales :

$$L_{asbs} = L_{ascs} = L_{bscs}$$

$$L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brcr}$$

Ces différentes inductances s'expriment par [27] :

$$L_{asas} = L_{ms} + L_{ls}$$

$$L_{arar} = L_{mr} + L_{lr}$$

$$L_{asbs} = -\frac{1}{2} L_{ms}$$

$$L_{arbr} = -\frac{1}{2} L_{mr}$$

La matrice inductance \underline{L}_{sr} dépend de l'écart angulaire θ_r entre la phase a du stator et celle du rotor. L'écart entre la phase de rang j du rotor et celle de rang k du stator s'exprime :

$$\theta_r + \frac{2}{3} (k-1) \pi - \frac{2}{3} (j-1) \pi$$

avec $j = 1, 2, 3$ correspondant respectivement aux phases as , bs , cs ,

$k = 1, 2, 3$ correspondant respectivement aux phases ar , br , cr .

En désignant par L_{sr} la valeur de la mutuelle inductance entre ces phases lorsque leurs axes coïncident, nous aurons :

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr} = L_{sr} \cos(\theta_r)$$

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = L_{sr} \cos(\theta_r + 2\frac{\pi}{3})$$

$$L_{ascr} = L_{csmr} = L_{bsar} = L_{sr} \cos(\theta_r - 2\frac{\pi}{3})$$

Les matrices de transformation s'écrivent :

$$\underline{T}_{as} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s) & \sin(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \quad \underline{T}_{as}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix}$$

$$\underline{T}_{ar} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \quad \underline{T}_{ar}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix}$$

On a :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{qdos} = \underline{r}_s \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdos} + p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\psi}_{qdos}$$

$$\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{v}'_{qdor} = \underline{r}'_r \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{i}'_{qdor} + p \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{\psi}'_{qdor}$$

Multiplions ces équations par les matrices de transformation.

$$\underline{v}_{qdos} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{r}_s \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdos} + \underline{T}_{as}(\theta_s) (p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)) \underline{\psi}_{qdos} + \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) p \underline{\psi}_{qdos}$$

$$\underline{v}'_{qdor} = \underline{T}_{ar}(\theta) \underline{r}'_r \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{i}'_{qdor} + \underline{T}_{ar}(\theta) (p \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)) \underline{\psi}'_{qdor} + \underline{T}_{ar}(\theta) \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) p \underline{\psi}'_{qdor}$$

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{r}_s \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \underline{r}_s \underline{I}_3$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta) \underline{r}'_r \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) = \underline{r}'_r \underline{I}_3$$

\underline{I}_3 étant la matrice identité d'ordre 3.

En utilisant des relations trigonométriques, on montre que :

$$\underline{T}_{as}(p \underline{T}_{as}^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_a & 0 \\ -\omega_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{T}_{ar}(p \underline{T}_{ar}^{-1}) = (\omega_a - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) (p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)) \underline{\psi}_{qdos} = \omega_a [\underline{\psi}_{ds} \quad -\underline{\psi}_{qs} \quad 0]^T$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta) (p \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)) \underline{\psi}'_{qdor} = (\omega_a - \omega_r) [\underline{\psi}'_{dr} \quad -\underline{\psi}'_{qr} \quad 0]^T$$

Annexe B

Caractéristiques de magnétisation

Les différentes caractéristiques de magnétisation de la machine étudiée sont déduites à partir de l'essai au synchronisme. Lorsqu'on s'intéresse à la saturation, l'expression de l'inductance magnétisante comprend deux termes :

- Un terme constant correspondant à la zone linéaire,
- Un terme variable correspondant à la zone de saturation.

$$L_m = \begin{cases} 0.0758 & \text{si } I_m \leq I_o \\ L_{dy} & \text{si } I_m > I_o \end{cases}$$

avec :

$$L_{dy} = C_1 \exp(-\lambda_1 I_m) + C_2 \exp(-\lambda_2 I_m) + C_3 \exp(-\lambda_3 I_m)$$

Les coefficients C_n et λ_n sont obtenus en appliquant la méthode d'optimisation par les moindres carrés à la caractéristique de magnétisation.

$$\begin{cases} C_1 = 0.0613 \\ C_2 = 0.0942 \\ C_3 = 0.0179 \end{cases} ; \begin{cases} \lambda_1 = 0.7587 \\ \lambda_2 = 0.1305 \\ \lambda_3 = 0.0025 \end{cases}$$

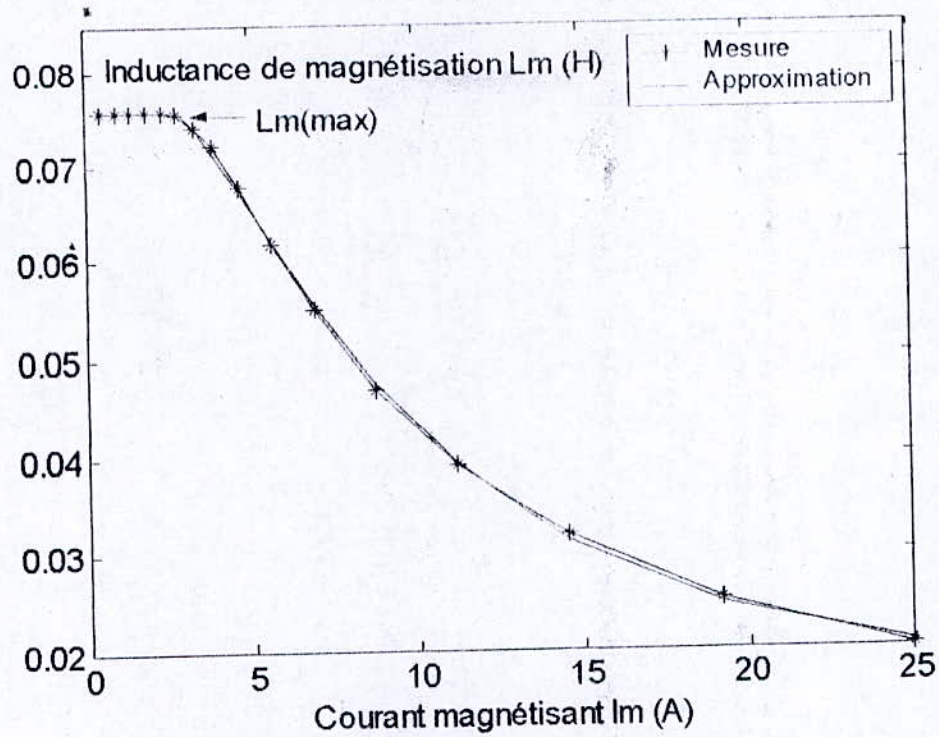


Figure B.1 Variation de l'inductance magnétisante de la machine étudiée en fonction du courant magnétisant

Une autre forme de la caractéristique de magnétisation de la machine est la relation entre le flux et l'inductance magnétisants.

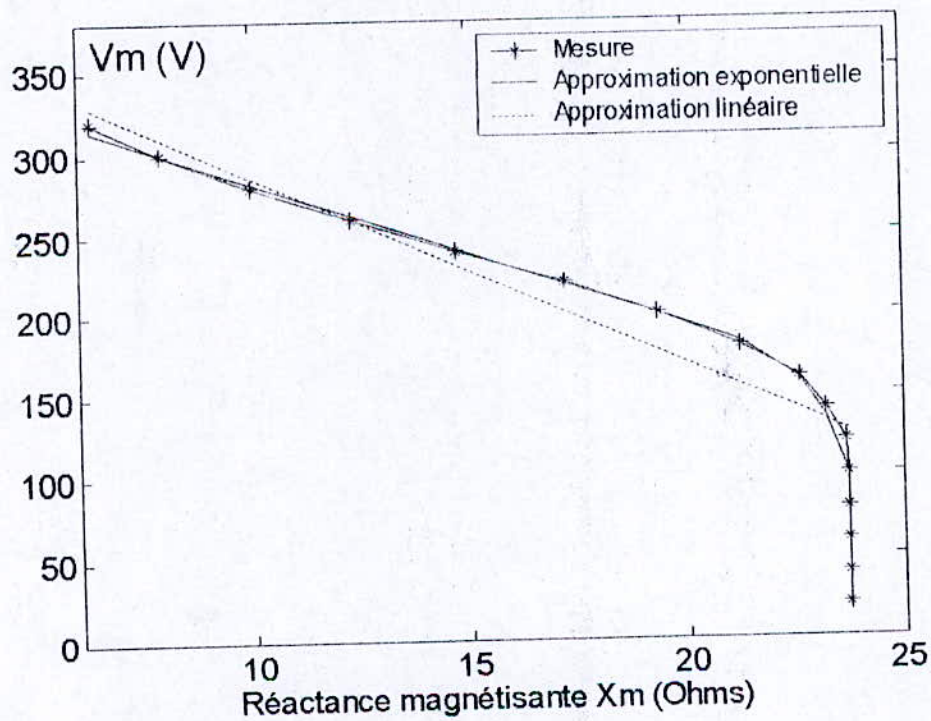


Figure .B.2 Variation de tension d'entrefer en fonction de la réactance magnétisante

Annexe C

Sur la plaque signalétique de la machine étudiée sont données les indications suivantes :

Tension nominale	220 / 380V
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	14 / 8 A
Puissance nominale	3.5 KW
Nombre de paires de pôles	P=2
Vitesse nominale	1410 tr/min
Facteur de puissance nominal	$\cos\varphi = 0.8$

Les paramètres de la machine correspondant au schéma monophasé équivalent sont mesurés utilisant les essais classiques sont les suivants :

$$r_r = 0.37 \Omega$$

$$r_s = .088 \Omega$$

$$L_{ls} = 0.0346 \text{ H}$$

$$L'_{lr} = 0.0346 \text{ H}$$

$$L_m = 0.075 \text{ H}$$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Naid, J. Walters, « A 4 Kw - 42 V induction - machine - based automotive power generation system with a diode bridge rectifier and a PWM inverter », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.39, No.5, September/October 2003, pp. 1287-1293.
- [2] E. Muljadi, « Series compensated PWM inverter with battery supply applied to an isolated induction generator », Ph. D. Thesis, Univ. of Wisconsin, Madison, 1987.
- [3] P.K. Sood, H. Rehaouia, D. W. Novotny and T. A. Lipo, « A pulse width controlled three switch exciter for induction machines », IEEE, IAS Annual Meeting, October 6- 11, 1985, pp.653-661.
- [4] B.K. Bose, « Power electronics and AC drives », Prentice-Hall, 1986.
- [5] N. H. Malik, S. E. Haque, « Analysis and performance of an isolated self excited induction generator », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 3, 1986, pp. 134-140.
- [6] A. H. Al-Bahrani, N.H. Malik, « Steady state analysis and performance characteristics of a three - phase induction generator self excited with a single capacitor », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, No. 4, december 1990, pp.725-732.
- [7] M.Y. Uçtug, «Modelling and output power optimisation of a wind turbine driven double output induction generator », IEE Proc.-Electr. Power. Appl, V.141,N°2, March 1994, pp.33-38.
- [8] I. P. Milner and D.B. Watson, « An autonomous wind energy converter using the self-excited induction generator for heating purposes », Wind Engineering, Vol. 6, No. 1, pp.19- 20, 1982.
- [9] J. Fais, A. A. Dadgari, S. Horning and A. Keyhani, « Design of a three self-excited induction generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.10, No.3m September 1995, pp.516-523.
- [10] E. Pagano and O. Veneri, «Generator operation of saturated induction machines », IEE Proc. - Electr. Power Appl. Vol. 149, No. 2, March 2002, pp. 122-128.
- [11] S. S. Murthy, B. P. Sing, C. Nagamani and K.V.V. Satyanaryana, « Studies of the use of conventional induction motors as self-excited induction generators », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, December 1988, pp. 842-844.
- [12] S. P. Sing, B. Sing and M.P Jain, « Comparative study on the performance of a commercially designed induction generator with induction motors operating as self excited induction generators », IEE, Proceedings-C, Vol.140, No.5, September 1993. pp.374-380.
- [13] M. Poloujadoff, «Machines asynchrones / régime permanent », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 3 480-7.

- [14] M. Teissier, « Auto-amorçage d'une génératrice asynchrone triphasée autonome en charge équilibrée ou non », Thèse de Doctorat, SPI-EEA de Lyon, 1997.
- [15] A. NESBA, Génératrice Asynchrone En Régime Dynamique – Extension du modèle linéaire à la saturation, Thèse de Magister, E.N.P, 1994.
- [16] T. Khaldi, « Retour Réseau sur auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone », Thèse de Magister, E.N.P, 1999.
- [17] P. C. Krause, « Analysis of electric machine », Mc Graw-hill, 1987.
- [18] G. Segulier, J. Lesenne, F. Notelet, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Technique et documentation, 1981.
- [19] P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Eyrolles, 1982.
- [20] J.M. Ferreira de Jesus, " A model for saturation in induction machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.3, No.3, September 1988, pp 682-688.
- [21] E. Levi, "General method of magnetizing flux saturation modeling in d-q axis models of double-cage induction machines", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 2, March 1997, pp 101-109.
- [22] Julio C. Moreira, Thomas A. Lipo, " Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonics components, "IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.28, No.2, March/April 1992, pp. 343-349.
- [23] E.F. Fuchs, M. Poloujadoff, G.W. Neal, « Starting Performance of Saturable Three-Phase Induction Motors », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.3, No.3, September 1988, pp. 624-635.
- [24] J. O. Ojo, Alfio Consoli et Thomas A. Lipo, « An Improved Model of Saturated Induction Machines », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 2, March / April 1990, pp. 212-221.
- [25] V.Donescu, A.Charette, Z. Yao, V.Rajagopalan, « Modeling and Simulation of Saturated Induction Motors in Phase Quantities », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.11, No.3, September 1999, pp. 386-393.
- [26] E. Levi, " Main flux saturation modelling in double-cage and deep-bar induction machine », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.11, No.2, June 1996, pp. 305-310.

- [27] K.P. Kovacs, « On the theory of cylindrical rotor AC machines, including main flux saturation », IEEE Trans. On PAS, Vol. PAS-103, No. 4, April 1984 pp. 754-761.
- [28] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, S. Mezani et O. Touhami , « Hybrid renewable energy system-modeling of the wind power generating unit », First Baha Technical Meeting (BTM'2004), pp. 1-8.
- [29] S.M. Alghuwainem, « Speed control of a PV powered DC motor driving a self-excited induction generator for maximum utilization efficiency », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 4 , December 1996, pp. 155-161.
- [30] S.M. Alghuwainem, « Performance of analysis of a PV powered DC motor driving a threephase self induction generator » , IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.11, No.1, March 1996, pp. 155-161.
- [31] W. D. Kellog, M.H. Nehrit, G. Venkataramanan, and V.Gerez, "Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind / PV wystems" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.13, No.1, March 1998, pp. 70-75.
- [32] M. Nougaret, « Principes généraux de correction », Techniques de l'ingénieur, R7 405-7, Traité Informatique industrielle.
- [33] A. Besançon et S. Gentil « Régulateur PID analogiques et numériques », Techniques de l'ingénieur, R7 416-3, Traité Mesures et contrôle.
- [34] E. Félice, « Perturbations, harmoniques, effets, origine, mesures, diagnostic, remèdes » Collection EEA, Série Electrotechnique. Dunod, Paris, 2000.