

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE

Présentée au

Département de Génie Electrique

en vue de l'obtention du
Grade de MAGISTER

Option : Machines Electriques

par

ALI NESBA

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique (ENP)

Thème

**GENERATRICE ASYNCHRONE EN REGIME
DYNAMIQUE :**

**EXTENSION DU MODELE LINEAIRE
A LA SATURATION**

M. O. TOUHAMI

Président (ENP)

M. S. MEKHTOUB

Rapporteur (ENP)

M. R. IBTIOUEN

Rapporteur (ENP)

M. M. BENHADDADI

Examineur (USTHB)

M. S. TAHI

Examineur (USTHB)

M. R. TAHMI

Examineur (ENP)

AVANT PROPOS



Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire des Machines Electriques de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP).

Je tiens à remercier et à exprimer ma gratitude à Messieurs S. MEKHTOUB, Chargé de Cours à l'ENP et R. IBTIOUEN, Maître de Conférences à l'ENP qui ont assuré la direction de mon travail, pour leur aides, critiques et conseils.

Je remercie très vivement Monsieur O. TOUHAMI, Maître de Conférences à l'ENP, pour l'aide sans réserve qu'il m'a dispensée tout au long de ce travail et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence de ce Jury.

Messieurs M. BENHADDADI, Maître de Conférences à l'USTHB, S. TAHI, Chargé de Cours à l'USTHB et R. TAHMI, Chargé de Cours à l'ENP ont bien voulu examiner ce travail et siéger au Jury, qu'ils en soient vivement remerciés.

Je ne peut manquer de remercier tous mes amis, en particulier MEMDOUH GHEZALI, qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour tous les bons moments passés ensemble.

Pour terminer je tiens à remercier l'ensemble des étudiants de poste graduation pour l'ambiance amical qu'il ont su créer et pour la sympathie que j'ai trouvée en eux.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LE FONCTIONNEMENT EN REGIME STATIQUE

INTRODUCTION 3

1.1 FONCTIONNEMENT DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE 3

 1.1.1 Fonctionnement non-autonome 4

 1.1.2 Fonctionnement autonome 4

1.2 MISE EN EQUATION DE L'AUTOEXCITATION A VIDE 5

 1.2.1 Détermination de la tension d'autoamorçage 7

1.3 INTERPRETATION PHYSIQUE DE L'AUTO-AMORCAGE 8

1.4 VERIFICATION EXPERIMENTALE 10

1.5 CONCLUSION 14

CHAPITRE 2

**MODELISATION EN REGIME LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE,
APPLICATION A L'AUTO-AMORÇAGE EN GENERATRICE**

2.1 RAPPEL SUR LES TRANSFORMATIONS TRIPHASE-BIPHASE 15

 INTRODUCTION 15

 2.1.1 TRANSFORMATION DES VARIABLES D'UN CIRCUIT
 STATIONNAIRE AU REFERENTIEL ARBITRAIRE 16

 2.1.2 TRANSFORMATION DES VARIABLES D'UN CIRCUIT
 TOURNANT AU REFERENTIEL ARBITRAIRE 18

 2.1.3 TRANSFORMATION D'UN SYSTEME TRIPHASE EQUILIBRE
 DE TENSIONS AU REFERENTIEL ARBITRAIRE 20

 2.1.4 LES SYSTEMES DE REFERENCE LES PLUS UTILISES 21

2.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE
 SOUS L'HYPOTHESE DE LINEARITE DES FLUX 21

 2.2.1 EQUATIONS DES TENSIONS EXPRIMEES EN VARIABLES
 DE PHASES 22

 2.2.2 EQUATIONS DES TENSIONS DANS LE REFERENTIEL
 ARBITRAIRE 25

 2.2.3 EQUATIONS DES FLUX DANS LE REFERENTIEL
 ARBITRAIRE 26

 2.2.4 EQUATIONS D'AUTO-EXCITATION 30

2.3	AUTO-AMORÇAGE SOUS L'HYPOTHESE LINEAIRE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE	31
2.4	CONCLUSION	33

CHAPITRE 3

MODELE SATURE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE

	INTRODUCTION	34
3.1	MODELISATION DE LA SATURATION	34
3.2	CONSTRUCTION ET MODELISATION DE LA FONCTION " DEGRE DE SATURATION "	35
3.2.1	CONSTRUCTION DE F	35
3.2.2	MODELISATION DE F	38
3.3	INTRODUCTION DE LA SATURATION DANS LE MODELE DYNAMIQUE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE	38
3.3.1	DETERMINATION DES FLUX MAGNETISANT LINEAIRE ET SATURE	40
3.4	SIMULATION DE L'AUTO-AMORÇAGE A VIDE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE	42
3.5	VALIDATION DU MODELE SATURE	50
3.6	CONCLUSION	50

CHAPITRE 4

FONCTIONNEMENT EN CHARGE

	INTRODUCTION	52
4.1	MODELISATION DE LA CHARGE	52
4.2	MODE OPERATOIRE	54
4.3	APPLICATIONS	55
4.3.1	CAS DE LA CHARGE RESITIVE	55
	A) MODELISATION	55
	B) RESULTATS	56
4.3.2	CAS DE LA CHARGE R-L	60
	A) MODELISATION	60
	B) RESULTATS	62
4.3.3	CAS DE LA CHARGE R-C	66
	A) MODELISATION	66

B) RESULTATS	68
4.3.4 CAS DE LA CHARGE R-L-C	72
A) MODELISATION	72
B) RESULTATS	74
4.5 INFLUENCE DE LA CHARGE SUR LA GENERATRICE	78
4.6 CONCLUSION	80
CONCLUSION GENERALE	81
ANNEXES	83
BIBLIOGRAPHIE	87

المدسة الوطنفة المئعدة الفففباف
BIBLIOTHEQUE — المكةبفة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Le phénomène de saturation des machines électriques constitue un objet d'investigation très important en électrotechnique afin d'améliorer leurs caractéristiques [1-6]. Notre travail de recherche s'inscrit dans ce cadre.

Dans de la machine asynchrone, à la quelle nous nous intéressons, l'effet de la saturation peut être négligé pour un fonctionnement en moteur [7-9]. Cependant pour un fonctionnement en génératrice autonome le rôle de la saturation devient fondamental et on ne peut l'occulter [10,12].

L'objet essentiel de notre travail consiste à étendre un modèle linéaire de la machine asynchrone à la saturation. Pour vérifier expérimentalement la validité du modèle développé, nous avons choisi l'étude du fonctionnement en génératrice auto-excitée.

L'utilisation de la machine asynchrone dans ce mode de fonctionnement particulier commence à s'élargir [16-18] grâce d'une part, au développement actuel des dispositifs de l'électronique de puissance, qui permettent de surmonter le problème de régulation de la génératrice autonome [19,20]. D'une autre part, grâce aux avantages présentés par la génératrice: son coût peu élevé, sa robustesse, l'absence de contacts glissants, la possibilité d'utilisation dans des endroit hostiles, maintenance non régulière, etc...[21,22]

Ces avantages on amené beaucoup de chercheurs à se consacrer à l'étude des performances de cette machine. Cependant, la plupart d'entre eux [23-28] n'ont abordé que le fonctionnement en régime établi de la génératrice. Très peu de travaux sont basés sur l'analyse des régimes dynamiques [2,4,10,12,13,31].

Ce qui nous a amené à orienter notre recherche vers l'analyse de ces régimes dynamiques à vide et en charge.

Nous avons subdivisé notre travail en quatre chapitres:

Dans le premier chapitre nous présentons des généralités sur la génératrice pour ses deux modes de fonctionnement. Nous

accordons beaucoup d'intérêt au phénomène d'auto-amorçage en régime établi.

Au second chapitre, nous développons le modèle dynamique en régime linéaire de la machine asynchrone. L'utilisation de ce dernier pour simuler le fonctionnement en génératrice autonome, conduit à des résultats qui ne traduisent pas la réalité physique.

Aux troisième chapitre, nous établissons l'extension du modèle linéaire au modèle saturé. Nous introduisons la saturation par une fonction déterminée expérimentalement qui renseigne sur le degré de saturation de la machine. Ensuite, nous validons le modèle développé en comparant les résultats de la simulation avec ceux relevés expérimentalement.

Enfin au quatrième et dernier chapitre, en utilisant le modèle saturé établi précédemment, nous étudions le fonctionnement en charge pour des types résistif, inductif et capacitif. Des résultats pratiques et théoriques sont présentés et comparés afin de confirmer la validité du modèle établi dans le cas du fonctionnement en charge.

Chapitre 1

**GENERALITES SUR LE
FONCTIONNEMENT EN REGIME
STATIQUE**

INTRODUCTION

L'utilisation des machines asynchrones comme générateur d'énergie électrique est moins courante que celle d'alternateur synchrone. Néanmoins le développement récent des sources autonomes d'énergie et surtout des systèmes de récupération d'énergie, a vu l'essor rapide de ce type de générateurs, qui présente de nombreux avantages par rapport à l'alternateur[16].

Le générateur asynchrone présente deux modes de fonctionnement: fonctionnement autonome, et fonctionnement non-autonome.

Dans notre travail on s'intéresse au fonctionnement autonome, la génératrice débite alors directement sur la charge indépendamment du réseau.

Nous avons élaboré un programme simulant son fonctionnement en régime permanent à vide. Cette simulation sert à expliquer le phénomène d'auto-excitation, ainsi que les conditions qui lui sont nécessaires. Elle permet en outre de mettre en évidence les influences de quelques paramètres très importants pour la détermination du point de fonctionnement de la génératrice. La caractéristique de magnétisation étant l'un de ces paramètres, nous l'avons modélisée par une fonction analytique afin de faciliter son introduction dans le programme de simulation.

Des relevés expérimentaux sont exposés, afin d'être comparés avec les résultats de simulation.

1.1 FONCTIONNEMENT DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE

La génératrice asynchrone est une machine à induction utilisée pour produire de l'énergie électrique. On récupère cette énergie sur son stator. Sa construction est fondamentalement la même que celle d'un moteur asynchrone.

La génératrice asynchrone présente deux modes de fonctionnement différents:

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

Nous nous intéressons essentiellement au second mode de fonctionnement.

1.1.1 Fonctionnement non-autonome

Dans ce mode de fonctionnement la génératrice est couplée à un réseau assez puissant. Ce dernier impose alors à la génératrice sa propre tension et sa propre fréquence [24,28,29]. Par ailleurs il lui fournit automatiquement l'énergie réactive dont elle a besoin dans tous ses régimes de fonctionnement.

Le circuit correspondant à ce mode de fonctionnement est schématisé à la figure (1.1).



Figure 1.1 Génératrice asynchrone couplée au réseau.

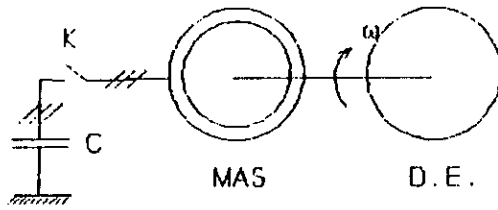
1.1.2 Fonctionnement autonome

Dans ce mode de fonctionnement la génératrice asynchrone est isolée du réseau et entraînée à une vitesse suffisante. Le fonctionnement autonome nécessite encore d'autres conditions, dont nous citons les plus importantes :

- En effet la machine asynchrone par nature, n'engendre pas sa propre énergie d'excitation quelque soit son fonctionnement (moteur ou générateur). Il faudra alors lui apporter cette énergie.

- En fonctionnement non-autonome, c'est le réseau qui assure cette tâche en fournissant à la génératrice asynchrone son besoin en réactif.

En fonctionnement autonome (génératrice asynchrone isolée) on monte en parallèle avec le stator, une batterie de condensateurs statiques jouant le rôle d'une source d'énergie réactive.



C Batterie de condensateurs,
 MAS Machine Asynchrone,
 D.E. Dispositif d'entraînement.

Figure 1.2 Génératrice asynchrone autonome.

Cet ensemble machine asynchrone-batterie de condensateurs doit remplir les conditions suivantes:

- Existence d'une aimantation rémanente (il suffit pour cela que la machine ait été mise, au moins une fois, sous tension pour conserver une aimantation durable)[16,32].

- La batterie de condensateurs doit avoir une valeur supérieure à une capacité seuil en dessous de laquelle la machine asynchrone ne peut s'auto-amorcer en génératrice. Nous montrerons plus loin pourquoi ces deux conditions sont exigées.

1.2 MISE EN EQUATION DE L'AUTO-EXCITATION A VIDE

Le schéma équivalent par phase en régime permanent de la génératrice asynchrone à vide est représenté à la figure (1.2), en tenant compte des hypothèses suivantes:

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

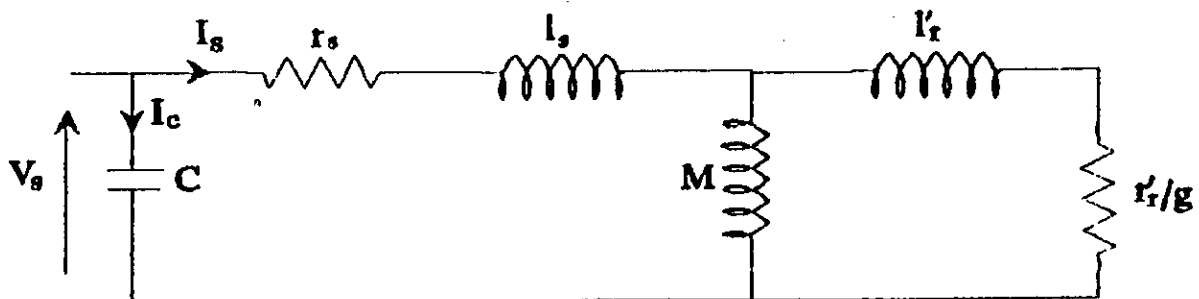


Figure 1.3 Schéma équivalent par phase, en régime permanent de la génératrice asynchrone autonome à vide.

Le fonctionnement autonome (auto-excité) en régime établi de la génératrice asynchrone à vide est décrit par l'équation d'équilibre suivante:

$$I_c + I_s = 0 \quad (1.1)$$

qui se traduit par:

$$Y_c + Y_m = 0 \quad (1.2)$$

où:

$$Y_c = 1/Z_c, \quad Y_m = 1/Z_m \quad (1.3)$$

Z_m : Impédance de la machine.

Z_c : Impédance du condensateur.

L'expression de l'impédance Z_m en fonction des paramètres de la machine (figure (1.2)) est donnée par:

$$Z_m = \frac{(r_s + j l_s \omega_s) (j M \omega_s + \frac{r_r'}{g} + j l_r \omega_s) + j M \omega_s (\frac{r_r'}{g} + j l_r' \omega_s)}{j M \omega_s + \frac{r_r'}{g} + j l_r' \omega_s} \quad (1.4)$$

L'impédance Z_c s'exprime par:

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

En reportant les expressions (1.4) et (1.5) dans l'équation (1.2) on obtient:

$$\frac{j M \omega_s + \frac{r_r'}{g} + j l_r \omega_s}{(r_s + j l_s \omega_s) (j M \omega_s + \frac{r_r'}{g} + j l_r \omega_s) + j M \omega_s (\frac{r_r'}{g} + j l_r \omega_s)} - j C \omega_s = 0$$

En regroupant les termes réels et les termes imaginaires, et en les égalisant chacun à zéro, nous obtenons les valeurs suivantes du glissement g :

$$g = \frac{C r_s r_r'}{l_r' (\omega_s^2 C l_s \sigma - 1)} \quad (1.6)$$

$$g = \frac{r_r' L_s}{r_s L_r} \left(\frac{1}{\omega_s^2 L_s C} - 1 \right) \quad (1.7)$$

Avec:

$L_s = M + l_s$: Inductance cyclique d'une phase du stator.

$L_r = M + l_r'$: Inductance cyclique d'une phase du rotor.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion de la machine.

En égalisant les deux expressions (1.6) et (1.7) de g on obtient:

$$\left(\frac{1}{\omega_s C L_s} - 1\right) (\omega_s^2 L_s \sigma - 1) - \frac{r_s^2 C}{L_s} = 0 \quad (1.8)$$

On remarque que le terme $r_s^2 C / L_s$ est toujours négligeable. En fait, r_s est négligeable devant $L_s \omega_s$ (à fréquence non négligeable), et devant $1 / C \omega_s$, ce qui rend le terme $r_s^2 C / L_s$ négligeable.

l'équation (1.8) devient alors:

$$\left(\frac{1}{\omega_s C L_s} - 1\right) (\omega_s^2 L_s \sigma - 1) = 0 \quad (1.9)$$

Les pulsations solutions de cette équation sont:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s \sigma C}}$$

Pratiquement, la pulsation ω_2 est très grande du fait de la valeur toujours inférieure à l'unité de σ , et correspond ainsi à une vitesse excessive.

Cette vitesse ne peut être atteinte à cause des contraintes mécaniques et électriques sévères auxquelles la machine serait soumise. Ainsi seule la valeur ω_1 est à retenir [11].

1.2.1 Détermination de la tension d'auto-amorçage:

Le problème que l'on se pose généralement est le calcul de la tension d'auto-amorçage à vide en fonction de la vitesse N de la machine pour une capacité donnée C à ses bornes.

Pour ce faire nous procédons ainsi:

1°/ A partir de la caractéristique relative à l'essai au synchronisme: $U_s = f(I_s)$, nous déterminons la courbe de variation de U_s en fonction de L_s . L'essai au synchronisme est en fait effectué à la fréquence nominale $f_n = 50$ Hz.

Nous notons cette courbe: $U_{sn} = f_{sn}(L_s)$ pour $f=f_n$,
pour une fréquence f différente de f_n :

$$U_{sf} = \frac{f}{f_n} U_{sn} \quad (1.10)$$

2°/ A partir de l'expression précédente de ω_1 et connaissant N et C nous calculons L_s .

$$L_s = \frac{1}{C\omega_s^2} \quad (1.11)$$

$$\omega_s = \frac{Nn_p\pi}{30} \quad (1.12)$$

En réalité, la pulsation ω_s des variables statoriques (courant, tension, etc...) n'est pas exactement égale à la valeur donnée par l'équation (1.12). Elle est en effet donnée par:

$$\omega_s = \frac{Nn_p\pi}{30} (1-g) \quad (1.13)$$

Or dans le cas du fonctionnement à vide, le glissement est très faible, on peut alors le négliger.

3°/ En reportant cette valeur de L_s dans l'équation (1.10), nous obtenons la tension U_s à la fréquence f désirée. Ainsi, en faisant varier N nous pouvons déterminer les variations de U_{sf} .

Il en est de même pour les variations de U_{sf} en fonction de C , seulement dans ce cas, on se fixe f et on fait varier C .

Les courbes montrant les variations de la tension d'auto-amorçage à vide en fonction de la vitesse d'entraînement et de la capacité d'excitation C , sont représentées aux figures (1.5) et (1.6).

1.3 INTERPRETATION PHYSIQUE DE L'AUTO-AMORCAGE

Le fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone autonome comme nous l'avons déjà signalé, explique bien la nature du phénomène d'auto-excitation.

La méthode de détermination du point de fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone que nous venons d'exposer

conduit facilement à une interprétation physique de l'auto-excitation. Elle permet en outre de mettre en évidence une analogie entre la génératrice asynchrone, et la génératrice à courant continu shunt.

En effet, nous remarquons que l'équation (1.11) est équivalente à :

$$L_s C \omega^2 = 1 \quad (1.14)$$

qui est classiquement connue sous le nom de "condition de résonance du circuit oscillant RLC".

Elle correspond ici à la résonance entre L_s et C .

L'équation d'équilibre réactif dont nous avons déjà parlée, est aussi équivalente à la résonance entre les inductances de la machine (consommateurs de réactif), et les condensateurs d'excitation (fournisseurs de réactif).

D'après cette interprétation de l'auto-amorçage, le point de fonctionnement de la génératrice peut donc être déterminé graphiquement par l'intersection de la courbe de magnétisation de la machine $E_s = f(I_m)$ (Figure 1.4) avec la droite d'excitation ($V_c = I_m / C \omega_s$). Ce point n'étant autre que le point de résonance.

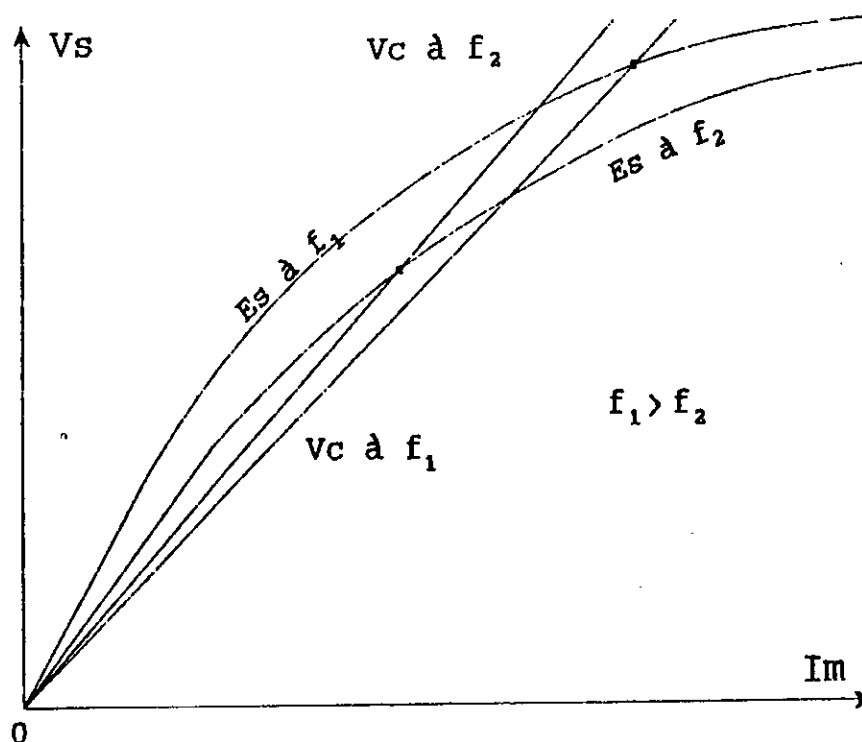


Figure 1.4 Interprétation physique de l'auto-excitation.

Cet aspect de l'auto-excitation de la génératrice asynchrone est analogue à celui de la génératrice à courant continu shunt. Le point de fonctionnement de cette dernière étant aussi déterminé par l'intersection de la droite des inducteurs avec sa courbe à vide.

1.4 VERIFICATION EXPERIMENTALE

Considérons le dispositif expérimental de la figure (1.2). Deux cas de fonctionnement ont attiré notre attention; le premier étant le fonctionnement à vitesse variable et à capacité constante, et inversement pour le second.

Les figures (1.5) correspondent au premier fonctionnement tandis que les figures 1.6 correspondent au second fonctionnement.

Sur les figures (1.5.1) et (1.5.2) nous avons représenté les variations de la tension d'auto-amorçage en fonction de la vitesse de rotation du rotor (pour $C=90\mu F$ et $120\mu F$).

La simulation et l'expérience donnent des résultats assez proches. Nous remarquons que plus la vitesse d'entraînement augmente, plus la tension d'auto-amorçage augmente.

Cette variation de la vitesse est comprise entre deux valeurs limites N_1 et N_2 , figure (1.5.2)

En effet la vitesse N_1 correspond à l'auto-amorçage; la vitesse N_2 correspond au désamorçage.

Pour des vitesses inférieures à N_1 ou bien supérieures à N_2 ; la machine ne délivre aucune tension.

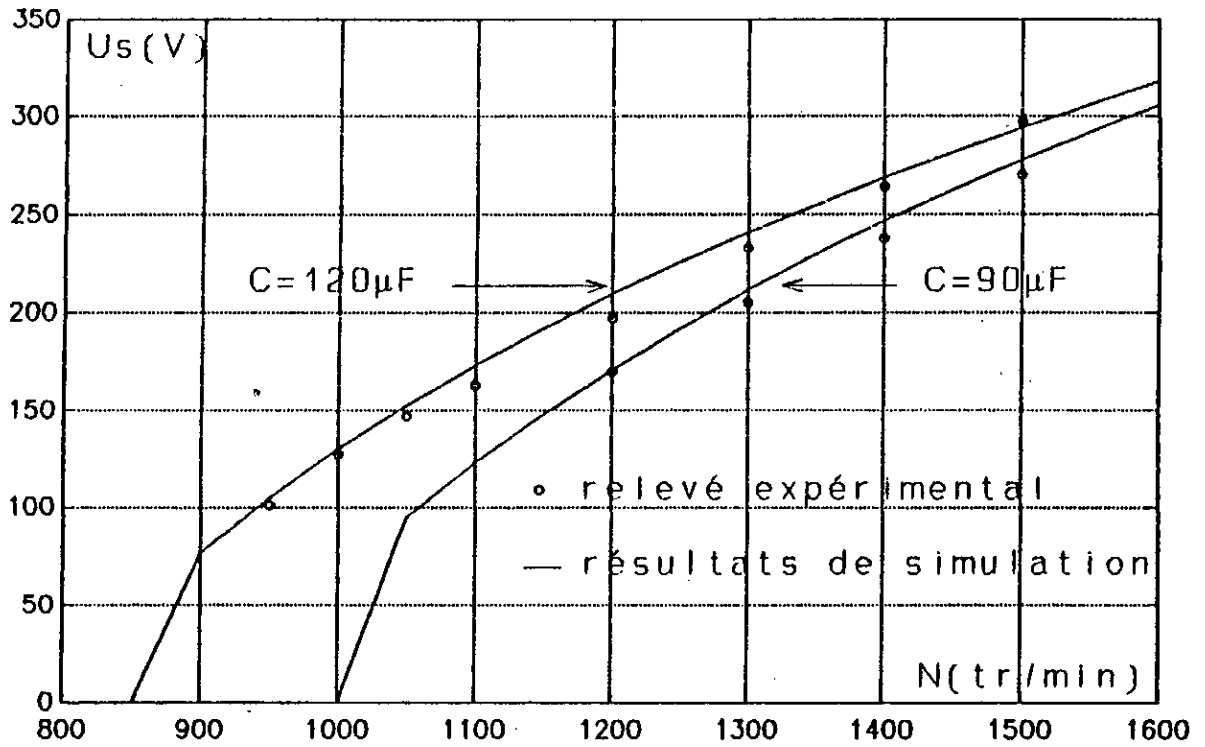


Figure 1.5.1 Variation de la tension statorique en fonction de la vitesse.

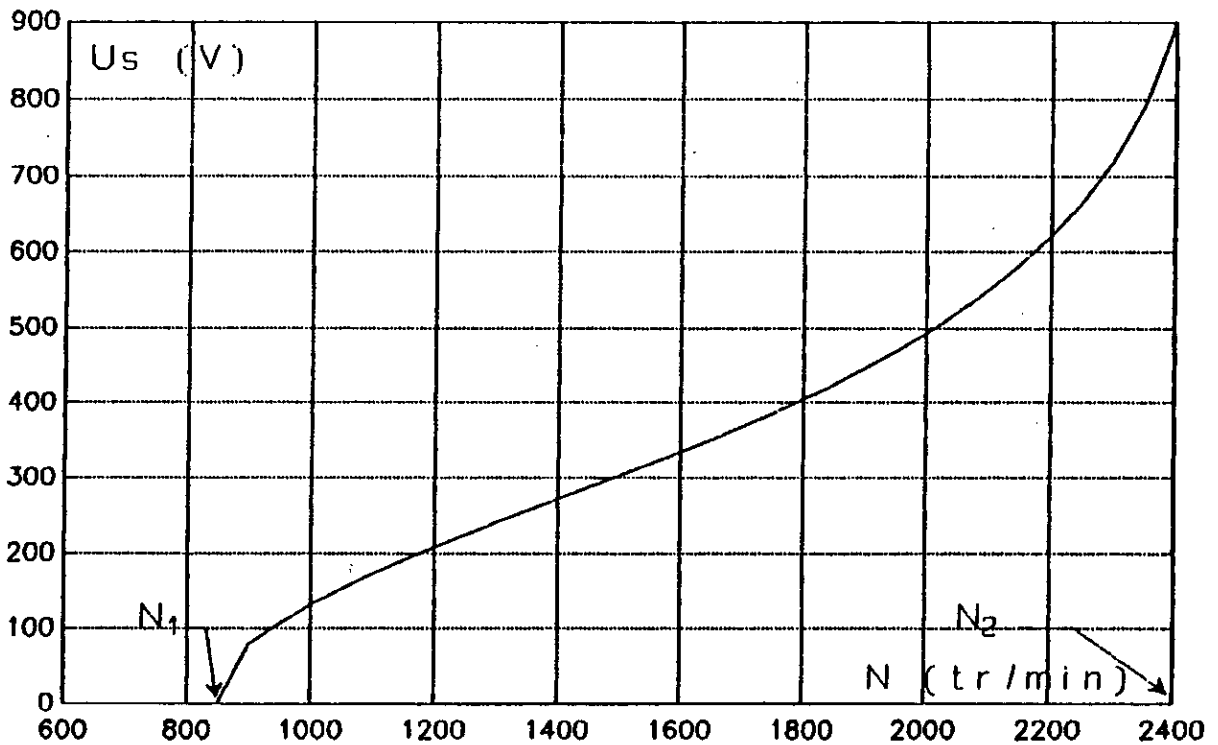


Figure 1.5.2 Variation de la tension en fonction de la vitesse obtenue par simulation pour $C = 90 \mu F$.

L'explication de ces faits repose sur la manière dont on vient d'interpréter l'auto-excitation et précisément sur la méthode graphique de détermination du point de fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone.

L'auto-amorçage est obtenu à partir de l'intersection de la droite V_c avec la courbe E_g (courbe à vide). S'il n'y a pas d'intersection de ces deux courbes la machine ne peut plus s'auto-amorcer

La figure (1.6) représente les variations de la tension d'auto-amorçage en fonction de la capacité ($N=1400$ et 1500 tr/min).

Les remarques concernant l'effet de la vitesse sur la tension sont aussi valables pour l'effet de la capacité. Néanmoins on signale que l'augmentation de la vitesse de rotation fait croître la tension plus vite que ne le fait l'augmentation de la capacité.

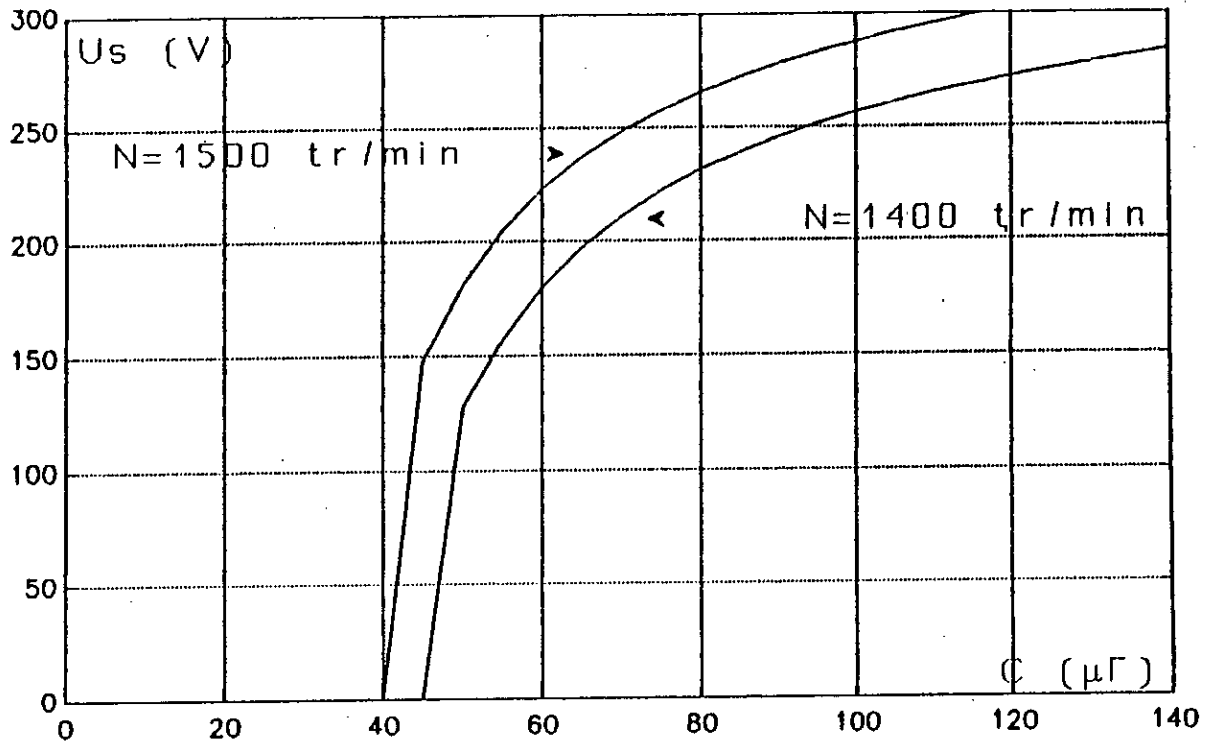


Figure 1.6 Variation de la tension en fonction de la capacité obtenue par simulation.

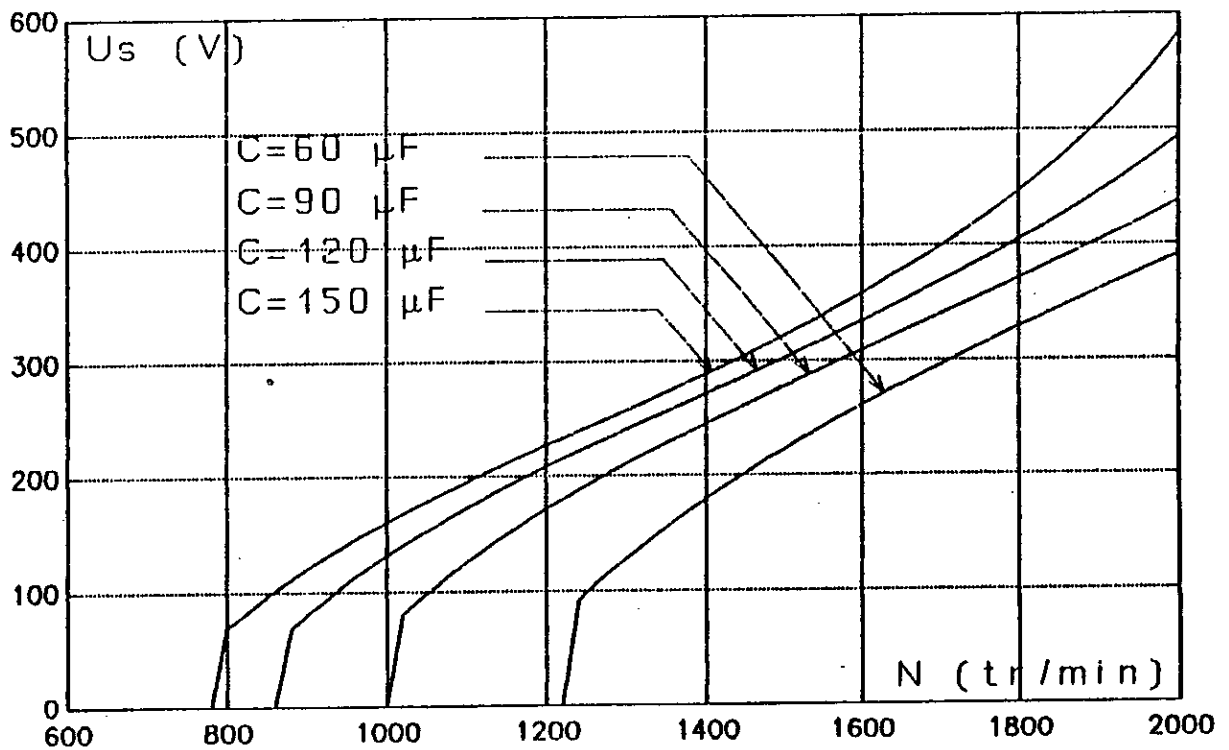


Figure 1.7 Variation de la tension en fonction de la vitesse, pour différentes valeurs de la capacité obtenue par simulation.

La figure (1.7) (ci-dessus) représente les variations de la tension d'auto-amorçage en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de la capacité.

Elle montre simultanément les effets de la capacité et de la vitesse sur la tension.

On remarque aussi qu'avec l'augmentation de la valeur de la capacité, l'auto-amorçage et le désamorçage se produisent d'une façon de plus en plus prématurée.

1.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons rappelé quelques généralités sur la génératrice asynchrone. Cette dernière pouvant être utilisée en mode autonome ou non-autonome.

Le premier mode de fonctionnement a fait l'objet d'une étude en régime permanent. Cette étude montre que le point de fonctionnement en auto-excitation est déterminé par la condition de résonance entre l'inductance cyclique du stator et le condensateur d'excitation. Graphiquement, on le détermine par l'intersection de la courbe de magnétisation, et la droite d'excitation.

Quant à l'auto-amorçage nous notons ici l'analogie entre la génératrice asynchrone et la génératrice à courant continu shunt.

Nous avons montré l'influence de la capacité des condensateurs d'excitation et, de la vitesse d'entraînement sur la tension. Plus ces deux grandeurs (C et N) sont élevées, plus la tension délivrée par la génératrice asynchrone l'est aussi.

Enfin, nous avons présenté des résultats obtenus par simulation et expérimentalement. Nous les avons comparées; la concordance entre les deux est assez bonne. Ceci confirme la validité de la démarche théorique et le modèle élaboré.

Chapitre 2

**MODELISATION EN REGIME LINEAIRE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE
APPLICATION A L'AUTO-AMORÇAGE
EN GENERATRICE**

2.1 RAPPEL SUR LES TRANSFORMATIONS TRIPHASE-BIPHASE

INTRODUCTION

Dans le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine synchrone ou asynchrone, les différentes inductances qui interviennent dans le système sont à coefficients dépendants du temps ce qui rend son étude beaucoup plus difficile voire impossible [7,33].

Pour rendre le système à coefficients constants, ce qui s'adapte mieux à la résolution numérique, on utilise les transformations d'axes orthogonaux qui permettent de passer des grandeurs réelles aux composantes relatives. Celles-ci sont connues sous le terme de transformations triphasé-biphasé (théorie des deux axes) [7,33,34].

R.H. PARK (1929) fût le premier à introduire cette nouvelle approche dans l'analyse des machines électriques. Son idée consiste à transformer les grandeurs statoriques (tensions, flux, courants) d'une machine synchrone à un référentiel lié au rotor [7].

A.C. STANLEY en 1938, employa lors de l'étude de la machine asynchrone, un référentiel lié au stator (stationnaire).

G. KRON a introduit un autre changement de variables, en utilisant le référentiel lié au champ tournant.

Depuis, ces transformations (PARK, STANLEY, KRON...etc) même d'autres ont été traitées séparément dans la littérature scientifique. En 1965, P.C. KRAUSE et C.H. THOMAS [7,26] ont montré que toutes ces transformations sont incluses dans une seule transformation générale. Le système d'axes q.d.0 de cette dernière transformation tourne alors à une pulsation arbitraire ω .

Dans ce qui suit nous considérons ce système d'axes (référentiel arbitraire). La transformation correspondante sera décrite ultérieurement. Cette transformation générale conduit aux transformations usuelles (PARK, STANLEY, CLARK, CONCORDIA, etc...) selon la valeur de la pulsation ω .

Il est bien connu que la décomposition suivant les axes

q.d.0 des grandeurs réelles d'un circuit électrique dépend de la vitesse relative, de ce dernier et du référentiel q.d.0 choisi. De ce fait nous allons rappeler séparément, la transformation des variables d'un circuit stationnaire, et celle des variables d'un circuit tournant.

2.1.1 TRANSFORMATION DES VARIABLES D'UN CIRCUIT STATIONNAIRE AU REFERENTIEL ARBITRAIRE

Considérons le circuit stationnaire triphasé de la figure (2.1). Un tel circuit peut représenter les bobines statoriques d'une machine triphasée à courant alternatif.

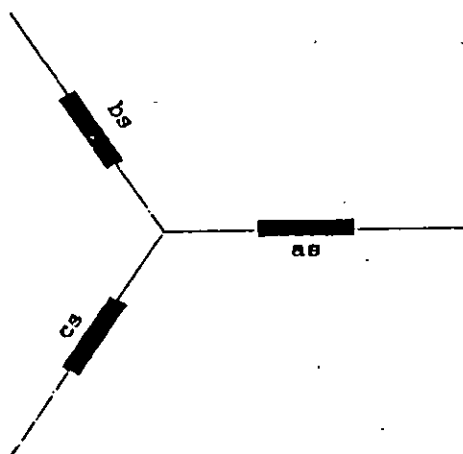


Figure 2.1 Circuit stationnaire triphasé.

Nous nous proposons de déterminer les composantes relatives v_{qs} , v_{ds} et v_{0s} des tensions réelles v_{as} , v_{bs} et v_{cs} appliquées aux phases de ce circuit. Les composantes relatives des autres variables triphasées se calculent de la même manière. Soient :

$$v_{abc} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad (2.1)$$

$$v_{qds} = [v_{qs} \ v_{ds} \ v_{0s}]^t \quad (2.2)$$

Les composantes relatives v_{qds} sont déterminées à partir des grandeurs réelles suivant l'équation suivante:

$$v_{qds} = P_s(\theta) v_{abc} \quad (2.3)$$

avec

$$P_s(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$P_s(\theta)$ étant la matrice de transformation.

L'angle θ est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a figure (2.2), il est donné par:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (2.5)$$

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

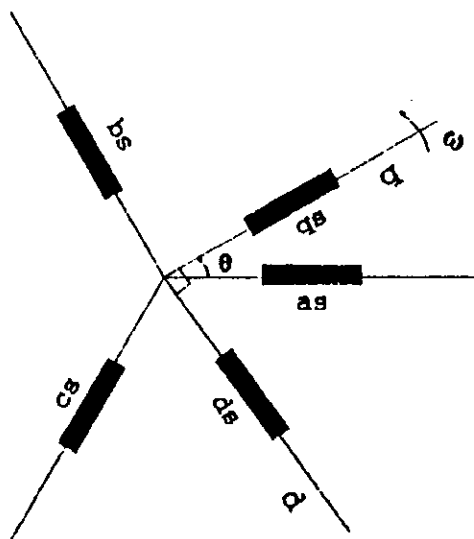


Figure 2.2 Représentation géométrique de la transformation triphasé-diphasé (circuit stationnaire).

Dans le cas général l'alimentation est équilibrée, la composante homopolaire est alors nulle.

Nous pouvons retrouver les tensions réelles v_{abcs} à partir de leurs composantes relatives v_{qdos} , en utilisant la transformation inverse:

$$v_{abcs} = P_s^{-1}(\theta) v_{qdos} \quad (2.6)$$

avec

$$P_s^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

L'indice 's' indique qu'il s'agit d'un circuit stationnaire. Nous utiliserons plus tard cet indice pour indiquer les circuits statoriques de la machine asynchrone, qui sont bien des circuits stationnaires.

2.1.2 TRANSFORMATION DES VARIABLES D'UN CIRCUIT TOURNANT AU REFERENTIEL ARBITRAIRE

Considérons le circuit triphasé tournant de la figure (2.3) qui est analogue à celui de la figure (2.1) mais tournant à une pulsation ω_r . Il peut représenter les bobines rotoriques d'une machine asynchrone triphasée.

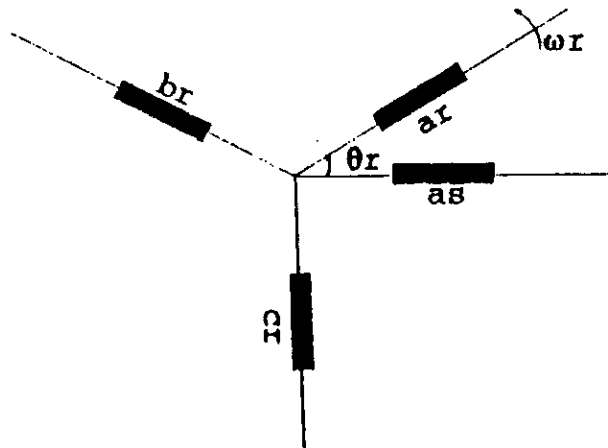


Figure 2.3 Circuit triphasé tournant.

La transformation des variables ($v_{ar}, v_{br}, v_{cr}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$) de ce circuit tournant au référentiel arbitraire revient à déterminer leurs composantes relatives ($v_{qr}, v_{dr}, v_{0r}, i_{qr}, i_{dr}, i_{0r}$) dans le système d'axes q.d.0 tournant à une pulsation arbitraire ω figure (2.4).

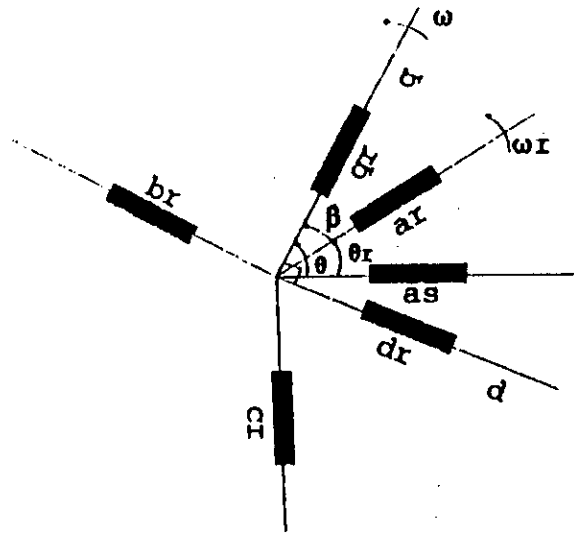


Figure 2.4 Représentation géométrique de la transformation triphasé-diphasé (circuit tournant).

Posons :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{abcx} = [v_{ax} \ v_{bx} \ v_{cx}]^t \\ \mathbf{v}_{qd0x} = [v_{qx} \ v_{dx} \ v_{0x}]^t \end{cases} \quad (2.8)$$

Les composantes relatives des tensions \mathbf{v}_{qd0x} sont liées aux tensions réelles par phases \mathbf{v}_{abcx} par l'équation :

$$\mathbf{v}_{qd0x} = \mathbf{P}_r(\theta) \mathbf{v}_{abcx} \quad (2.9)$$

$\mathbf{P}_r(\theta)$ représente la matrice de transformation des circuits tournants au référentiel arbitraire. Elle est donnée par :

$$\mathbf{P}_r(\beta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\beta & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

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

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (2.11)$$

θ_r est l'abscisse angulaire de la phase ar du circuit, figure (2.4)

$\theta_r(0)$ est la valeur initiale de θ_r ,
 θ est déjà défini en (2.5).

On peut calculer les grandeurs de phase à partir de leurs composantes relatives en utilisant l'expression suivante:

$$v_{abcr} = P_r^{-1}(\theta) v_{qdr} \quad (2.12)$$

Où $P_r^{-1}(\theta)$ représente la matrice inverse de $P_r(\theta)$ exprimée par:

$$P_r^{-1}(\beta) = \begin{bmatrix} \cos\beta & \sin\beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Remarquons qu'on peut retrouver les équations de transformation des circuits stationnaires en prenant $\omega_r=0$.

L'indice 'r' désigne le circuit tournant (rotatif) qui peut être par exemple le rotor d'une machine asynchrone.

2.1.3 TRANSFORMATION D'UN SYSTEME TRIPHASE EQUILIBRE DE TENSIONS AU REFERENTIEL ARBITRAIRE

Un système de tensions triphasé équilibré constitue généralement la source d'alimentation des circuits stationnaires. La détermination de ses composantes constitue un exemple d'application typique de la transformation de ces circuits.

Supposons que le système triphasé équilibré de tensions (équation 2.14) soit appliqué au circuit de la figure 2.1.

$$\begin{cases} v_{as} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega_s t) \\ v_{bs} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ v_{cs} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.14)$$

avec ω_s : pulsation des tensions.
 V_s : leur valeur efficace.

En injectant les expressions de ces tensions dans l'équation (2.3) et en faisant le produit matriciel, nous aboutissons aux expressions des composantes relatives dans le référentiel

arbitraire:

$$\begin{cases} v_{qs} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega_s t - \theta) \\ v_{ds} = -\sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \theta) \\ v_{0s} = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Le calcul menant aux expressions de l'équation (2.15) n'impose aucune condition sur la valeur de V_s . Elle doit tout simplement être la même sur les trois phases (c'est-à-dire un système triphasé équilibré). La valeur de V_s peut alors être constante ou variable dans le temps.

Cette dernière remarque est d'importance particulière dans le cas de la génératrice asynchrone. En effet pendant l'auto-amorçage (respectivement désamorçage), les tensions statoriques forment un système triphasé équilibré à amplitude croissante (respectivement décroissante).

2.1.4 LES SYSTEMES DE REFERENCE LES PLUS UTILISES

Les systèmes de référence les plus utilisés sont: le référentiel arbitraire, stationnaire, lié au rotor ou lié au champ tournant. Ces référentiels ne diffèrent que par leurs pulsations de rotation et peuvent être tous déduits du référentiel arbitraire d'où l'intérêt particulier de ce dernier.

En fait, $\omega = 0$ correspond au référentiel stationnaire.

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

$\omega = \omega_s$: correspond au référentiel lié au champ tournant (ω_s pulsation de ce dernier).

Le choix du référentiel dépend essentiellement de l'application que l'on veut faire.

2.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS L'HYPOTHESE DE LINEARITE DES FLUX

Après ces quelques rappels sur les transformations triphasé-biphasé, nous allons nous intéresser dans ce qui suit à la modélisation de la machine asynchrone. Cette dernière est tantôt modélisée par le modèle des flux tantôt par le modèle des courants. Nous avons choisi pour notre étude le premier modèle.

Nous admettons, tout au long de ce chapitre, l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique. Le modèle que nous établissons sera évidemment linéaire.

Enfin, nous discutons de la possibilité d'application de ce modèle pour le fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone.

Nous considérons les hypothèses simplificatrices classiques:

- La f.m.m est supposée à répartition sinusoïdale dans l'entrefer.
- Les pertes fer, les effets pelliculaires et thermiques sont négligés.
- La saturation du circuit magnétique est négligée dans cette partie. (Nous en tiendrons compte ultérieurement). Les inductances propres et mutuelles des circuits sont alors supposées constantes.

2.2.1 EQUATIONS DES TENSIONS EXPRIMEES EN VARIABLES DE PHASES

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

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + p \Phi_{abcs} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{v}_{abcx} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcx} + p \Phi_{abcx} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{v}_{abcs} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad (2.18)$$

$$\mathbf{i}_{abcs} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t \quad (2.19)$$

$$\Phi_{abcs} = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^t \quad (2.20)$$

Où $p=d/dt$ représente l'opérateur dérivé par rapport au temps. Les variables rotoriques sont définies d'une manière analogue.

Les termes \mathbf{r}_s et \mathbf{r}_r représentent les matrices résistances statoriques et rotoriques:

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Les équations des flux s'expriment par:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{abcS} \\ \Psi_{abcR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^t & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcS} \\ i_{abcR} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

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

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

L_{ss} (respectivement L_{rr}) désigne l'inductances propres d'une bobines statoriques (respectivement rotoriques), qui sont toutes égales vue la symétrie de la machine.

M_{ss} (respectivement M_{rr}) désigne la mutuelles inductances entre bobines statoriques (respectivement rotoriques).

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

D'une autre part ces différentes s'expriment par [7] :

$$L_{ss} = L_{ms} + l_s \quad (2.26)$$

$$L_{rr} = L_{mr} + l_r \quad (2.27)$$

$$M_{ss} = -\frac{1}{2}L_{ms} \quad (2.28)$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{2}L_{mr} \quad (2.29)$$

avec l_s : inductance de fuite des enroulements statoriques.
 l_r : inductance de fuite des enroulements rotoriques.
 L_{ms} : inductance de magnétisation du stator.

L_{mr} : inductance de magnétisation du rotor.

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

Soit alors m , le rapport de transformation stator-rotor

$$m = \frac{E_s}{E_r} \quad (2.30)$$

avec E_s : tension d'entrefer statorique par phase.

E_r : tension induite par phase rotorique.

Nous ramenons les variables rotoriques au stator en utilisant les équations suivantes:

$$i'_{abc r} = i_{abc r} / m \quad (2.31)$$

$$v'_{abc r} = m v_{abc r} \quad (2.32)$$

$$\phi'_{abc r} = m \phi_{abc r} \quad (2.33)$$

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

$$L_{ms} = m L_{sr} \quad (2.34)$$

$$L_{sr} = L_{ms} / m \quad (2.35)$$

$$L_{mr} = L_{ms} / m^2 \quad (2.36)$$

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

$$L'_{sr} = m L_{sr} \quad (2.37)$$

$$L'_r = m^2 L_r \quad (2.38)$$

Compte tenu des équations (2.34) et (2.36), les matrices L'_{sr} et L'_r peuvent être exprimées par:

$$L_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

et

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} l'_r + L_{mo} & -\frac{1}{2} L_{mc} & -\frac{1}{2} L_{mc} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & l'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & l'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

avec

$$l'_r = m^2 l_r \quad (2.41)$$

En utilisant les équations (2.31), (2.33), (2.37) et (2.38), les équations des flux rotoriques (2.22), deviennent, en les ramenant au stator:

$$\Psi'_{abcx} = \left[(L'_{sr})^t \quad L'_r \right] \left[\mathbf{i}_{abcx} \quad \mathbf{i}'_{abcx} \right]^t \quad (2.42)$$

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

$$\begin{bmatrix} \Psi_{abcs} \\ \Psi'_{abcx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^t & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcx} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{abcx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^t & \mathbf{r}_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcx} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

avec

$$\mathbf{r}'_r = m^2 \mathbf{r}_r \quad (2.45)$$

Le système d'équations (2.44) représente le modèle de la machine asynchrone exprimé en grandeurs de phase. C'est un système d'équations différentielles à coefficients variables. Nous lui appliquons la transformation triphasé-biphasé pour le rendre à coefficients constants et faciliter ainsi sa résolution.

2.2.2 EQUATIONS DES TENSIONS DANS LE REFERENTIEL ARBITRAIRE

Pour aboutir aux expressions des tensions dans le référentiel arbitraire, nous exprimons dans les équations (2.44) chaque variable de phase dans ce dernier référentiel.

La matrice $\mathbf{P}_s(\theta)$ transforme les variables statoriques. La matrice transforme $\mathbf{P}_r(\theta)$ les variables rotoriques.

$$\mathbf{f}_{abcs} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{f}_{qd0s} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{f}'_{abcx} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{f}'_{qdor} \quad (2.47)$$

Les équations (2.44) deviennent alors:

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{qdos} = \mathbf{r}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{P}(\mathbf{P}_s^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{qdos}) \quad (2.48)$$

$$\mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{v}'_{qdor} = \mathbf{r}'_r \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}'_{qdor} + \mathbf{P}(\mathbf{P}_r^{-1} \boldsymbol{\Psi}'_{qdor}) \quad (2.49)$$

d'où:

$$\mathbf{v}_{qdos} = \mathbf{P}_s \mathbf{r}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + \mathbf{P}_s (\mathbf{P} \mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\Psi}_{qdos} + \mathbf{P}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{P} \boldsymbol{\Psi}_{qdos} \quad (2.50)$$

$$\mathbf{v}'_{qdor} = \mathbf{P}_r \mathbf{r}'_r \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}'_{qdor} + \mathbf{P}_r (\mathbf{P} \mathbf{P}_r^{-1}) \boldsymbol{\Psi}'_{qdor} + \mathbf{P}_r \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{P} \boldsymbol{\Psi}'_{qdor} \quad (2.51)$$

On montre par ailleurs (annexe 1) que:

$$\mathbf{P}_s (\mathbf{P} \mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\Psi}_{qdos} = \omega [\varphi_{ds} \quad -\varphi_{qs} \quad 0]^t = \omega \boldsymbol{\Psi}_{dqs} \quad (2.52)$$

$$\mathbf{P}_r (\mathbf{P} \mathbf{P}_r^{-1}) \boldsymbol{\Psi}'_{qdor} = (\omega - \omega_r) [\varphi'_{dr} \quad -\varphi'_{qr} \quad 0]^t = (\omega - \omega_r) \boldsymbol{\Psi}'_{dqr} \quad (2.53)$$

Du fait de la symétrie de la machine, les matrices \mathbf{r}_s et \mathbf{r}'_r sont diagonales à termes égaux (équations (2.21)). Ainsi nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_s &= r_s \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{r}'_r &= r'_r \mathbf{I}_3 \end{aligned} \quad (2.54)$$

\mathbf{I}_3 étant la matrice identité d'ordre 3, r_s et r'_r les résistances par phase au stator et au rotor (vue du stator). Les équations (2.50) et (2.51) deviennent alors:

$$\mathbf{v}_{qdos} = r_s \mathbf{i}_{qdos} + \omega \boldsymbol{\Psi}_{dqs} + \mathbf{P} \boldsymbol{\Psi}_{qdos} \quad (2.55)$$

$$\mathbf{v}'_{qdor} = r'_r \mathbf{i}'_{qdor} + (\omega - \omega_r) \boldsymbol{\Psi}'_{dqr} + \mathbf{P} \boldsymbol{\Psi}'_{qdor} \quad (2.56)$$

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

On peut déduire à partir de ce système d'équations, les schémas équivalents en régime dynamique de la machine asynchrone (figure (2.5)).

2.2.3 EQUATIONS DES FLUX DANS LE REFERENTIEL ARBITRAIRE

A partir des équations des flux par phase et des équations de transformation des circuits stationnaires et tournants, on

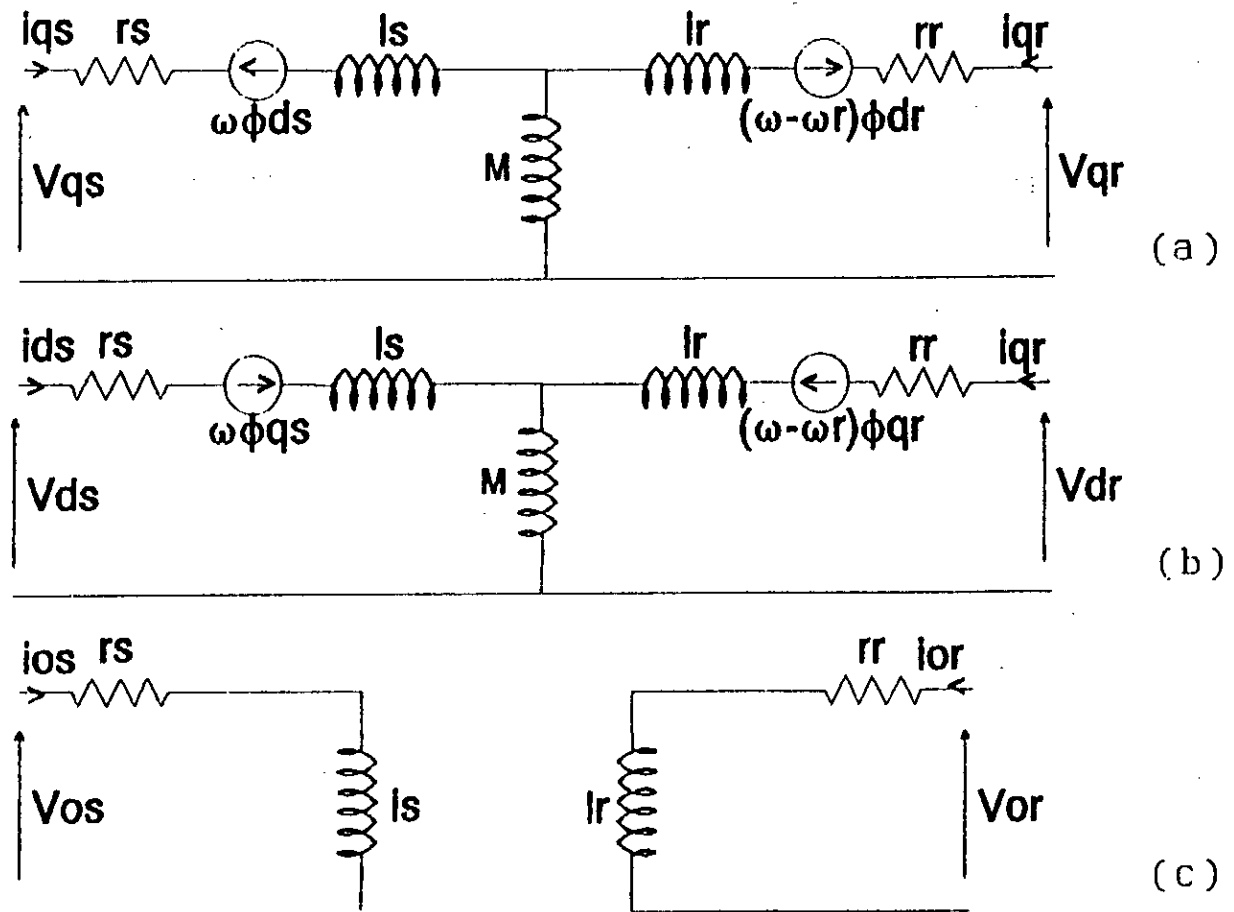


Figure 2.5 Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone, dans le référentiel arbitraire.

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

peut déduire la représentation dans le référentiel arbitraire des équations des flux:

$$\Psi_{qd0s} = P_s L_s P_s^{-1} i_{qd0s} + P_s L'_{sr} P_r^{-1} i'_{qd0r} \tag{2.57}$$

$$\Psi'_{qd0r} = P_r (L'_{sr})^t P_s^{-1} i_{qd0s} + P_r L'_r P_s^{-1} i'_{qd0r} \tag{2.58}$$

et sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qd0s} \\ \Psi'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_s L_s P_s^{-1} & P_s L'_{sr} P_r^{-1} \\ P_r (L'_{sr})^t P_s^{-1} & P_r L'_r P_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \tag{2.59}$$

On montre (annexe 1) que:

$$P_s L_s P_s^{-1} = \begin{bmatrix} l_s + M & 0 & 0 \\ 0 & l_s + M & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

où

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (2.61)$$

L'_r étant de même forme que L_s donc:

$$P_r L'_r P_r^{-1} = \begin{bmatrix} l'_r + M & 0 & 0 \\ 0 & l'_r + M & 0 \\ 0 & 0 & l'_r \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$P_s L'_{sr} P_r^{-1} = P_r (L'_{sr})^t P_s^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

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

$$\varphi_{qs} = l_s i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.64)$$

$$\varphi_{ds} = l_s i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.65)$$

$$\varphi_{0s} = l_s i_{0s} \quad (2.66)$$

$$\varphi'_{qr} = l'_r i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.67)$$

$$\varphi'_{dr} = l'_r i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.68)$$

$$\varphi'_{0r} = l'_r i'_{0r} \quad (2.69)$$

Les expressions $M(i_{qs} + i'_{qr})$ et $M(i_{ds} + i'_{dr})$ représentent les composantes d'axes q et d du flux magnétisant. On les notera respectivement φ_{mq} et φ_{md} . Cette notation nous sera très utile lors de l'introduction de la saturation.

Les courants déduits des équations (2.64)-(2.69) ont les expressions suivantes:

$$i_{qs} = \frac{1}{l_s} (\varphi_{qs} - \varphi_{mq}) \quad (2.70)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{l_s} (\varphi_{ds} - \varphi_{md}) \quad (2.71)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{I_s} \Phi_{0s} \quad (2.72)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{I'_r} (\Phi'_{qr} - \Phi_{mq}) \quad (2.73)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{I'_r} (\Phi'_{dr} - \Phi_{md}) \quad (2.74)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{I'_r} \Phi'_{0r} \quad (2.75)$$

En remplaçant enfin, ces courants par leurs expressions ci-dessus dans les équations des tensions (2.55) et (2.56), nous aboutissons au système d'équations différentielles suivant:

$$p\Phi_{qs} = v_{qs} - \omega\Phi_{ds} + \frac{r_s}{l_s} (\Phi_{mq} - \Phi_{qs}) \quad (2.76)$$

$$p\Phi_{ds} = v_{ds} - \omega\Phi_{qs} + \frac{r_s}{l_s} (\Phi_{md} - \Phi_{ds}) \quad (2.77)$$

$$p\Phi_{0s} = v_{0s} - \frac{r_s}{l_s} \Phi_{0s} \quad (2.78)$$

$$p\Phi'_{qr} = v'_{qr} - (\omega - \omega_r) \Phi'_{dr} + \frac{r'_r}{l'_r} (\Phi_{mq} - \Phi'_{qr}) \quad (2.79)$$

$$p\Phi'_{dr} = v'_{dr} - (\omega - \omega_r) \Phi'_{qr} + \frac{r'_r}{l'_r} (\Phi_{md} - \Phi'_{dr}) \quad (2.80)$$

$$p\Phi'_{0r} = v'_{0r} - \frac{r'_r}{l'_r} \Phi'_{0r} \quad (2.81)$$

avec

$$\Phi_{mq} = L_q \left(\frac{\Phi_{qs}}{l_s} + \frac{\Phi'_{qr}}{l'_r} \right) \quad (2.82)$$

$$\Phi_{md} = L_d \left(\frac{\Phi_{ds}}{l_s} + \frac{\Phi'_{dr}}{l'_r} \right) \quad (2.83)$$

$$L_q = L_d = \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right)^{-1} \quad (2.84)$$

Il suffit d'associer aux équations (2.76)-(2.84) les équations d'auto-excitation pour aboutir au modèle dynamique de la génératrice asynchrone.

2.2.4 EQUATIONS D'AUTO-EXCITATION

Le dispositif assurant l'excitation de la génératrice asynchrone autonome est une batterie de condensateurs montés aux bornes du stator de cette dernière. Les équations d'auto-excitation correspondent donc aux équations des tensions de ces condensateurs.

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

$$i_{cabc} = P Q_{cabc} \quad (2.85)$$

où Q_{cabc} et i_{cabc} représentent respectivement les charges des condensateurs et les courants les traversant.

L'équation (2.85) devient dans le référentiel arbitraire :

$$i_{Cqdo} = P_s P (P_s^{-1} Q_{Cqdo}) \quad (2.86)$$

$$i_{Cqdo} = P_s (p P_s^{-1}) Q_{Cqdo} + P_s P_s^{-1} P Q_{Cqdo} \quad (2.87)$$

En se référant, comme dans le cas des flux, à l'annexe 1, L'équation (2.87) devient:

$$i_{Cqdo} = \omega Q_{Cqdo} + p Q_{Cqdo} \quad (2.88)$$

avec

$$Q_{Cqdo} = [Q_{Cd} \quad -Q_{Cq} \quad 0]^t \quad (2.89)$$

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

$$Q_{cabc} = C v_{cabc} \quad (2.90)$$

et dans le référentiel arbitraire ainsi:

$$Q_{Cqdo} = P_s C P_s^{-1} v_{Cqdo} \quad (2.91)$$

Dans le cas que nous étudions, nous considérons un système linéaire de condensateurs triphasé et équilibré. La matrice C s'écrit donc :

$$C = C I_3$$

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

$$Q_{Cqdo} = C v_{Cqdo} \quad (2.92)$$

En introduisant L'équation (2.92) dans l'expression (2.88) on

obtient:

$$i_{Cqdo} = C\omega v_{cdq} + Cp v_{Cqdo} \quad (2.93)$$

ou bien:

$$p v_{Cqdo} = \frac{1}{C} i_{Cqdo} - \omega v_{cdq} \quad (2.94)$$

que nous écrivons sous la forme explicite suivante:

$$\begin{cases} p v_{Cq} = \frac{1}{C} i_{Cq} - \omega v_{cd} \\ p v_{cd} = \frac{1}{C} i_{cd} - \omega v_{Cq} \\ p v_{Co} = \frac{1}{C} i_{Co} \end{cases} \quad (2.95)$$

Le système (2.94) (ou (2.95)) représente le système d'équations d'auto-excitation de la génératrice asynchrone.

Nous pouvons maintenant établir le modèle " linéaire " de la génératrice asynchrone. En effet les équations (2.76)-(2.81) associées au système (2.95) forment le modèle dynamique des flux en régime linéaire de la génératrice asynchrone.

2.3 AUTO-AMORÇAGE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE SOUS L'HYPOTHESE DE LINEARITE

La simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone, basée sur le modèle linéaire, conduit à une divergence des caractéristiques (tensions, courants, etc...). De ce fait la tension par exemple, peut atteindre des milliers de volts en quelques dixièmes de seconde (figure 2.6). Nous remarquons la même chose pour le courant (figure 2.7). Cependant, sur les relevés expérimentaux, nous ne voyons pas cette divergence.

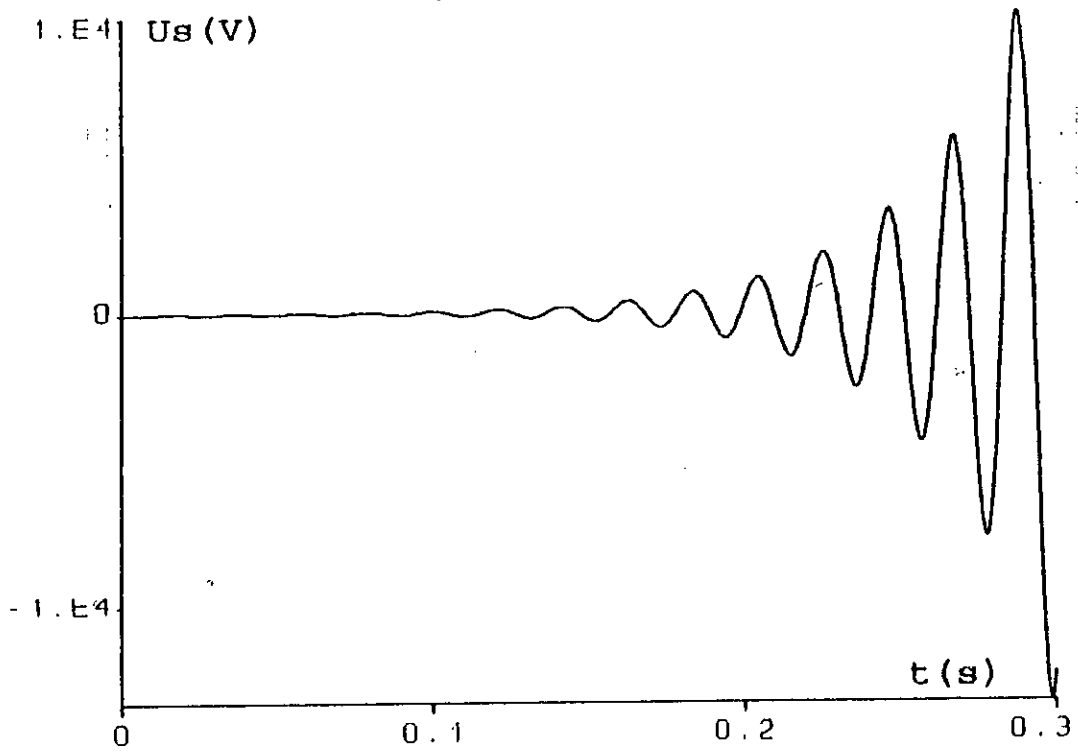


Figure 2.6 Tension de l'auto-amorçage à vide en régime linéaire.

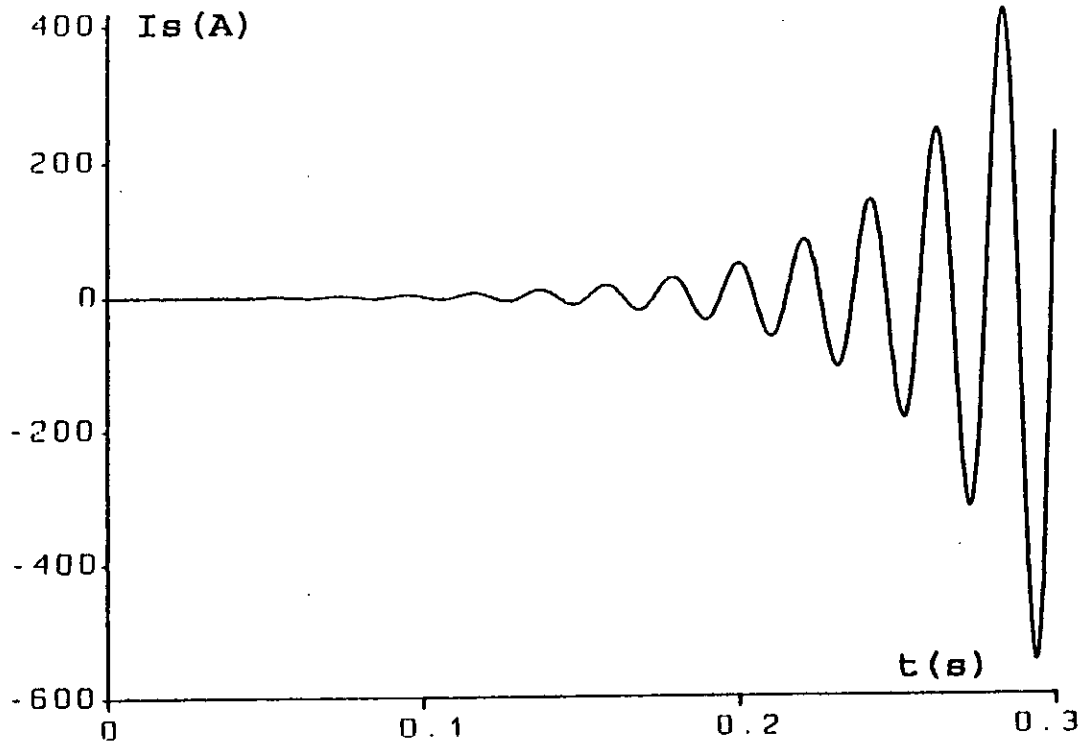


Figure 2.7 Courant de l'auto-amorçage à vide en régime linéaire.

La différence est due au fait d'avoir négliger un phénomène très important, voire fondamental dans le fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone, à savoir, la saturation. Nous devons alors écarter l'hypothèse simplificatrice de la linéarité du circuit magnétique.

2.4 CONCLUSION

Il nous a semblé utile de rappeler, au début de ce chapitre, la théorie des transformations triphasé-biphasé. Nous l'avons par la suite utilisée pour l'étude du comportement dynamique de la machine asynchrone.

Ce dernier étant régi par un système d'équations différentielles à coefficients dépendants du temps, la transformation triphasé-biphasé le transforme alors en un système à coefficients constants.

Lors de cette étude nous avons négligé l'effet de la saturation du circuit magnétique. Le modèle de flux développé sur la base de cette hypothèse est assez simple et donne des résultats corrects en simulant le fonctionnement en moteur de la machine asynchrone [1,13].

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

Ceci est dû au fait d'avoir négliger l'effet de la saturation qui constitue un phénomène indispensable au fonctionnement autonome de la génératrice asynchrone. Nous allons introduire la non linéarité du circuit magnétique au chapitre suivant.

Chapitre 3

**MODELE SATURE DE LA GENERATRICE
ASYNCHRONE**

INTRODUCTION

L'effet de la saturation des machines électriques a pris une importance considérable pour améliorer leur modélisation, et plusieurs de chercheurs s'y sont intéressés [1,3,35,37,38].

Ce phénomène de saturation joue un rôle primordial du fait que le point de fonctionnement et l'évolution de la machine au régime permanent, dépendent du degré de saturation du circuit magnétique [1,13].

Dans le cas de la génératrice asynchrone, le rôle de la saturation devient fondamental, et on ne peut le négliger [10].

En pratique, le problème n'est pas posé, puisque les circuits magnétiques généralement utilisés en électrotechnique sont saturables.

Lors de la simulation, nous devons tenir compte de cette non-linéarité, par une modélisation de la caractéristique de magnétisation des inductances propres et mutuelles, ou d'une autre fonction dérivée de ces dernières et pouvant décrire l'état magnétique de la machine.

3.1 MODELISATION DE LA SATURATION

Dès que l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique est écartée, on ne peut plus utiliser des inductances constantes. L'approche qui consiste à décomposer la caractéristique de magnétisation en une série de segments de droites est, par défaut de précision, de moins en moins acceptables [1].

De nombreux chercheurs ont alors abordé ce problème de manière à modéliser la caractéristique magnétique par des fonctions analytiques, telles que les polynômes, les fonctions hyperboliques, exponentielles et bien d'autres encore [1].

Dans notre travail, nous avons opté pour une modélisation par des exponentielles, car d'après plusieurs auteurs [1] ce type d'approche donne des résultats plus précis.

Notons aussi que pour modéliser la saturation, il existe plusieurs méthodes. Nous en citons par exemple la modélisation des inductances statiques et dynamiques (dans le cas du modèle des courants de la machine asynchrone) [31], la méthode des facteurs de saturation, et enfin celle utilisant la fonction "degré de saturation" [10].

C'est cette dernière que nous avons utilisée. Dans la suite de notre travail nous l'abrégerons par F.D.S, et nous noterons la fonction correspondante F.

3.2 CONSTRUCTION ET MODELISATION DE LA FONCTION " DEGRE DE SATURATION " (F.D.S.)

3.2.1 CONSTRUCTION DE LA F.D.S.

Sur la figure (3.1) on a représenté la caractéristique de magnétisation réelle de la machine utilisée. Nous l'avons relevée par un essai au synchronisme.

Sur la même figure on a représenté également la caractéristique linéaire que nous avons construite en supposant que la machine ne se sature pas quelque soit le courant magnétisant absorbé.

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

Pour tout point de fonctionnement, nous définissons la variation $\Delta\phi_m$ entre les flux $\phi_m(sat)$ et $\phi_m(lin)$

$$\Delta\phi_m = \phi_m(lin) - \phi_m(sat) \quad (3.1)$$

où

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

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

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

La figure (3.2) montre les variations de $\Delta\phi_m$ en fonction de $\phi_m(lin)$.

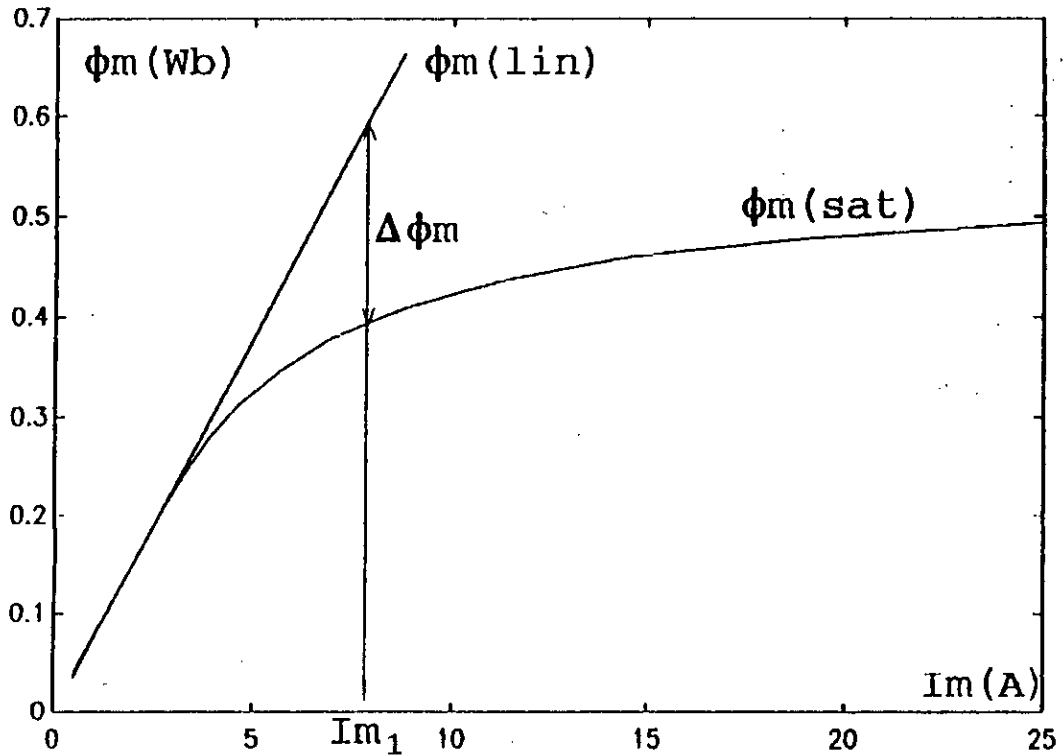


Figure 3.1 Caractéristiques de magnétisation en régime linéaire et saturé de la machine asynchrone utilisée.

Il serait plus avantageux de rapporter $\Delta\phi_m$ au flux $\phi_m(lin)$ pour gagner en terme de nombre d'opérations, tout en gardant la représentation de l'effet de la saturation.

Nous définissons alors la F.D.S. (fonction "degré de saturation") F de la manière suivante:

$$F(\phi_m(lin)) = \frac{\Delta\phi_m}{\phi_m(lin)} \tag{3.2}$$

La variation de cette fonction est donnée sur la figure (3.3).

Nous remarquons, sur la figure (3.3), que la fonction F reste constamment nulle tant que le flux ϕ_m est inférieur à une valeur que nous notons ϕ_{m0} . Cette valeur est la limite de la zone linéaire de la caractéristique magnétique.

Dans cette partie linéaire $\phi_m(lin) = \phi_m(sat)$ et c'est alors normal que F y soit nulle.

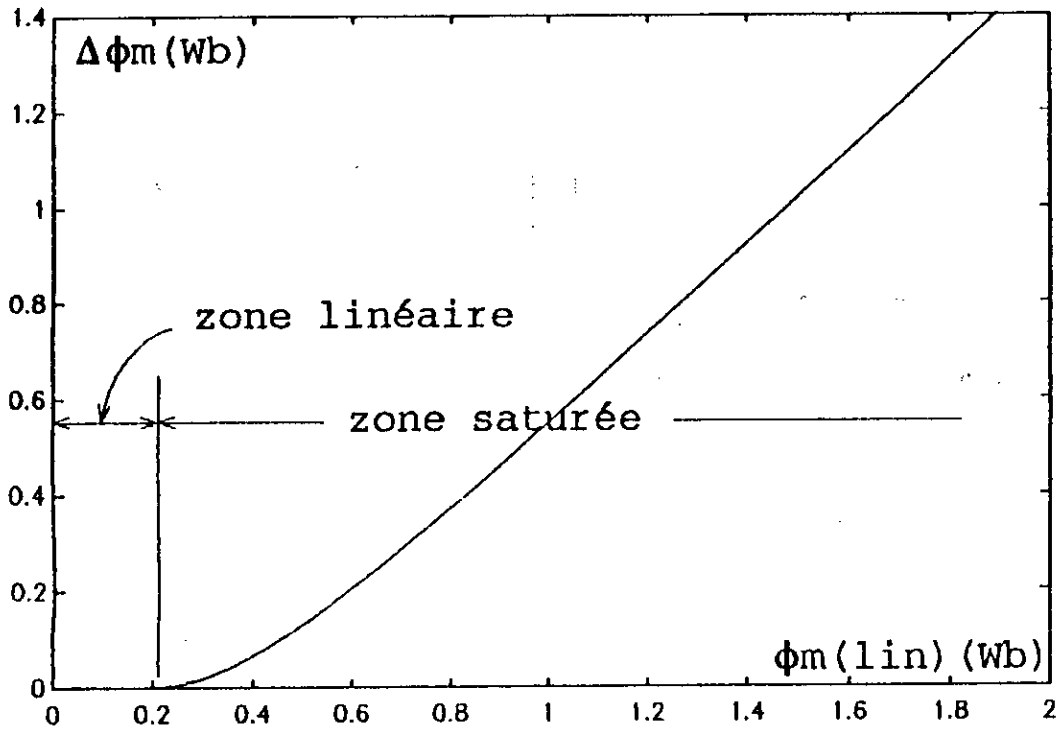


Figure 3.2 Variation de la fonction $\Delta\phi_m$ en fonction du flux linéaire.

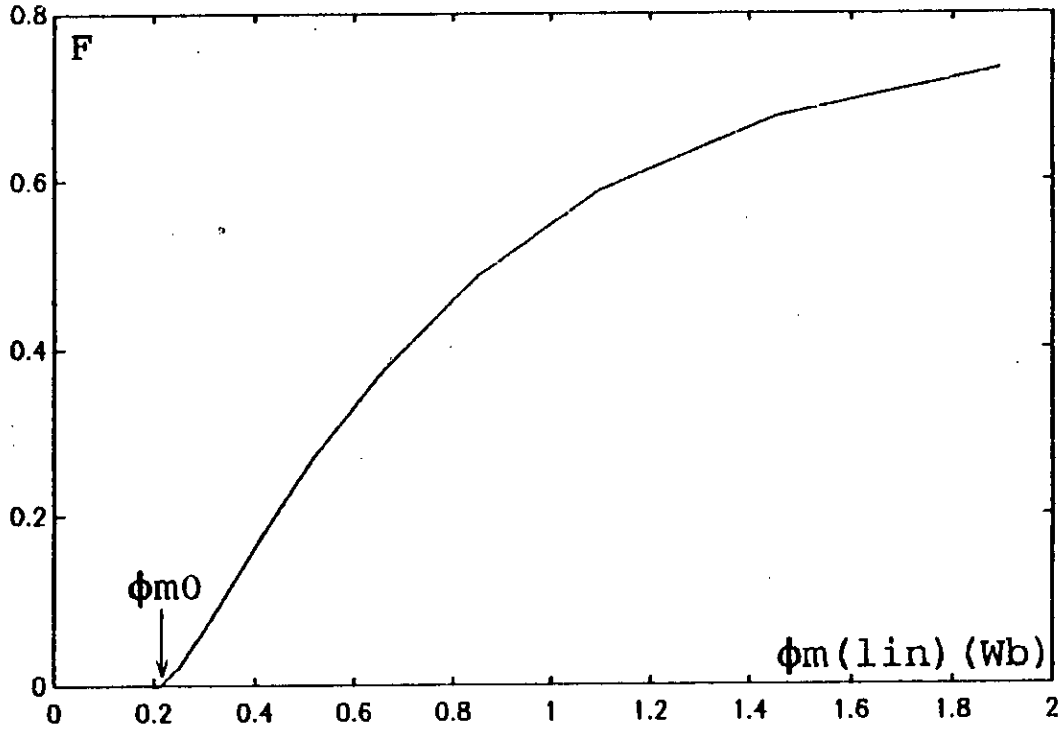


Figure 3.3 Variation de la fonction 'degré de saturation'

Suite à cette dernière remarque, nous avons décomposé la courbe de F en deux zones:

- la zone à degré de saturation nul, pour $\varphi_m \leq \varphi_{m0}$
- la zone à degré de saturation croissant pour $\varphi_m > \varphi_{m0}$

Ce qui nous donne:

$$F = \begin{cases} F_0 = 0 & \text{si } \varphi_m \leq \varphi_{m0} \\ F_1 \neq 0 & \text{si } \varphi_m > \varphi_{m0} \end{cases} \quad (3.3)$$

3.2.2 MODELISATION DE F

A partir de l'évolution de la fonction représentée par la figure 3.3, nous l'avons modélisée par une approche mathématique à l'aide d'une série d'exponentielles, en utilisant une méthode d'optimisation (moindres carrés). Ceci nous permettra de travailler avec une expression analytique continue, au lieu d'une représentation discrète.

Le modèle non-linéaire que nous avons choisi pour F_1 est de la forme:

$$F_1 = C_1 [1 - \exp(-\lambda_1 (\varphi_m(\text{lin}) - \varphi_{m0}))] + C_2 [\exp(\lambda_2 (\varphi_m(\text{lin}) - \varphi_{m0}) / (\varphi_m(\text{lin}) + \varphi_{m1})) - 1] \quad (3.4)$$

F_0 étant identiquement nulle, $F_0 = 0$.

Nous nous sommes limité dans ce modèle, à une série à deux exponentielles, mais il est tout à fait possible d'augmenter ce nombre pour avoir une meilleure précision.

Le résultat d'identification des coefficients λ_i , C_i , φ_{mi} ($i=1,2$) est donné en annexe 2.

3.3 INTRODUCTION DE LA SATURATION DANS LE MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans le modèle linéaire déjà établi, nous avons fait apparaître deux grandeurs très importantes quant à la modélisation de la saturation (chapitre 2).

Ces deux grandeurs sont les composantes d'axes q et d du

flux magnétisant φ_{mq} et φ_{md} .

L'introduction de la saturation dans le modèle de la machine asynchrone, repose essentiellement sur la connaissance en chaque point de fonctionnement, de ces deux grandeurs. Les flux φ_{mq} et φ_{md} s'expriment par:

$$\varphi_{mq}(sat) = \varphi_{mq}(lin) - \Delta\varphi_{mq} \quad (3.5)$$

$$\varphi_{md}(sat) = \varphi_{md}(lin) - \Delta\varphi_{md} \quad (3.6)$$

D'après le diagramme de la figure (3.4) le flux magnétisant $\varphi_m(lin)$ est lié à ses composantes $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$ par:

$$\varphi_m(lin) = \sqrt{\varphi_{mq}^2(lin) + \varphi_{md}^2(lin)} \quad (3.7)$$

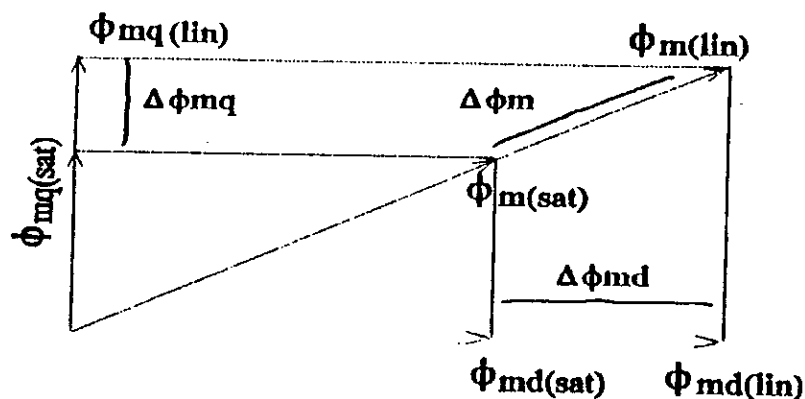


Figure 3.4 Diagramme des vecteurs flux, montrant l'effet de la saturation suivant les deux axes q et d.

D'une autre part, les variations $\Delta\varphi_{mq}$ et $\Delta\varphi_{md}$ vérifient:

$$\Delta\varphi_{mq} = \frac{\varphi_{mq}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m \quad (3.8)$$

$$\Delta\varphi_{md} = \frac{\varphi_{md}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m \quad (3.9)$$

or

$$\frac{\varphi_{mq}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m = \varphi_{md}(lin) \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_m(lin)} = \varphi_{mq}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.10)$$

et

$$\frac{\varphi_{md}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m = \varphi_{md}(lin) \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_m(lin)} = \varphi_{md}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.11)$$

$$\Delta\varphi_{mq} = \varphi_{mq}(lin) F(\varphi_m(lin)) \tag{3.12}$$

$$\Delta\varphi_{md} = \varphi_{md}(lin) F(\varphi_m(lin)) \tag{3.13}$$

Etant donnés $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$, il est possible de déterminer $\Delta\varphi_{mq}$ et $\Delta\varphi_{md}$ à partir des équations (3.7, 3.12, 3.13), qui associées aux équations (3.5) et (3.6) permettent d'obtenir les deux composantes saturées du flux magnétisant.

$$\varphi_{mq}(sat) = \varphi_{mq}(lin) [1 - F(\varphi_m(lin))] \tag{3.14}$$

$$\varphi_{md}(sat) = \varphi_{md}(lin) [1 - F(\varphi_m(lin))] \tag{3.15}$$

Le diagramme de la figure (3.5), synthétise cette méthode de représentation de la saturation suivant les deux axes q et d.

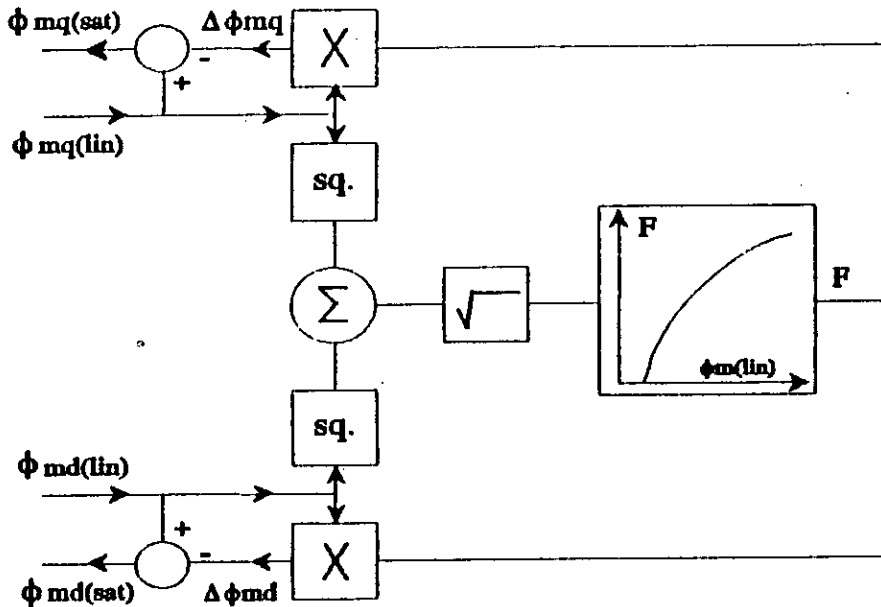


Figure 3.5 Représentation des étapes de détermination de la saturation suivant les deux axes q et d.

3.3.1 DETERMINATION DES FLUX MAGNETISANTS LINEAIRE ET SATURE

Nous commençons par déterminer les composantes non saturées $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$. Pour cela, réécrivons leurs expressions en fonction des courants (voir chapitre 2):

$$\varphi_{mq}(lin) = M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.16)$$

$$\varphi_{md}(lin) = M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.17)$$

Récrivons également les équations des courants en fonction des flux réels (saturés):

$$i_{qs} = \frac{\varphi_{qs}(sat) - \varphi_{mq}(sat)}{l_s} \quad (3.18)$$

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ds}(sat) - \varphi_{md}(sat)}{l_s} \quad (3.19)$$

$$i'_{qr} = \frac{\varphi'_{qr}(sat) - \varphi_{mq}(sat)}{l'_r} \quad (3.20)$$

$$i'_{dr} = \frac{\varphi'_{dr}(sat) - \varphi_{md}(sat)}{l'_r} \quad (3.21)$$

Injectons maintenant ces équations des courants, obtenues ci-dessus dans les équations (3.16) et (3.17)

$$\varphi_{mq}(lin) = M \left(\frac{\varphi_{qs}(sat)}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}(sat)}{l'_r} - \varphi_{mq}(sat) \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) \right) \quad (3.22)$$

d'où

$$\frac{\varphi_{mq}(lin)}{M} + \varphi_{mq}(sat) \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) = \left(\frac{\varphi_{qs}(sat)}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}(sat)}{l'_r} \right) \quad (3.23)$$

En exprimant $\varphi_{mq}(sat)$ en fonction de $\varphi_{mq}(lin)$ d'après (3.5) et (3.6), nous aurons:

$$\frac{\varphi_{mq}(lin)}{M} + \varphi_{mq}(lin) \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) - \Delta \varphi_{mq} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) = \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \quad (3.24)$$

$$\varphi_{mq}(lin) \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) = \Delta \varphi_{mq} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) + \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \quad (3.25)$$

d'où:

$$\varphi_{mq}(lin) = L_q \left(\Delta \varphi_{mq} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) + \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \right) \quad (3.26)$$

De la même manière, nous obtenons pour $\varphi_{md}(lin)$:

$$\varphi_{md}(lin) = L_d \left(\Delta\varphi_{md} \left(\frac{1}{I_s} + \frac{1}{I'_r} \right) + \left(\frac{\varphi_{ds}}{I_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{I'_r} \right) \right) \quad (3.27)$$

L_q et L_d sont déjà définies au niveau du chapitre 2.

Pour déduire les expressions de $\varphi_{mq}(sat)$ et $\varphi_{md}(sat)$ nous utilisons de nouveau les équations (3.5) et (3.6):

$$\varphi_{mq}(sat) = \Delta\varphi_{mq} \left(L_q \left(\frac{1}{I_s} + \frac{1}{I'_r} \right) - 1 \right) + L_q \left(\frac{\varphi_{qs}}{I_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{I'_r} \right) \quad (3.28)$$

or

$$L_q \left(\frac{1}{I_s} + \frac{1}{I'_r} - 1 \right) = L_q \left(\frac{1}{I_s} + \frac{1}{I'_r} - \frac{1}{L_q} \right) = -\frac{L_q}{M} \quad (3.29)$$

On obtient finalement:

$$\varphi_{mq}(sat) = L_q \left(\frac{\varphi_{qs}}{I_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{I'_r} \right) - \frac{L_q}{M} \Delta\varphi_{mq} \quad (3.30)$$

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

$$\varphi_{md}(sat) = L_d \left(\frac{\varphi_{ds}}{I_s} + \frac{\varphi'_{dr}}{I'_r} \right) - \frac{L_d}{M} \Delta\varphi_{md} \quad (3.31)$$

Par l'établissement de ces quatre équations (3.26), (3.27), (3.30) et (3.31) nous terminons la modélisation de l'effet de la saturation dans les équations de la machine asynchrone.

Nous obtenons le modèle dynamique des flux en régime saturé de la génératrice asynchrone, en assemblant les équations: (2.76)-(2.81) des flux, (2.95)-(2.96) de l'auto-excitation et (3.26), (3.27), (3.30) et (3.31) des flux magnétisants (linéaire et saturé).

C'est ce système que nous allons simuler.

3.4 SIMULATION DE L'AUTO-AMORÇAGE A VIDE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE.

Le modèle dynamique de la génératrice asynchrone, qu'on vient établir consiste essentiellement en un système d'équations différentielles non linéaires. La simulation du fonctionnement en régime transitoire et permanent de la génératrice asynchrone, revient donc à la résolution de ce système.

On connaît plusieurs méthodes permettant la résolution de tels systèmes: EULER, RUNGE-KUTTA d'ordre 3, d'ordre 4 et bien

d'autres. Certaines sont à pas fixe, d'autres à pas variable.

Nous avons utilisé la méthode de RUNGE-KUTTA-FEHLBERG d'ordre 4 à pas variables.

Les paramètres de la machine, dont nous avons simulé le fonctionnement, sont donnés en annexe 2.

Nous présentons à la fin de ce chapitre des résultats de simulation, ainsi que d'autres obtenus expérimentalement. Ces résultats décrivent le transitoire de l'auto-amorçage à vide de la génératrice asynchrone.

Les figures (3.6) représentent, pour la machine considérée, l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de 90 μF , le rotor étant entraîné à 1500 tr/min.

La figure (3.6.1.a) représente la tension entre phases qui atteint son régime permanent 376.67 V (valeur maximale), après un transitoire qui dure 0.246 sec.

La figure (3.6.2.a) représente le courant statorique. Son amplitude étant de 18.42 A, son transitoire dure aussi 0.246 sec.

La figure (3.6.3.a) représente le courant rotorique, dont le transitoire dure aussi environ 0.246 sec. Son régime permanent étant sinusoïdale très lent.

Les figures (3.7) représentent également des auto-amorçages à vide, mais cette fois-ci sur une batterie de condensateurs de 120 μF , le rotor étant entraîné à 1400 tr/min.

Sur ces figures nous remarquons des faits analogues à ceux des figures (3.6) précédentes.

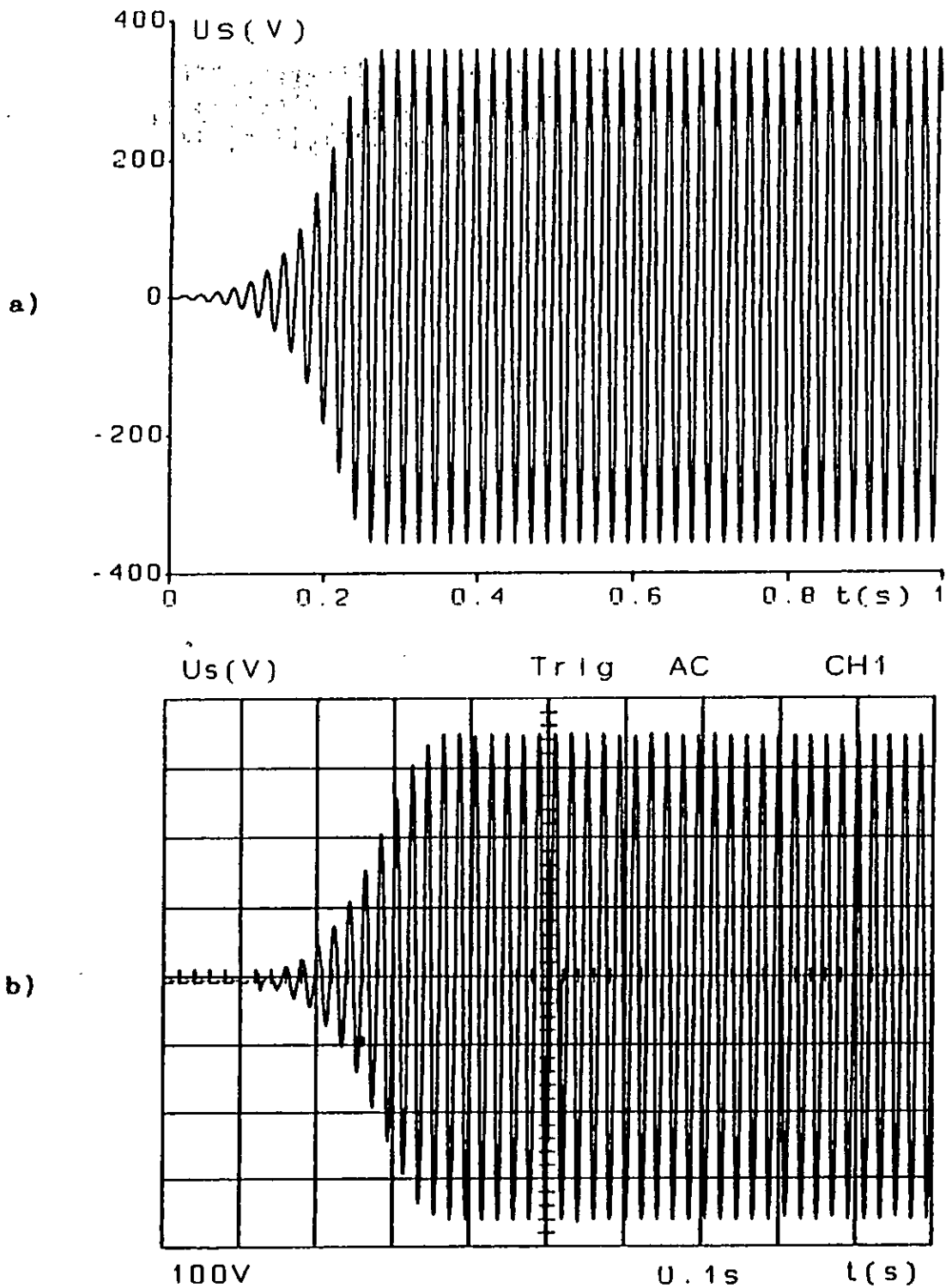


Figure 3.6.1 Tension statorique d'auto-amorçage à vide, $N=1500$ tr/min, $C=90\mu\text{F}$.

- a) obtenue par simulation,
- b) relevée expérimentalement.

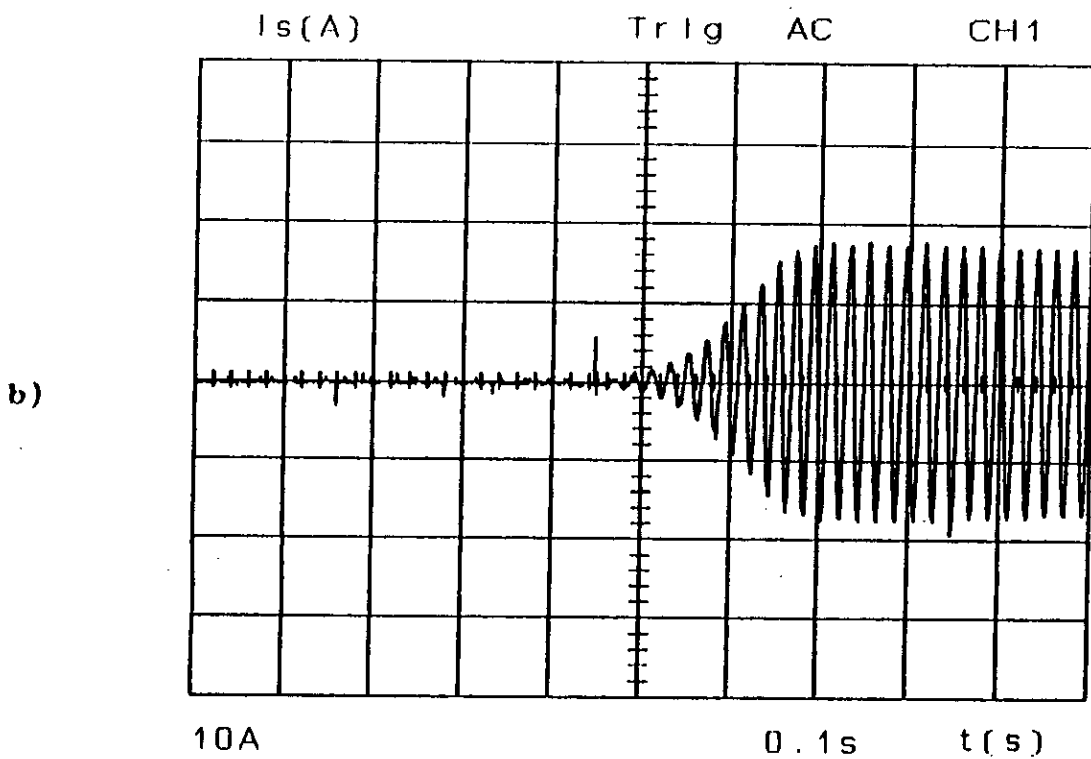
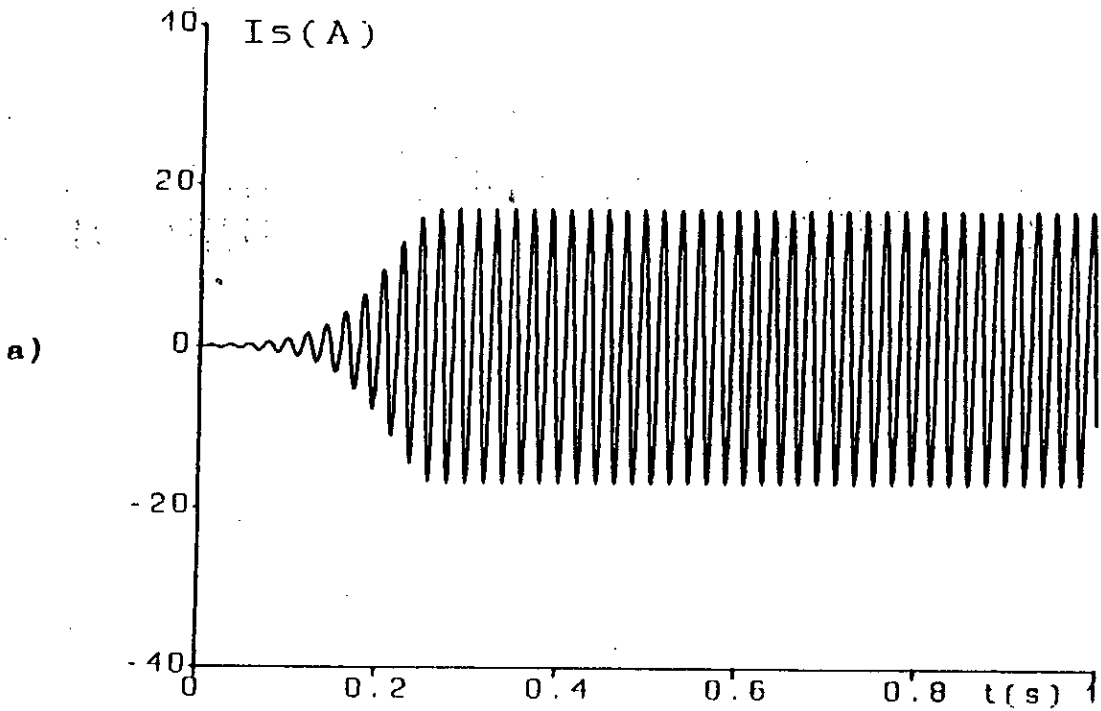


Figure 3.6.2 Courant d'auto-amorçage à vide,
 $N=1500$ tr/min, $C=90\mu\text{F}$.

- a) relevé expérimentalement,
- b) obtenu par simulation.

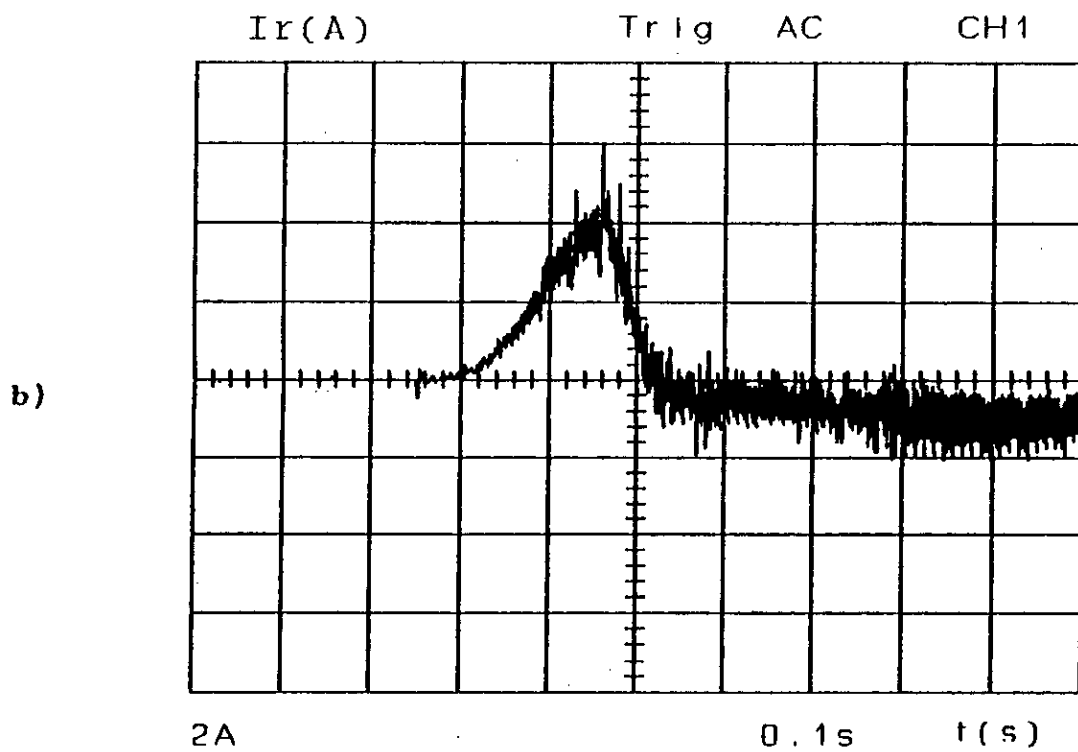
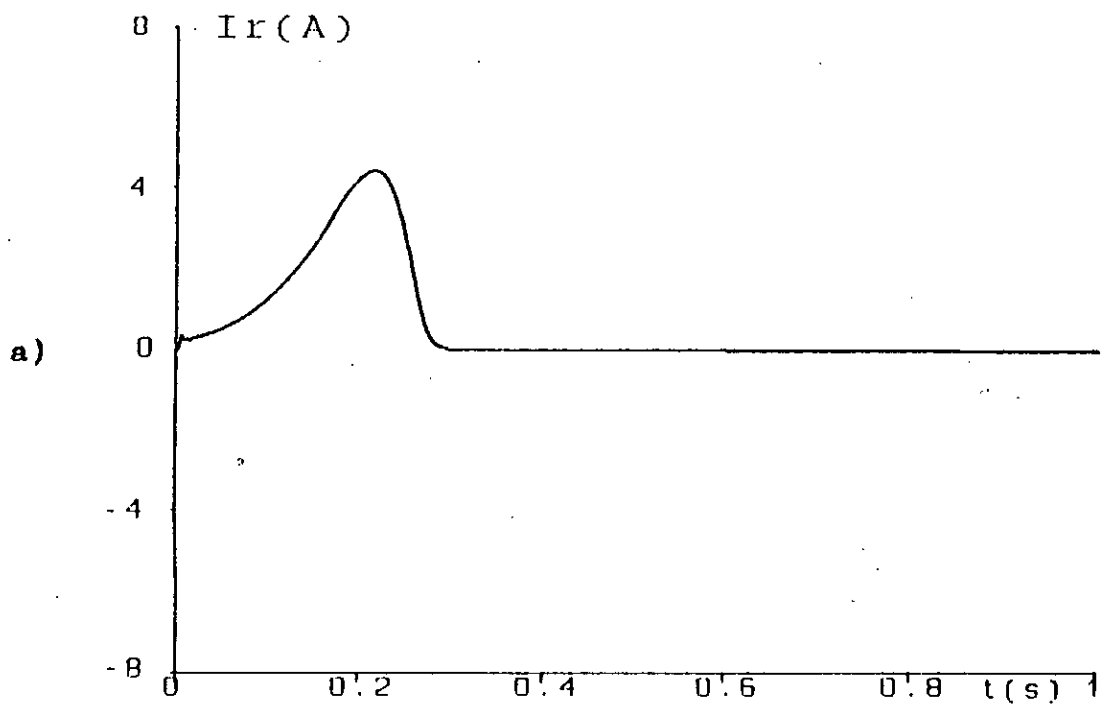


Figure 3.6.3 Courant rotorique d'auto-amorçage à vide
 $N=1500$ tr/min, $C=90\mu F$,

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

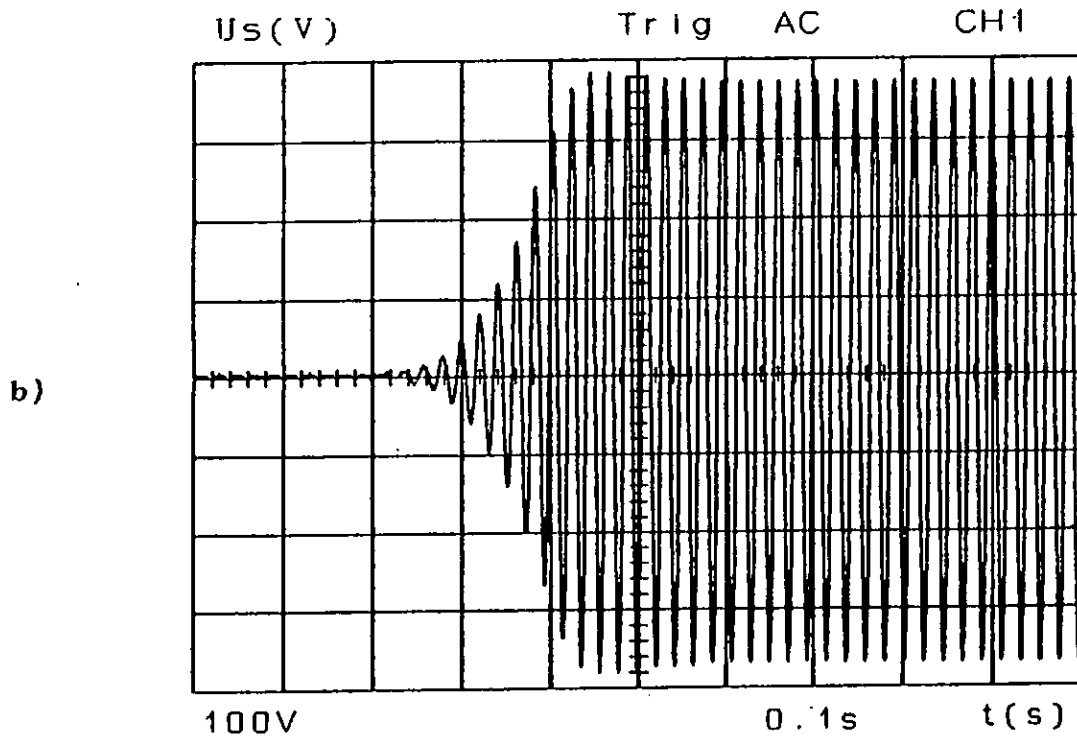
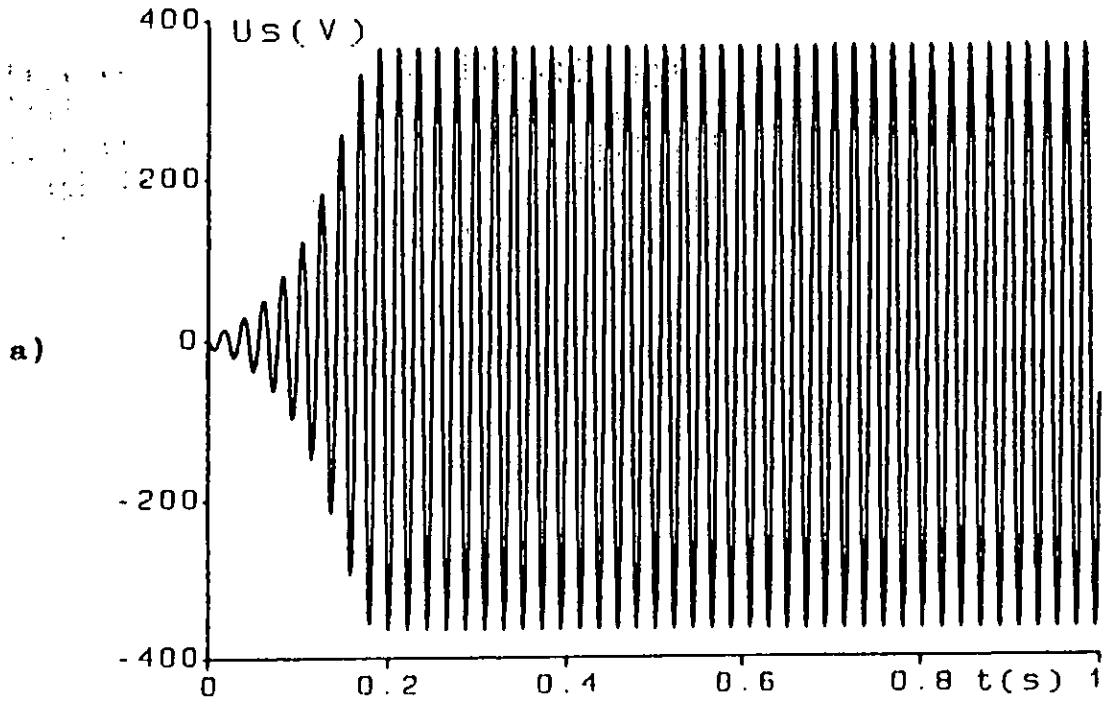


Figure 3.7.1 Tension d'auto-amorçage à vide,
 $N=1400$ tr/min, $C=120\mu\text{F}$,

- a) obtenue par simulation,
- b) relevée expérimentalement.

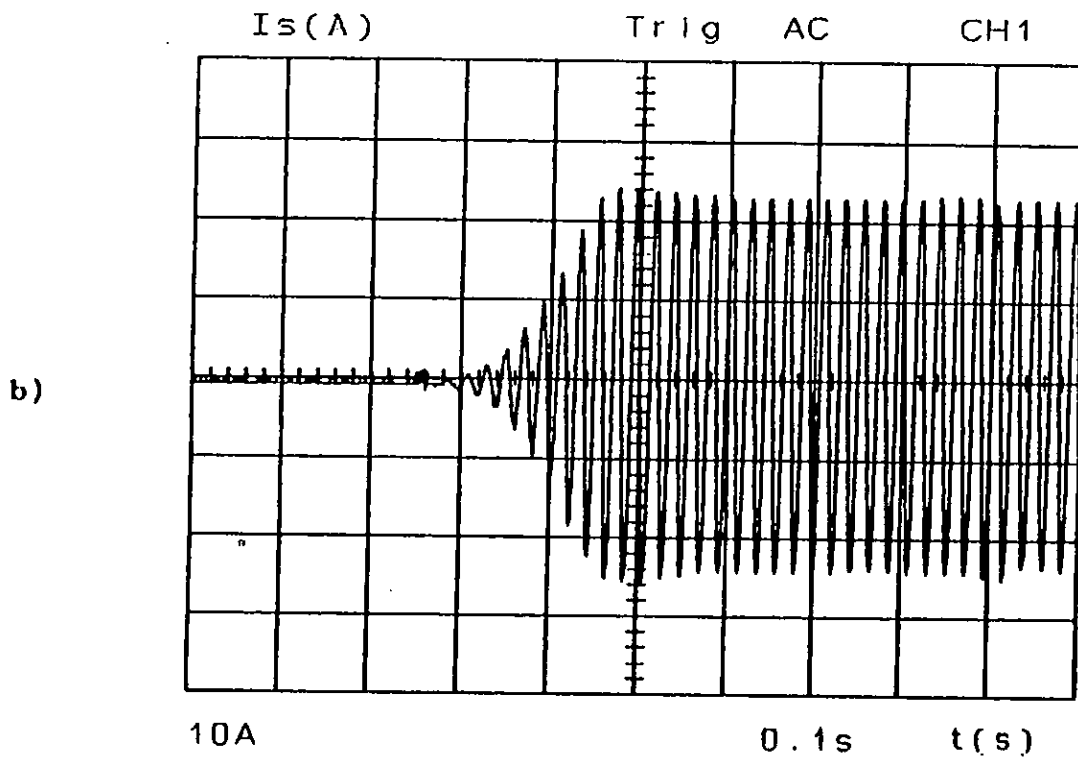
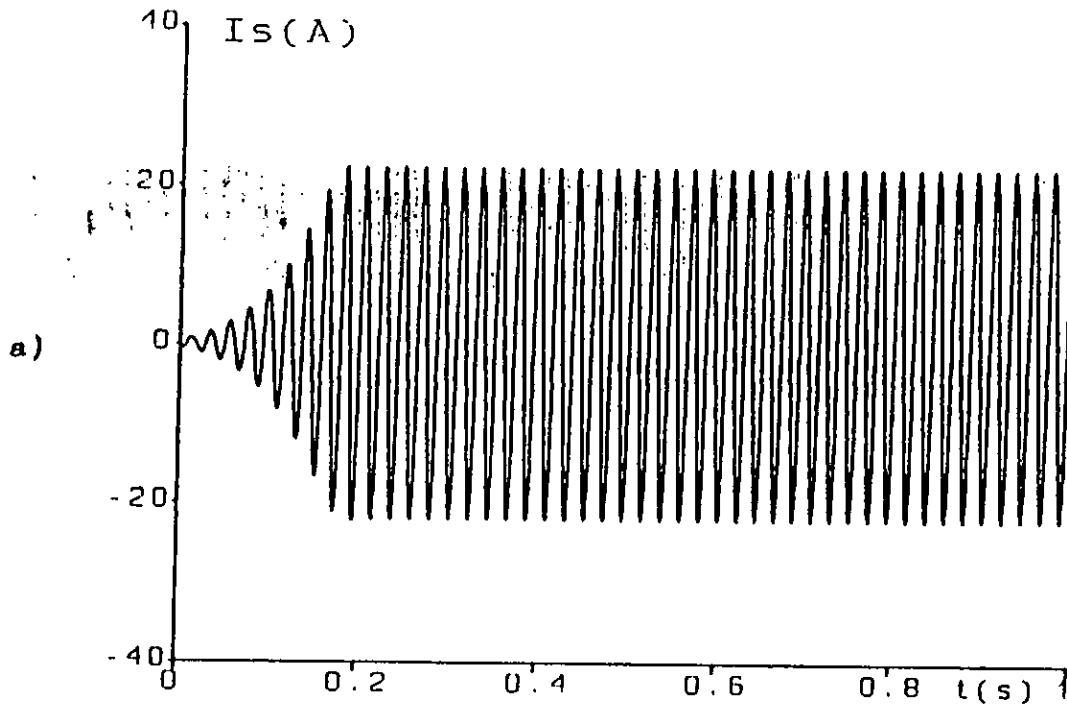


Figure 3.7.2 Courant statorique d'auto-amorçage à vide, $N=1400$, $C=120\mu F$.

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

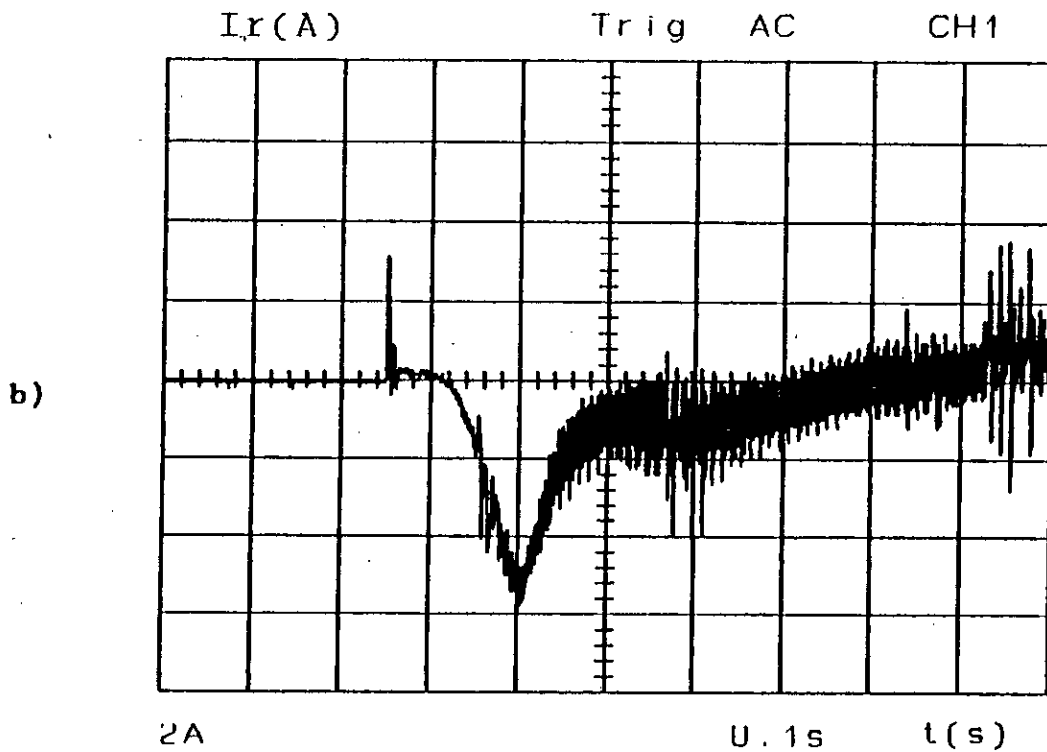
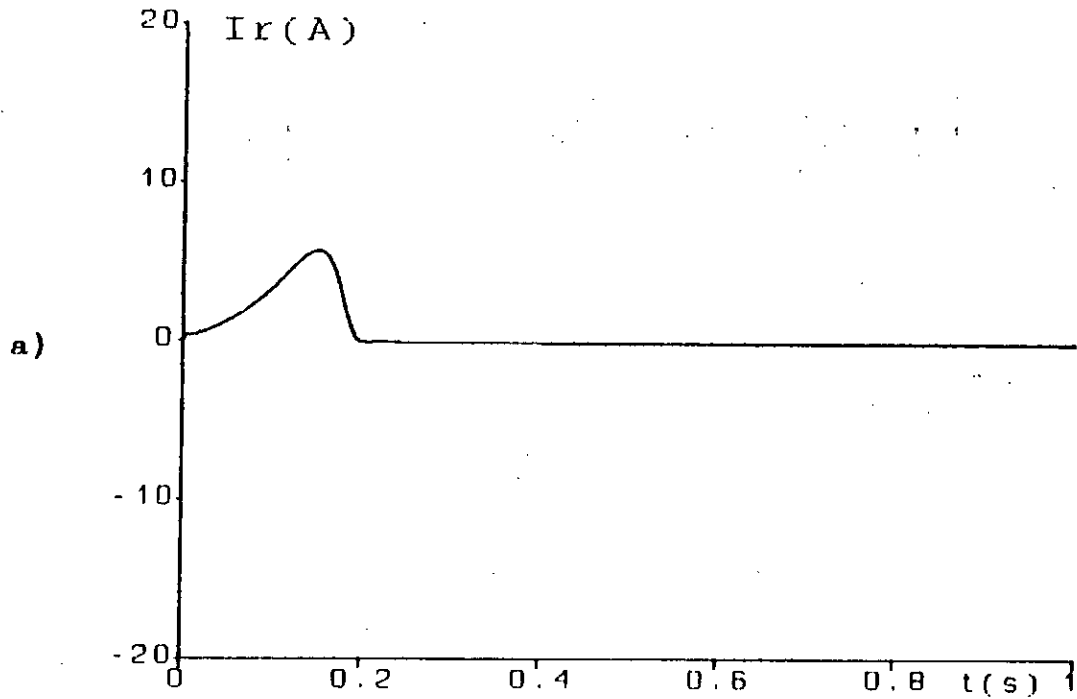


Figure 3.7.3 Courant rotorique d'auto-amorçage à vide
 $N=1400$ tr/min, $C=120\mu F$.

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

3.5 VALIDATION DU MODELE SATURE:

Les résultats expérimentaux que nous avons exposés ci-dessus (figure 3.6 et figure 3.7) ont été relevés dans des conditions analogues à celles de la simulation.

Cette analogie des conditions d'opération en simulation et en pratique laisse prévoir des résultats comparables.

Sur la figure (3.6.1.b) la tension statorique présente une amplitude en régime établi de 379 V (écart de 0.6 % avec la simulation), et un transitoire de 0.24 sec (écart de 2.5 % avec la simulation).

L'amplitude du courant statorique en régime établi (figure 3.6.2.b) étant de 18.1 A (écart de 1.7 % avec la simulation).

Cette première comparaison montre une bonne concordance des résultats expérimentaux et de simulations.

Les relevés expérimentaux des figures (3.7) présentent aussi une bonne cohérence avec les résultats de simulation correspondants.

Cette concordance des résultats expérimentaux avec ceux de simulation, confirme la validité du modèle saturé développé.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle dynamique de la machine asynchrone, tenant compte de la saturation. Nous avons ensuite utilisé ce modèle pour simuler le fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone.

Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel de la génératrice (Nous avons montré au chapitre 2 que le modèle linéaire est divergent).

La saturation de la branche magnétisante est indispensable au fonctionnement autonome de la génératrice.

La connaissance avec précision de la caractéristique de magnétisation de la machine est donc particulièrement importante.

La valeur des condensateurs d'excitation ainsi que la vitesse d'entraînement, ont une influence remarquable sur le comportement en régime dynamique et établi de la génératrice.

Les relevés des caractéristiques expérimentales ont montré la concordance avec les résultats de simulation, ce qui confirme la validité du modèle développé.

Chapitre 4

FONCTIONNEMENT EN CHARGE

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons établi le modèle de la génératrice asynchrone qui a été par la suite validé par un auto-amorçage à vide.

Nous signalons que, même à vide, l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone présente un intérêt pratique considérable (auto-amorçage accidentel [19], freinage hypersynchrone [16,40,41]).

Cependant, la génératrice asynchrone, comme tout autre générateur, est conçue pour fonctionner en charge. Elle présente dans ce mode de fonctionnement le plus d'intérêt, d'où l'objet du présent chapitre.

Notre objectif principal dans ce dernier chapitre étant de donner une deuxième validation du modèle saturé développé précédemment. Pour cela nous avons considéré quatre types de charges passives R, RL, RC et RLC.

Nous nous proposons alors d'établir les modèles de ces différents types de charges passives (R,RL,RC,RLC), ce qui constitue le deuxième objectif du chapitre. Ensuite, nous couplons chacun de ces quatre modèles avec le modèle principal de la génératrice asynchrone.

Le choix de ces types de charge n'est pas arbitraire, en effet, les deux premiers (R et RL) sont choisis en tant que charges d'utilisation très courante.

Les deux derniers sont considérés afin de montrer l'effet de l'association de condensateurs en série avec la charge.

Enfin nous présentons, les résultats de connexion de chacune de ces charges sur la génératrice asynchrone.

4.1 MODELISATION DE LA CHARGE

Etant donné que le modèle de la génératrice asynchrone est établi au chapitre précédent, une grande partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation de la charge.

Comme au chapitre 2, nous établissons la représentation de la charge dans le référentiel $qd0$.

Nous nous servons des rappels donnés au chapitre 2, concernant la transformation des variables d'un circuit stationnaire au référentiel arbitraire.

Les éléments de la charge sont, tout au long du chapitre, considérés montés en série. Le cas du montage en parallèle peut être déduit du montage série.

Pour cela, considérons le circuit triphasé équilibré de la figure 4.1.

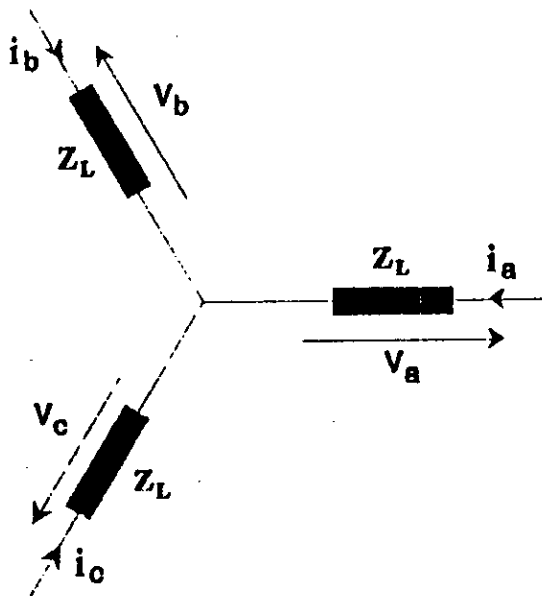


Figure 4.1 Charge triphasée équilibrée

Z_L : Impédance par phase de la charge.

$v_a v_b v_c$: Les tensions par phases appliquées à la charge.

$i_a i_b i_c$: Les courants de lignes circulant dans la charge.

Les vecteurs tension (\mathbf{v}_{abc}) et courant (\mathbf{i}_{abc}), ainsi que la matrice impédance (\mathbf{Z}_L) sont liés par la relation:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{Z}_L \mathbf{i}_{abc}$$

Les étapes les plus importantes de la modélisation sont:

1°/ La substitution des variables \mathbf{f}_{abc} aux variables \mathbf{f}_{qd0} moyennant l'équation de transformation 2.4. (f représente l'une

des variables d'un circuit triphasé).

2°/ Le choix d'un vecteur d'état (notons le \mathbf{X}).

3°/ L'écriture du système d'équations liant les variables du circuit de la charge sous la forme d'état:

$$\dot{\mathbf{X}} = h(\mathbf{X}, \mathbf{v}_{qdo}, \mathbf{Z}_L)$$

Remarques

i) Dans le cas de la charge R, le système différentiel précédent est d'ordre "zéro" ($\dot{\mathbf{X}} = 0$), nous l'écrivons sous la forme:

$$\mathbf{X} = h(\mathbf{v}_{qdo}, \mathbf{Z}_L) .$$

ii) Dans le cas de la charge R-L-C, le système est d'ordre deux. Moyennant un changement de variables, nous le ramenons à système différentiel d'ordre un, de la forme:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{Y}} = h(\mathbf{Y}, \mathbf{v}_{qdo}, \mathbf{Z}_L) \\ \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{Y} \end{cases}$$

Le nombre d'équations de ce système est alors le double de celui du système d'origine.

4.2 MODE OPERATOIRE

La génératrice étudiée est entraînée à 1500 tr/min, une batterie de condensateurs de 90µF/phase, montée en triangle, est placée à ses bornes. Lorsque le régime établi de l'auto-excitation est atteint (après fermeture de K_e), nous connectons aux bornes de la génératrice, la charge R (fermeture de K_L). Le dispositif expérimental est schématisé sur la figure 4.2

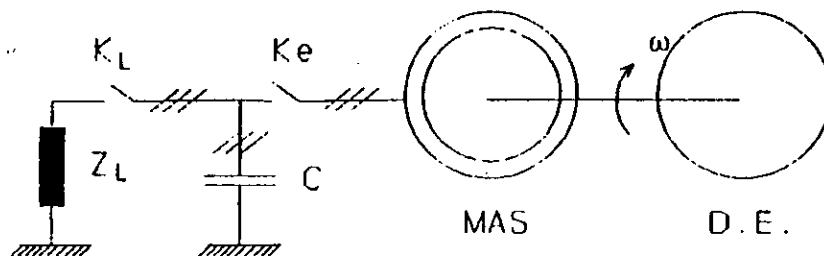


Figure 4.2 Dispositif expérimental du fonctionnement en charge.

4.3 APPLICATIONS

4.3.1 CAS DE LA CHARGE RESISTIVE

L'utilisation de la génératrice asynchrone pour alimenter une charge résistive constitue l'application la plus simple de cette dernière. Ceci étant grâce au fait que les fluctuations de la tension et de la fréquence, si elles ne sont pas excessives, ne posent pas de problèmes pour la charge (nous avons déjà signalé que pour l'alimentation de résistance de chauffage, on admet couramment des variations de fréquence et/ou de tension de l'ordre de 20%).

En pratique, une charge résistive peut représenter des résistances de chauffage, d'éclairage, etc...

Dans ce qui suit nous allons établir le modèle de la charge résistive triphasée équilibrée dans le référentiel arbitraire. Ce dernier, associé au modèle de la génératrice asynchrone, permet de simuler le débit sur charge résistive.

A) MODELISATION

Supposons que le circuit de la figure 4.1 soit purement résistif. Chaque phase de la charge a une résistance R . La matrice résistance de ce circuit est donc:

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Les courants (i_{abc}) circulant dans le circuit, et les tensions qui lui sont appliquées (v_{abc}) par phases sont liés par:

$$v_{abc} = R i_{abc} \quad (4.2)$$

Pour passer des variables de phases (i_{abc} et v_{abc}) aux variables relatives (i_{qdo} et v_{qdo}), on utilise la matrice de transformation inverse des circuits stationnaire P_s^{-1} (équation 2.4):

$$P_s^{-1} v_{qdo} = R P_s^{-1} i_{qdo} \quad (4.3)$$

où

$$v_{qdo} = P_s R P_s^{-1} i_{qdo} \quad (4.4)$$

La charge étant supposée équilibrée donc

$$R = R I_3 \quad (4.5)$$

où I_3 représente la matrice identité d'ordre 3.

Le produit $P_s R P_s^{-1}$ peut donc être écrit comme suit:

$$R P_s I_3 P_s^{-1} \quad (4.6)$$

La commutativité du produit matriciel avec la matrice identité permet de l'écrire ainsi:

$$R P_s I_3 P_s^{-1} = R I_3 P_s P_s^{-1} \quad (4.7)$$

L'équation 4.4 s'écrit donc:

$$v_{qdo} = R i_{qdo} \quad (4.8)$$

et sous forme explicite:

$$v_q = R i_q \quad (4.9)$$

$$v_d = R i_d \quad (4.10)$$

$$v_0 = R i_0 \quad (4.11)$$

On remarque que dans le cas d'une charge équilibrée, la matrice résistance associée aux variables relatives, est la même que celle associée aux variables de phases.

Le système d'équations (4.9)-(4.11) représente le modèle de la charge résistive dans le référentiel arbitraire .

B) RESULTATS

Les figures (4.3 à 4.5) représentent quelques relevés expérimentaux, ainsi que d'autres obtenus par simulation, de l'essai en charge.

Nous avons relevé la tension entre phases du stator, les courants statoriques et de la charge.

La résistance de la charge est de 15 Ω .

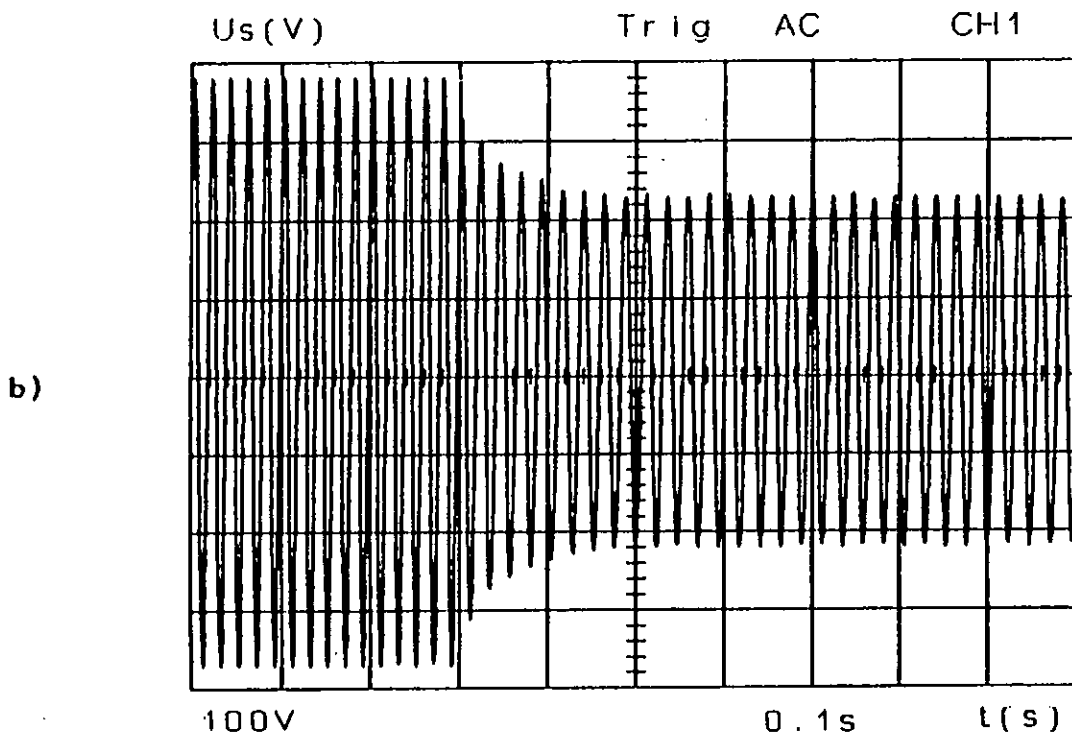
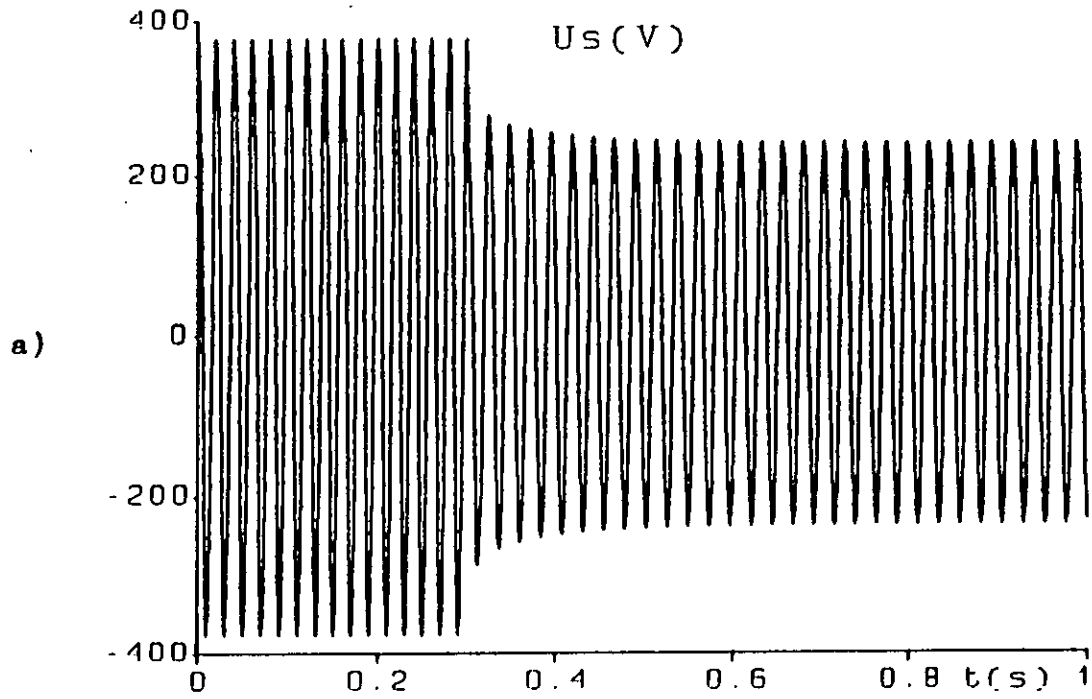


Figure 4.3 Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge résistive $R=15\Omega$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

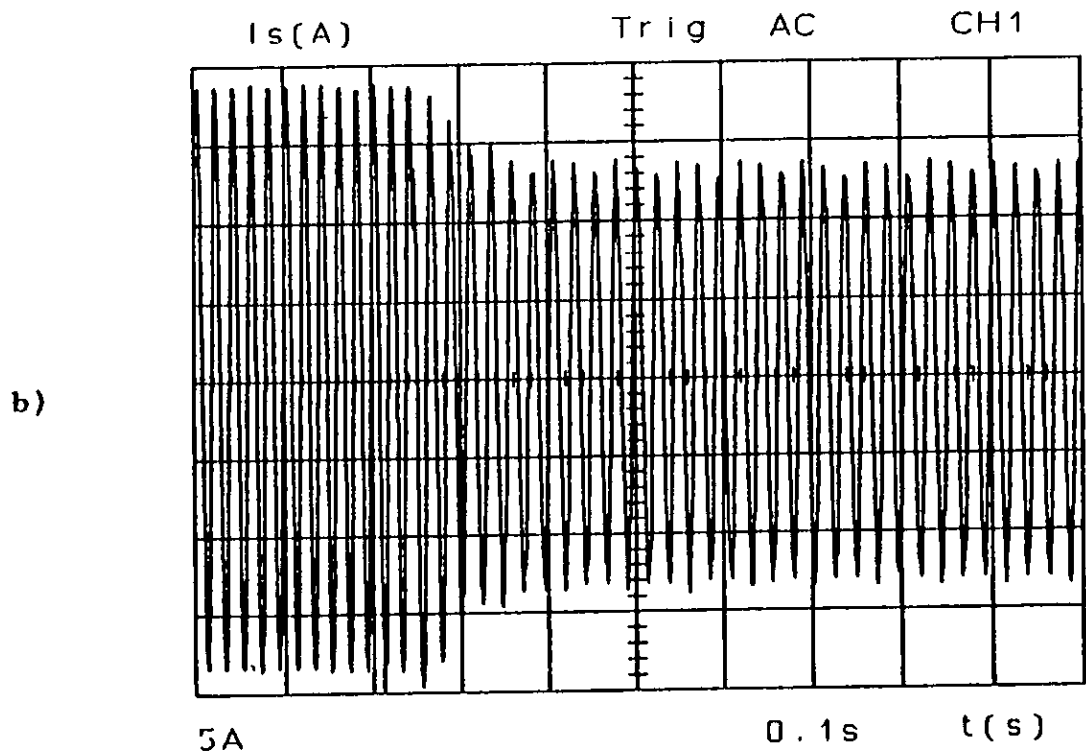
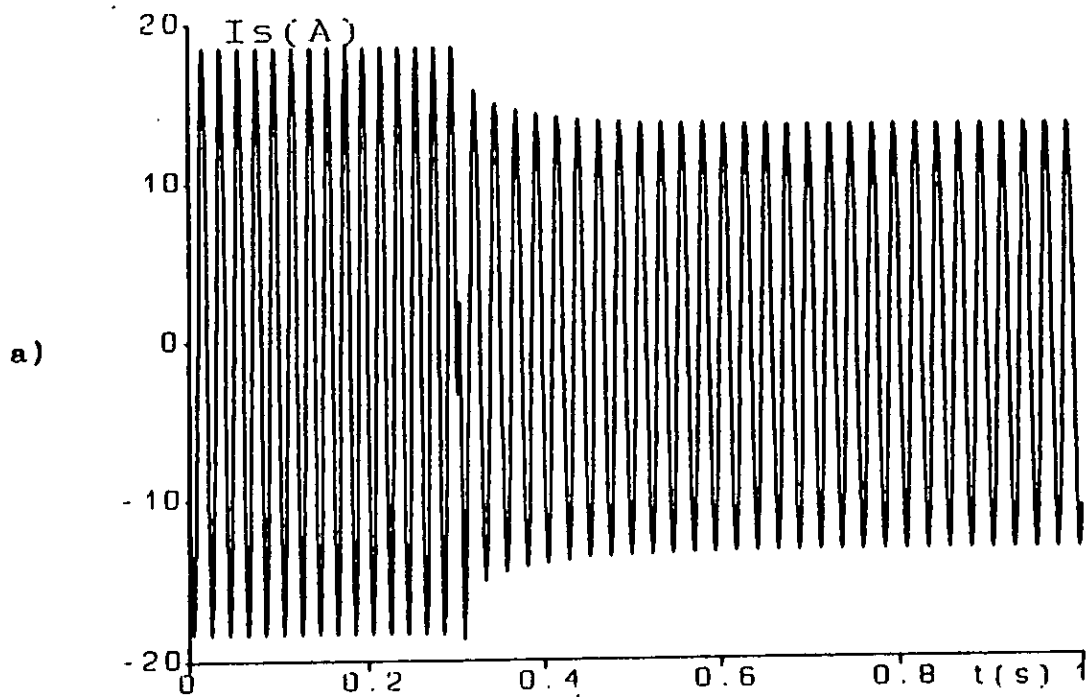


Figure 4.4 Transitoire du courant statorique, suite à la connexion d'une charge résistive $R=15\Omega$.

- a) obtenu par simulation
- b) relevé expérimentalement.

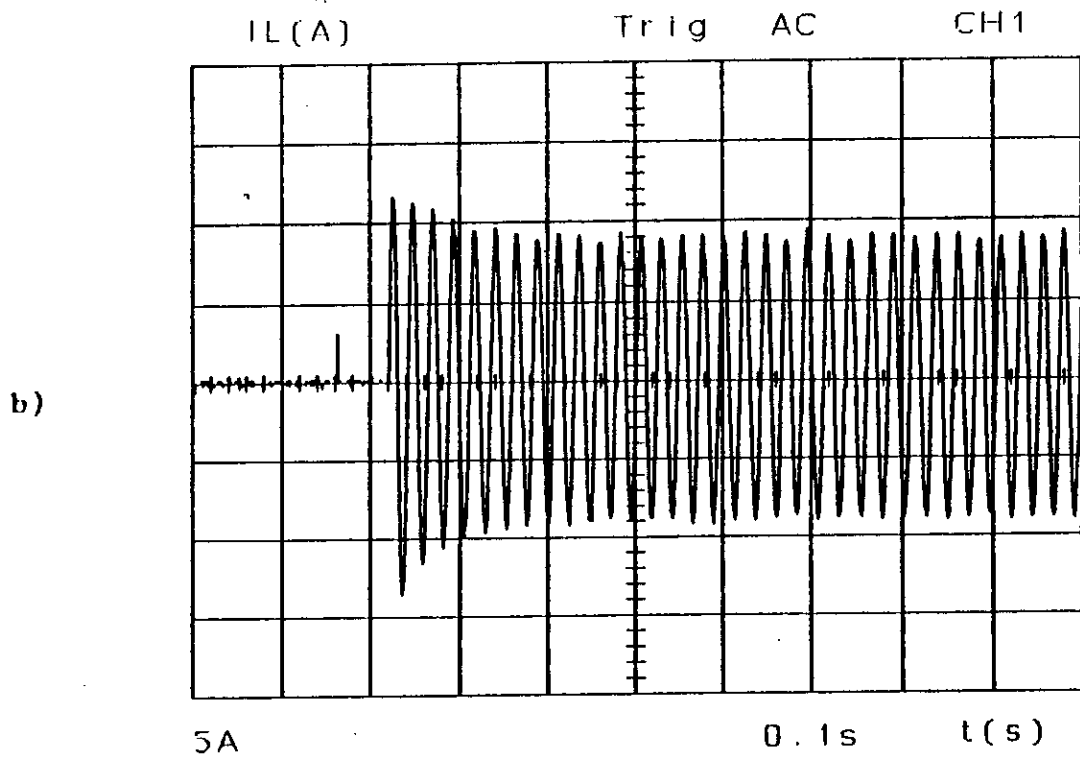
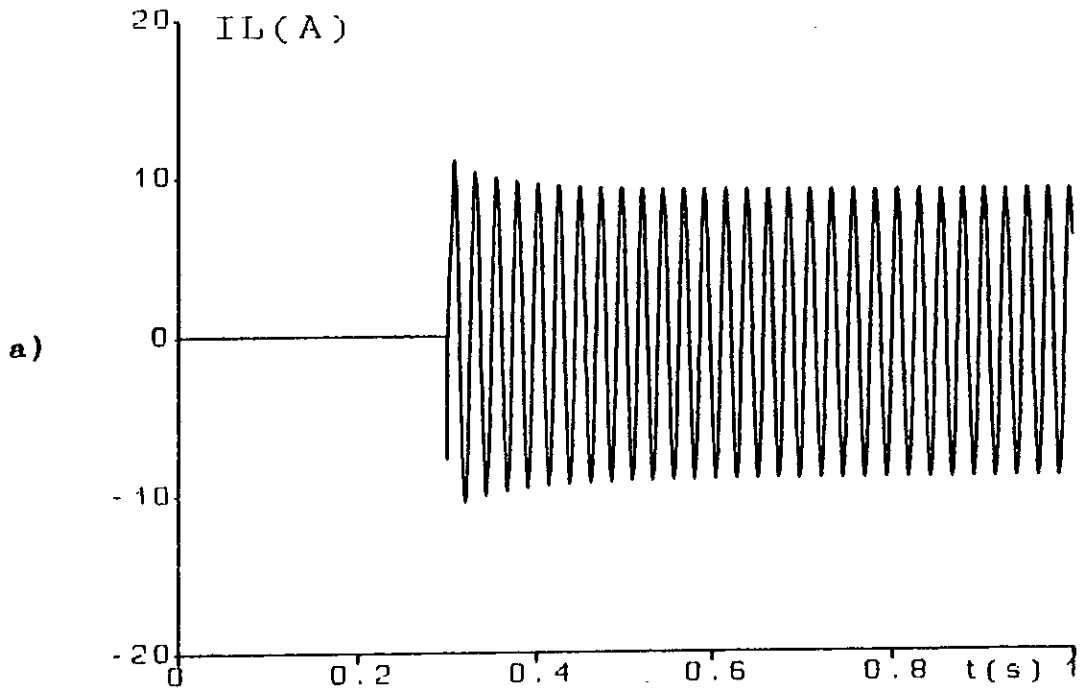


Figure 4.5 Transitoire du courant de charge, suite à la connexion d'une charge résistive $R=15\Omega$.

- a) obtenu par simulation
- b) relevé expérimentalement.

4.3.2 CAS DE LA CHARGE RL

Après avoir examiné le cas d'une charge purement résistive, nous considérons maintenant le cas d'une charge RL. Cette charge très fréquemment rencontrée, est caractérisée essentiellement par sa consommation en énergie réactive.

L'appel d'énergie réactive, nous l'avons déjà signalé, pose un problème pour la génératrice asynchrone. Car, même pour ses propres besoins en réactif, cette dernière dépend d'un dispositif extérieur (les capacités d'excitation)

Pour pouvoir simuler le débit de la génératrice sur une charge RL, il faut tout d'abord modéliser cette charge. Nous allons donc donner représentation du circuit RL triphasé équilibré dans le référentiel arbitraire .

A) MODELISATION

Le circuit est analogue à celui de la figure 4.1. Chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance R et d'une inductance L. Nous considérons que les trois phases sont magnétiquement couplées. La mutuelle entre phases est notée par M_c .

La matrice résistance est définie comme dans le cas de la charge résistive. La matrice inductance est définie par:

$$L = \begin{bmatrix} L & M_c & M_c \\ M_c & L & M_c \\ M_c & M_c & L \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

La tension appliquée sur chaque phase peut être exprimée comme la somme de deux tensions; l'une appliquée sur l'élément résistif, l'autre sur celui inductif:

$$\begin{cases} V_a = V_{Ra} + V_{La} \\ V_b = V_{Rb} + V_{Lb} \\ V_c = V_{Rc} + V_{Lc} \end{cases} \quad (4.13)$$

Soit sous forme matricielle:

$$V_{abc} = V_{Rabc} + V_{Labc} \quad (4.14)$$

Multiplions chaque terme de l'équation 4.14 par P_s^{-1} :

$$P_s^{-1} \mathbf{v}_{abc} = P_s^{-1} \mathbf{v}_{Rabc} + P_s^{-1} \mathbf{v}_{Labc} \quad (4.15)$$

d'où

$$\mathbf{v}_{qdo} = \mathbf{v}_{Rqdo} + \mathbf{v}_{Lqdo} \quad (4.16)$$

Or, nous savons d'après les équation (4.6) que:

$$\mathbf{v}_{qdo} = R \mathbf{i}_{qdo} \quad (4.17)$$

Il reste à chercher les expressions de \mathbf{v}_{Lqdo} \mathbf{v}_{Lqdo} .

Nous connaissons que:

$$\mathbf{v}_{Labc} = P \Phi_{abc} \quad (4.18)$$

Φ_a, Φ_b, Φ_c étant les flux par phase et p est l'opérateur dérivé.

La relation 4.18 s'exprime à partir de l'équation 2.4 par:

$$P_s^{-1} \mathbf{v}_{Lqdo} = P (P_s^{-1} \Phi_{qdo}) \quad (4.19)$$

d'où

$$\mathbf{v}_{Ldq0} = P_s P (P_s^{-1} \Phi_{qdo}) \quad (4.20)$$

alors

$$\mathbf{v}_{Lqdo} = P_s P (P_s^{-1}) \Phi_{qdo} + P_s P_s^{-1} P \Phi_{qdo} \quad (4.21)$$

Or on a (voir annexe 1)

$$P_s (P_s^{-1}) \Phi_{qdo} = \omega \mathbf{v}_{dq} \quad (4.22)$$

En remarquant d'autre part que:

$$P_s P_s^{-1} = I_3 \quad (4.23)$$

L'équation 4.21 peut alors s'écrire:

$$\mathbf{v}_{Lqdo} = \omega \Phi_{dq} + P \Phi_{qdo} \quad (4.24)$$

Si de plus nous supposons que le circuit magnétique de la charge n'est pas saturé, nous pouvons poser:

$$\Phi_{abc} = L \mathbf{i}_{abc}$$

L étant définie ci-dessus.

Ce qui est équivalent à:

$$P_s^{-1} \Phi_{dq0} = L P_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \quad (4.25)$$

d'où

$$\Psi_{dq0} = P_s L P_s^{-1} i_{dq0} \quad (4.26)$$

On peut montrer aussi que:

$$P_s L P_s^{-1} = \begin{bmatrix} L-M_c & 0 & 0 \\ 0 & L-M_c & 0 \\ 0 & 0 & L+2M_c \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Ce qui donne:

$$\begin{cases} \Psi_q = (L-M_c) i_q \\ \Psi_d = (L-M_c) i_d \\ \Psi_0 = (L+2M_c) i_0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Et ainsi, en remplaçant Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c par leurs expressions (4.28) dans l'équation (4.24), nous aboutissons à:

$$\begin{cases} v_{Lq} = \omega (L-M_c) i_d + (L-M_c) p i_q \\ v_{Ld} = -\omega (L-M_c) i_q + (L-M_c) p i_d \\ v_{L0} = (L + 2M_c) p i_0 \end{cases} \quad (4.29)$$

Finalement, les relations (4.16), (4.17) et (4.29), permettent d'écrire le système suivant:

$$\begin{cases} v_q = R i_q + \omega (L-M_c) i_d + (L-M_c) p i_q \\ v_d = R i_d - \omega (L-M_c) i_q + (L-M_c) p i_d \\ v_0 = R i_0 + (L + 2M_c) p i_0 \end{cases} \quad (4.30)$$

qui s'expriment par:

$$\begin{cases} p i_q = (v_q - R i_q - \omega (L-M_c) i_d) / (L-M_c) \\ p i_d = (v_d - R i_d + \omega (L-M_c) i_q) / (L-M_c) \\ p i_0 = (v_0 - R i_0) / (L+2M_c) \end{cases} \quad (4.31)$$

Ce système d'équations différentielles, représente le modèle dynamique de charge RL série dans le référentiel arbitraire.

B) RESULTATS

Nous avons réalisé l'essai en charge avec $R = 47,5 \Omega$ et $L = 0.12 \text{ H}$.

Les relevés expérimentaux et de simulation sont représentés sur les figures 4.6 à 4.8.

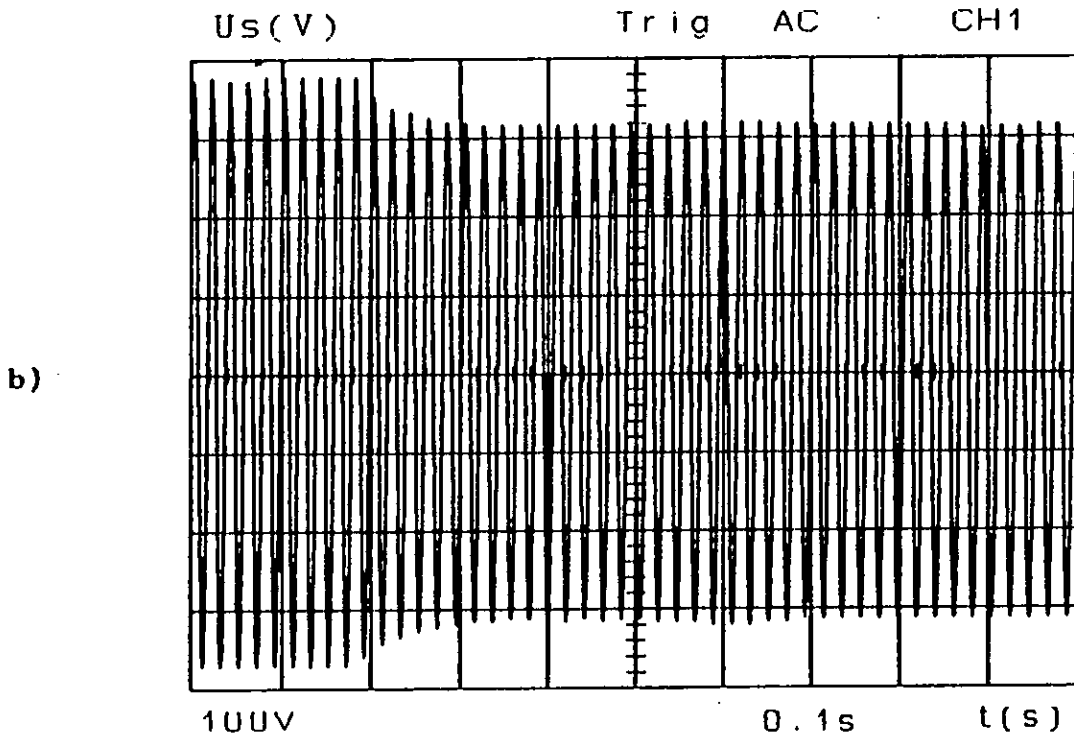
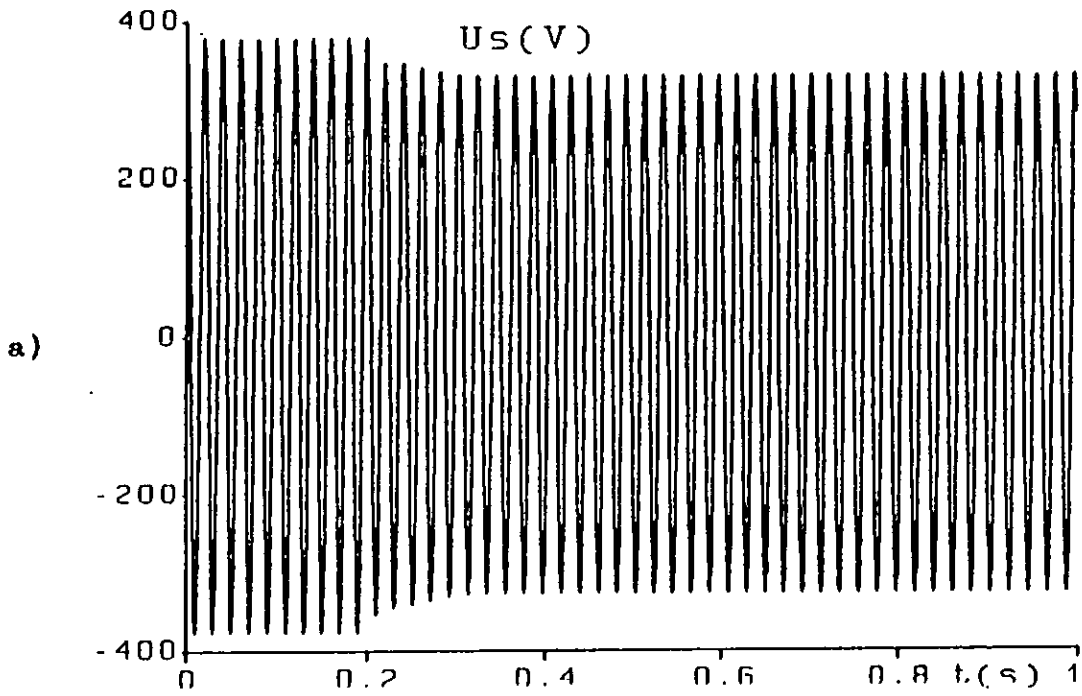


Figure 4.6 Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RL, $R=47.5\Omega$, $L=0.12H$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

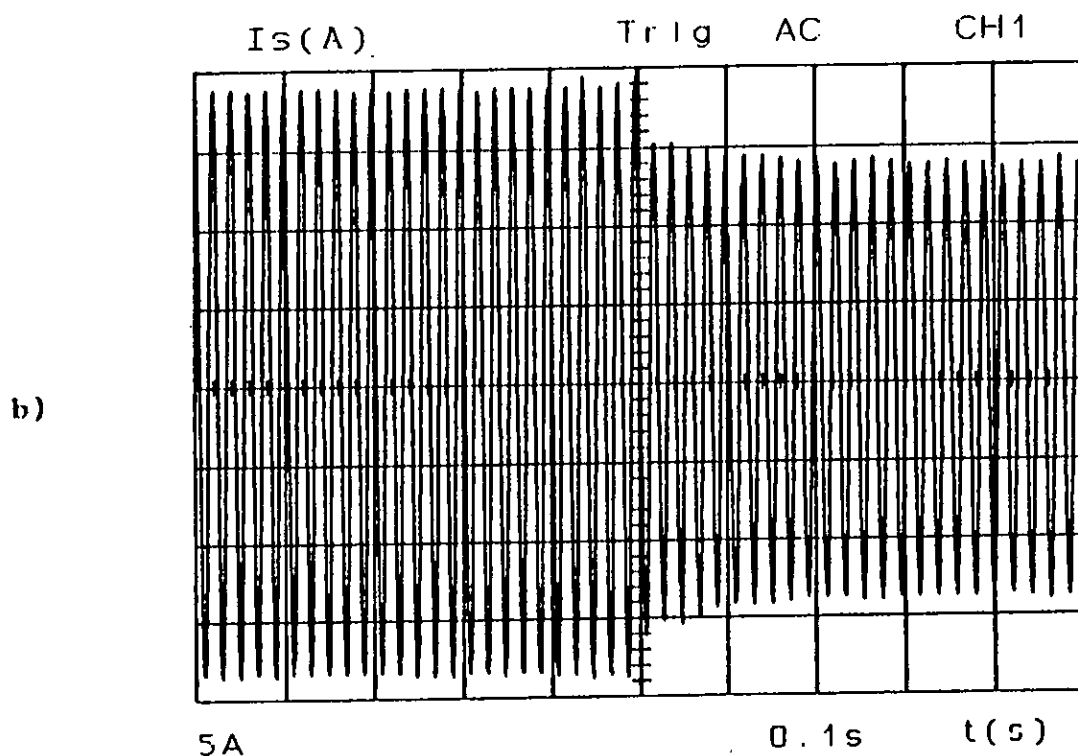
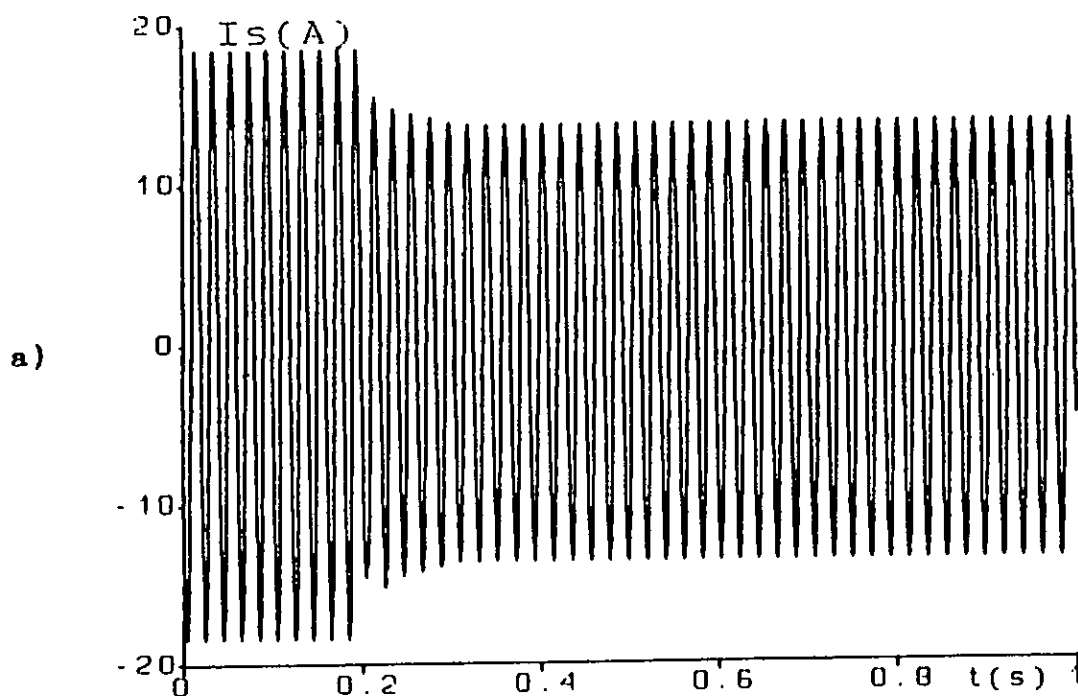


Figure 4.7 Transitoire du courant statorique, suite à la connexion d'une charge RL, $R=47.56\Omega$ $L=0.12H$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

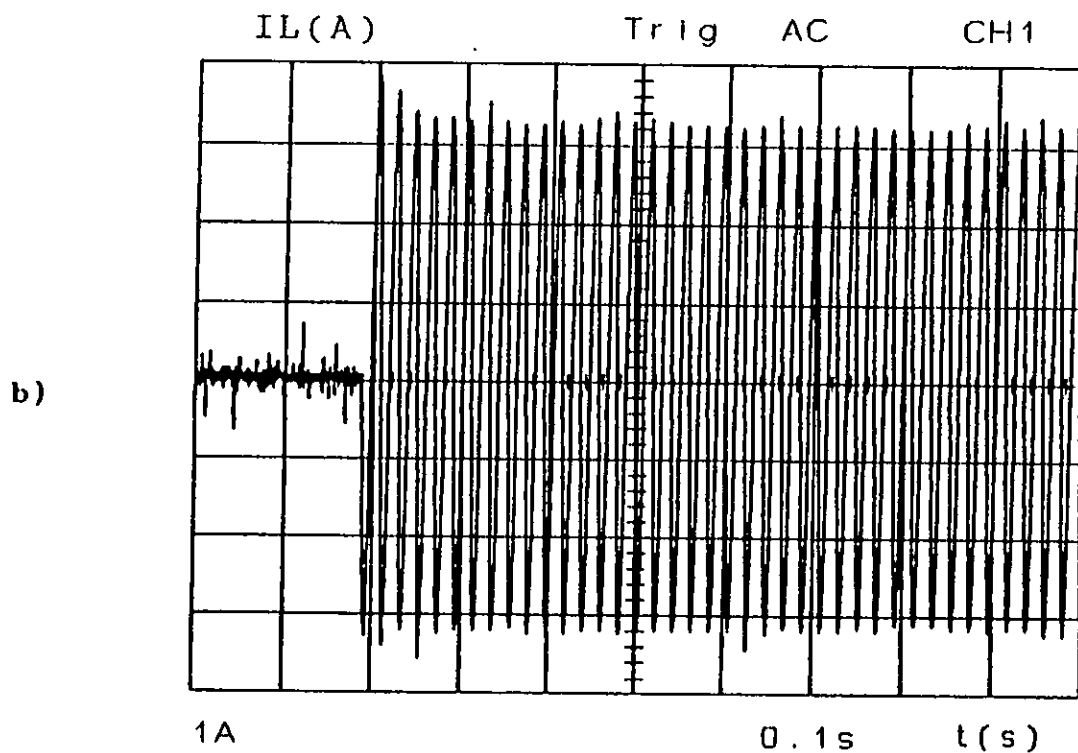
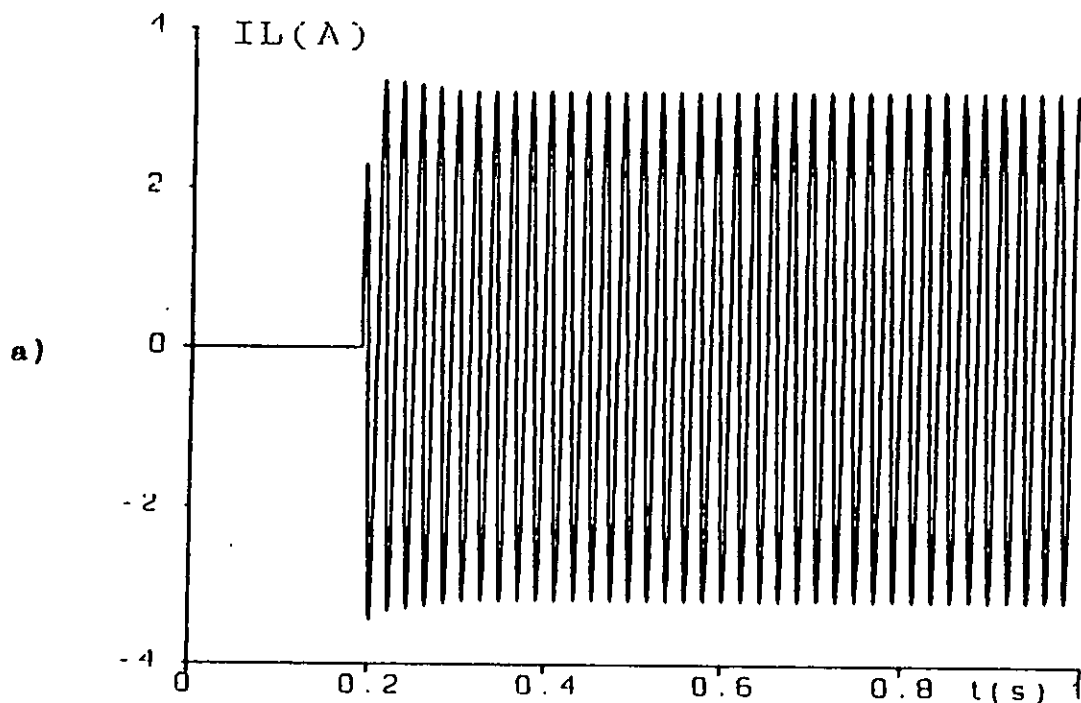


Figure 4.8 Transitoire du courant de charge, suite à la connexion d'une charge RL, $R=47.5 \Omega$ $L=0.12$ H

- a) obtenu par simulation.
- b) relevé expérimentalement.

4.3.3 CAS DE LA CHARGE R-C

Plus le courant de charge est élevé, plus le besoin en énergie réactive de la génératrice asynchrone est important. Pour compenser le supplément de réactif appelé par la génératrice, on peut insérer des condensateurs en série avec la charge. Cette technique de compensation constitue une méthode simple permettant d'améliorer la régulation en tension de la génératrice.

C'est pour étudier l'effet de ces condensateurs de compensation sur le comportement de la génératrice, que nous allons examiner le débit sur charge RC.

Nous nous sommes donc confrontés à établir le modèle du circuit RC dans le référentiel arbitraire.

A) MODELISATION

Le circuit RC triphasé équilibrée monté en étoile, que modélisons est analogue à celui de la Figure 4.1. Chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C.

Nous définissons la matrice capacité du circuit par:

$$C = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

La tension appliquée sur chaque phase peut être exprimée par la somme de deux tensions, l'une appliquée sur l'élément résistif, l'autre sur l'élément capacitif.

$$\begin{cases} V_a = V_{Ra} + V_{Ca} \\ V_b = V_{Rb} + V_{Cb} \\ V_c = V_{Rc} + V_{Cc} \end{cases} \quad (4.33)$$

que nous écrivons sous forme matricielle:

$$V_{abc} = V_{Rabc} + V_{Cabc} \quad (4.34)$$

Multiplions chaque terme de cette équation par P_s^{-1} :

$$P_s^{-1} V_{abc} = P_s^{-1} V_{Rabc} + P_s^{-1} V_{Cabc} \quad (4.35)$$

d'où

$$\mathbf{v}_{qdo} = \mathbf{v}_{Rqdo} + \mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.36)$$

D'après l'équation (4.8) on peut écrire:

$$\mathbf{v}_{Rqdo} = R \mathbf{i}_{qdo} \quad (4.37)$$

Au chapitre 2, nous avons établi les relations liant les tensions aux bornes des condensateurs et les courants qui les traversent (équation 2.93).

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} i_q = C\omega v_{Cq} + CPv_{Cq} \\ i_d = -C\omega v_{Cd} + CPv_{Cd} \\ i_0 = CPv_{C0} \end{cases} \quad (4.38)$$

Soit sous forme matricielle:

$$\mathbf{i}_{qdo} = C\omega \mathbf{v}_{cdq} + CP\mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.39)$$

Sachant que les courants traversant les condensateurs sont eux mêmes qui traversent les résistances (circuit RC série), l'équation(4.37) devient:

$$\mathbf{v}_{Rqdo} = RC\omega \mathbf{v}_{cdq} + RCP\mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.40)$$

En utilisant la relation (4.40), l'équation (4.36) devient alors:

$$\mathbf{v}_{qdo} = RC\omega \mathbf{v}_{cdq} + RCP\mathbf{v}_{Cqdo} + \mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.41)$$

qui s'écrit sous forme explicite:

$$\begin{cases} v_q = RC\omega v_{Cq} + RCPv_{Cq} + v_{Cq} \\ v_d = -RC\omega v_{Cd} + RCPv_{Cd} + v_{Cd} \\ v_0 = RCPv_{C0} + v_{C0} \end{cases} \quad (4.42)$$

finalement:

$$\begin{cases} p v_{Cq} = \frac{1}{RC} (v_q - RC\omega v_{Cq} - v_{Cq}) \\ p v_{Cd} = \frac{1}{RC} (v_d + RC\omega v_{Cd} - v_{Cd}) \\ p v_{C0} = \frac{1}{RC} (v_0 - v_{C0}) \end{cases} \quad (4.43)$$

Ce système d'équations différentielles (4.42)-(4.43) représente le modèle dynamique de la charge RC série dans le référentiel

arbitraire.

B) RESULTATS

Le dispositif expérimental est toujours celui de la figure 4.2. L'impédance Z_t est formée par l'association en série d'une résistance $R=15\Omega$ et une capacité $C=135\mu F$

Le mode opératoire de Connexion de la charge étant toujours la même. Nous obtenons alors les résultats de simulation et expérimentaux représentés sur les figures (4.9) à (4.11).

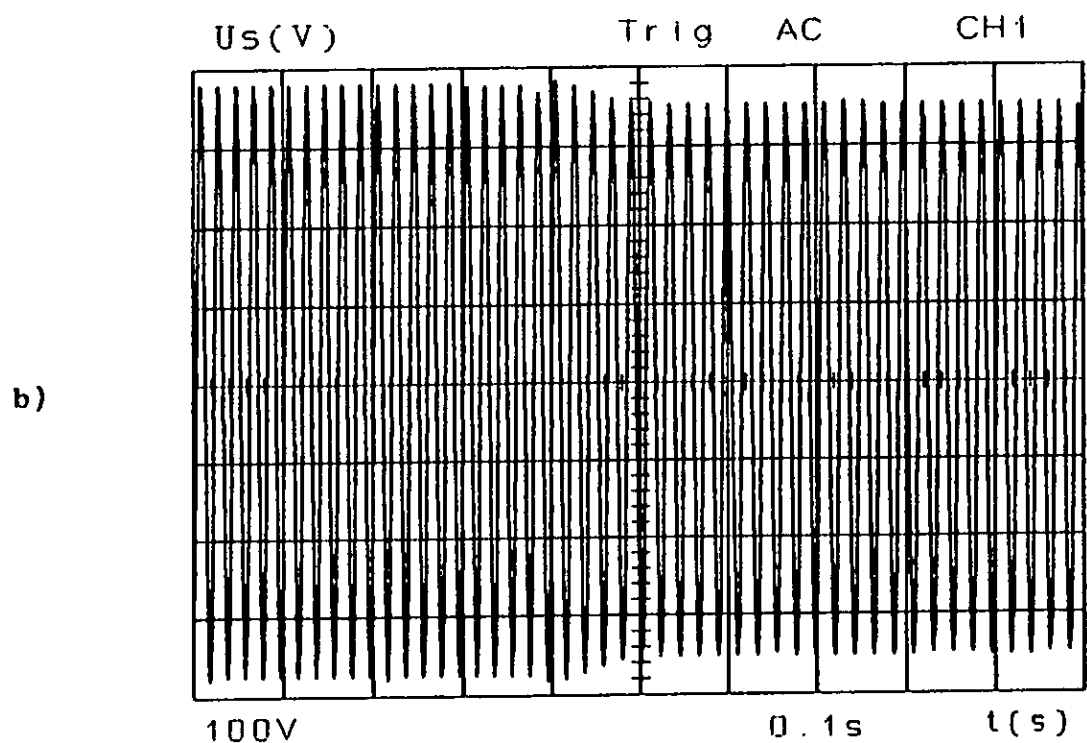
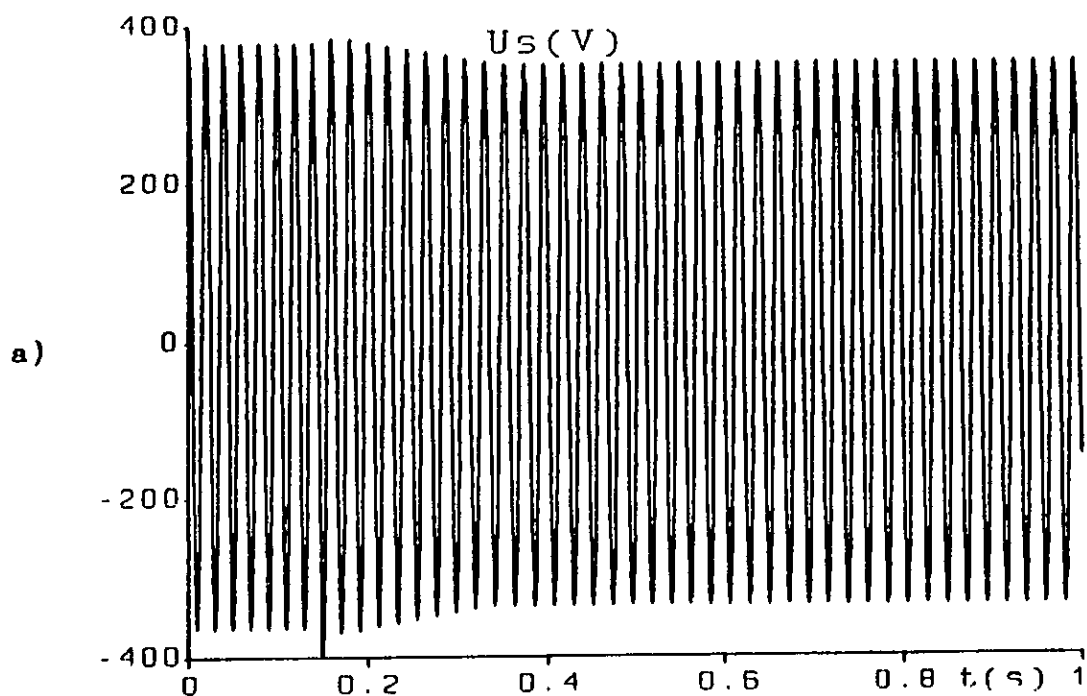


Figure 4.9 Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RC, $R=15\Omega$, $C=135\mu F$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

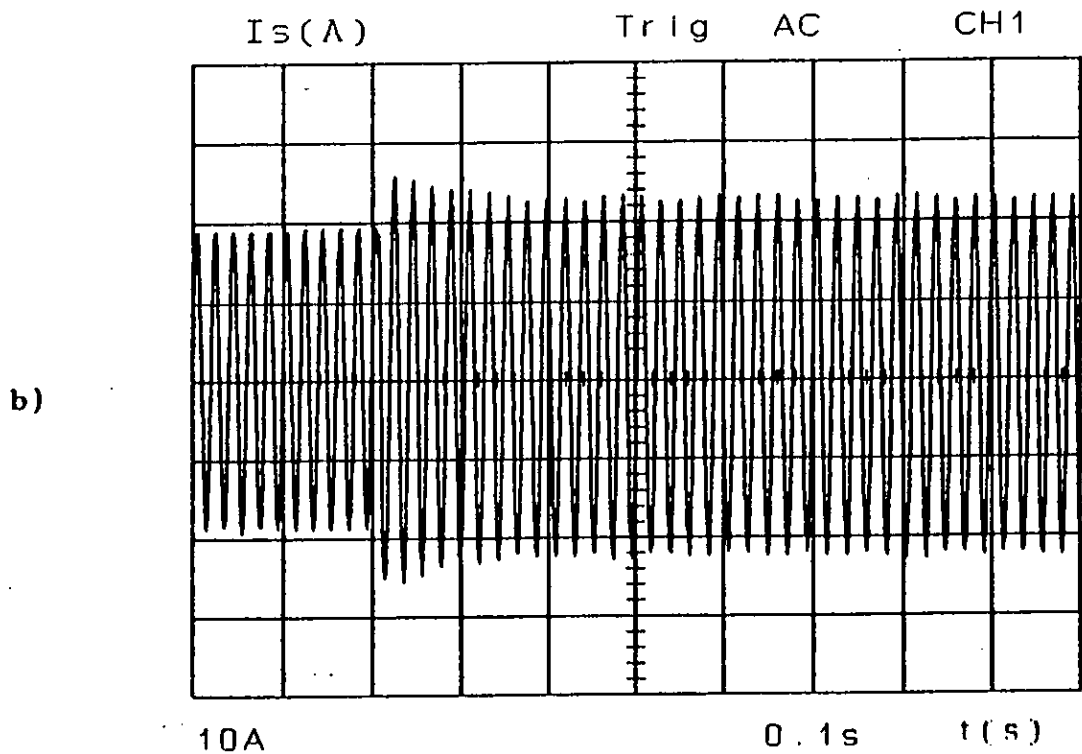
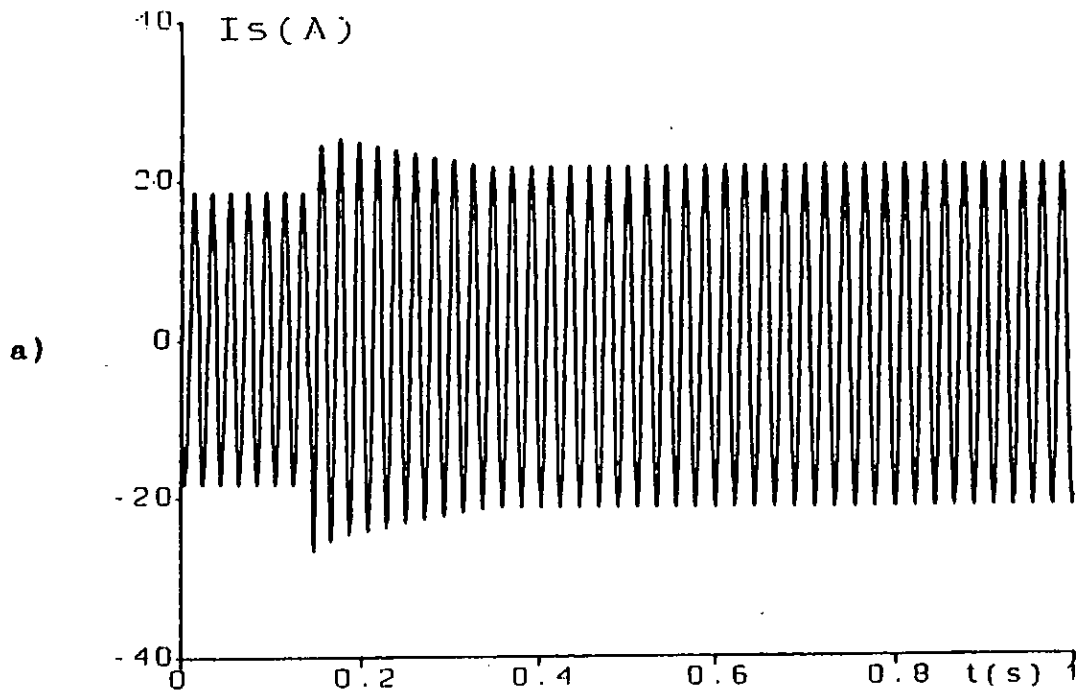


Figure 4.10 Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RC, $R=15\Omega$, $C=135\mu F$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

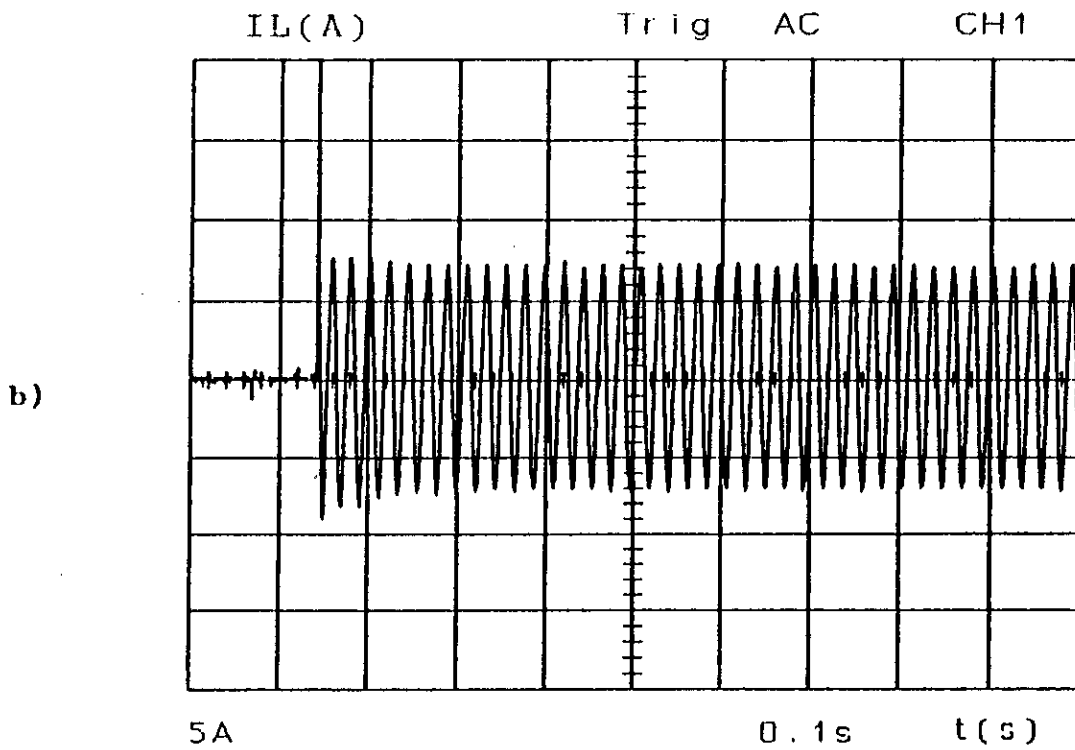
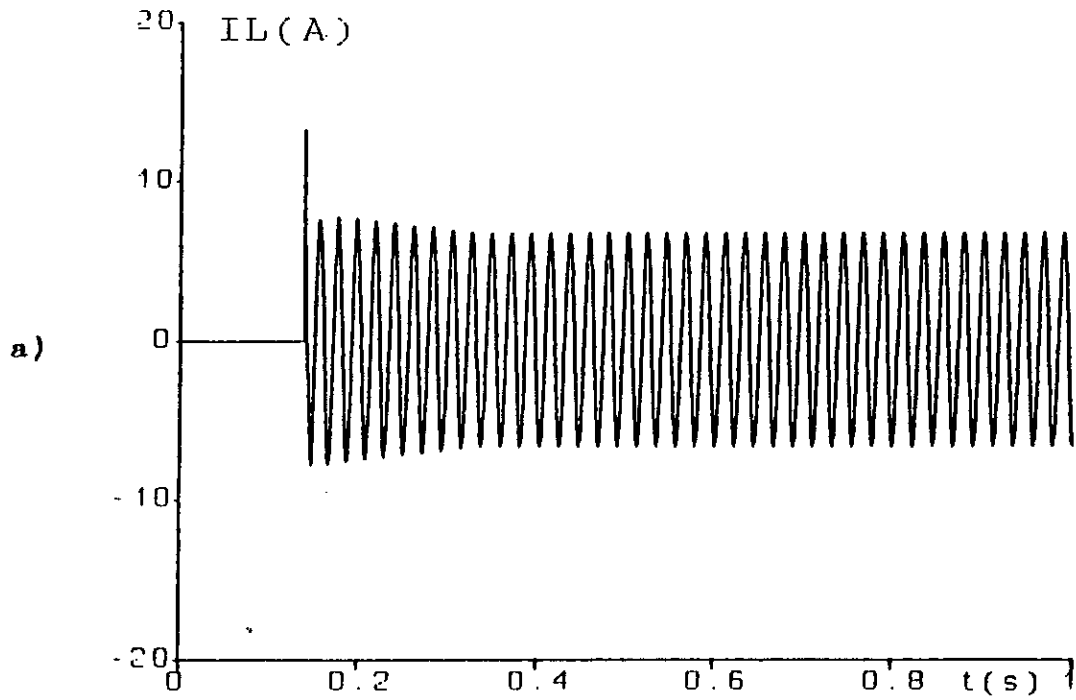


Figure 4.20 Transitoire du courant de charge suite à la connexion d'une charge RC, $R=15\Omega$, $C=135\mu F$

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

4.3.4 CAS DE LA CHARGE RLC

Par analogie avec la charge résistive, on peut insérer des condensateurs en série avec une charge RL comme moyen de compensation de l'énergie réactive [30].

La nécessité de procéder à la compensation est plus prononcée dans le cas d'une charge RL, que dans celui d'une charge résistive. En effet, pour les forts courants de charge, non seulement la consommation de la génératrice augmente, mais celle de la charge aussi.

Nous examinons dans ce qui suit, le débit sur charge RLC de la génératrice asynchrone. Pour ce faire, nous allons établir comme pour le cas des charges précédentes, le modèle dynamique du circuit triphasé équilibré RLC (série) dans le référentiel arbitraire.

A) MODELISATION

Nous considérons un circuit RLC triphasé équilibré monté en étoile, analogue à celui de la figure (4.1). Chaque phase comporte en série une résistance R, une inductance L, et un condensateur de capacité C.

La matrice résistance R est définie comme précédemment.

Nous considérons, pour simplifier les calculs, qu'il n'est y a pas d'interaction magnétique entre les trois bobines. (circuits magnétiquement découplés). Chaque bobine ayant une inductance propre L, la matrice inductance est diagonale, et est définie comme suit:

$$L = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

D'une façon analogue au paragraphe 4.3.3 on définit la matrice capacité C.

La tension appliquée sur chaque phase peut être décomposée en la somme de trois tensions; l'une appliquée sur l'élément résistif, l'autre sur celui inductif, et la troisième sur

l'élément capacitif.

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{La} + v_{Ca} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Lb} + v_{Cb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Lc} + v_{Cc} \end{cases} \quad (4.45)$$

qui s'écrit:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{v}_{Rabc} + \mathbf{v}_{Labc} + \mathbf{v}_{Cabc} \quad (4.46)$$

Les différentes variables s'expriment par les relations suivantes:

$$\mathbf{v}_{Labc} = P \boldsymbol{\Psi}_{abc} \quad (4.47)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{abc} = L \mathbf{i}_{abc} \quad (4.48)$$

$$\mathbf{i}_{Cabc} = CP \mathbf{v}_{Cabc} \quad (4.49)$$

Les éléments R,L,C du circuit sont montés en série d'où:

$$\mathbf{i}_{Cabc} = \mathbf{i}_{abc} \quad (4.50)$$

donc

$$\mathbf{i}_{abc} = CP \mathbf{v}_{Cabc} \quad (4.51)$$

En utilisant les relations (4.8),(4.47),(4.48) et (4.51), l'équation 4.46 devient:

$$\mathbf{v}_{abc} = RCP(\mathbf{v}_{Cabc}) + LCP^2(\mathbf{v}_{Cabc}) + \mathbf{v}_{Cabc} \quad (4.52)$$

En utilisant l'équation de transformation au référentiel arbitraire, l'équation 4.52 devient:

$$\mathbf{v}_{qdo} = P_s RCP(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) + P_s LCP^2(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) + P_s (P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) \quad (4.53)$$

Et sachant que les matrices R, L et C sont toutes diagonales et que $P_s P_s^{-1} = I_3$, donc:

$$\mathbf{v}_{qdo} = RCP_s P(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) + LCP_s P^2(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) + \mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.54)$$

Le premier terme de l'équation 4.53 s'écrit (voir annexe 1):

$$RCP_s P(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo}) = RC(\omega \mathbf{v}_{cdq} + P \mathbf{v}_{Cqdo}) \quad (4.55)$$

$$= \omega RC \mathbf{v}_{cdq} + RCP \mathbf{v}_{Cqdo} \quad (4.56)$$

Il reste alors à déterminer le développement du deuxième terme, à savoir $LC[P_s P^2(P_s^{-1} \mathbf{v}_{Cqdo})]$ (4.57)

Nous commençons par développer la dérivée seconde de $P_s^{-1} v_{Cqdo}$:

$$P^2 (P_s^{-1} v_{Cqdo}) = P(P(P_s^{-1} v_{Cqdo})) \quad (4.58)$$

$$= P(P(P_s^{-1}) v_{Cqdo} + P_s^{-1} P v_{Cqdo})$$

$$= P(P(P_s^{-1}) v_{Cqdo} + P(P_s^{-1}) v_{Cqdo} + P(P_s^{-1}) v_{Cqdo} + P(P_s^{-1}) P(v_{Cqdo}) + P_s^{-1} P(P v_{Cqdo}))$$

$$= P^2 (P_s^{-1}) v_{Cqdo} + 2P(P_s^{-1}) P v_{Cqdo} + P_s^{-1} P^2 v_{Cqdo} \quad (4.59)$$

En multipliant par LCP_s , le développement du produit de l'équation(4.57) devient:

$$LCP_s P^2 (P_s^{-1}) v_{Cqdo} + 2LCP_s P(P_s^{-1}) P v_{Cqdo} + P_s P_s^{-1} P^2 v_{Cqdo}$$

Qui s'écrit en utilisant la notation de l'annexe 1

$$LCP_s P^2 (P_s^{-1} v_{Cqdo}) = -\omega^2 LC v_{Cqd} + 2LC\omega P v_{Cdq} + 3LCP^2 v_{Cqdo} \quad (4.60)$$

Et toujours d'après l'annexe 1 on a:

$$P_s P(P_s^{-1}) P v_{Cqdo} = \omega P v_{Cdq} + P^2 v_{Cqdo}$$

Finalement, et en utilisant les équations (4.56) et (4.60), l'équation (4.53) devient:

$$v_{qdo} = \omega RC v_{cdq} + RCP(v_{Cqdo}) + (I_s - \omega^2 LC) v_{Cqdo} + 2\omega LCP v_{Cqdo} + LCP^2 v_{Cqdo} \quad (4.61)$$

qui s'écrit sous la forme explicite suivante:

$$v_q = RC\omega v_{cd} + RCP v_{cq} + (1-LC\omega^2) v_{cq} + 2LC\omega P v_{cd} + LCP^2 v_{cq}$$

$$v_d = -RC\omega v_{cq} + RCP v_{cd} + (1-LC\omega^2) v_{cd} - 2LC\omega P v_{cq} + LCP^2 v_{cd}$$

$$v_0 = RCP v_{c0} + (1-LC\omega^2) v_{c0} + LCP^2 v_{c0}$$

Ce dernier système représente le modèle dynamique de la charge RLC.

B) RESULTATS

Z_L étant formée par les éléments $R=22.6\Omega$, $L=0.06$ H et $C=135\mu F$ en série. Les relevés expérimentaux, ainsi que ceux obtenus par simulation sont donnés sur les figures (4.12) à (4.14).

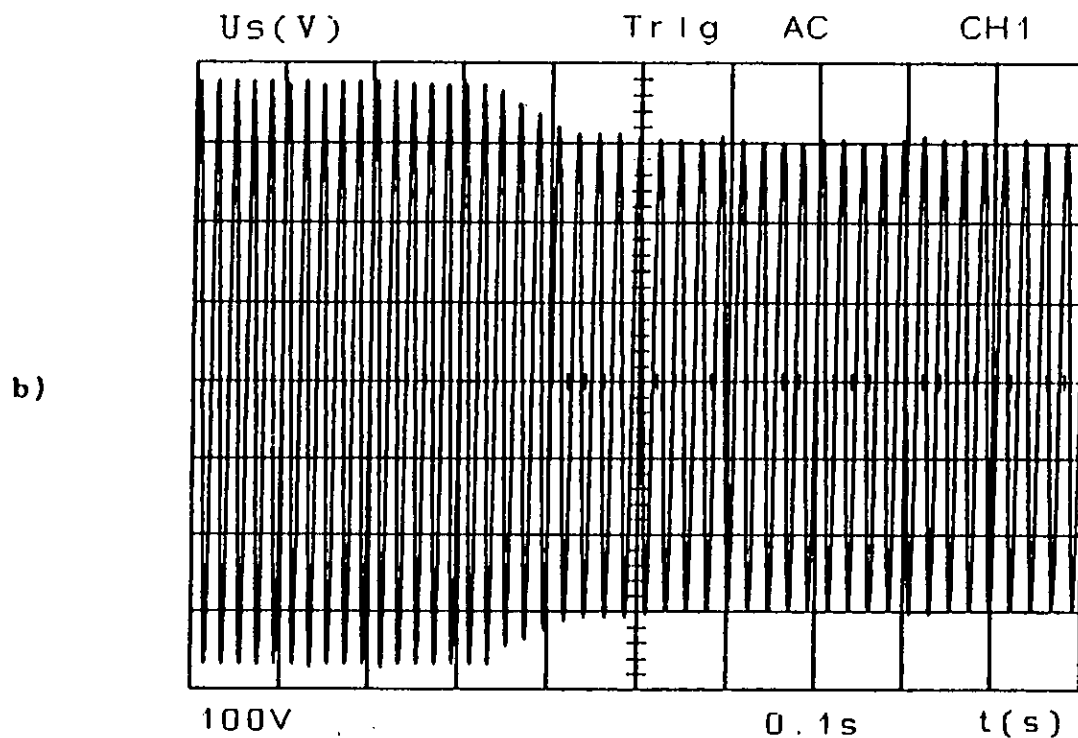
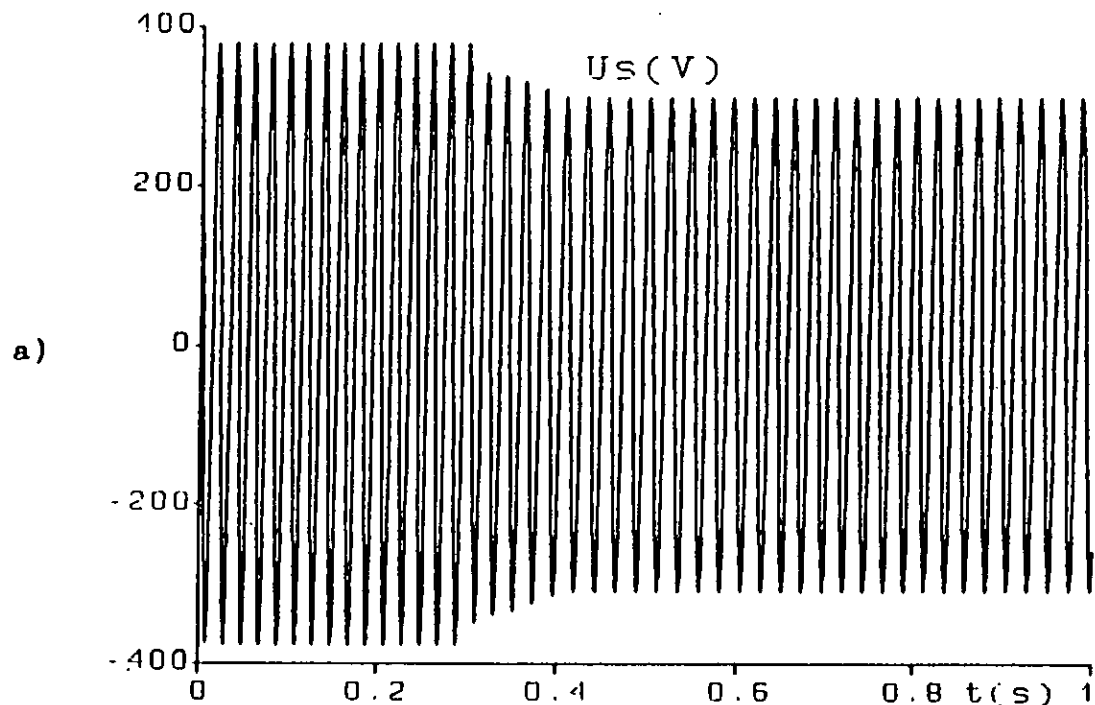


Figure 4.12 Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RLC, $R=22.6\Omega$, $L=0.03\text{ H}$, $C=135\mu\text{F}$.

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

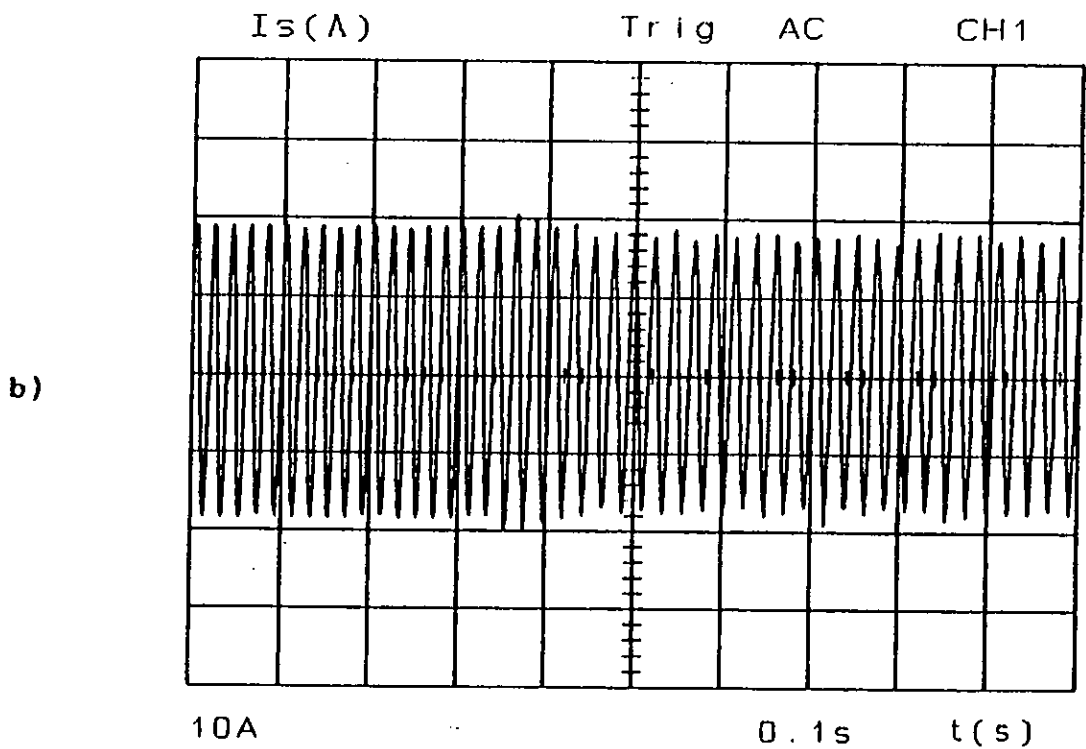
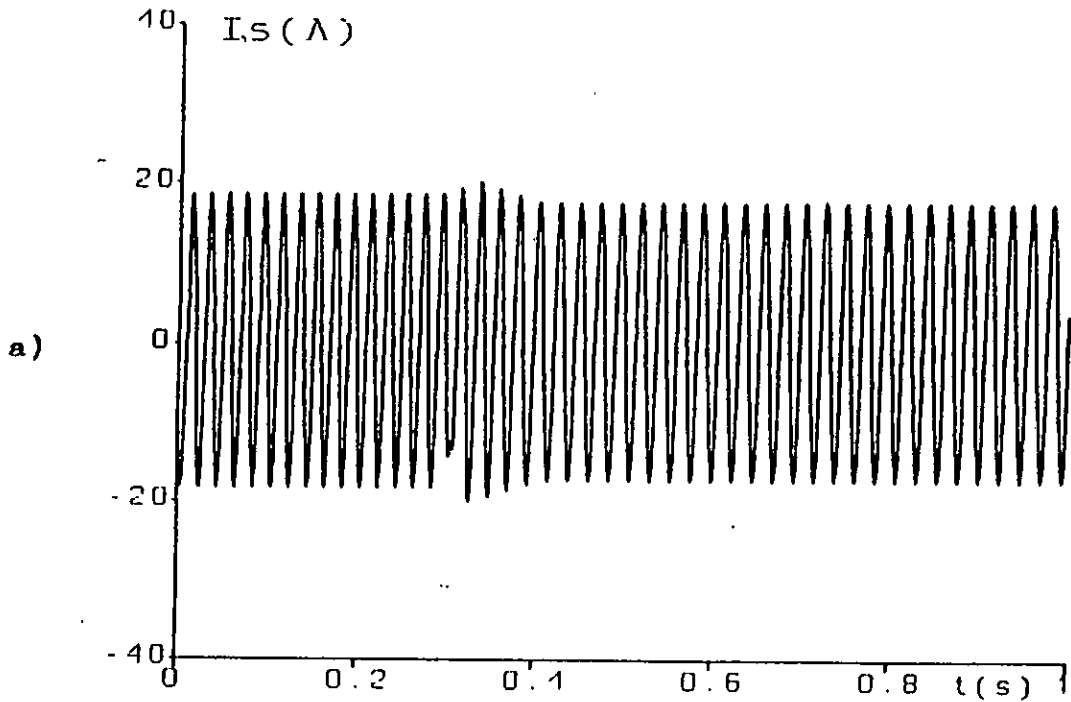


Figure 4.13 Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RLC, $R=22.6\Omega$, $L=0.06H$, $C=135\mu F$.

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

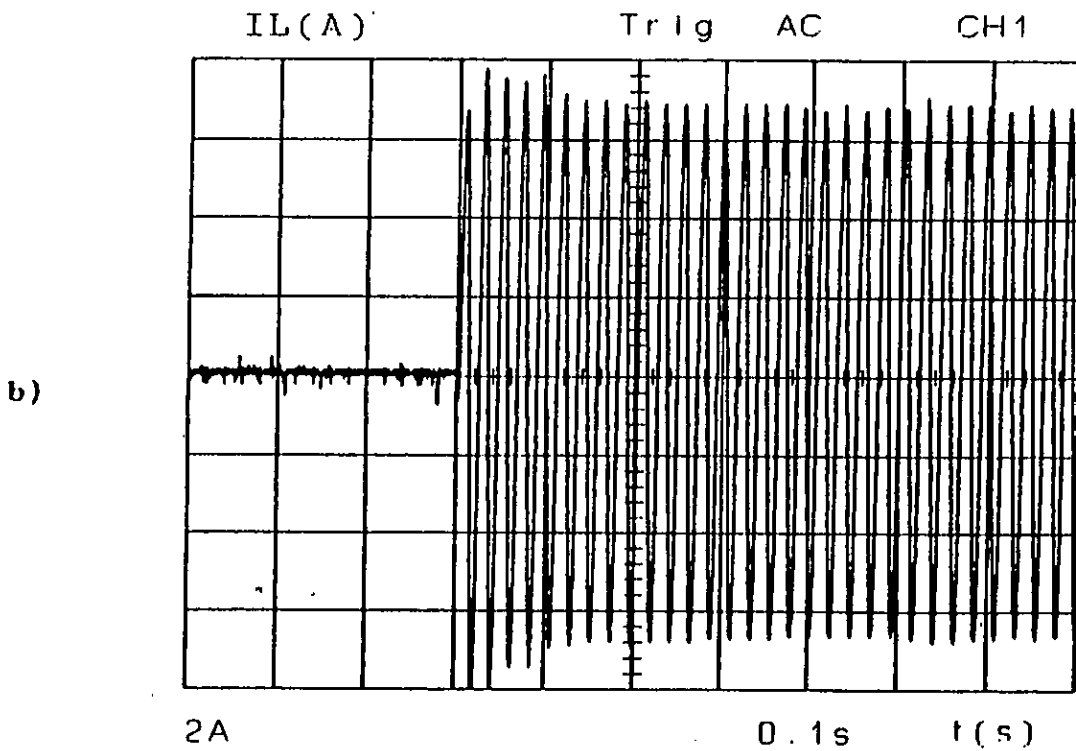
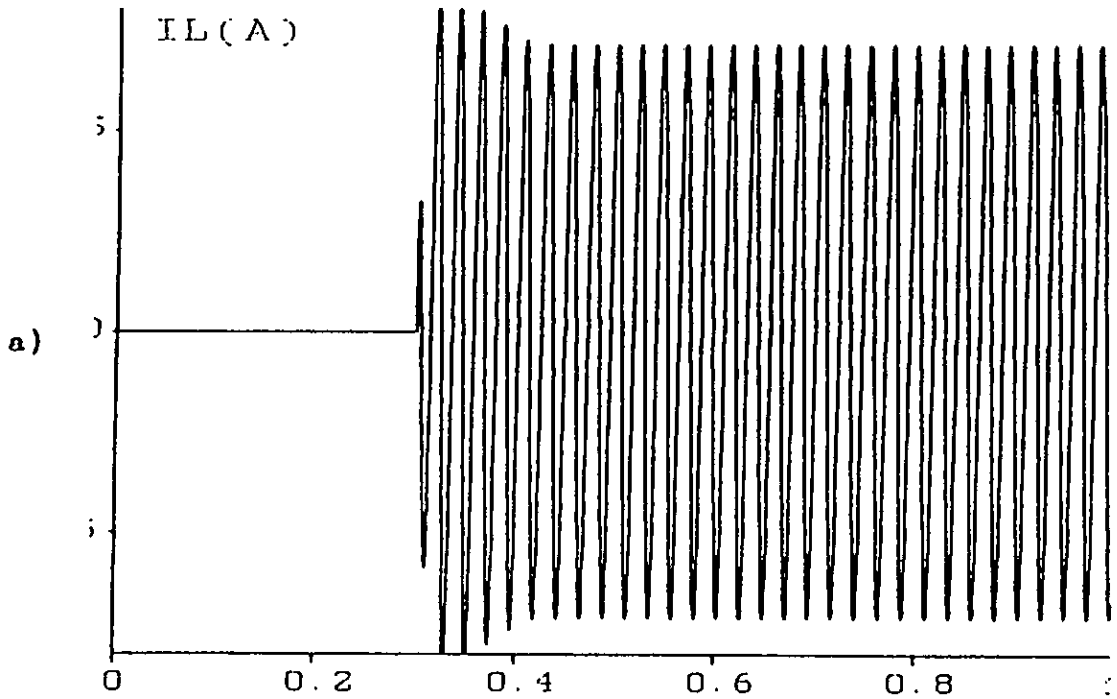


Figure 4.14 Transitoire du courant de charge suite à la connexion d'une charge RLC, $R=22.6\Omega$, $L=0.06H$, $C=135\mu F$,

- a) obtenu par simulation,
- b) relevé expérimentalement.

4.5 INFLUENCE DE LA CHARGE SUR LA GENERATRICE ASYNCHRONE

Dans les paragraphes précédents, nous avons analysé les transitoires de connexion de différents types de charge sur la génératrice asynchrone. On a remarqué que l'effet d'une charge résistive n'est pas le même que celui d'une charge RL, RC ou RLC.

L'effet de la charge résistive, par exemple, diffère aussi, suivant la valeur de la résistance de charge.

Dans ce paragraphe nous étudions les effets de la puissance de la charge (son impédance), ainsi que sa nature ($\cos\phi$).

La figure 4.15 représente les valeurs efficaces des tensions à vide, et après la connexion de charges résistives de différentes puissances.

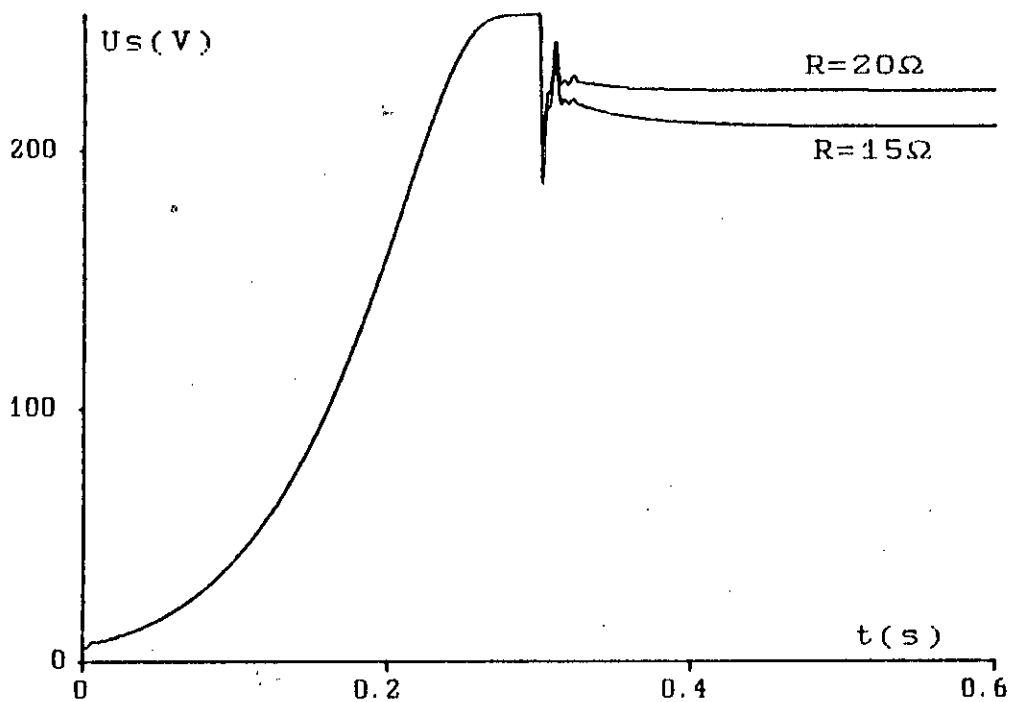


Figure 4.15 Influence de la résistance de charge, sur la tension efficace de la génératrice.

Nous remarquons que, plus la résistance de charge diminue, plus la chute de tension augmente.

On attribue cette chute de tension à la sous-excitation de la génératrice asynchrone. En effet plus la résistance de charge

diminue plus le courant de charge augmente, plus alors les chutes inductives et résistives au stator augmentent. Ceci implique la diminution de la tension aux bornes des condensateurs d'excitation et donc la diminution de l'énergie réactive fournie à la génératrice.

La figure 4.16 représente les valeurs efficaces des tensions à vide et après connexion de différentes charges RL.

Les deux charges RL ont la même impédance, mais des $\cos\phi$ différents.

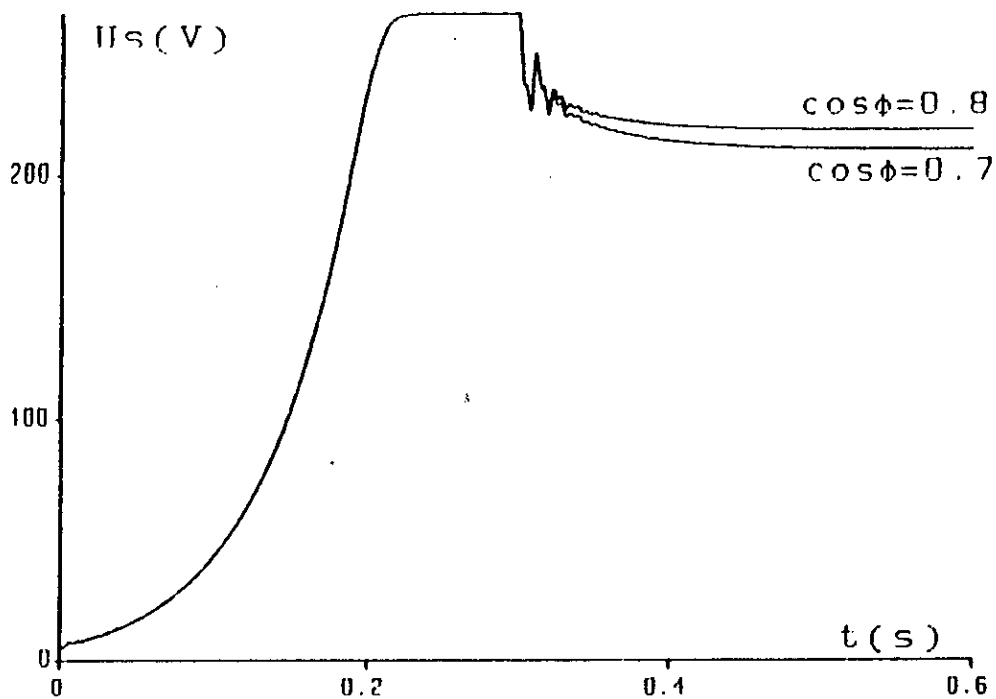


Figure 4.16 Influence du $\cos\phi$ de la charge, sur la tension efficace de la génératrice.

Nous remarquons que, plus le $\cos\phi$ diminue, plus la chute de tension augmente.

On explique aussi cette chute, par la sous-excitation de la génératrice asynchrone. Mais cette fois-ci, elle est due à la variation du besoin en énergie réactive, qui influe sur la tension en charge.

En effet plus le $\cos\phi$ décroît, plus le besoin en réactif de la charge augmente et plus alors cette dernière dérive une

quantité plus importante de l'énergie réactive produite par les condensateurs d'excitation.

Etant donné que ces condensateurs forment l'unique source de réactif dans ce circuit, la génératrice asynchrone va alors se trouver de plus en plus sous-excité, lorsque le $\cos\phi$ de la charge diminue.

4.6 CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre nous avons étudié le fonctionnement en charge de la génératrice asynchrone. Différents types de charges ont été considérés: R, RL, RC et RLC. Nous avons modélisé chacune de ces charges dans le référentiel arbitraire.

Le comportement de la génératrice asynchrone dépend considérablement de la nature de la charge. Il dépend aussi de la puissance de cette dernière; plus le courant de charge est important plus la chute de tension par rapport au fonctionnement à vide est importante.

Nous signalons aussi que plus le $\cos\phi$ décroît plus la chute de tension augmente. Ces variations de la tension en fonction de la charge, implique la nécessité de l'utilisation d'une boucle de régulation de la tension.

Nous avons illustré tout cela par des caractéristiques obtenues par simulation ainsi que par des relevés expérimentaux.

L'expérimentation et la simulation concordent assez bien, ce qui confirme la validité du modèle en charge développé.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons présenté un modèle dynamique en régime saturé de la machine asynchrone. Nous avons appliqué et validé ce modèle sur le fonctionnement de la machine en génératrice autonome.

L'étude en régime statique nous a conduit aux conclusions suivantes:

Le point de fonctionnement de la génératrice est déterminé par la condition de résonance entre l'inductance cyclique du stator et le condensateur d'excitation. On le détermine géométriquement par l'intersection de la courbe de magnétisation et de la droite d'excitation. Ceci met en évidence une analogie entre la génératrice asynchrone autonome et la génératrice shunt.

En régime dynamique, le modèle développé des flux sous l'hypothèse de linéarité est assez simple. Cependant son utilisation pour la simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone autonome conduit à des résultats divergents, ne reflétant pas la réalité physique.

Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent donnant ainsi des résultats qui décrivent bien le comportement dynamique réel de la génératrice. Le phénomène de la saturation est, par conséquent, indispensable au fonctionnement autonome de la génératrice asynchrone.

La comparaison des résultats expérimentaux et de simulation du régime transitoire à vide constitue une première validation du modèle saturé développé.

Le fonctionnement en régime transitoire et établi de la génératrice dépend de plusieurs paramètres: la vitesse d'entraînement, le condensateur d'excitation, la caractéristique de magnétisation, la charge, etc... Plus la vitesse d'entraînement et/ou le condensateur d'excitation sont importants, plus élevée est la tension délivrée par la génératrice. Le comportement de la génératrice en charge dépend non seulement de la puissance de la charge mais aussi de sa nature. Une charge inductive influe plus qu'une charge résistive.

La concordance entre les résultats de simulation et les relevés expérimentaux relatifs au fonctionnement en charge constitue une seconde validation du modèle saturé élaboré.

En l'absence de dispositif de régulation adéquat, les caractéristiques (tension, courants) de la génératrice changent considérablement lors de la connexion de la charge. L'insertion de condensateurs en série avec la charge améliore considérablement les caractéristiques de la génératrice. Ceci constitue une méthode de compensation simple pour cette dernière.

Enfin, ce travail pourrait être poursuivi par d'autres études portant sur l'auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone; problème souvent rencontré dans l'industrie, ainsi que sur la régulation de la génératrice et son fonctionnement non-autonome.

ANNEXES

ANNEXE 1

A1.1 DEVELOPPEMENT DU PRODUIT $P_s (dP_s^{-1}) f_{qdo}$

La notation f_{qdo} représente le vecteur des composantes relatives d'une variable triphasée dans le référentiel arbitraire.

Nous savons que

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

et que

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

d'où

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

Rappelons les équations trigonométriques suivantes:

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

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

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

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

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

En utilisant ces relations, il est facile de montrer que:

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

ce résultat permet d'écrire:

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

Nous notons le vecteur $[f_d -f_q 0]$ par f_{dq} , ainsi nous aboutissons à:

$$P_s(P_s^{-1}) f_{qdo} = \omega f_{dq}$$

A1.2 DEVELOPPEMENT DU PRODUIT $P_s P^2(P_s^{-1}) f_{qdo}$

D'après l'expression de $P_s^{-1}(\theta)$ (donnée ci-dessus), il est clair que:

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

avec

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

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

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

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

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

En multipliant encore par f_{qdo} on obtient:

$$P_s D^2 (P_s^{-1}) f_{qdo} = -\omega^2 [v_q \ v_d \ 0]^t$$

Nous notons $[v_q \ v_d \ 0]^t = v_{qd}$

Ainsi, il vient que:

$$P_s D^2 (P_s^{-1}) f_{qdo} = -\omega^2 f_{qd}$$

ANNEXE 2

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

tension nominale : 220/380 Volts
 courant nominal : 14/8 A
 fréquence nominale : 50 Hz
 puissance nominale : 3.5 kW
 nombre de paires de pôles : 2

Les paramètres de la machine mesurés en utilisant des essais classiques sont:

$$r_s = 1,2\Omega$$

$$r_r = 0.87\Omega$$

$$x_s = x_r' = 3,11\Omega$$

$$X_m = 71,4\Omega \text{ (dans la zone linéaire)}$$

La caractéristique de magnétisation de la machine, relevée à 50 Hz et donnée en figure 3.1.

La courbe représentative de la fonction "degré de saturation" est donnée sur la figure (3.3).

Le résultat de l'identification des paramètres du modèle de cette dernière fonction (équation 3.4) est le suivant:

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

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

$$C_1 : 9.6578608E-001$$

$$C_2 : 2.0872764E-001$$

$$\varphi_{m0} : 0.1751 \text{ Wb}$$

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

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. BOUSSAK, 'Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction,' Thèse de l' université de Paris VI, 1989.
- [2] G.A CAPOLINO, M.GAUTIER, 'Non linear modeling and simulation of an induction generator,' IMACS 1987 pp. 419-425.
- [3] HALLENIUS, K.E SAROSI, G. VAS.P, 'The effects of saturation in Y and Δ connected coils, a two-phase approach,' ICEM. 88 pp. 303-307.
- [4] K E HALLENIUS, P.VAS, J.E. BROWN, 'The analysis of saturated self-excited asynchronous generator,' IEEE trans. on E.C. Vol. 6, No.2 june 1991, pp. 363-345.
- [5] YI-KANG HE, T.A. LIPO, 'Computer simulation of an induction machine with spatially dependent saturation,' IEEE trans. on PAS., Vol. PAS-103, No.4, April 1984, pp. 707-714.
- [6] K.P. KOVACS, 'On the theory of cylindrical rotor A.C machines, including main flux saturation,' IEEE trans. on PAS, Vol. PAS-103, No.4, April 1984 pp. 754-761.
- [7] P.C KRAUSE, C.H. THOMAS, 'Simulation of symmetrical induction machinery,' IEEE trans.on PAS, Vol. PAS-84, No.11, Nov. 1965, pp. 1038-1053.
- [8] P.C. KRAUSE, 'Analysis of electric machinery,' McGraw-hill 1987.
- [9] O.J. OJO, ALFIO CONSOLI AND THOMAS A. LIPO, 'An improved model of saturated induction machine,' IEEE trans, on Ind. Appl. Vol. 26, No. 2, March/April 1990, pp. 212-220.
- [10] A. NESBA, S.MEKHTOUB, 'Modélisation non-linéaire et simulation d'une génératrice à induction autonome,' Premier Séminaire en Génie Electrique, Biskra, Dec. 1995.
- [11] A. NESBA, S.MEKHTOUB, R.IBTOUENE, 'Calcul de la tension d'auto-amorçage à vide de la génératrice asynchrone,' Proc. of the CMSES 95, Guelma 7th & 8th Nov. 1995, pp. 155-162.

- [12] H. REHAOULIA, 'Contribution à l'étude des génératrices à induction autonomes, régimes statique et dynamique,' Thèse 3^{ème} cycle, ENSET de Tunis, 1983.
- [13] H. REHAOULIA, G.A. CAPOLINO, E. PILLET, M. POLOUJADOFF, 'Auto-amorçage accidentel des machines asynchrones triphasées sur un réseau capacitif,' E. Vol. 102, No. 3, 1986, pp. 75-79.
- [14] H. REHAOULIA, M. POLOUJADOFF, 'Caractéristiques de fonctionnement d'une génératrice à induction autonome,' JTEA, pp.237-243, Mai 1983.
- [15] H. REHAOULIA, M. POLOUJADOFF, 'Machines tournantes saturées, Pt.1 Modèle non-linéaire d'une machine à induction en régimes saturé,' JTEA, pp.244-249, Mai 1983.
- [16] M. MOULLE, C. PETIT, 'génératrices asynchrones,' Technique de l'Ingénieur, 1985, D 452, pp. 1-11.
- [17] L. SHRIDHAR, BHIM SYNGH, C.S JHA and B.P. SINGH, 'Analysis of self excited induction generator feeding induction motor,' IEEE trans on E.C. Vol. 9, 1993, pp. 390-396.
- [18] L. SHRIDAR, BHIM SINGH and C.S JHA, 'A step towards improvements in the characteristics of self excited induction generator,' IEEE trans.on E.C. Vol. 8, No. 1 March 1993, pp. 40-46.
- [19] H.C. RAI, A.K. TANDAN, S.S. MURTHY, BHIM SINGH, B.P. SINGH, 'Voltage regulation of self excited induction generator using passive elements"
- [20] C.H WATANABE, A.N. BARRETO, 'Self-excited induction generator/force-commuted rectifier system operation as a DC power supply,' IEE Proc., Vol. 134, Pt. B, No. 5, Sep. 1987 pp. 255-260.
- [21] J.M ELDER, J.T. BOYS and J.L. WOODWARD, 'Self excited induction machines as small low cost generator,' IEE Proc. Vol. 131, Pt. C, No. 2, March 1984 pp. 33-41.

- [22] MARCUS, O. DURHAM, R. RAMAKUMAR, 'Power system balancer for an induction generator,' IEEE trans. on Ind. Appl. Vol. IA-23, No. 6 Nov./Dec. 1987 pp. 1067-1072.
- [23] A.K AL JABRI, A.I. ALOLAH, 'Capacitance requirement for isolated self-excited induction generator,' IEE Proc. Vol. 137, Pt. B, No. 3, May 1990, pp. 154-159.
- [24] N.AMMASAIGOUNDEN, M.SUBBIAH and M.R KRISHNAMURTHY, 'Wind-driven self-excited pole-changing induction generators,' IEE Proc.Vol. 133, Pt. B, No. 5, Sep. 1986, pp. 315-321.
- [25] H. R. BOLTON, V.C. NICODEMOU, 'Operation of self-excited generators for windmill application,' IEE Proc. Vol. 126, No.9, Sep. 1979, pp. 815-819.
- [26] N.H MALIK, S.E. HAQUE, 'steady state analysis and performance of an isolated self excited induction generaror,' IEEE trans. on E.C. Vol. EC-1, No. 1986 pp. 134-139.
- [27] N.H. MALIK, A.H. AL BAHRANI, 'influence of the terminal capacitor of the performance characteristics of a self excited induction generator,' IEE Proc., Vol. 137, Pt. C, No.2, March 1990 pp. 168-173.
- [28] S.S MURTHY, H.S. NAGARAJ, ANNIE KURIYAN, 'Design-based computational procedure for performance predection and analysis of self-excited induction generators using motor design packages" Proc. IEE vol.135, pt.B, No.1, Jan 1988, pp. 8-16.
- [29] S.S MURTHY, C.S. JHA, P.S. NAGENDRA RAO, 'Analysis of grid connected induction generators driven by hydro/wind turbines under realistic system,' IEEE trans. on E.C. Vol. 5 No. 1 March 1990, pp. 1-7.
- [30] S.S. MURTHY, H.C. RAL, A.K. TANDON, 'A novel self-excited self-regulated single phase induction generator, Part-II Experimental Investigation,' IEEE trans. on E.C., Vol. 8 No. 3, Sep. 1993, pp. 1-7.

- [31] S. MEKHTOUB, M.IVANES, 'Naissance de l'auto-amorçage d'une machine asynchrone,' Journal of Technologie, ENP, Vol. 10, No. 1, 1994, pp. 183-196.
- [32] R. SUBRAMANIAN, C.CHELLAMUTHU, 'A fast method of braking of induction motor by self-excitation,' IEEE trans. on E.C. Vol.7, No 2, June 1992, pp. 315-321.
- [33] Z.M. SALAMEH, L.F. KAZDA, 'Analysis of the steady state performances of the double outputs induction generator,' IEEE trans. on E.C. Vol EC-1, No.1, March 1986, pp. 26-32.
- [34] J. CHATELAIN, 'Machines électriques,' Dunod 1983.
- [35] J.A.A MELKEBEEK, 'Magnetising-field saturation and dynamic behaviour of induction machines, Part 1: Improved calculation method for induction machines dynamics,' IEE Proc., Vol. 130, Pt. B, No. 1, Jan. 1983, pp. 1-9.
- [36] J.A.A MELKEBEEK, 'Magnetising-field saturation and dynamic behaviour of induction machines, Part 2: Stability limits of a voltage-fed induction motor and of a self-excited induction generator,' IEE Proc., Vol. 130, Pt. B, No. 1, Jan. 1983, pp. 10-17.
- [37] G. SEGUIER, J. LESENNE, F. NOTELET, 'Introduction à l'électrotechnique approfondie,' Technique et Documentation 1981.
- [38] P.VAS, 'Generalized analysis of saturated AC machines,' archiv für Elektrotechnik 64-1981 pp. 57-62.
- [39] P.VAS, K.E HARLLENIOUS, J.E. BROWN, 'Cross-saturation in smoth-air-gap electrical machines,' IEEE trans. on E.C., Vol. EC-1, No.1, March 1986, pp.103-112.
- [40] A.H. AL BAHRANI, N.H. MALIK, 'selection of the excitaton capacitor for dynamic braking of induction machines,' IEE Proc. Pt. b, Vol. 140, No. 1, Jan. 1993, pp. 1-6.
- [41] I.R. SMITH, S. SRIBARAN, 'Induction motor reswitching transients,' IEE Proc., Vol. 114, No.4, April 1967, pp. 503-509.

- [42] P. BARRET, 'Régimes transitoires des machines tournantes électriques,' Eyrolles 1982.
- [43] I. BOLDEA, S.A. NASAR, 'Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines,' IEE Proc. Vol. 134, Pt. B, No. 6, Nov. 1987.
- [44] F.P DE MELLO, G.W. WALSH, 'Recolsing Transients in Induction Motors with Terminal capacitors,' AIEE trans., Feb. 1961 pp. 1206-1213.
- [45] F.P.FLYNN, R.D. STALER, W.S WOOD, 'Transient negative torque in induction rotors due to rapid reconnection of the supply,' IEE Proc., Vol. 116, No. 12, Dec. 1969 pp. 2009-2014.
- [46] D. GAUDE, 'La conversion de l'energie electromécanique,' Bulletin de l'union des physiciens No. spécial, Vol. 89, Juin 1995, pp. 165-205.
- [47] M.G.IOUNNIDES, 'Determination of frequencies in autonomous double output asynchronous generator,' IEEE trans. on E.C. Vol. 7, No. 4, December 1992 pp. 747-753.
- [48] M.P. MATHIVET, 'Comportement du complexe machine asynchrone-condensateur,' R.G.E. 1957, pp. 479-487.
- [49] EDUARD MULJADI, YIFAN ZHAO, TIAN-HUA LIU, and T.A. LIPO, 'adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor,' IEEE trans. on I.A., Vol. 29, No. 3, May/June 1993 pp. 479-485.
- [50] EDUARD MULJADI, THOMAS A. LIPO, DONALD W. NOVOTNY, 'Power factor enhancement of induction machines by means of solid-state excitation,' IEEE trans. on Power electronics, Vol. 4, No. 4, Oct. 1989, pp. 409-418.
- [51] E. MULJADI, P.W. CARLIN R.M. OSGOOD, 'Cercle diagram approach for self excited induction generators,' prepared for the 1993 north American Power Symposium Howard University 11-12 Oct. 1993.

- [51] PAPADOPOULOS M., MALATESTAS, P., TEGOPOULOS. J, 'Transient behaviour of induction generator with terminal capacitors,' ICEM 1988 pp. 559-564.
- [52] J. REYNAUD and P. PILLAY, 'Reclosing transient in induction machines including the effects of saturation of the magnetizing branch and a practical case study,' IEEE trans. on E.C. Vol. 9, No. 2, June 1994, pp. 383-389.
- [53] PETER W. SAUER, 'Constraints on saturation modeling in all machines,' IEEE trans. on E.C. Vol. 7, No.1, March 1992 pp. 161-167.
- [54] A.K TANDON, S.S MURTHY and G.J. BERG, 'steady state analysis of capacitor self excited inductor generators,' IEEE Trans. on PAS., Vol. PAS-130, No.3, March 1984, pp. 612-618.
- [55] B.THOMASON, P.J. GALLGHER AND W.SHEPHERD, 'Sensed reconnection of induction-motor supplies,' IEE Proc., Vol. 125, No.2, February 1978 pp. 125-128.