

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

## SUJET

ETUDE DE LA STABILITE DYNAMIQUE  
D'UN SYSTEME DE PUISSANCE  
MONO-MACHINE A L'AIDE DE  
LA METHODE DES COUPLES  
SYNCHRONES ET AMORTISSEUR.

Proposé par :

Mr. A. BENSENOUCI  
Mr. M. E. AGGOUNE

Etudié par :

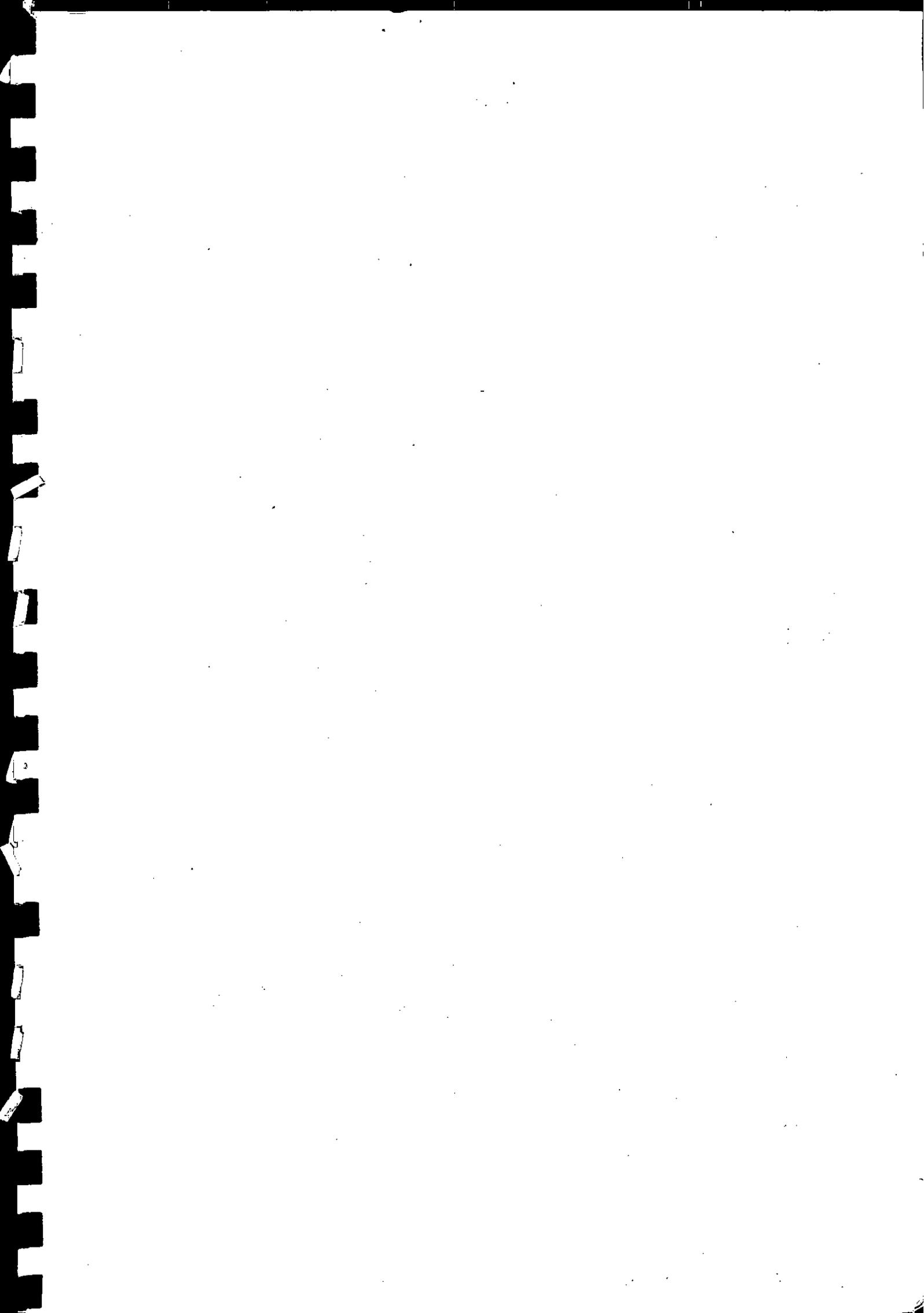
Mr. MGHEZZI Larafi  
Mohamed

Dirigé par :

Mr. A. BENSENOUCI  
Mr. M. E. AGGOUNE

PROMOTION

SEPTEMBRE 1992



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DE LA STABILITE DYNAMIQUE  
D'UN SYSTEME DE PUISSANCE  
MONO-MACHINE A L'AIDE DE  
LA METHODE DES COUPLES  
SYNCHROME ET AMORTISSEUR

Proposé par :

Mr. A. BENSENOUCI  
Mr. M. E. AGGOUNE

Etudié par :

Mr. MGHEZZI Larafi  
Mohamed

Dirigé par :

Mr. A. BENSENOUCI  
Mr. M. E. AGGOUNE

PROMOTION

SEPTEMBRE 1992

E.N.P. 10, Avenue Hacem Badi El-Harrach - Alger

DEDICACE

A MES PARENTS

A TOUTE MA FAMILLE

ET A TOUT MES AMIS

M.L.M

## REMERCIEMENT

Nombreux sont ceux qui au cours de ce mémoire, en maites circonstances et sous différentes formes m'ont témoigné leurs sympathie. Je suis très heureux aujourd'hui, de pouvoir exprimer à tous ma profonde gratitude.

Qu'il me soit permis de citer plus particulièrement :

Mr A.Bensenouci, mon Directeur de recherche;

Mr M.E.Aggoune.

A ces professeurs, dont l'enseignement fut à chaque moment fort précieux, va ma très profonde reconnaissance.

Je tiens encore à citer et à remercier :

Mr Hellal qui m'a aidé en programmation



Chapitre II                      MACHINE SYNCHRONE REGULEE

|  |    |
|--|----|
| Introduction .....   | 40 |
| II.1 Description du système de réglage .....                           | 41 |
| II.1.1 Capteurs de potentiel et redresseurs .....                      | 42 |
| II.1.2 Organe de comparaison (comparateur).....                        | 43 |
| II.1.3 Etage d'amplification .....                                     | 44 |
| II.1.4 Exitatrice .....  | 44 |
| II.1.5 Procédé de stabilisation de la machine .....                    | 45 |
| II.1.6 Principe de fonctionnement global du système<br>de réglage..... | 46 |
| II.2 Représentation d'état du système de réglage .....                 | 47 |
| II.3 Synthèse des circuits de commande et de puissance .....           | 48 |
| II.4 Résultats de simulation .....                                     | 50 |
| Conclusions .....  | 53 |

Chapitre III                      REGIONS DE STABILITE DYNAMIQUE

|   |    |
|---|----|
| Introduction .....  | 56 |
| III.1 Définition des notions de contour et de région<br>de stabilité dynamique .....          | 56 |
| III.2 Critères de stabilité dynamique .....   | 57 |
| III.2.1 Critère des valeurs propres .....   | 57 |
| III.2.2 Critère des couples .....   | 59 |
| III.3 Procédure et algorithmes utilisées pour la recherche<br>de la région de stabilité ..... | 61 |
| III.3.1 Procédure utilisée .....  | 61 |
| III.3.2 Algorithme élaboré .....  | 64 |
| III.4 Système de test et résultats .....  | 64 |
| III.4.1 Système de test et notation .....   | 64 |
| III.4.2 Résultats des tests .....   | 69 |
| III.4.2.1 Région de stabilité naturelle .....   | 69 |
| III.4.2.2 Précision de l'algorithme .....   | 71 |
| III.4.2.3 Paramètres influants sur les régions de<br>stabilité .....                          | 72 |
| III.4.2.4 Comparaison entre les deux méthodes .....   | 73 |
| III.4 Conclusion .....  | 73 |

CONCLUSION GENERALE .....84

BIBLIOGRAPHIE .....85

ANNEXES

ANNEXE A .....86  
ANNEXE B .....90  
ANNEXE C .....93

# *Introduction*

---

## INTRODUCTION GENERALE

---

Les réseaux électriques sont en perpétuelle évolution, du fait de l'accroissement continu de la demande d'énergie électrique. Cependant il est nécessaire d'élever la production des systèmes de puissance, qui sont presque exclusivement les machines synchrones, il s'avère que cette opération a une limite de stabilité.

Toutefois lorsqu'il s'agit d'alternateurs de grande puissance, avec un facteur d'utilisation élevé, les problèmes de stabilité deviennent plus sévères.

L'étude du comportement dynamique du réseau électrique en question, sollicité par des oscillations de basse fréquence, nécessite l'utilisation d'un modèle mathématique rigoureusement choisi, décrivant au mieux les caractéristiques dynamiques du système.

L'objectif principal de notre présent travail est la localisation des régions de fonctionnement dynamique stable, d'une machine synchrone avec charge locale passive constante, reliée à un large réseau à travers une ligne de transmission finie.

Dans un premier chapitre, nous présenterons le modèle dynamique linéarisé du système de puissance à étudier, nous analyserons ensuite le comportement dynamique de la machine synchrone non régulée, lorsqu'elle est soumise à des perturbations de faible amplitude.

Le second chapitre est consacré à la régulation automatique de tension, en introduisant le régulateur (IEEE Type 1), dans le système d'excitation de la machine synchrone.

une description détaillée de la fonction de chacun des organes constitutifs de ce régulateur sera présentée.

Les performances dynamiques rapportées par ce type de régulateur, seront illustrées par des réponses indicielles du système.

Au troisième chapitre, on s'intéressera particulièrement à la détermination des régions de stabilité dynamique, du système de puissance, muni d'un régulateur simplifié, à l'aide de deux méthodes classiques (valeurs propres et couples).

Nous examinerons aussi l'influence de la charge locale, du gain d'amplification, et des paramètres de la ligne de transmission, sur la grandeur et la forme des régions de fonctionnement stable de la machine synchrone. On terminera enfin par une comparaison des deux méthodes utilisées.

# *Chapitre I*

---

## MODELISATION DU RESEAU DE PUISSANCE DANS L'ESPACE D'ETAT

---

### INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la modélisation mathématique du système de puissance : {machine synchrone - charge locale - noeud infini}, en régime dynamique, pour permettre l'étude de la stabilité de ce dernier, vis à vis de petites perturbations.

Dans la première section, nous présenterons la transformation modifiée de PARK, qu'on appliquera aux équations classiques instantanées de la machine synchrone. On ramènera ensuite les équations de PARK linéarisées vers l'espace d'état.

Dans la seconde section, nous adopterons un modèle dynamique linéaire simplifié, basé sur la méthode des petits signaux, s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices.

### I.1 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

La figure (1.1) décrit la configuration électrique d'une machine synchrone triphasée à pôles saillants, elle est constituée principalement de trois enroulements statoriques identiques a, b et c, régulièrement distribués, généralement couplés en étoile, d'un enroulement rotorique d'excitation F et de deux circuits amortisseurs représentés par deux enroulements en court-circuit équivalents D et Q, en quadrature.

Les six enroulements sont magnétiquement couplés. Ce couplage magnétique est fonction de la position relative du rotor. Par conséquent, les flux d'enroulements sont aussi fonction de la position angulaire de ce dernier, pour cette raison les expressions des tensions instantanées sont compliquées.

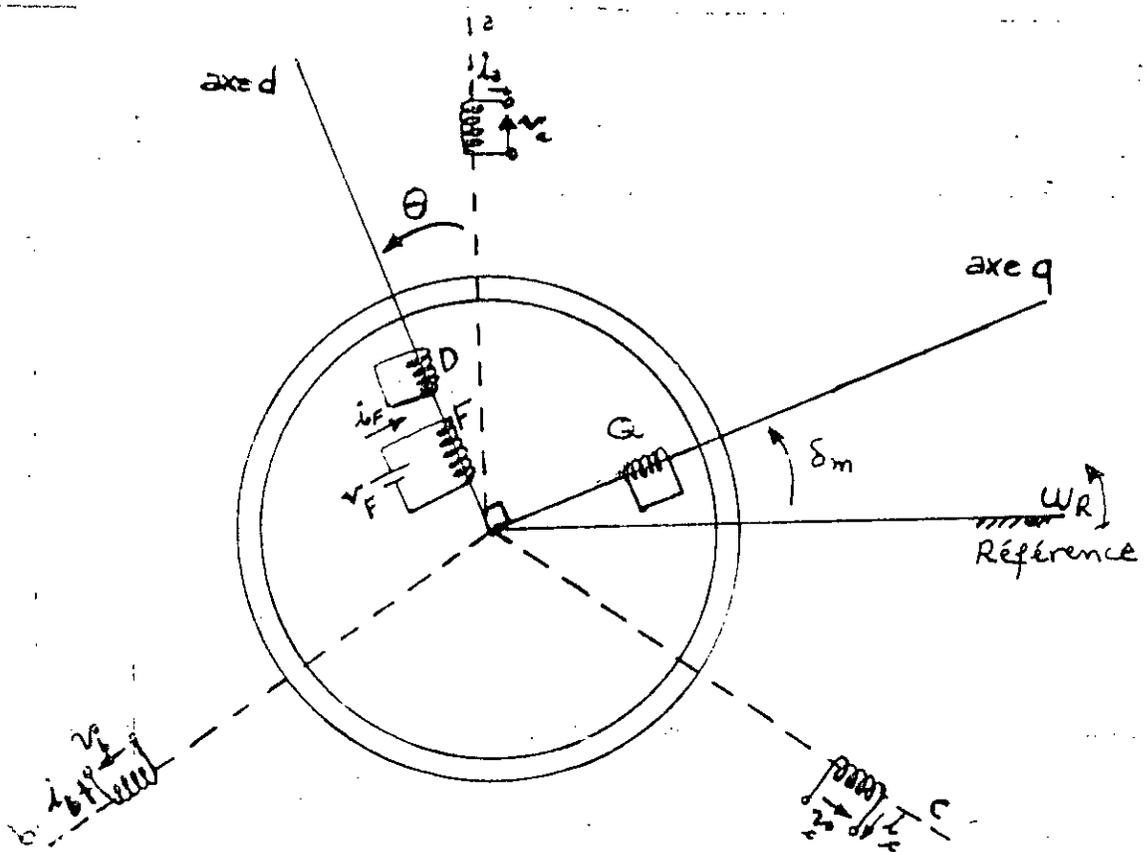


Fig. (1.1) Représentation schématique de la machine synchrone

I.1.1 EQUATIONS DES FLUX

On suppose que le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé. L'équation matricielle des flux instantanés, pour les six circuits est :

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_F \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ \hline L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

où :  $L_{jk}$  inductance propre, quand :  $j=k$   
 mutuelle-inductance dans le cas contraire .

Et d'après le principe de la réciprocité de l'effet mutuel, la matrice inductance est symétrique.

Les inductances  $L_{jk}$  sont globalement variables avec le temps, car la position angulaire du rotor est fonction du temps, ce qui rend l'étude analytique de la machine synchrone extrêmement difficile.

Ces inductances peuvent être définies comme suit :

### 1.1.1.1 SELF INDUCTANCES STATOR

Les self-inductances des enroulements de phases sont données par :

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_s + L_m \cdot \cos(2\theta) \\
 L_{bb} &= L_s + L_m \cdot \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 L_{cc} &= L_s + L_m \cdot \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right)
 \end{aligned} \quad (1.2)$$

où :  $L_s$  et  $L_m$  sont des constantes ,et  $L_s > L_m$  .

### I.1.1.2 SELF-INDUCTANCES ROTOR

Puisque les effets de saturation et d'encoches sont négligés, toutes les self inductances du rotor sont constantes. On écrit en notation conventionnelle :

$$L_{FF} = L_F \quad L_{DD} = L_D \quad L_{QQ} = L_Q \quad (1.3)$$

### I.1.1.3 MUTUELLE INDUCTANCES STATOR

Vu la réciprocité de l'effet mutuel, on peut écrire pour les enroulements stator :

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} &= -M_s - L_m \cdot \cos\left(2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ L_{bc} = L_{cb} &= -M_s - L_m \cdot \cos\left(2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ L_{ac} = L_{ca} &= -M_s - L_m \cdot \cos\left(2\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right)\right) \end{aligned} \quad (1.4)$$

où :  $M_s$  est une constante, et  $|M_s| > L_m$ .

### I.1.1.4 MUTUELLE-INDUCTANCES ROTOR

La mutuelle-inductance entre les enroulements F et D est constante (invariable avec  $\theta$ ). Le coefficient de couplage entre les axes magnétiques d et q est nul, par conséquent :

$$L_{FD} = L_{DF} = M_R \quad L_{FQ} = L_{QF} = 0 \quad L_{DQ} = L_{QD} = 0 \quad (1.5)$$

### I.1.1.5 MUTUELLE-INDUCTANCES STATOR - ROTOR

Enfin, on considère les mutuelle-inductances entre les enroulements stator et rotor fonctions de l'angle rotorique  $\theta$ .

Des enroulements de phases à l'enroulement de champ, on écrit :

$$\begin{aligned}
 L_{aF} &= L_{Fa} = M_F \cdot \cos(\theta) \\
 L_{bF} &= L_{Fb} = M_F \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{cF} &= L_{Fc} = M_F \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

De même, les mutuelle-inductances entre les enroulements de phases et l'enroulement d'amortissement D, s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 L_{aD} &= L_{Da} = M_D \cdot \cos(\theta) \\
 L_{bD} &= L_{Db} = M_D \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{cD} &= L_{Dc} = M_D \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

Et finalement, pour les enroulements de phases à l'enroulement d'amortissement Q, on écrit :

$$\begin{aligned}
 L_{aQ} &= L_{Qa} = M_Q \cdot \sin(\theta) \\
 L_{bQ} &= L_{Qb} = M_Q \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{cQ} &= L_{Qc} = M_Q \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

Note

L'équation (1.1) peut être écrite sous la forme partitionnée suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc} \\ \Phi_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \tag{1.9}$$

où :  $L_{SS}$  : inductances stator - stator  
 $L_{SR}, L_{RS}$  : mutuelle inductance stator - rotor  
 $L_{RR}$  : inductance rotor-rotor

I.1.2 EQUATIONS DES TENSIONS

Si on suppose que le système des tensions triphasées est équilibré, alors il n'y a pas de contribution du neutre, de ce fait l'équation matricielle de tension des générateurs tournants est de la forme :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ \hline -v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & | & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & | & r_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & | & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \hline i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_a \\ \dot{\Phi}_b \\ \dot{\Phi}_c \\ \hline \dot{\Phi}_F \\ \dot{\Phi}_D \\ \dot{\Phi}_Q \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

L'équation (1.10), sous la forme partitionnée suivante, s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ \hline v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc} & | & 0 \\ \hline 0 & | & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ \hline i_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{abc} \\ \hline \dot{\Phi}_{FDQ} \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

L'équation (1.11) est compliquée. Cela est dû à la présence de coefficients variables au cours du temps, dans l'expression dérivée du flux.

I.2 TRANSFORMATION MODIFIEE ET EQUATIONS DE PARK

I.2.1 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK consiste à faire un changement de base

d'un référentiel absolu vers un référentiel relatif entraîné par le rotor de la machine. La matrice de transformation orthogonale de PARK, est définie par :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

C'est une matrice de passage orthogonale, d'un système de trois axes fixes coplanaires, déphasés de  $2\pi/3$ , vers un système de deux axes en quadrature, tournant autour de l'origine commun à la vitesse de synchronisme.

La mise en équation de la machine synchrone, conduit à un système d'équations différentielles non linéaires du premier ordre, ce qui rend la résolution extrêmement difficile. Pour cela, on utilise la transformation modifiée de PARK, qui consiste à ramener les grandeurs statoriques de phase, au rotor, selon deux directions magnétiques en quadrature, ce qui a pour effet de découpler les circuits magnétiques de phase, et d'obtenir une matrice inductance transformée, symétrique et à coefficients constants. Par conséquent le circuit électrique équivalent est physiquement réalisable.

La transformation inverse modifiée de PARK existe et est unique. Elle est définie par :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

La transformation de PARK permet une représentation bipolaire équivalente de la machine synchrone triphasée, dont les nouvelles inductances deviennent indépendantes de la rotation.

La figure (1.2) illustre cette nouvelle image de la machine :

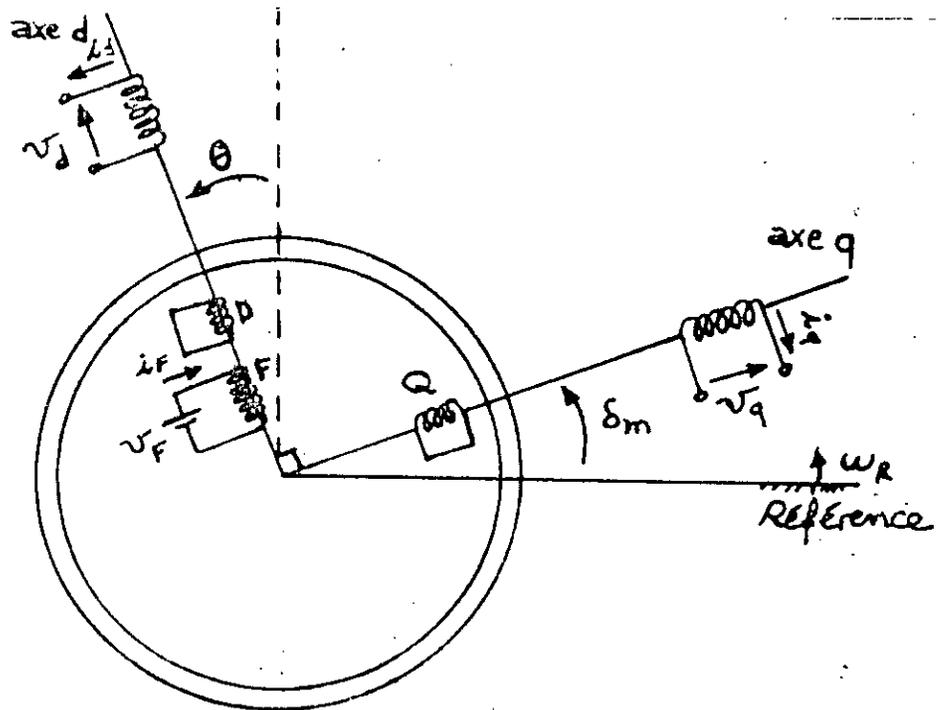


Fig.(1.2) Modèle de PARK de la machine synchrone

I.2.2 EQUATIONS DE PARK

Les grandeurs de phases sont ramenées au rotor par l'intermédiaire de la transformation orthogonale de PARK, tandis que les grandeurs rotoriques restent invariantes, autrement dit ces dernières subissent une transformation identique.

La matrice de transformation totale est définie par :

$$T = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

où :  $U_3$  est la matrice unitaire carrée d'ordre 3 .

I.2.2.1 EQUATIONS DES FLUX MAGNETIQUES DE PARK

On a par définition de la transformation :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{odq} \\ \Phi_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \\ \Phi_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Substituons (1.9) dans (1.20) ,il vient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{odq} \\ \Phi_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Après un long calcul on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_o \\ \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_F \\ \Phi_D \\ \Phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & KM_F & KM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & KM_Q \\ \hline 0 & KM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & KM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & KM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

où : on définit les nouvelles constantes suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_s + M_s + \frac{3}{2} L_m & L_o &= L_s - 2 \cdot M_s \\
 L_q &= L_s + M_s - \frac{3}{2} L_m & K &= \sqrt{3/2}
 \end{aligned}$$

On constate que la matrice inductance transformée, est symétrique et à coefficients constants. Il n'ya plus d'interaction entre les circuits statoriques, ce qui offre une grande simplicité dans l'analyse de la machine synchrone.

#### 1.2.2.2 EQUATIONS DES TENSIONS ELECTRIQUES DE PARK

Par definition ,on écrit :

$$\begin{bmatrix} v_{odq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Substituons (1.11) dans (1.17), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{odq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \\ - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{abc} \\ \dot{\Phi}_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Après développement de l'expression ci-dessus, sachant que :

$$\dot{P} \cdot P^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Et que le système électrique est équilibré, par conséquent la composante homopolaire est supprimée, et en faisant des translations d'axes appropriées, on aboutit à l'équation matricielle des tensions électriques de PARK :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ -v_F \\ v_D = 0 \\ \hline v_q \\ v_Q = 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & \omega L_q & \omega KM_F \\ 0 & r_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ \hline -\omega L_d & -\omega KM_F & -\omega KM_D & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \\ i_D \\ \hline i_q \\ i_Q \end{bmatrix}$$
  

$$- \begin{bmatrix} L_d & KM_F & KM_D & 0 & 0 \\ KM_F & L_F & M_R & 0 & 0 \\ KM_D & M_R & L_D & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & L_q & KM_Q \\ 0 & 0 & 0 & KM_Q & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_F \\ \dot{i}_D \\ \hline \dot{i}_q \\ \dot{i}_Q \end{bmatrix}$$

qui est de la forme :  $[V] = - [R] [I] - [L] [\dot{I}]$  (1.18)

Seule la pulsation  $\omega$  peut varier au cours du temps. Le système d'équations (1.18) est non linéaire. La matrice inductance est passive.

### 1.2.3 PUISSANCE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

La puissance électrique triphasée et instantanée, fournie par la machine synchrone, est sous forme matricielle donnée par :

$$P_{3\phi} = v_{abc}^t \cdot i_{abc}$$

Exprimons l'expression de la puissance dans la nouvelle base dite de ARK, il vient :

$$P_{3\phi} = (P^{-1} v_{odq})^t \cdot (P^{-1} i_{odq})$$

Sachant que :  $P^t = P^{-1}$ , on trouve :

$$P_{3\phi} = v_o i_o + v_d i_d + v_q i_q$$

La puissance électrique est invariante, pour la transformation orthogonale de PARK.

La condition d'équilibre du système permet d'écrire :

$$P_{3\phi} = v_d i_d + v_q i_q \quad (1.19)$$

D'autre part l'expression de la puissance réactive triphasée pour un système équilibré est donnée par :

$$Q_{3\phi} = v_d i_q - v_q i_d \quad (1.20)$$

#### 1.2.4 EQUATION ELECTROMECHANIQUE

La position angulaire instantannée de l'axe magnétique principal du rotor est repérée par l'angle :

$$\theta = \omega_n t + \delta + \frac{\pi}{2} \quad (1.21)$$

où :  $\delta$  est le décalage angulaire entre la tension terminale et la f.é.m à vide correspondante.

$\omega_n$  étant la pulsation nominale (de synchronisme).

En dérivant (1.21) par rapport au temps, on aura :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_n \quad (1.22)$$

Lorsque le rotor d'une machine synchrone, se trouve écarté de sa position d'équilibre dynamique, le mouvement relatif des masses tournantes, est régit par l'équation générale qui découle du 2<sup>ème</sup> principe de la dynamique :

$$T_m = T_a + T_d + T_e \quad (1.23)$$

où :

- $T_m$  : couple mécanique .
- $T_a$  : couple d'inertie .
- $T_d$  : couple d'amortissement .
- $T_e$  : couple électromagnétique .

#### - Couple mécanique

Le couple mécanique est développé par une machine motrice, qui est en général une turbine.

#### - Couple d'inertie

Si l'on désigne par J le moment d'inertie apparent de la partie tournante du groupe turbo-alternateur, le couple d'inertie mécanique est défini par :

$$T_a = \frac{2 J}{P_1} \cdot \frac{d^2\delta}{(dt)^2} \quad (1.24)$$

où :  $P_1$  désigne le nombre de pôles magnétiques de la machine.

- Couple d'amortissement

Les pertes et les frottements dans les paliers, sont approximatés par un modèle visqueux, le couple d'amortissement mécanique du groupe étant :

$$T_d = D \omega \quad (1.25)$$

où : D est le coefficient d'amortissement mécanique.

- Couple électromagnétique

En général le couple électromagnétique est dû à l'interaction entre le circuit triphasé du stator, le circuit d'excitation, et d'autres circuits comme les enroulements amortisseurs. Il correspond à la puissance électrique active absorbée par les charges du réseau. Pour une machine à pôles saillants, le couple électromagnétique dans le régime établi et équilibré a pour expression :

$$T_e = \frac{3 E V_t}{\Omega x_d} \sin(\delta) + \frac{3 V_t^2}{2 \Omega} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin(2 \delta) \quad (1.26)$$

- Equation d'oscillation

L'équation différentielle (1.23) est non linéaire, car le couple électrique  $T_e$  est une fonction non linéaire de l'angle interne  $\delta$ .

L'équation "swing" représente les phénomènes électromécanique d'un régime dynamique perturbé, elle est d'une importance primordiale dans l'étude de la stabilité du fonctionnement de la machine synchrone.

### I.3 LE SYSTEME PER-UNIT ADOPTE

Il est pratique pour l'ingénieur d'utiliser, la notion de grandeurs réduites, car il ya une difficulté numérique. Ce problème peut être résolu par la normalisation des équations, en adoptant une base convenable.

#### I.3.1 GRANDEUR DE BASES

On distingue les grandeurs de bases statoriques et rotoriques, seul le temps reste en unité physique.

##### I.3.1.1 GRANDEURS DE BASES STATORIQUES

Les variables de PARK sont des grandeurs statoriques, car ils décrivent directement les quantités de phases, à travers la transformation de PARK.

Les variables statoriques de références, sont les valeurs inhérentes au régime nominal.

stator

$$\begin{aligned}
 - S_B &= S_n && : \text{puissance apparente nominale par phase.} \\
 - V_B &= V_n && : \text{tension simple efficace nominale.} \\
 - I_B &= S_n / V_n && : \text{courant composé efficace nominal.} \\
 - \omega_B &= 2 \pi f_n && : \text{pulsation de synchronisme nominale.} \\
 - \phi_B &= \frac{V_B}{\omega_B} && : \text{flux nominal.} \\
 - R_B &= \frac{V_B}{I_B} && : \text{Résistance de base.} \\
 - L_B &= \frac{V_B}{I_B \omega_B} && : \text{inductance de base.} \tag{1.27}
 \end{aligned}$$

### 1.3.1.2 GRANDEURS DE BASES ROTORIQUES

Les valeurs numériques des variables rotoriques, sont nettement différentes de celles des grandeurs statoriques. De ce fait on a adopté des grandeurs de références propres à chaque circuit du rotor, à l'exception faite sur la pulsation et la puissance de base qui sont communes.

Le choix fait, pour les quantités de références relatives au rotor, est basé sur le concept d'égalité des flux mutuel, autrement dit, il faut que chacun des courants de bases des circuits du rotor, pris seul, produit le même fondamental d'espace, du flux d'entre-fer, que le courant statorique de base.

#### - Coéfficients d'équivalences

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{FB}}{V_B} &= \frac{I_B}{I_{FB}} = K_F \\
 \frac{V_{DB}}{V_B} &= \frac{I_B}{I_{DB}} = K_D \\
 \frac{V_{QB}}{V_B} &= \frac{I_B}{I_{QB}} = K_Q
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

#### - Résistances et self-inductances de bases

$$\begin{aligned}
 R_{FB} &= K_F^2 R_B & R_{DB} &= K_D^2 R_B & R_{QB} &= K_Q^2 R_B \\
 L_{FB} &= K_F^2 L_B & L_{DB} &= K_D^2 L_B & L_{QB} &= K_Q^2 L_B
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

- Mutuelle-inductances de bases

$$M_{FB} = K_F L_B \quad M_{DB} = K_D L_B \quad M_{QB} = K_Q L_B \quad M_{RB} = K_F K_D L_B \quad (1.30)$$

- Note

La valeur de base du couple est égale à :

$$T_B = \frac{S_B}{\Omega} \quad ; \quad \text{avec} \quad : \quad \Omega_B = \frac{2 \omega_B}{P1}$$

1.3.2 NORMALISATION DES EQUATIONS DE LA MACHINE

Après avoir choisit les valeurs de bases appropriées, on va normaliser les équations électriques et mécaniques. Le processus de normalisation, est basé sur la division de la grandeur considérée en unité physique, par sa grandeur de référence correspondante.

L'équation matricielle des tensions électriques de PARK, (1.18) s'écrit sous la forme normalisée suivante :

$$[ V ] = - [ R ] [ I ] - \frac{1}{\omega_B} [ L ] [ \dot{I} ] \quad (\text{p.u}) \quad (1.31)$$

L'équation électromécanique (1.23) réarrangée et convertie en per-unit s'écrit :

$$M \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - T_d \quad (\text{p.u}) \quad (1.32)$$

où :  $M = 2 H$

$$H = \frac{4 W_{cn}}{P1^2 S_B}$$

$W_{cn}$  : énergie cinétique nominale.

$M$  : est le temps de lancé du groupe, à partir du repos, jusqu'à atteindre la vitesse nominale (de synchronisme), lorsqu'on applique sur l'arbre un couple accélérateur égal au couple nominal.

#### I.4 MODELISATION MATHEMATIQUE D'UN ECHANTILLON DE RESEAU DANS L'ESPACE D'ETAT

La structure interne des réseaux électriques actuels est très complexe, cependant on se propose de simplifier le problème, en prenant un échantillon de réseau, qu'on va modéliser et étudier dans l'espace d'état.

Le schéma par phase, de notre système de puissance triphasé et équilibré, est mis en évidence par la figure suivante :

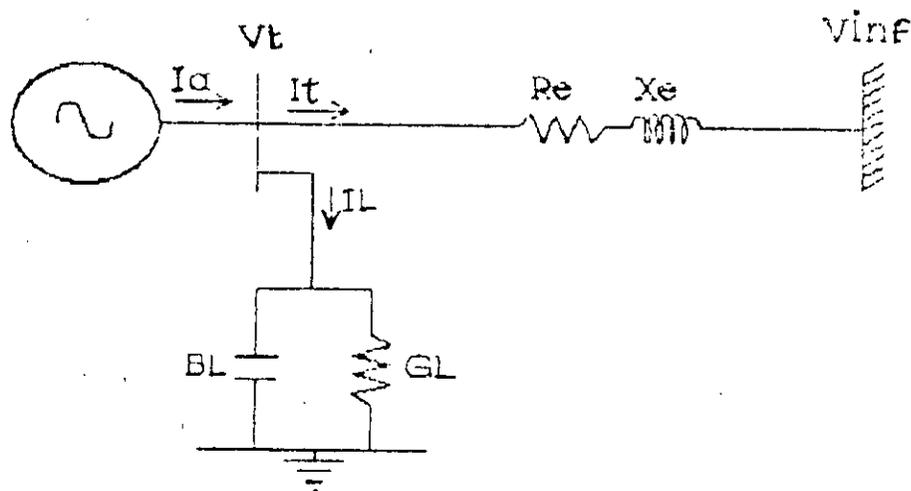


Fig.(1.3) Schéma unifilaire du système de puissance

Il comporte une machine synchrone, avec une charge locale passive, reliée à un large réseau (noeud infini) à travers une ligne de transmission finie.

La machine synchrone a été modélisée auparavant, par les équations de PARK du régime permanent.

La ligne de transmission est modélisée par une impédance série, la charge locale par une admittance shunt constante, et le noeud infini par un jeu de barres de tension et de fréquence fixes.

#### 1.4.1 EQUATIONS DE CHARGE DE LA MACHINE SYNCHRONE

La machine synchrone se trouve chargée, par une admittance locale, et un noeud infini à travers une ligne de transmission. L'équation matricielle de charge des phases de la machine synchrone est donnée par :

$$V_{abc} = V_{\infty abc} + R_e i_{tabc} + L_e \dot{i}_{tabc} \quad (1.33)$$

Si la tension du noeud infini de la phase a est prise comme référence des phases angulaires, en tenant compte de l'équation (1.21), et en appliquant la transformation de PARK, à (1.33), on trouve les équations de charge de PARK, de la machine synchrone :

$$\begin{aligned} V_d &= -\sqrt{3} V_{\infty} \sin(\delta) + R_e i_{td} + X_e i_{tq} + L_e \dot{i}_{td} \\ V_q &= +\sqrt{3} V_{\infty} \cos(\delta) + R_e i_{tq} - X_e i_{td} + L_e \dot{i}_{tq} \end{aligned} \quad (1.34)$$

$$\text{ou} : X_e = L_e \omega_n$$

#### -Note :

Si on divise par  $\sqrt{3}$ , une des composantes d'une grandeur électrique transformée dans l'espace modifié de PARK, alors on obtient sa valeur efficace correspondante dans l'espace des phases.

Si l'axe transversal est pris comme origine des phases angulaires, alors on écrit par exemple pour la tension du noeud infini de l'une des phases du stator, en notation complexe :

$$\underline{V}_{\infty} = V_{\infty q} + j V_{\infty d} \quad (j \text{ étant l'opérateur complexe})$$

$$\text{où: } V_{\infty q} = v_{\infty q} / \sqrt{3} \quad V_{\infty d} = v_{\infty d} / \sqrt{3}$$

il en est de même pour le reste des grandeurs statoriques.

En se référant à la figure (1.3), on obtient la relation :

$$\underline{I}_t = \underline{I}_a - \underline{Y}_L \underline{V}_t$$

où :

$$\underline{I}_t = I_{tq} + j I_{td}$$

$$\underline{I}_a = I_q + j I_d$$

$$\underline{V}_t = V_q + j V_d$$

$$\underline{Y}_L = G_L + j B_L$$

En séparant les parties réelle et imaginaire, on trouve :

$$I_{td} = I_d - ( B_L V_q + G_L V_d )$$

$$I_{tq} = I_q - ( G_L V_q - B_L V_d ) \quad (1.35)$$

Par la suite, on négligera les termes en  $i$ , substituons (1.35) dans (1.34), tout en tenant compte de la note précédente, ce qui donne :

$$\begin{aligned} (1 + \lambda_1) V_d + \lambda_2 V_q &= -V_{\infty} \sin(\delta) + R_e I_d + X_e I_q \\ -\lambda_2 V_d + (1 + \lambda_1) V_q &= +V_{\infty} \cos(\delta) + R_e I_q - X_e I_d \end{aligned}$$

où :

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= G_L R_e - B_L X_e \\ \lambda_2 &= B_L R_e + G_L X_e\end{aligned}\quad (1.37)$$

La synthèse des modèles décrit précédemment, permet de faire une description mathématique complète de l'échantillon de réseau, ce qui est extrêmement compliquée, et des simplifications sont utilisées dans l'analyse du système.

#### 1.4.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Le modèle à deux axes de la machine synchrone (fig 1.2), est utilisé avec les considérations suivantes :

- Les effets des amortisseurs et de la saturation sont négligés.
- Système équilibré sans harmoniques.
- Les f.é.m de transformation sont négligeables devant les f.é.m de rotation.
- Les résistances internes des enroulements stator sont ignorées.

#### 1.4.3 EQUATIONS DE LA F.E.M TRANSITOIRE TRANSVERSALE

- Dans le modèle de la machine synchrone, le courant, le flux, et la tension d'excitation sont souvent ramenés au stator, ils correspondent à des f.é.m induites.

La f.é.m transitoire efficace  $E'_q$ , est l'image au stator du flux produit par l'enroulement de champ, elle lui est proportionnelle :

$$E'_q = \frac{\omega_n K M_F}{\sqrt{3} L_F} \Phi_F \quad (1.38)$$

D'autre part la f é m stator  $E_{FD}$  correspond à la tension d'alimentation du circuit d'excitation :

$$E_{FD} = \frac{\omega_n KM_F}{\sqrt{3} r_F} V_F \quad (1.39)$$

Enfin la f é m à vide par phase, induite par le courant de champs est défini par :

$$E = \frac{\omega_n KM_F}{\sqrt{3}} i_F \quad (1.40)$$

-Dans le domaine fréquentiel la f.é.m. transitoire transversale (en charge) et la f.é.m. de champs, sont respectivement données par les expressions suivantes :

$$E'_q = E + (x_d - x'_{do}) I_d \quad (1.41)$$

$$E_{FD} = (1 + \tau'_{do} s) E'_q - (x_d - x'_{do}) I_d \quad (1.42)$$

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, des équations de tensions (1.31), et en utilisant (1.40), on peut écrire :

$$V_d = -x_q I_q \quad V_q = E + x_d I_d \quad (1.43)$$

Combinons (1.36) avec (1.43), tout en utilisant (1.41), on trouve :

$$\begin{aligned} \lambda_2 E'_q &= -V_\omega \sin(\delta) + \hat{R}'_d I_d + \hat{X}_q I_q \\ (1 + \lambda_1) E'_q &= +V_\omega \cos(\delta) - \hat{X}'_d I_d + \hat{R}_q I_q \end{aligned} \quad (1.44)$$

où : on pose les définitions suivantes :

$$\begin{aligned}
 \hat{R}_d &= R_e - x_d \lambda_2 & \hat{R}'_d &= \hat{R}_d + (x_d - x'_{do}) \lambda_2 \\
 \hat{X}_d &= X_e + x_d (1 + \lambda_1) & \hat{X}'_d &= \hat{X}_d - (x_d - x'_{do}) (1 + \lambda_1) \\
 \hat{R}_q &= R_e - x_q \lambda_2 & \hat{X}'_q &= X_e + x_q (1 + \lambda_1)
 \end{aligned} \tag{1.45}$$

#### 1.4.4 EQUATIONS DYNAMIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE

L'étude du régime dynamique de la machine synchrone, est basé sur la méthode des petits signaux, elle consiste à considérer des variations des grandeurs caractéristiques du système, relativement petites, qui sont d'habitude au plus de quelques pourcents des valeurs de fonctionnement normal, autour de l'état d'équilibre dynamique. Et souvent ce genre d'analyse conduit à des équations différentielles du type linéaire. On va procéder à la linéarisation des équations du système, autour d'un point opérationnel quelconque, et calculer les coefficients caractéristiques du modèle du système.

##### 1.4.4.1 COEFFICIENTS DU MODELE DYNAMIQUE LINEAIRE SIMPLIFIE DU SYSTEME

Le vecteur d'état initial du système électrique est défini par :

$$X_o = [ \delta_o \ I_{do} \ I_{qo} \ V_{do} \ V_{qo} ]^t$$

Les conditions initiales du système sont calculées dans l'annexe B.

La linéarisation des équations (1.44), et la résolution du système pour  $\Delta I_d$  et  $\Delta I_q$  donne :

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = K_I \begin{bmatrix} \hat{R}_q \lambda_2 - \hat{X}_q (1 + \lambda_1) & \hat{R}_q \cos(\delta_0) - \hat{X}_q \sin(\delta_0) \\ \hat{X}_d \lambda_2 + \hat{R}_d (1 + \lambda_1) & \hat{X}_d \cos(\delta_0) + \hat{R}_d \sin(\delta_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ V_\infty \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

où :

$$K_I = \frac{1}{\hat{R}'_d \hat{R}'_q + \hat{X}'_d \hat{X}'_q} \quad (1.47)$$

-Maintenant, on substitue  $\Delta I_d$  dans la version incrémentale de (1.42), on trouve dans l'espace de laplace :

$$\Delta E_{FD} = \left( \frac{1}{K_3} + \tau'_{do} s \right) \Delta E'_q + K_4 \Delta \delta \quad (1.48)$$

où :

$$K_3 = \frac{1}{1 + K_I (x_d - x'_{do}) \{ \hat{X}_q (1 + \lambda_1) - \hat{R}_q \lambda_2 \}}$$

$$K_4 = V_\infty K_I (x_d - x'_{do}) ( \hat{X}_q \sin(\delta_0) - \hat{R}_q \cos(\delta_0) ) \quad (1.49)$$

-En per-unit le couple électrique est égale à la puissance :

$$T_e = V_d I_d + V_q I_q \quad (1.50)$$

En combinant les équations (1.41), (1.43) et (1.50), la nouvelle expression du couple électrique sera :

$$T_e = [ E'_q - (x_q - x'_{do}) I_d ] I_q \quad (1.51)$$

La linéarisation de (1.51) donne :

$$\Delta T_e = I_{q0} \Delta E'_q + E_{q0} \Delta I_q - (x_q - x'_{d0}) I_{q0} \Delta I_d$$

où :  $E_{q0} = E'_{q0} - (x_q - x'_{d0}) I_{d0}$

La substitution de (1.46) et (1.47) dans la version incrémentale du couple électrique donne :

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \tag{1.52}$$

où :

$$K_1 = K_I V_\omega (K_{1e} + K_{1i})$$

$$K_{1e} = E_{q0} ( \hat{R}'_d \sin(\delta_0) + \hat{X}'_d \cos(\delta_0) )$$

$$K_{1i} = I_{q0} (x_q - x'_{d0}) ( \hat{X}'_q \sin(\delta_0) - \hat{R}'_q \cos(\delta_0) )$$

$$K_2 = K_I (K_{2e} + K_{2i})$$

$$K_{2e} = E_{q0} ( \hat{R}'_d (1 + \lambda_1) + \hat{X}'_d \lambda_2 )$$

$$K_{2i} = I_{q0} \left\{ \frac{1}{K_I} + (x_q - x'_{d0}) ( \hat{X}'_q (1 + \lambda_1) - \hat{R}'_q \lambda_2 ) \right\}$$

$$\tag{1.53}$$

-Par définition la tension terminale de la machine synchrone s'écrit :

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2$$

La linéarisation puis la combinaison des équations (1.41) et (1.43) et de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\Delta V_t = - \frac{V_{d0}}{V_t} x_q \Delta I_q + \frac{V_{q0}}{V_t} x_{d0} \Delta I_d + \frac{V_{q0}}{V_t} \Delta E'_q \quad (1.54)$$

Substituons les expressions de  $\Delta I_d$  et  $\Delta I_q$  de (1.46) dans (1.54), on trouve pour un incrément de tension :

$$\Delta V_t = K_s \Delta \delta + K_\sigma \Delta E'_q \quad (1.55)$$

où :

$$K_s = K_I (K_{se} - K_{si})$$

$$K_{se} = - V_\infty x_{d0} \frac{V_{q0}}{V_t} ( \hat{X}_q \sin(\delta_0) - \hat{R}_q \cos(\delta_0) )$$

$$K_{si} = + V_\infty x_q \frac{V_{d0}}{V_t} ( \hat{R}_d \sin(\delta_0) + \hat{X}_d \cos(\delta_0) )$$

$$K_\sigma = K_I (K_{\sigma e} - K_{\sigma i})$$

$$K_{\sigma e} = \frac{V_{q0}}{V_t} \left\{ \frac{1}{K_I} - x_{d0} ( \hat{X}_q (1 + \lambda_1) - \hat{R}_q \lambda_2 ) \right\}$$

$$K_{\sigma i} = \frac{V_{d0}}{V_t} x_q ( \hat{R}_d (1 + \lambda_1) + \hat{X}_d \lambda_2 )$$

(1.56)

L'énergie réactive par phase est donnée par :

$$Q = V_d I_q - V_q I_d \quad (1.57)$$

La combinaison des équations (1.41), (1.43) et (1.57) conduit à :

$$Q = - \{ E'_q I_d + x'_{do} I_d^2 + x'_q I_q^2 \}$$

La linéarisation de l'équation ci-dessus ,autour d'un point de fonctionnement donne :

$$\Delta Q = - \{ I_{do} \Delta E'_q + E_{qro} \Delta I_d + 2 x'_q I_{qo} \Delta I_q \}$$

où :  $E_{qro} = E'_{qo} + 2 x'_{do} I_{do}$

Sachant que :  $E'_{qo} = V_{qo} - x'_{do} I_{do}$

Il vient :  $E_{qro} = V_{qo} + x'_{do} I_{do}$

La substitution de (1.46) dans la version incrémentale de l'énergie réactive donne :

$$\Delta Q = K_7 \Delta \delta + K_8 \Delta E'_q \quad (1.58)$$

où :

$$K_7 = K_I V_{\infty} (K_{7e} + K_{7i})$$

$$K_{7e} = 2 V_{do} (\hat{R}'_d \sin(\delta_o) + \hat{X}'_d \cos(\delta_o))$$

$$K_{7i} = E_{qro} (\hat{X}'_q \sin(\delta_o) - \hat{R}'_q \cos(\delta_o))$$

$$K_8 = K_I (K_{8e} - K_{8i})$$

$$K_{8e} = 2 V_{do} (\hat{R}'_d (1 + \lambda_1) + \hat{X}'_d \lambda_2)$$

$$K_{8i} = E_{qro} (\hat{R}'_q \lambda_2 - \hat{X}'_q (1 + \lambda_1)) + I_{do} \quad (1.59)$$

#### I.4.4.2 EQUATIONS D'ETAT DU RESEAU ET BLOC DIAGRAMME

Maintenant on va modéliser le système de puissance dans l'espace d'état.

De (1.22), l'équation dynamique de l'angle de couple du système est donnée par :

$$\dot{\Delta\delta} \text{ (rad/s)} = \omega_B \text{ (rad/s)} \Delta\omega \text{ (p.u)} \quad (1.60)$$

Linéarisons l'équation " swing " (1.32), et en utilisant (1.25) et (1.52), l'équation différentielle décrivant la dynamique de la vitesse est :

$$\dot{\Delta\omega} = - \frac{K_1}{M} \Delta\delta - \frac{D}{M} \Delta\omega - \frac{K_2}{M} \Delta E'_q + \frac{1}{M} \Delta T_m \quad (1.61)$$

L'équation (1.48), réarrangée puis transformée vers l'espace temporel, permet d'écrire l'équation dynamique de la f.é.m transitoire :

$$\dot{\Delta E}'_q = - \frac{K_4}{\tau_{do}} \Delta\delta - \frac{1}{K_3 \tau_{do}} \Delta E'_q + \frac{1}{\tau_{do}} \Delta E_{FD} \quad (1.62)$$

Lorsqu'on veut simuler le modèle dynamique du réseau dans l'espace d'état, il est nécessaire de résoudre le système d'équations d'état. Les trois équations différentielles du premier ordre linéarisées autour du vecteur d'état initial, s'écrivent sous la forme vectorielle suivante :

$$\dot{\Delta X} = A \Delta X + B \Delta U \quad (1.63)$$

L'équation matricielle de sortie du système étant :

$$\Delta Y = C \Delta X \quad (1.64)$$

où :

$$\begin{aligned} \Delta X &= [ \Delta \delta \quad \Delta \omega \quad \Delta E'_q ]^T \\ \Delta Y &= [ \Delta V_l \quad \Delta T_o \quad \Delta Q ]^T \\ \Delta U &= [ \Delta E_{FD} \quad \Delta T_m ]^T \end{aligned} \quad (1.65)$$

Les paramètres matriciels du réseau sont :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_B & 0 \\ -\frac{K_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} \\ -\frac{K_4}{\tau_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3 \tau_{do}} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{M} \\ \frac{1}{\tau_{do}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} K_5 & 0 & K_6 \\ K_1 & 0 & K_2 \\ K_7 & 0 & K_8 \end{bmatrix}$$

(1.66)

où :

$\Delta X$  : Vecteur des petites variations des variables d'état

$\Delta Y$  : Vecteur des incréments de sortie

$\Delta U$  : Vecteur de commande

A et C : Matrices caractéristiques du système, elles dépendent des ses conditions initiales

B : Matrice à plusieurs points d'entrées d'une perturbation

Bloc diagramme

Le bloc diagramme du modèle dynamique linéaire du système de puissance, lorsque la machine synchrone est non régulée, est mis en évidence par la figure suivante :

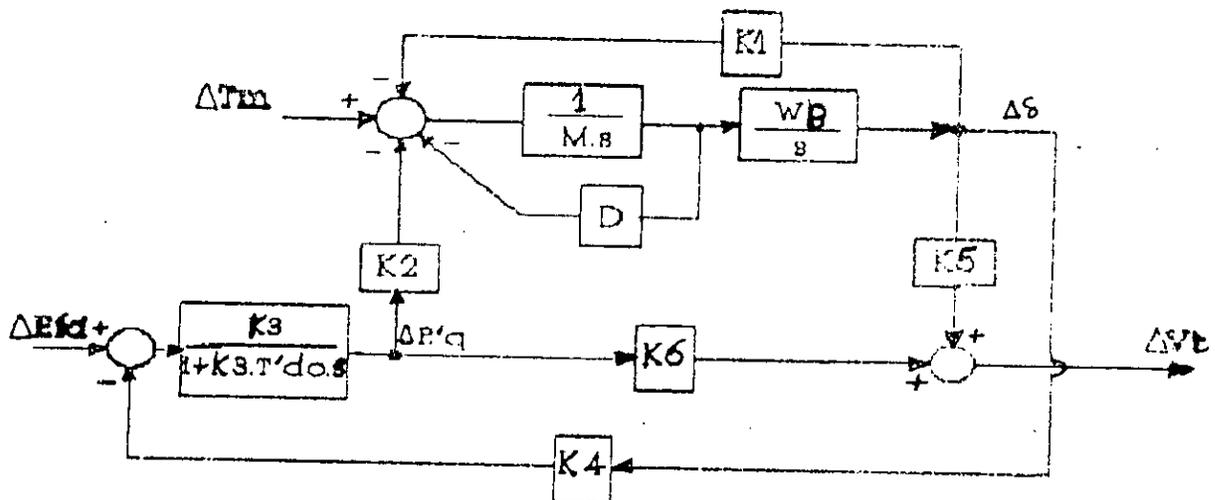


Fig.(1.4) Schéma fonctionnel du système de puissance en boucle ouverte

Les différentes interactions entre les grandeurs caractéristiques du réseau, sont clairement visualisées dans ce diagramme structurel.

### 1.5 RESULTATS DE SIMULATION

Pour la simulation temporelle du modèle linéaire de la machine synchrone, avec une charge locale, connectée à un réseau très rigide, nous avons utilisé le logiciel matlab dont le nom dérive de l'expression "matrice de laboratoire", il est orienté vers l'option matricielle.

Ce logiciel présente une capacité de haut niveau dans la résolution des systèmes d'équations différentielles linéaires et non linéaires.

Afin d'analyser le phénomène de la stabilité dynamique, avec une bonne précision nous avons utilisé la méthode d'intégration de RUNG KUTTA du 4<sup>ème</sup> ordre, avec un pas de calcul de  $10^{-6}$ .

Nous allons examiner le comportement dynamique du système perturbé en boucle ouverte. Nos tests sont effectués pour le point de fonctionnement ( $P = 1.00$  pu,  $Q = 0.62$  pu,  $V_t = 1.17$  pu), lors d'un faible accroissement en échelon du couple mécanique ou de la tension d'excitation, avec un coefficient d'amortissement ( $D = 2$ ).

#### -Premier type de perturbation : surcharge brusque de la machine

On suppose que pour une raison quelconque, le couple mécanique sur l'arbre de la machine synchrone augmente brusquement ( $\Delta T_m = 5\%$ ). Ceci peut être dû à une ouverture brusque du vannage d'admission de la turbine dans le cas de l'alternateur.

La figure (1.5) illustre les réponses dynamiques du système en boucle ouverte, lorsque la machine synchrone se trouve brusquement surchargée.

Quand il y'a un accroissement du couple mécanique, l'équilibre dynamique entre les couples  $T_m$  et  $T_e$  est détruit (on néglige les pertes). S'il y'a stabilité le rotor avance d'un certain décalage angulaire, mais en raison de l'inertie mécanique, cet angle croit progressivement. Le mouvement du rotor se poursuit sous forme d'oscillations pendulaires amorties, de faibles amplitudes, autour de la vitesse de synchronisme.

Le couple électrique augmente exactement de ( $\Delta T_e = 5\%$ ), pour équilibrer de nouveau l'accroissement du couple mécanique.

On constate une chute directe de la tension terminale, ceci est dû à l'effet de démagnétisation partielle du circuit magnétique de la machine, lorsque le courant induit augmente.

On observe une diminution de l'énergie réactive du système de production, à cause de la chute de tension (aussi de la f.é.m) engendré dans le stator de la machine

Du fait que la perturbation est persistante, le point de fonctionnement du système se déplace, il finit par se stabiliser au nouveau point d'équilibre :

$$(P = 1.050 \text{ pu}, Q = 0.584 \text{ pu}, V_t = 1.152 \text{ pu})$$

-Deuxième type de perturbation : accroissement brusque de la tension d'excitation

La figure (1.6) montre les différentes réponses dynamiques du système en boucle ouverte, lorsqu'il est sollicité par une perturbation en échelon de la tension d'excitation ( $\Delta E_{FD} = 5\%$ ).

Quand la tension de champs augmente, le courant d'excitation croît, ce qui entraîne un accroissement de la f.é.m, donc de la tension terminale, et par suite de l'énergie réactive.

L'amplitude de la puissance active s'agrandie, et la rigidité de la machine s'améliore, ce qui explique la diminution de l'angle rotorique, tout en conservant le même couple électromagnétique.

On observe de très faibles fluctuations de la vitesse du rotor de la machine, et du couple électrique relativement au cas précédent, car ces derniers sont affectés d'une façon indirecte par le système d'excitation.

On constate l'absence d'oscillations dans les réponses de l'angle interne, de la tension et de l'énergie réactive, ceci est dû au choix particulier du point de fonctionnement et de la charge locale.

Nous remarquons que la tension statorique se comporte comme un système du premier ordre, avec une constante de temps de l'ordre 5 s ( $\tau_{do} = 5.9$  s)

Le système change de point opérationnel, il passe après un certain retard vers un nouveau point d'équilibre :

$$(P = 1.000 \text{ pu}, Q = 0.666 \text{ pu}, V_t = 1.185 \text{ pu})$$

## CONCLUSIONS

Nous avons présenté dans ce chapitre, un modèle dynamique linéaire du système de puissance, constitué d'une machine synchrone connectée à un réseau très rigide, avec charge locale.

La modélisation mathématique du réseau, est effectuée dans l'espace d'état, tout en utilisant la méthode des composantes quadratiques de PARK, en prenant en considération une série d'hypothèses simplificatrices .

Le modèle étudié est caractérisé principalement par les coefficients :  $K_1 \dots K_6$  , qui sont fonction des paramètres de construction du système, et des conditions de fonctionnement de celui-ci.

Nous avons ensuite simulé le comportement dynamique du réseau, lorsque la machine synchrone non régulée est sollicitée par des petites perturbations.

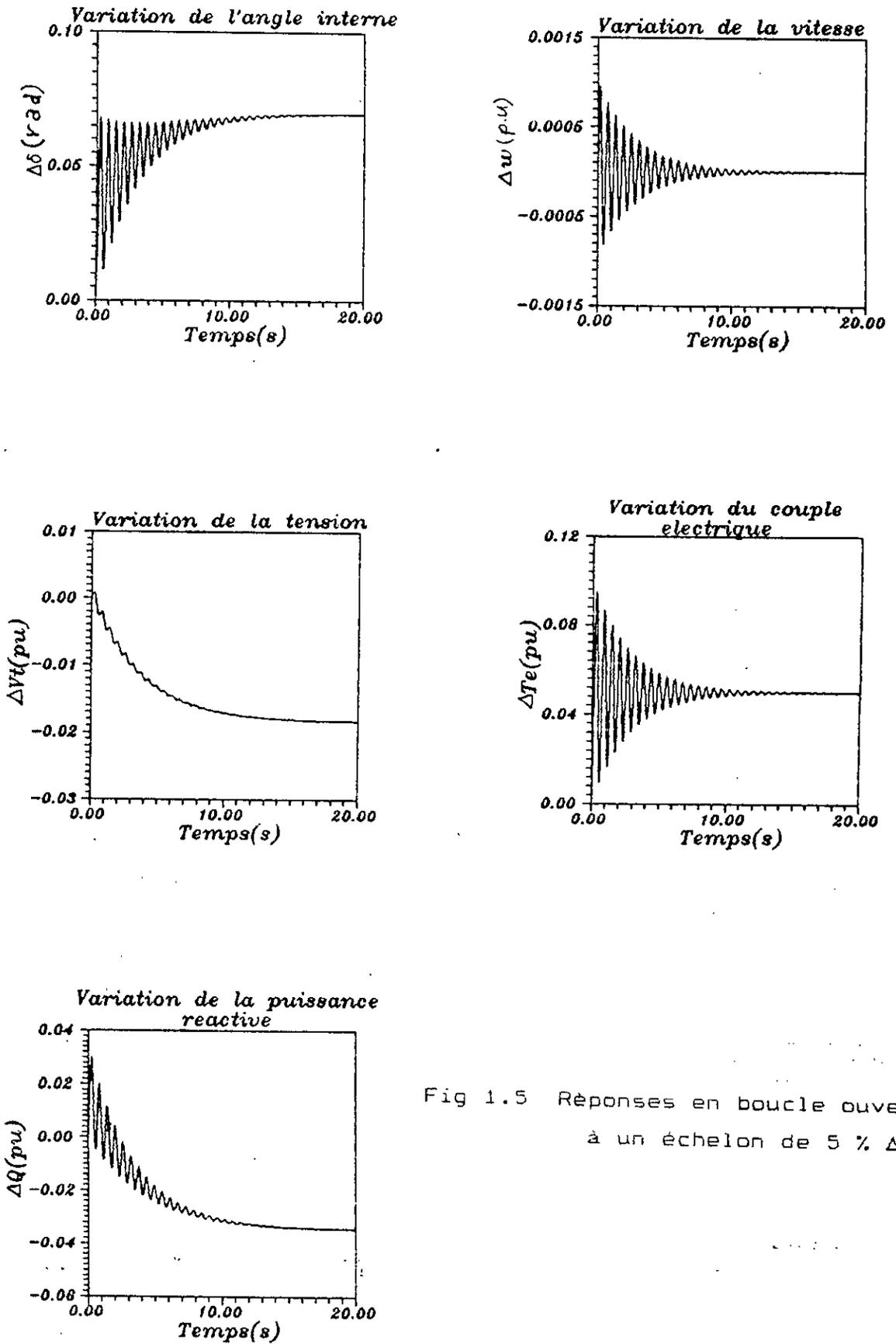


Fig 1.5 Réponses en boucle ouverte à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$

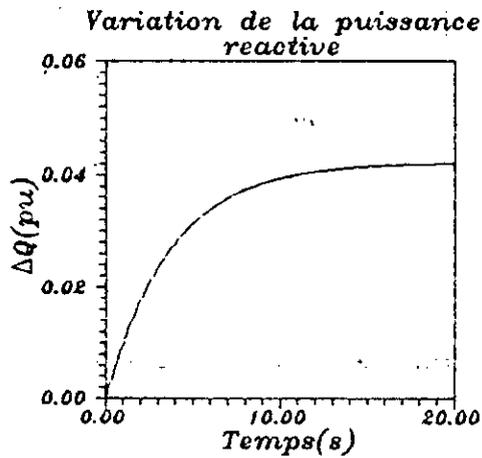
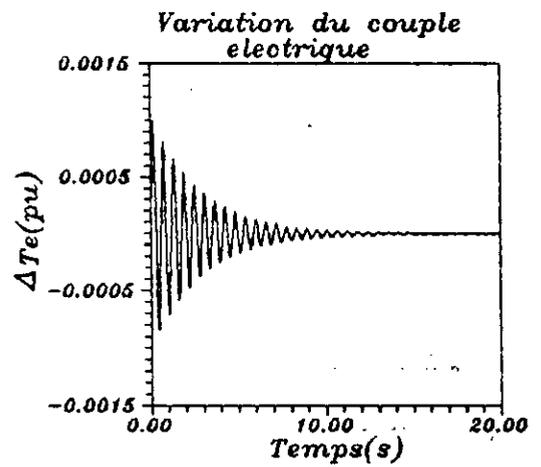
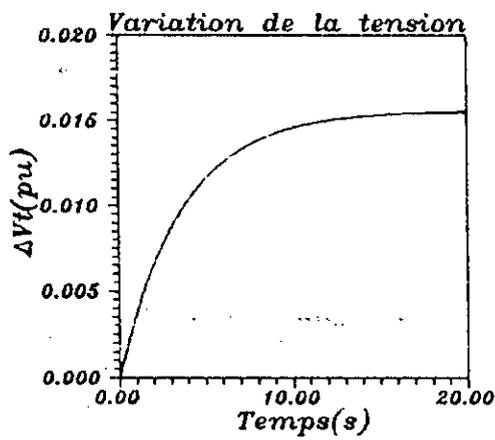
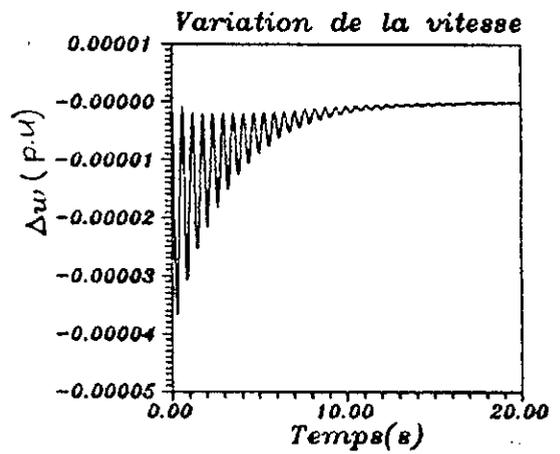
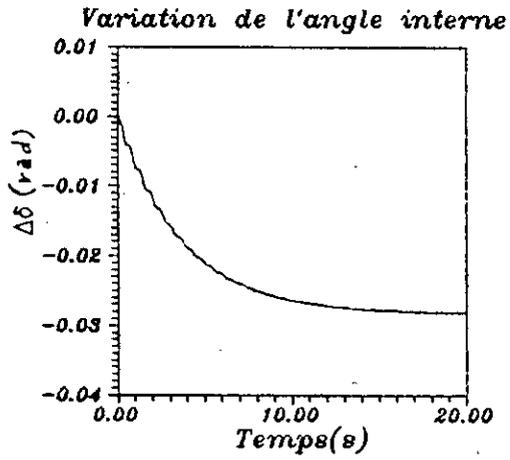


Fig 1.6 Réponses en boucle ouverte à un échelon de 5 %  $\Delta E_{FD}$

# *Chapitre II*

---

## MACHINE SYNCHRONE REGULEE

---

### INTRODUCTION

Au présent chapitre, nous introduirons un système de régulation automatique de tension, qui sera implanté dans le circuit d'excitation de la machine synchrone, et ceci pour améliorer les performances de la stabilité dynamique du réseau étudié, qui se résumant en deux avantages fondamentaux :

Le premier est d'élargir la région de stabilité de la machine synchrone, lorsqu'elle opère avec un régulateur de tension approprié.

Le second est d'améliorer la caractéristique d'amortissement qui se traduit en partie par le maintien d'un niveau constant de la tension terminale, ce qui assure une fourniture d'énergie de meilleure qualité.

Il est nécessaire de dire que l'amortissement des oscillations, auxquelles l'alternateur est sujet, est influencé par les paramètres de construction du régulateur de tension, et par le point de fonctionnement de l'alternateur, ce qui rend difficile le choix de ces paramètres.

Actuellement grâce à la méthode de la commande adaptative on commence à utiliser un type de régulateur de tension à paramètres ajustables appelé : régulateur de tension adaptatif. Dans le cadre de notre étude, on se restreindra aux régulateurs de tension à paramètres fixes, car ils sont jusqu'à présent les plus usuels, dans l'industrie de production de l'énergie électrique.

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à l'étude de la régulation de tension, par un système de contrôle d'excitation

à action automatique continue, connu sous le nom de régulateur IEEE Type 1.

Enfin on présentera les résultats de la simulation temporelle, des réponses dynamiques de notre système électrique régulé (en boucle fermée).

### II.1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE REGLAGE

La figure (2.1) représente le schéma de principe, du contrôle automatique de tension, de la génératrice synchrone, par un système de régulation implanté dans la boucle de contre-réaction de la machine.

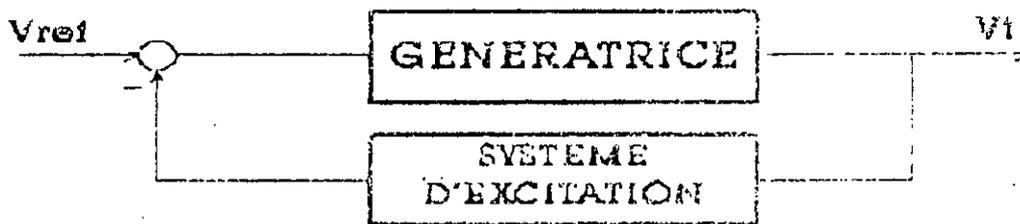


fig. (2.1) Boucle de la régulation de tension

Le système d'excitation ajuste la f.é.m générée par la machine, et par conséquent il permet de réguler non seulement la tension de sortie, mais aussi le facteur de puissance et l'amplitude du courant.

Le régulateur de tension utilisant l'excitatrice boost-buck à courant continu, est typique parmi les systèmes d'excitations.

Le schéma de principe simplifié, décrivant d'une façon générale, la structure de commande de la machine synchrone régulée, par le régulateur IEEE Type 1, est mis en évidence par la figure (2.2).

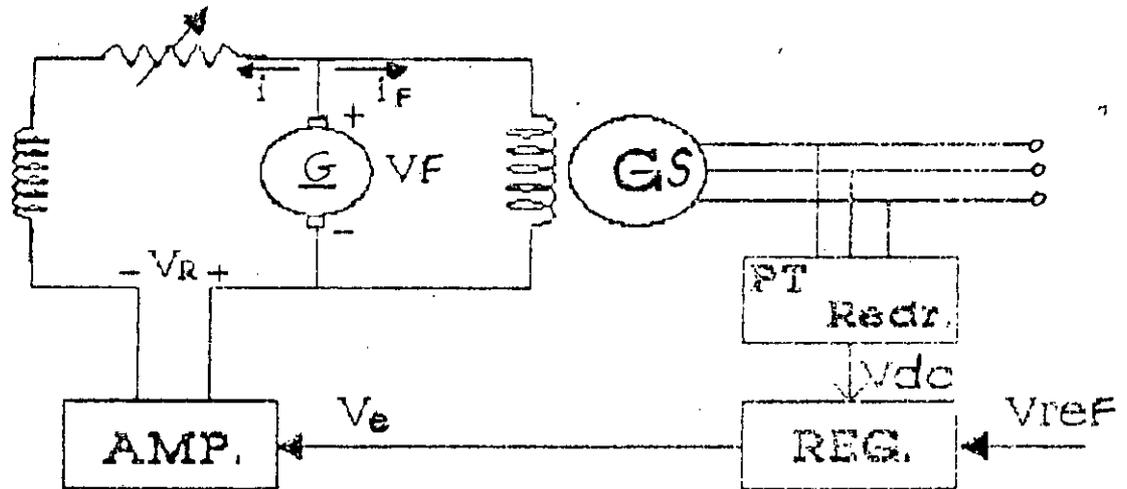


Fig. (2.2) Schéma de principe de régulation de la tension

Lorsqu'on observe la chaîne du régulateur de tension d'une machine synchrone, on distingue des dispositifs qui ont des fonctions bien différentes.

Nous décrirons le rôle de chaque dispositif, en lui associant sa fonction de transfert correspondante, pour simuler chacun.

### II.1.1 CAPTEURS DE POTENTIEL ET REDRESSEURS

La sensation des tensions statoriques de chaque phase de l'alternateur, s'effectue de façon continue. Elles sont captées par des transformateurs de potentiel, redressées et lissées, pour que la tension de sortie  $V_{dc}$  soit facilement comparée à une tension de consigne  $V_{REF}$ . Le signal continu  $V_{dc}$  est proportionnel à la moyenne des valeurs efficaces, des trois tensions statoriques, qui restera désignée par  $V_t$ .

L'assemblage : {transformateur-redresseur}, est représenté par la fonction de transfert d'un filtre passif du premier ordre, de gain  $K_R$  généralement unitaire, et de constante de temps négligeable  $\tau_R$  (figure 2.3).

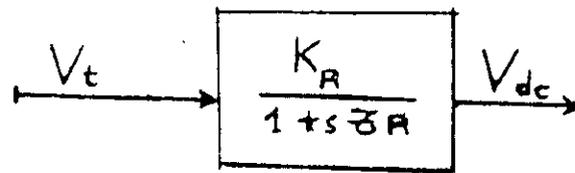


Fig. (2.3) Filtre

### II.1.2 ORGANE DE COMPARAISON (COMPARATEUR)

Le second bloc compare la tension de sortie  $V_{dc}$ , du circuit de filtrage, avec la tension de référence du régulateur. La différence de tension  $V_e$  appelée "signal d'erreur" est utilisée après amplification pour servir à ajuster la tension d'excitation de la machine synchrone.

Du point de vue technologique, un amplificateur différentiel de gain unitaire, n'ayant pratiquement pas de retard temporel, accomplit cette tâche. Il doit être assez robuste, de telle façon qu'il puisse résister aux variations brutales de tension. On peut écrire que :

$$V_e = V_{REF} - V_{dc} \quad (2.1)$$

### II.1.3 ETAGE D'AMPLIFICATION

L'amplificateur de tension est l'organe principal du système de régulation. Sa fonction est d'amplifier le signal d'erreur entre la tension de consigne et la tension de mesure. Le signal amplifié est injecté ensuite vers l'excitatrice. L'amplificateur doit avoir une caractéristique de robustesse de haute qualité, afin de pouvoir affronter l'apparition brusque de large signaux d'erreur.

Pour protéger l'entrée de l'excitatrice contre les surtensions exagérées, les seuils de la tension de sortie  $V_R$  de l'amplificateur, doivent être fixés a priori. Pour cette raison un limiteur de tension robuste est connecté en cascade entre l'amplificateur et l'excitatrice, ce dernier impose les valeurs de saturation  $V_{Rmin}$  et  $V_{Rmax}$ .

La fonction de transfert principale du régulateur, est associée à l'étage d'amplification linéaire de tension, elle est représentée par un gain  $K_A$ , amortie par une constante de temps  $\tau_A$ .

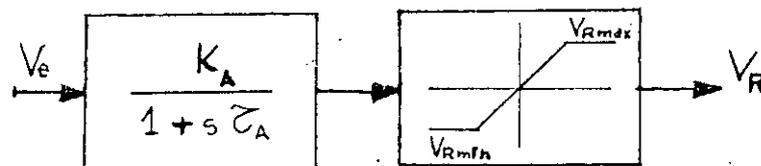


Fig. (2.4) Bloc diagramme de l'étage d'amplification

### II.1.4 EXCITATRICE

Le système d'excitatrice ajuste la tension d'entrée du circuit d'excitation de la machine synchrone. Dans le cas où l'excitatrice est une machine à courant continu du type boost-buck, on peut la représenter en valeur réduite par la fonction de transfert illustrée dans la figure (2.5) caractérisée par le paramètre constant  $K_E$ , et le retard temporel  $\tau_E$ . Dans notre étude entretenue, on négligera l'effet de saturation du circuit

magnétique de l'excitatrice, ceci se traduit par la suppression de la fonction de saturation  $S_E$ . Dans ces conditions la fonction de transfert de l'excitatrice est mise en évidence par le schéma suivant :

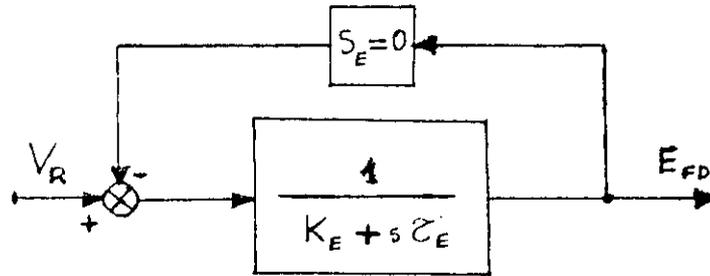


Fig. (2.5) Excitatrice

II.1.5 PROCÉDE DE STABILISATION DE LA MACHINE :

On a constaté qu'avec un système de régulation du type qu'on a utilisé, on ne peut pas augmenter suffisamment le gain de l'amplificateur, car il y aura des sur-oscillations qui se développeront, causant ainsi l'instabilité de la machine. Pour remédier à ce problème, on injecte à l'entrée de l'amplificateur un signal provenant d'une boucle de contre-réaction, de différentiation de la grandeur de sortie  $E_{FD}$ , de l'excitatrice. Ce signal de compensation évite les variations trop rapide de la tension de sortie de l'excitatrice.

L'utilisation de ce circuit stabilisateur, améliore la stabilité du système pour des gains d'amplification élevés, mais il ne permet plus l'emploi de faibles gains. La fonction de transfert de la boucle d'amortissement principale du système est donnée par :

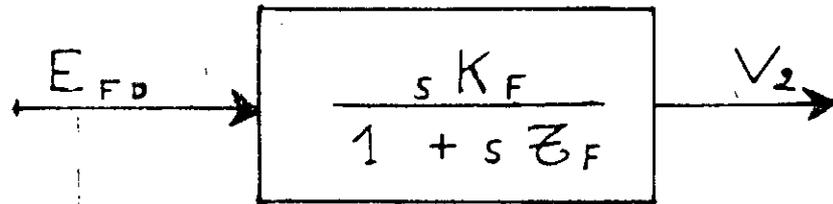


Fig. (2.6) Schéma bloc du stabilisateur

où :  $K_F s$  représente l'action différentielle

$T_F$  temps mort du stabilisateur

II.1 6 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT GLOBAL DU SYSTEME DE REGLAGE

La synthèse des dispositifs décrits précédemment, permet la représentation de la structure du régulateur automatique de tension, par son schéma fonctionnel, en régime linéaire (Fig.2.7).

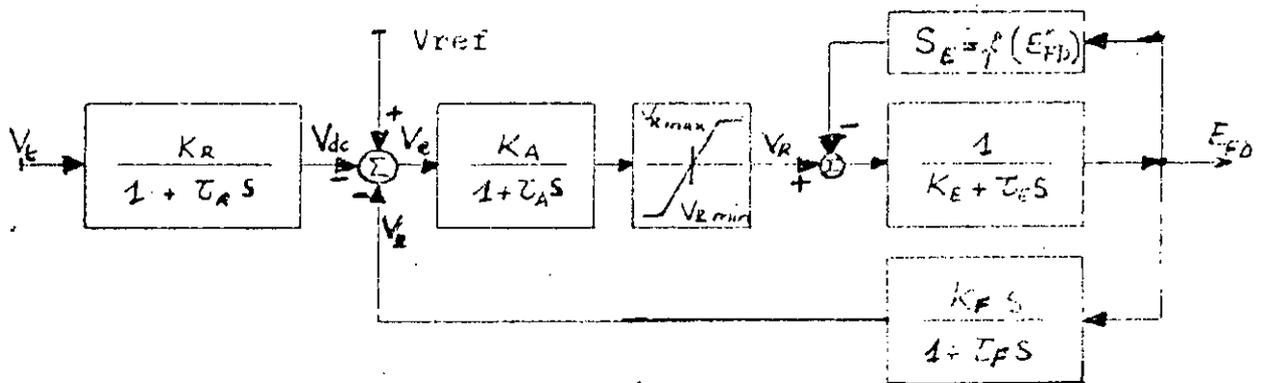


Fig. (2.7) Schéma fonctionnel du système de régulation

Le régulateur de tension agit sur la force électromotrice générée par le système, et par conséquent il a une influence directe sur la puissance électrique active développée par la machine

Au niveau des groupes de production, le régulateur de tension agit sur la tension d'excitation de l'alternateur, commandant le courant rotorique de la machine, de façon à asservir la tension statorique à une valeur de consigne, notée  $V_{REF}$  et fixée à priori.

## II.2 REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME DE REGLAGE

D'après le schéma fonctionnel du régulateur de tension (Fig.2.7), les équations différentielles régissant la dynamique du système de régulation, linéarisées autour d'un point de fonctionnement, s'écrivent sous la forme matricielle d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta V}_1 \\ \dot{\Delta V}_2 \\ \dot{\Delta V}_R \\ \dot{\Delta E}_{FD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_R} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_F} & \frac{K_F}{\tau_F \tau_E} & -\frac{K_F K_E}{\tau_F \tau_E} \\ \frac{K_A}{\tau_A} & -\frac{K_A}{\tau_A} & \frac{1}{\tau_A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau_E} & -\frac{K_E}{\tau_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \Delta V_R \\ \Delta E_{FD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_R}{\tau_R} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_A}{\tau_A} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta V_{REF} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

### II.3 SYNTHÈSE DES CIRCUITS DE COMMANDE ET DE PUISSANCE

L'automatisation du processus de régulation de la tension terminale, nécessite l'implantation d'un régulateur automatique de tension dans le système d'excitation de la machine synchrone. Par conséquent la nouvelle représentation d'état du système régulé, est la synthèse des équations différentielles d'état, régissant chacun des circuits de commande et de puissance.

La modélisation mathématique dans l'espace d'état du système en boucle fermée, se fait comme suit :

$$\dot{\Delta X} = A \Delta X + B \Delta U \tag{2.3}$$

$$\Delta Y = C \Delta X \tag{2.4}$$

où :

$$\Delta X = [ \Delta \delta \quad \Delta \omega \quad \Delta E'_q \quad \Delta V_1 \quad \Delta V_2 \quad \Delta V_R \quad \Delta E_{FD} ]^T \tag{2.5}$$

$$\Delta U = [ \Delta T_m \quad \Delta V_{REF} ]^T \tag{2.6}$$

$$\Delta Y = [ \Delta V_t \quad \Delta T_e \quad \Delta Q ]^T \tag{2.7}$$

Les paramètres matriciels du système étant :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_4}{\tau_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3 \tau_{do}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_{do}} \\ \frac{K_5 K_R}{\tau_R} & 0 & \frac{K_6 K_R}{\tau_R} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_F} & \frac{K_F}{\tau_F \tau_E} & -\frac{K_F K_E}{\tau_F \tau_E} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_A}{\tau_A} & -\frac{K_A}{\tau_A} & \frac{1}{\tau_A} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_E} & -\frac{K_E}{\tau_E} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1/M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_A/\tau_A & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.9)$$

$$C = \begin{bmatrix} K_5 & 0 & K_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & 0 & K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_7 & 0 & K_8 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Les paramètres  $K_1$  jusqu'à  $K_8$  sont définis dans le chapitre précédent.

Le schéma fonctionnel correspondant au système de puissance, muni du régulateur automatique de tension recommandé sous le nom IEEE type 1, est illustré à la figure (2.8).

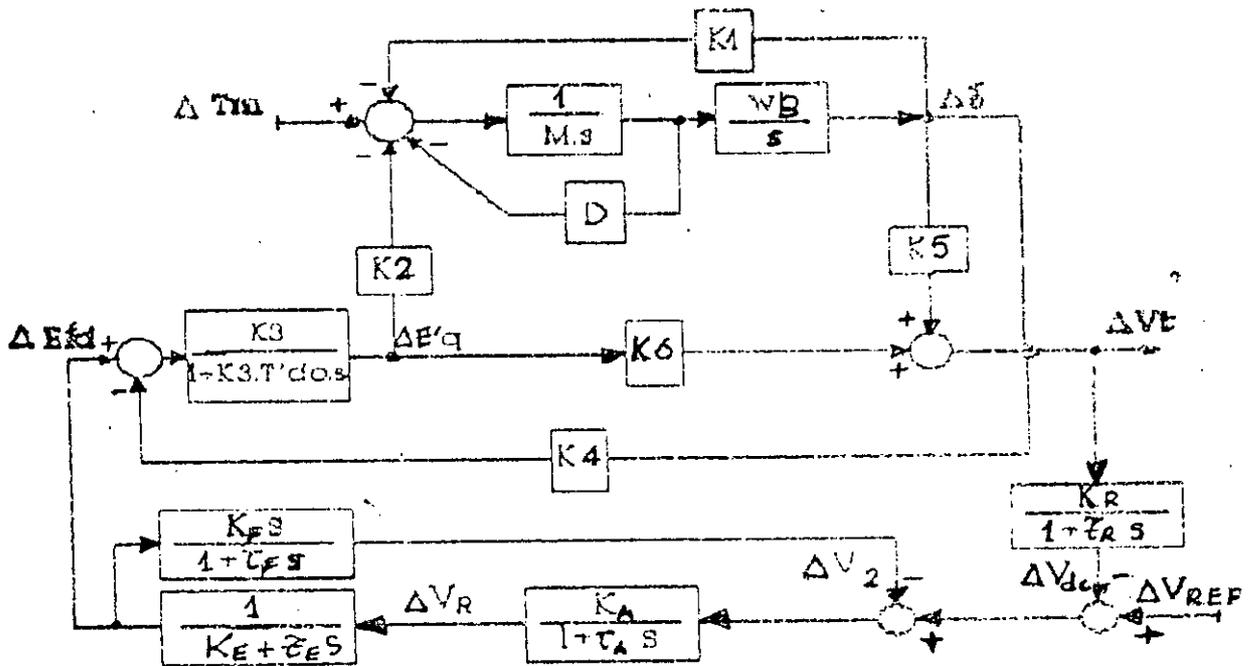


Fig. (2.8) Schéma fonctionnel du système en boucle fermée

#### II.4 RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons simulé dans cette section le comportement dynamique du système étudié dans le chapitre précédent, lorsque la machine synchrone est régulée par le régulateur automatique de tension IEEE Type 1.

Afin de mettre en évidence les améliorations et les performances rattachées par ce type de régulateur, nous allons étudier l'influence des paramètres des différents dispositifs qui le constituent, sur les réponses dynamiques du système. Notons que les constantes de temps du régulateur et de l'amplificateur sont relativement faibles ( $\tau_R = 0.05$  s,  $\tau_A = 0.05$  s), de ce fait leur lieu géométrique des racines, à gain raisonnable ( $K_A = 400, K_R = 1$ ), se situe très loin de l'axe imaginaire, dans le demi-plan gauche.

Cependant, le comportement dynamique du système, dépend surtout de la position du lieu des racines de celui-ci en boucle ouverte, et du système d'excitatrice, qui ont des constantes de temps relativement grandes ( $\tau_{do} = 5.9$  s,  $\tau_E = 0.5$  s).

Par conséquent, on ne peut pas augmenter suffisamment le gain d'amplification, car les pôles dominants du système rentrent rapidement vers la zone instable. A cet effet, pour augmenter la marge de gain, on a introduit un système de compensation, dans une boucle de contre-réaction du régulateur (voir figure 2.7), rapportant ainsi une action corrective au système.

En effet, le stabilisateur déplacerait les pôles du système vers la gauche. Ces pôles s'éloignent davantage de la région d'instabilité. Ainsi le temps de réponse de la tension de sortie est minimal pour un gain  $K_F$  faible, avec  $K_A$  fixe, quant au dépassement il se réduit pour une constante de temps  $\tau_F$  plus grande. Dans la plus part des cas, le gain du régulateur  $K_R$  est ajusté à l'unité, et la constante de temps du filtre est négligeable, les autres gains sont choisis de manière à augmenter les performances dynamique de la tension de sortie  $V_t$ .

Nous avons présenté dans les figures (2.9) et (2.10), les réponses simulées du système en boucle fermée, opérant dans les mêmes conditions, lors de la simulation du système en boucle ouverte ( $P = 1.00$  pu,  $Q = 0.62$  pu,  $V_t = 1.17$  pu).

L'amélioration de la stabilité est observée, les temps de réponse du système sont considérablement réduits. La caractéristique d'amortissement des oscillations rapportée par le régulateur, est nettement meilleure.

-La figure (2.9) met en évidence les différentes réponses dynamiques du système en boucle fermée, lors d'une perturbation en échelon de 5 % du couple mécanique.

Une étude comparative du présent système, avec celui en boucle ouverte, montre que l'angle interne a moins augmenté, cela est dû à l'accroissement de la tension d'excitation  $E_{FD}$ , par une action automatique du régulateur, de telle façon à asservir exactement la tension de sortie  $V_t$ , à la valeur de consigne  $V_{REF}$ .

D'autre part le temps de réponse de la vitesse est légèrement réduit. On constate aussi que l'énergie réactive injectée vers le réseau a augmenté, à cause de l'accroissement de la tension d'excitation. Le nouveau point d'équilibre étant :

$$(P = 1.050 \text{ pu}, Q = 0.636 \text{ pu}, V_t = 1.17 \text{ pu}).$$

-La figure (2.10) illustre le comportement dynamique du système en boucle fermée, vis à vis d'une perturbation brusque de 5 % de la tension de référence.

Le fait d'augmenter la tension d'excitation de 5 % , ne suffit pas pour accroître la tension terminale du même pourcentage. C'est le cas du système en boucle ouverte.

Pour cette raison le régulateur automatique de tension, élève davantage la tension de champs, de manière à asservir la tension de sortie à celle de consigne. Par conséquent l'angle de charge chute considérablement, tandis-que l'énergie réactive augmente plus.

L'amélioration des temps de réponse de la vitesse et du couple électrique est observée.

Le nouveau état d'équilibre du système est défini par le triplet :

$$(P = 1.00 \text{ pu}, Q = 0.755 \text{ pu}, V_t = 1.22 \text{ pu}).$$

### CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les principes de fonctionnement de la boucle de régulation automatique de tension, d'un alternateur.

Les modèles mathématiques de chaque dispositif du régulateur classique IEEE Type 1, ont été décrits.

L'introduction du régulateur de tension est d'un apport considérable, dans l'amélioration des performances du comportement dynamique du système. Cependant la réponse de la tension terminale, vis à vis des dépassements et des oscillations, est nettement meilleure que dans le cas du système en boucle ouverte.

Le processus de l'ajustage automatique de tension, exige un dépassement excessif de la tension d'excitation  $E_{FD}$ , qui en pratique est limité par la saturation du circuit magnétique.

Fig 2.9 Réponses en boucle fermée  
à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$

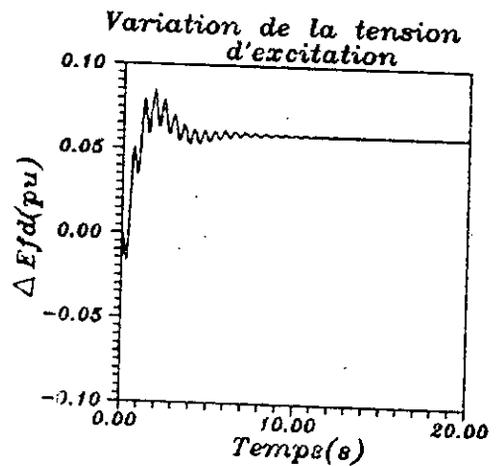
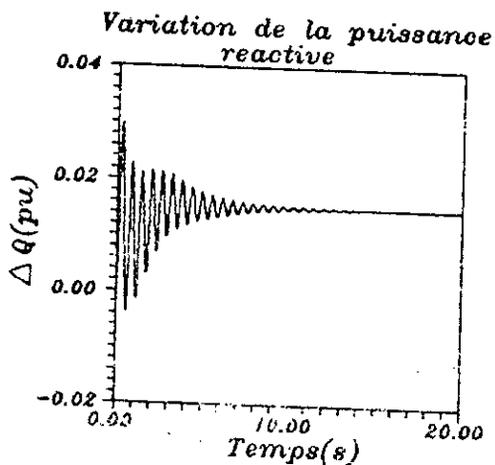
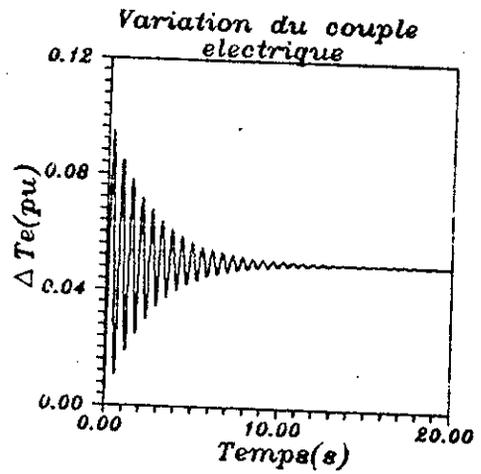
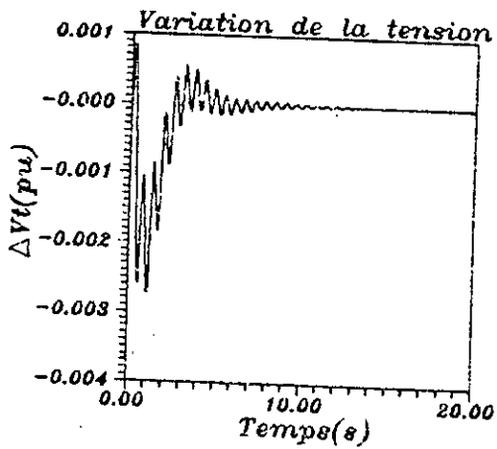
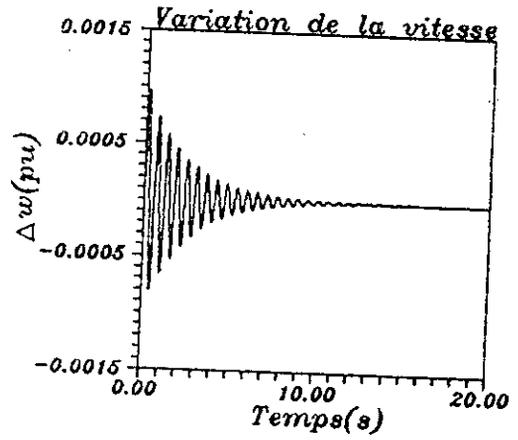
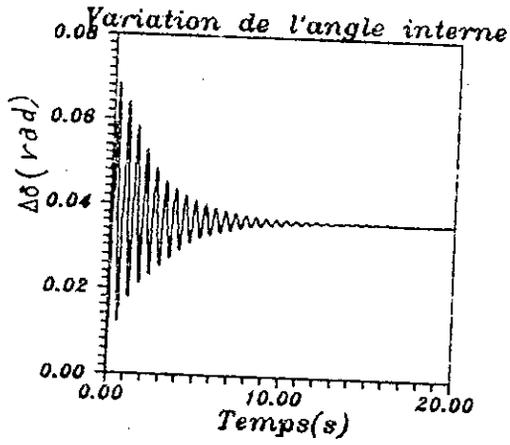
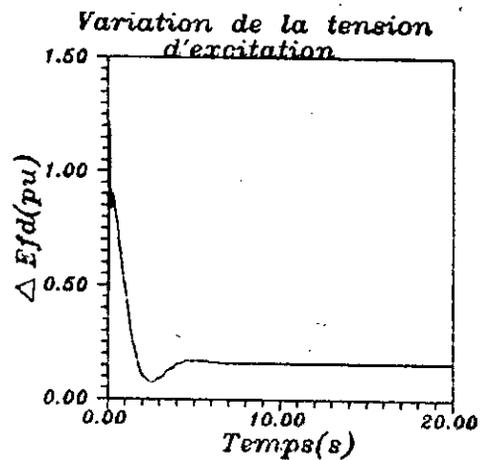
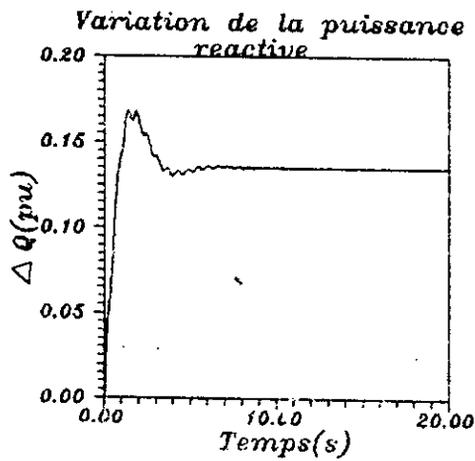
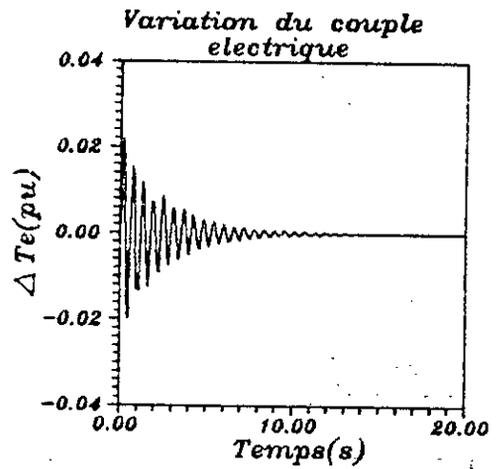
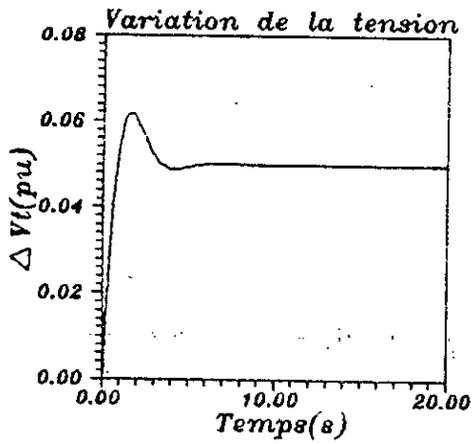
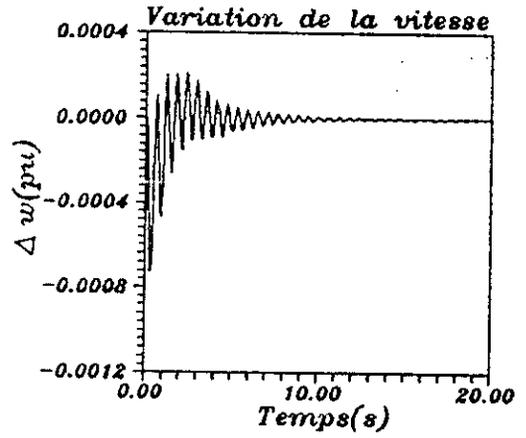
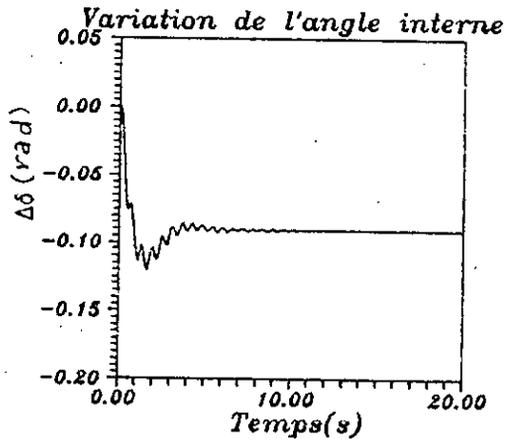


Fig 2.10 Réponses en boucle fermée  
à un échelon de 5 %  $\Delta V_{REF}$



# *Chapitre III*

---

## REGIONS DE STABILITE DYNAMIQUE

---

### INTRODUCTION

De nos jours les efforts de la recherche sont orientés vers la découverte de nouvelles techniques d'évaluation de la stabilité.

Auparavant on a tenté à utiliser les résultats de simulation dans le domaine temporel, basés sur la résolution d'équations différentielles. Il s'est avéré que cette méthode est consommatrice de temps.

En plus de la simulation dans l'espace temporel, d'autres techniques semblables comme le critère de ROUTH, des valeurs propres, et des fonctions d'énergie ont été limités aux petits systèmes.

Par conséquent, il s'avère nécessaire d'employer de nouvelles méthodes, qui devront être plus rapides, et avoir suffisamment de précision.

### III.1 DEFINITION DES NOTIONS DE CONTOUR ET DE REGION DE STABILITE DYNAMIQUE

Des restrictions séparées sont appliquées en partie, à la puissance active  $P$ , et à la puissance réactive  $Q$ , que la machine synchrone peut délivrer au réseau.

Pour une tension terminale et un gain  $K_A$  constants, on appelle région de stabilité dynamique (SR) d'une machine synchrone, l'ensemble des points de fonctionnement  $(P, Q)$ , pour lesquels la machine reste accrochée au synchronisme, lorsqu'elle est soumise à une perturbation de faible amplitude. Le contour limitant cette région est appelé : contour de stabilité dynamique (SC).

Le contour de stabilité est le lieu géométrique des points d'opération, pour lesquels le système atteint la limite de stabilité, autrement dit c'est l'ensemble des points de fonctionnement, où le système devient marginalement stable.

### III.2 CRITERES DE STABILITE DYNAMIQUE

Le système de puissance de production de l'énergie électrique est en fonctionnement stable, si pour une petite perturbation autour d'un point d'opération quelconque, initialement en équilibre dynamique, l'angle rotorique  $\delta$  de la machine synchrone reste borné.

Il n'est pas pratique, quoiqu'il soit possible, de déterminer la région de stabilité, par l'analyse de la variation de l'angle interne  $\Delta\delta$  du système, au cours du temps (simulation temporelle), vis-à-vis d'une faible perturbation de l'état d'équilibre du système, pour chaque condition de fonctionnement. Cette procédure n'est pas pratique car il est compliqué de résoudre un système d'équations différentielles pour chaque point de fonctionnement. Cependant il existe deux critères de stabilité dans le domaine fréquentiel, qui sont beaucoup plus aisés à utiliser, communément appelés : critère des valeurs propres et critère des couples.

#### III.2.1 CRITERE DES VALEURS PROPRES

Rappelons que l'état de notre système électrique est régi par les équations différentielles matricielles linéarisées suivantes :

$$\dot{\Delta X} = A \Delta X + B \Delta U \quad (3.1)$$

$$\Delta Y = C \Delta X \quad (3.2)$$

Le modèle de notre système électrique est linéaire, et on peut en étudier la stabilité par une méthode classique qui s'appuie sur l'examen des racines caractéristiques de la matrice d'état A.

La condition nécessaire et suffisante pour que le système en question soit stable, est que toutes les valeurs propres de la matrice  $A$ , aient des parties réelles négatives. Cela assure la convergence plus au moins rapide du système vers un régime d'équilibre stable, lorsqu'il est soumis à une perturbation dynamique.

En régime dynamique, la variation de l'angle rotorique autour d'un point d'opération donné de la machine synchrone est définie par :

$$\Delta\delta = \sum_{i=1}^n (a_i \exp(\varepsilon_i t)) \quad (3.3)$$

où :

$$\varepsilon_i = \sigma_i + j \omega_i \quad (3.4)$$

$n$  ordre de la matrice carrée  $A$ .

avec  $\varepsilon_i$  valeurs propres de la matrice d'état  $A$ .

et  $a_i$  coefficients constants, déterminés par les conditions initiales des variables d'état.

Pour que la réponse dynamique du système soit bornée, il faut et il suffit que tous les  $\sigma_i$  soient négatifs. Si l'une seulement des valeurs propres  $\varepsilon_k$  a une partie réelle positive ( $\sigma_k > 0$ ), alors l'angle rotorique  $\Delta\delta$  représentant les phénomènes électromécaniques n'est plus borné, et le système est instable.

L'utilisation du critère de stabilité des valeurs propres est basé sur le concept suivant :

Le contour de stabilité est le lieu géométrique des points de fonctionnement pour lesquels, l'une au moins des parties réelles des valeurs propres de la matrice d'état  $A$ , devient nulle, tandis que les autres valeurs propres ont des parties réelles négatives.

Ces points seront référés au contour de stabilité des valeurs propres (E-SC). La région de stabilité limitée par ce contour, sera appelée : région de stabilité des valeurs propres (E-SR).

En général les valeurs propres dominantes (petite valeur absolue de  $\sigma_k$ ), décident dans l'évaluation de la stabilité du système.

### III.2.2 CRITERE DES COUPLES

Lorsque des perturbations affectent le fonctionnement de la machine synchrone deux types de couple apparaissent. On appelle couple synchronisant celui qui se développe en phase avec les variations de l'angle de charge ( $\Delta\delta$ ), et couple amortisseur celui qui se développe en phase avec les variations de la vitesse ( $\Delta\omega$ ).

Plusieurs efforts ont été fait pour clarifier la compréhension physique du concept de la décomposition du couple électromagnétique, en deux autres couples en quadrature : synchronisant et amortisseur.

Le couple synchronisant caractérise le rétablissement ou non d'un régime qui sera permanent, dans le cas où le système est suffisamment amorti, lorsqu'il est écarté d'un angle rotorique de  $\Delta\delta$  par rapport à la position d'équilibre dynamique. Autrement dit c'est un couple qui tend à rappeler le système vers un régime établi en provoquant des oscillations plus au moins violentes.

Il est connu que le couple amortisseur dans la machine électrique, est dû aux pertes par effets joule dans différentes parties résistives, à cause de l'apparition de courants induits oscillatoires que le mouvement non uniforme engendre dans plusieurs circuits de la machine.

La figure (3.1) met en évidence les composantes quadratiques de l'incrément de couple électrique  $\Delta T_e$  dans le plan des phases ( $\Delta\delta - \Delta\omega$ ).

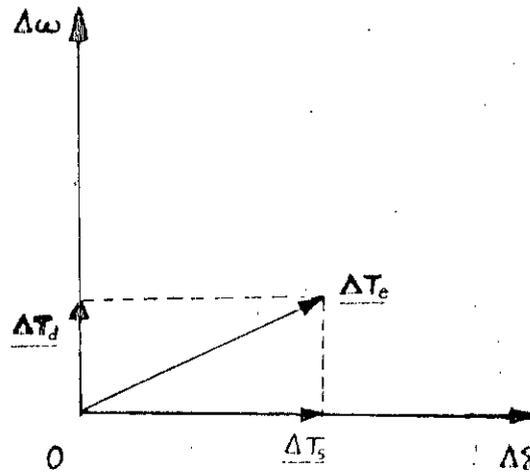


Fig.(3.1) Composantes quadratiques du couple électrique

$$\underline{\Delta T_e} = \underline{\Delta T_s} + \underline{\Delta T_d} \quad (3.5)$$

On caractérise la stabilité de fonctionnement du système par les coefficients directeurs (pentes) des courbes :  $T_s = f(\delta)$ ,  $T_d = g(\delta)$ , au point d'opération considéré. Ces deux coefficients sont définis par :

$$K_s = \frac{dT_s}{d\delta} \quad K_d = \frac{dT_d}{d\delta} \quad (3.6)$$

où :

$K_s$  : coefficient du couple synchronisant  
 $K_d$  : coefficient du couple amortisseur

Pour un système linéarisé autour d'un point de fonctionnement donné on peut écrire :

$$\Delta T_s = K_s \Delta\delta \quad \Delta T_d = K_d \Delta\omega \quad (3.7)$$

Les coefficients  $K_s$  et  $K_d$  dépendent en général :

- du point d'opération (P,Q).
- des paramètres du régulateur de tension.

Les conditions nécessaires et suffisantes, pour que le système soit stable, est que simultanément les coefficients du couple synchronisant  $K_s$ , et d'amortissement  $K_d$ , soient strictement positifs.

Un coefficient de couple synchronisant positif assure le rétablissement de l'angle rotorique, suivant une petite perturbation arbitraire.

Un coefficient de couple d'amortissement positif est nécessaire, pour amortir n'importe quelle oscillation externe due à une perturbation.

L'utilisation du critère de stabilité des couples ( $K_s > 0$  &  $K_d > 0$ ), est basé sur le concept suivant :

Le contour de stabilité est le lieu géométrique des points de fonctionnement, pour lesquels l'un au moins des coefficients  $K_s$  ou  $K_d$  devient nul, le coefficient non nul doit être positif.

Ces points seront référés au contour de stabilité des couples (T-SC). La région limitée par ce contour sera appelée : région de stabilité des couples (T-SR).

### III.3 PROCEDURE ET ALGORITHME UTILISES POUR LA RECHERCHE DES REGIONS DE STABILITE

#### III.3.1 PROCEDURE UTILISEE

La détermination du contour limitant la stabilité dynamique du système, est basée sur les deux équations de puissance suivantes :

$$\begin{aligned} P &= P_0 + (S + \Delta S) \cos(\alpha + \Delta\alpha) \\ Q &= Q_0 + (S + \Delta S) \sin(\alpha + \Delta\alpha) \end{aligned} \quad (3.8)$$

où :

$$0 < S < S_{\max} \quad 0 < \alpha < \alpha_{\max}$$

La figure (3.2), illustre la procédure de détection de la ligne fermée, constituant la frontière limitant la stabilité.

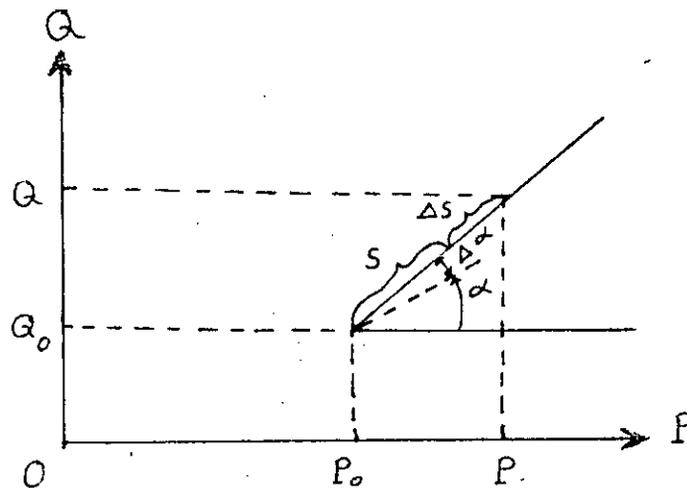


Fig.(3.2) Diagramme de la technique de construction du contour de stabilité

Les équations (3.8), représentent les formules de translation d'axes, vers la nouvelle origine  $(P_0, Q_0)$ , du nouveau référentiel, tout en utilisant les coordonnées polaires liées à ce dernier.

Les paramètres variables des équations (3.8) sont mis en évidence dans la figure (3.2), et sont définis comme suit :

$(P_0, Q_0)$  : Choix de l'origine correspondante au point où la recherche débute.

$(S, \alpha)$  : Coordonnées polaires du nouveau référentiel.

avec  $S$  distance radiale, séparant un point de fonctionnement quelconque  $(P, Q)$  de l'origine  $(P_0, Q_0)$ .

- et  $\alpha$  angle orienté que fait une direction donnée avec l'horizontale.
- $\Delta S$  : Pas radial correspondant aux déplacements radiaux, dans la recherche de direction.
- $\Delta\alpha$  : Pas angulaire correspondant à un incrément régulier, lors du balayage du plan des puissances.
- $S_{max}$  : Distance radiale maximale fixée à l'avance, elle doit être suffisante afin de permettre l'atteinte du point limite de stabilité dans la direction spécifiée.
- $\alpha_{max}$  : Angle final choisi de telle façon à ce que tout le plan des puissances soit balayé ( $\alpha_{max} = 360^\circ$ ).

On a ainsi adopté la méthode polaire dans la détection des contours de stabilité.

Au départ, on choisit arbitrairement un point origine ( $P_0, Q_0$ ) de l'axe polaire, à l'intérieur de la région de stabilité.

Dans le plan des puissances, pour chaque direction angulaire  $\alpha$ , on effectue des déplacements radiaux du point de fonctionnement ( $P, Q$ ), le long de l'axe radial, tout en bénéficiant la recherche.

A chaque point d'opération on évalue la stabilité du système à l'aide d'un critère donné.

Le processus itératif se poursuit jusqu'à capter le point ciblé. Une fois fait, l'axe radial tourne d'un pas angulaire vers l'avant, et le même procédé recommence, jusqu'à capter entièrement tout le contour limitant la région de stabilité. Ainsi ce contour est construit point par point, à l'aide d'une méthode discrète.

Le choix de la position de l'origine de recherche  $(P_o, Q_o)$ , est d'une importance capitale dans la détermination du contour de la région de stabilité. Nous illustrerons, par la suite, ce fait par des exemples.

### III.3.2 ALGORITHME ELABORE

Le processus de construction géométrique du contour de stabilité est mis en évidence par l'organigramme général illustré par la figure (3.3).

Cet organigramme est conçu pour décrire l'algorithme de détermination de la ligne fermée, courbe polaire limitant la région de stabilité, par utilisation de deux méthodes classiques, des valeurs propres ou des couples, qui ne diffèrent que par leurs critères de stabilité.

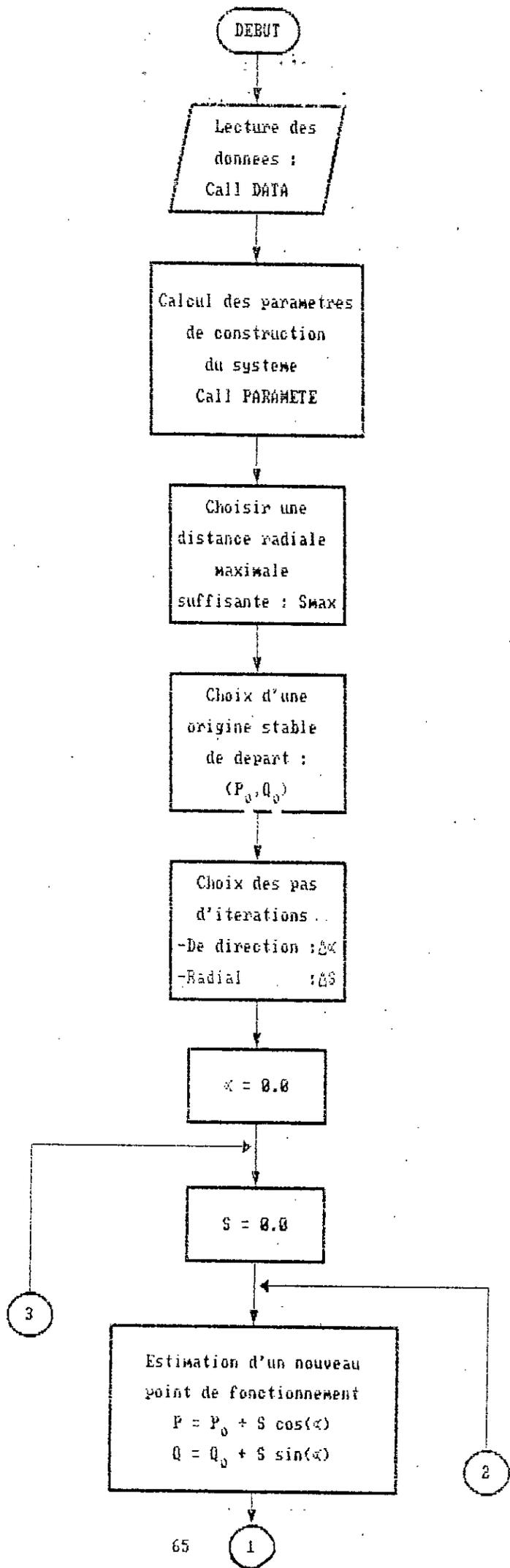
### III.4 SYSTEME DE TEST ET RESULTATS

#### III.4.1 SYSTEME DE TEST ET NOTATION

On se propose de déterminer les régions de fonctionnement stable, du système électrique de puissance constitué d'une machine synchrone avec charge locale, connecté à un noeud infini à travers une ligne de transmission finie.

Pour la simplicité des calculs, la machine synchrone est munie d'un régulateur de tension, dont la fonction de transfert est réduite à celle d'un amplificateur linéaire, de gain  $K_A$  amorti par une constante de temps  $\tau_A$ .

Le nouveau schéma fonctionnel du système simplifié, en boucle fermée, est mis en évidence par la figure (3.4).



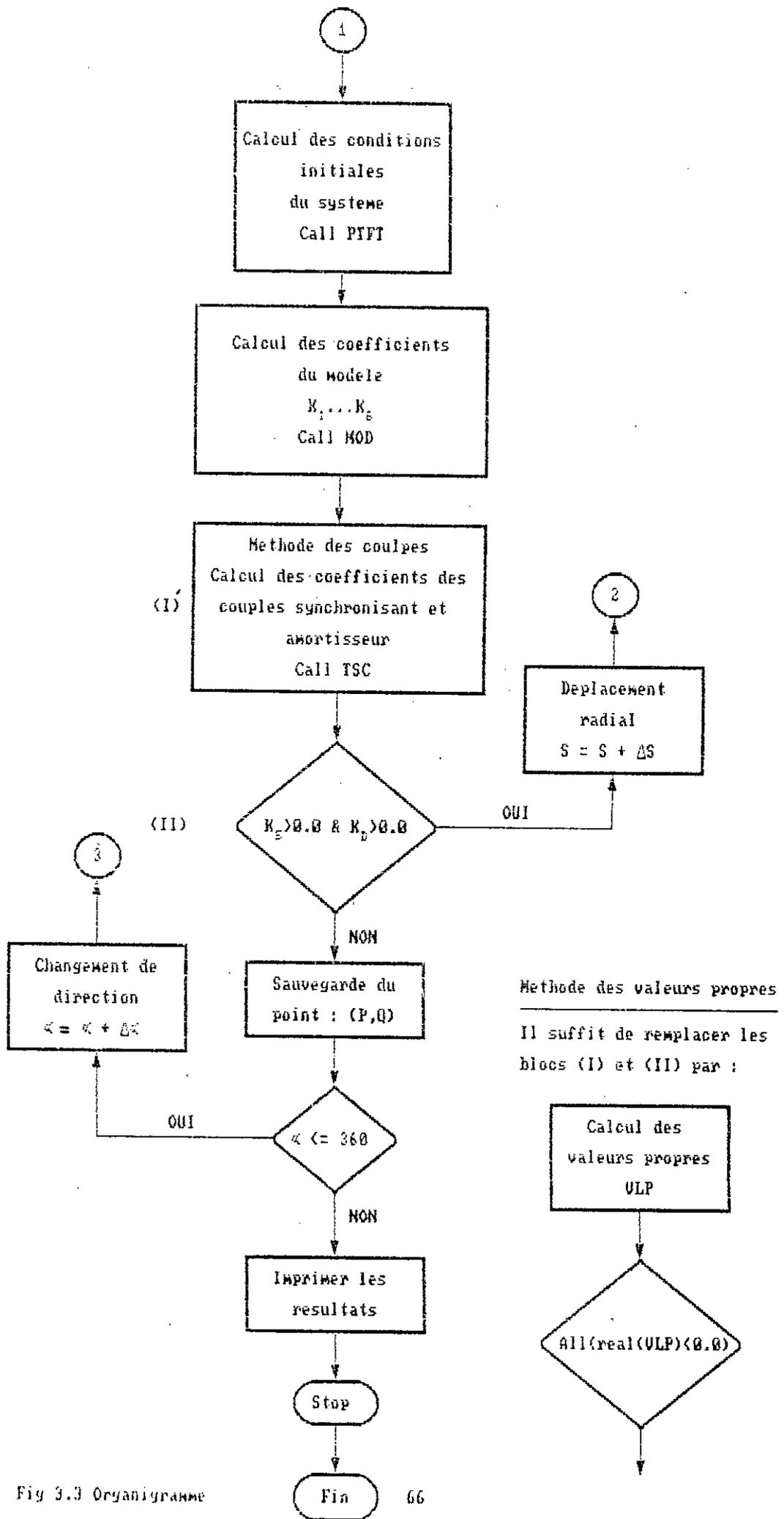


Fig 3.3 Organigramme  
General

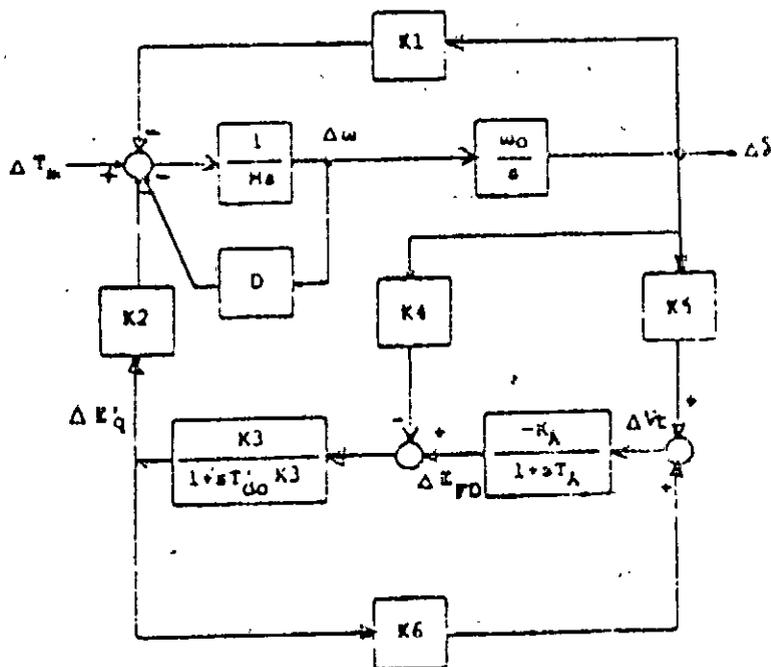


Fig. (3.4) Schéma fonctionnel du système d'étude

La représentation d'état déduite du diagramme en bloc ci-dessus, du système à étudier, est la suivante :

$$\dot{\Delta X} = A \Delta X + B \Delta U$$

$$\Delta Y = C \Delta X$$

$$\text{où : } \Delta X = [\Delta\delta \quad \Delta\omega \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{FD}]^T$$

$$\Delta Y = [\Delta V_t \quad \Delta T_e \quad \Delta Q]^T$$

$$\Delta U = [\Delta T_m]$$

- E-GEN : est la région de stabilité quand la machine opère en mode générateur. Cette région est trouvée par l'utilisation du critère des valeurs propres.
- E-MOT : est la région de stabilité quand la machine opère en moteur. Cette région est trouvée par l'utilisation du critère des valeurs propres.
- T-GEN : est la région de stabilité quand la machine opère en générateur. Cette région est trouvée par l'utilisation du critère des couples.
- T-MOT : est la région de stabilité quand la machine opère en moteur. Cette région est trouvée par l'utilisation du critère des couples.

### III.4.2 RESULTATS DES TESTS

#### III.4.2.1 REGIONS DE STABILITE NATURELLE

C'est le domaine de stabilité, dans le cas où la machine synchrone est raccordée seule à un réseau très rigide, sans la présence ni de charge locale ( $G_L = 0.0$ ,  $B_L = 0.0$ ), ni de système de régulation ( $K_A = 0.0$ ).

Les figures (3.10) a et b, représentent les régions de stabilité dans le plan des puissances, obtenues respectivement par la méthode des valeurs propres et des couples, pour les deux modes de fonctionnement générateur et moteur de la machine synchrone.

On constate que les domaines de stabilité trouvés par les deux méthodes sont pratiquement identiques.

Pour valider la justesse de la procédure de détection des régions de stabilité, on va considérer quatre points de fonctionnement, situés de part et d'autre de la frontière de stabilité, comme montré à la figure (3.5) pour le cas de fonctionnement en mode générateur.

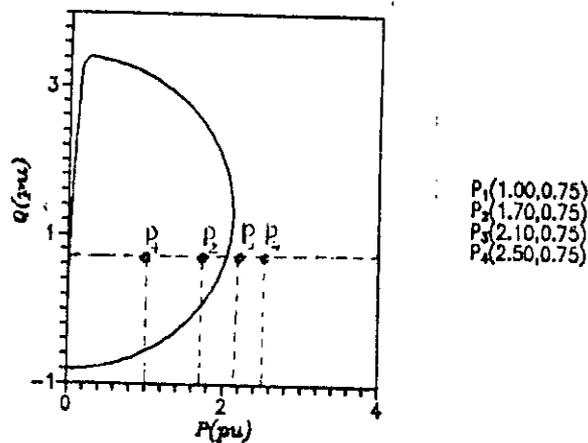


Fig. (3.5) Exemple de validation de la région de stabilité

On fera ensuite la simulation temporelle des réponses indicielles pour ces quatre points de fonctionnement, lors d'une perturbation en échelon du couple mécanique de 5 %.

La figure (3.6) illustre la réponse dynamique du système pour un point de fonctionnement en plein milieu du domaine de stabilité ( $P = 1$  pu,  $Q = 0.75$  pu).

On constate le temps de réponse du système est acceptable, car il converge rapidement vers un nouveau régime établi, après des oscillations de faibles amplitudes.

La figure (3.7) met en évidence, le comportement dynamique de la machine synchrone pour un point de fonctionnement stable proche de la frontière ( $P = 1.7$  pu,  $Q = 0.75$  pu).

Un temps de réponse relativement long est observé, le système finit par se stabiliser dans un régime permanent, après de faibles oscillations. Ainsi le degré de stabilité du système a

diminué.

La figure (3.8) représente les différentes réponses du système, pour un point d'opération en dehors de la région de stabilité ( $P = 2.2$  pu,  $Q = 0.75$  pu), au voisinage de la frontière. On constate que le fonctionnement devient instable, lorsque la machine est perturbée par un échelon de couple mécanique, la divergence est relativement lente.

Enfin la figure (3.9), illustre le comportement dynamique du système lorsque la machine opère en un point de fonctionnement très loin de la frontière ( $P = 2.5$  pu,  $Q = 0.75$  pu) à l'extérieur de la région de stabilité. On s'aperçoit que le système diverge rapidement avec des oscillations exagérées plus au moins violentes. Le degré d'instabilité a augmenté.

#### III.4.2.2 PRECISION DE L'ALGORITHME

Deux facteurs affectent l'algorithme de construction des régions de stabilité, l'origine et le pas de direction. Ces effets sont illustrés par les figures (3.11) et (3.12).

La figure (3.11) illustre les régions de stabilité (T-SR) résultantes de la sélection de trois origines de départ. Quand une origine est sélectionnée à l'intérieur de la région pour laquelle  $P_o > 0$ , la région (T-GEN) est trouvée. Lorsqu'une origine est sélectionnée dans la région de stabilité, pour  $P_o < 0$  la région (T-MOT) est obtenue.

Par conséquent il s'avère important que l'origine de départ, doit être contenu dans le domaine de stabilité.

Finalement, quand une origine est sélectionnée avec ( $P_o = 0$ ), la région de stabilité résultante est composée simultanément des deux parties (T-GEN) et (T-MOT).

A partir de la figure (3.12), on constate que la région (T-SR) est obtenue pour deux pas de directions différentes. Quand la taille du pas est de 0.01, la forme du contour espéré est obtenue, le domaine (T-GEN) est trouvé. Quand la taille du pas est augmentée ( $\Delta S = 0.05$ ), un débordement de frontière séparant les deux régions (T-GEN et T-MOT) arrive souvent.

### III.4.2.3 PARAMETRES INFLUANTS SUR LES REGIONS DE STABILITE

On va étudier l'influence des différents paramètres du réseau sur la grandeur et la forme des régions de stabilité dynamique de la machine synchrone.

#### a. Effet du gain d'amplification

Les figures (3.13) a et b, montrent que les régions de stabilité diminuent quand le gain  $K_A$  augmente, car cela déplacerait le lieu des racines du système de plus en plus vers la droite.

Si on examine les expressions de  $K_s$  et  $K_d$ , définis dans l'annexe.C, on peut affirmer que :

Si  $K_A$  tend vers l'infini, alors  $K_d$  tend vers zéro.  
et par suite le domaine de stabilité tendra à disparaître.

#### b. Influence de la charge locale

Les figures (3.14) a et b montrent que le domaine de stabilité s'élargit, lorsque la machine synchrone, est chargée par une admittance locale à caractère inductif. Cela est vrai, car une charge inductive pompe de la puissance active et réactive, à partir de la machine synchrone, ce qui oblige cette dernière à débiter plus de puissance.

Dans le cas où la machine se trouve chargée par une admittance à caractère capacitif, la charge fournit de l'énergie réactive au système de production, et par conséquent la puissance

débitée décroît. Ce qui explique la restriction du domaine de stabilité.

#### c. Influence de la ligne de transmission

Dans le cas du doublage de la ligne de transmission, on constate que la région de stabilité double (voir Figures.(3.15)).

Etant donné que la différence de potentiels aux extrémités de la ligne est constante, et que son impédance est diminuée de moitié, alors le courant de ligne doit doubler, ainsi la puissance transitée dans la ligne double.

#### III.4.2.4. COMPARAISON ENTRE LES DEUX METHODES

Les régions de stabilité déterminées par la méthode des valeurs propres, et celle des couples sont pratiquement similaires.

On a constaté que les domaines de stabilité trouvés, par la méthode des valeurs propres sont plus larges que ceux trouvés par l'utilisation du critère des couples, mais les régions de fonctionnement pratique sont incluses dans ces deux domaines théoriques.

D'autre part la méthode des couples est plus rapide que celle des valeurs propres, mais vu que le logiciel MATLAB possède des procédures très performantes pour le calcul des valeurs propres cette différence est très faible.

#### III.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a utilisé le concept des couples de synchronisme et d'amortissement, pour l'analyse de la stabilité dynamique.

On a utilisé un algorithme qu'on a ensuite validé, pour la détermination des régions de stabilité.

Les différents paramètres du réseau influant sur la forme et

la grandeur des domaines de stabilité ont été étudiés.

Les paramètres affectant la précision de l'algorithme, ( $P_0, Q_0, \Delta\alpha, \Delta S$ ) doivent être choisis de manière appropriée.

La stabilité peut être évaluée par l'utilisation de deux critères fondamentaux :

- des valeurs propres
- des couples

L'évaluation de la stabilité par l'utilisation du critère des valeurs propres est consommatrice de temps. Cependant l'emploi du critère des couples dans l'évaluation de la stabilité est relativement plus rapide, tout en ayant une bonne précision.

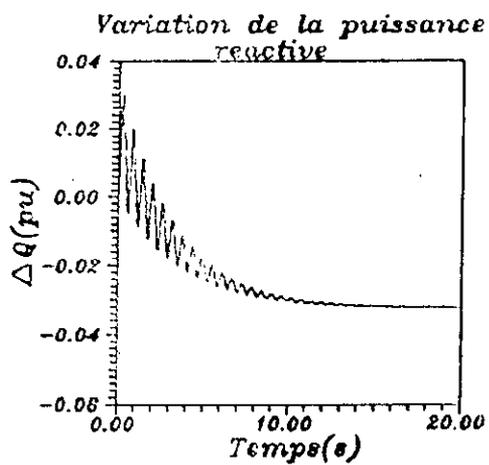
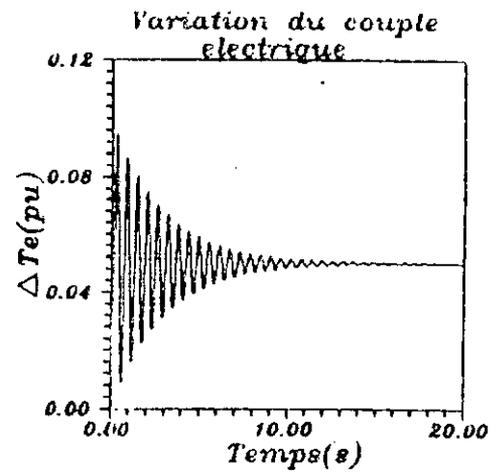
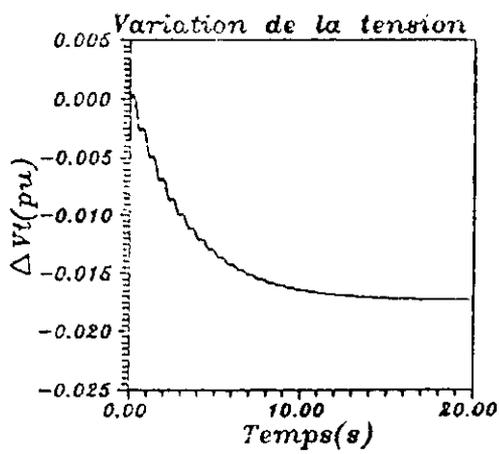
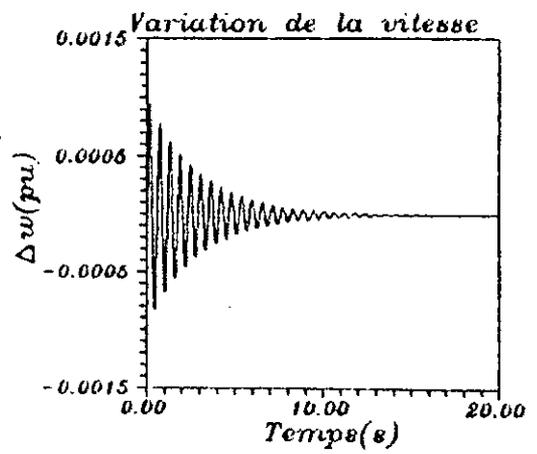
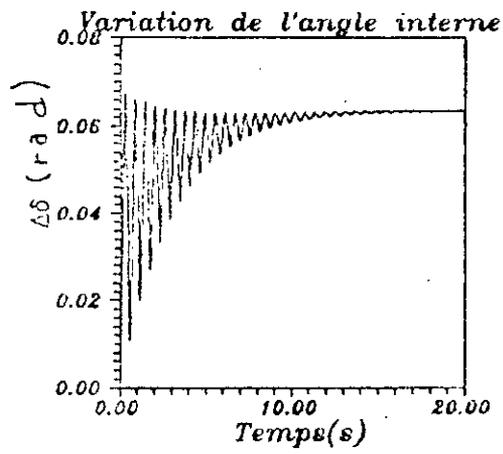


Fig 3.6 Réponses dynamiques  
à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$   
( $P = 1.00$  pu,  $Q = 0.75$  pu)

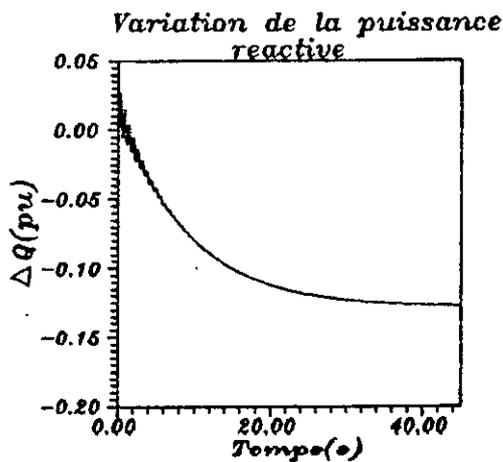
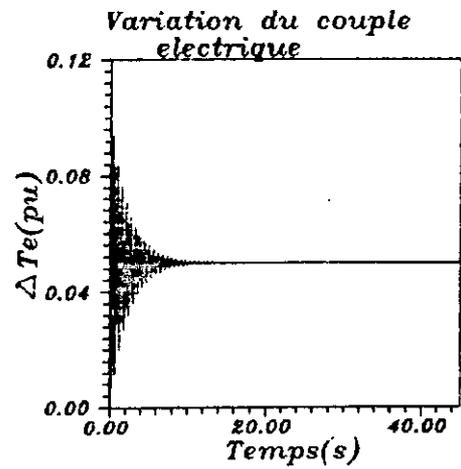
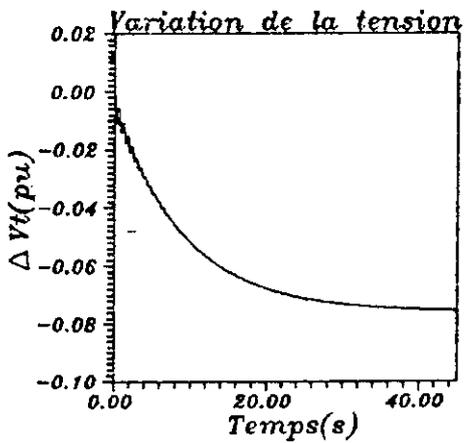
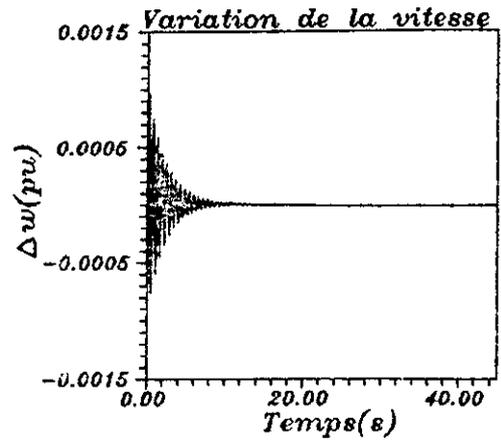
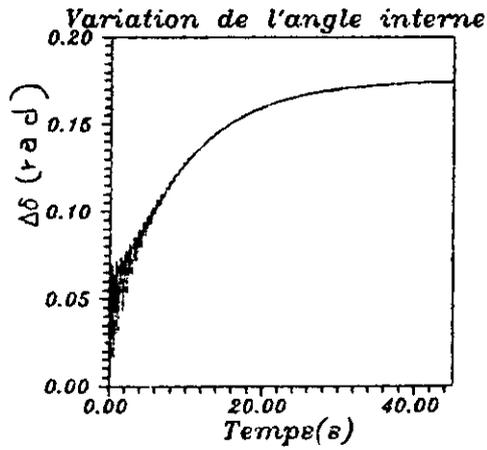


Fig 3.7 Réponses dynamiques  
à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$   
( $P = 1.70$  pu,  $Q = 0.75$  pu)

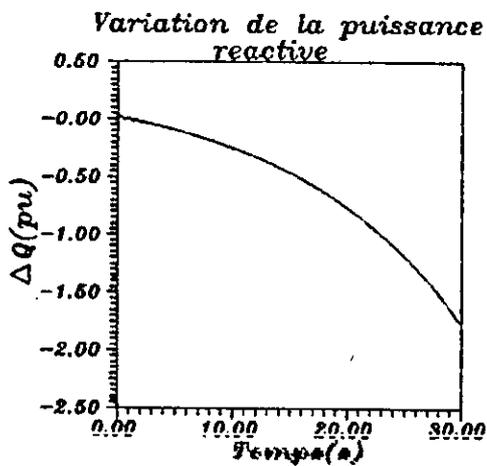
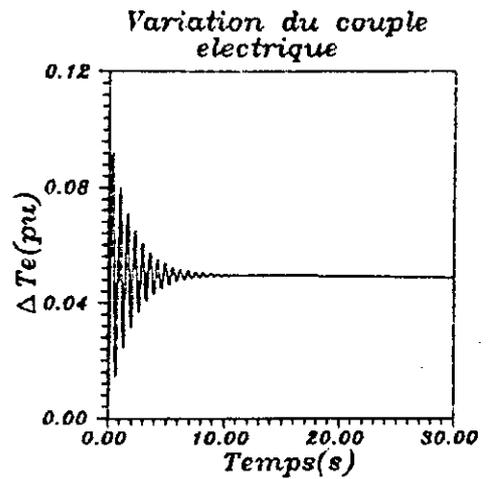
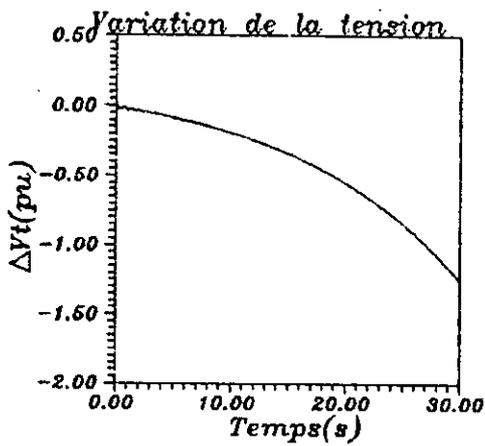
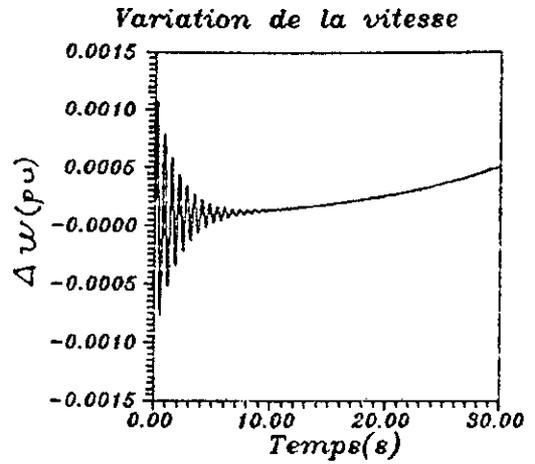
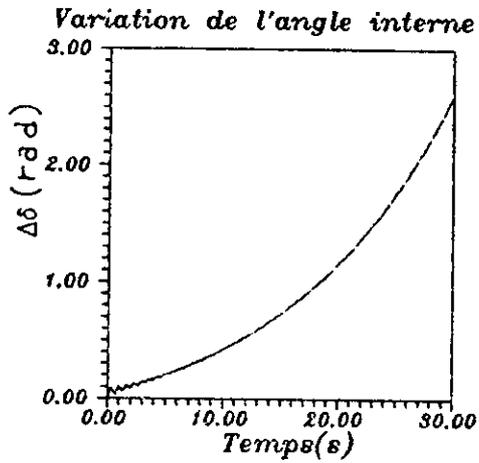


Fig 3.8 Réponses dynamiques  
à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$   
( $P = 2.20$  pu,  $Q = 0.75$  pu)

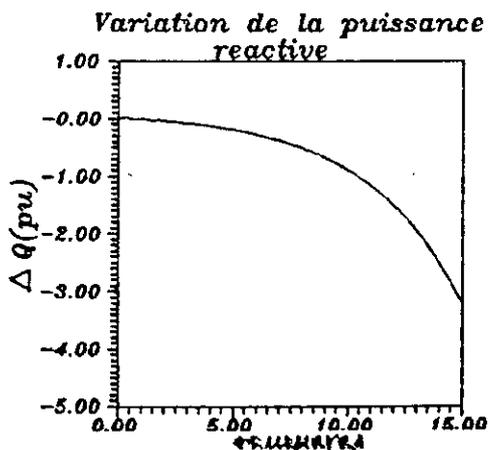
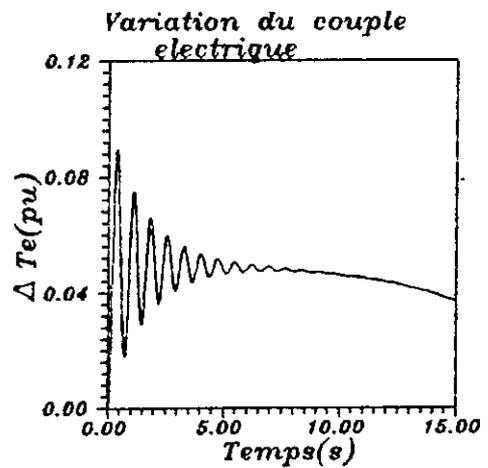
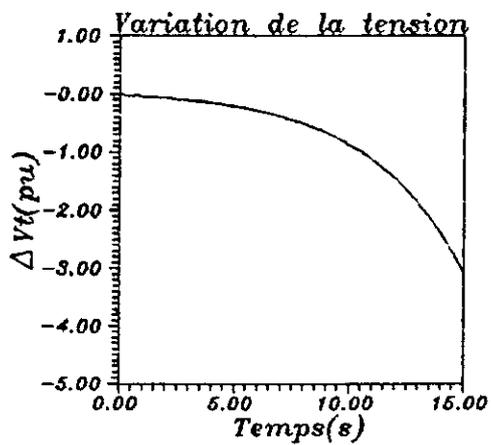
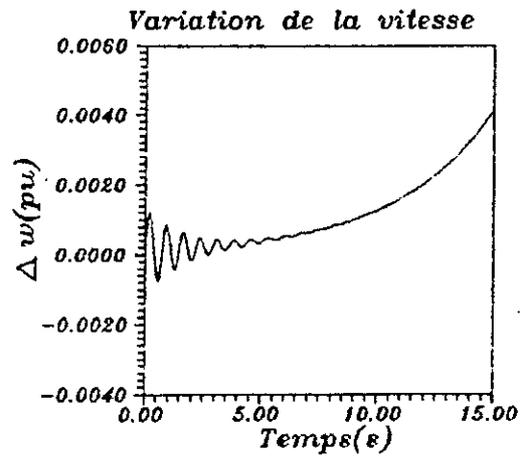
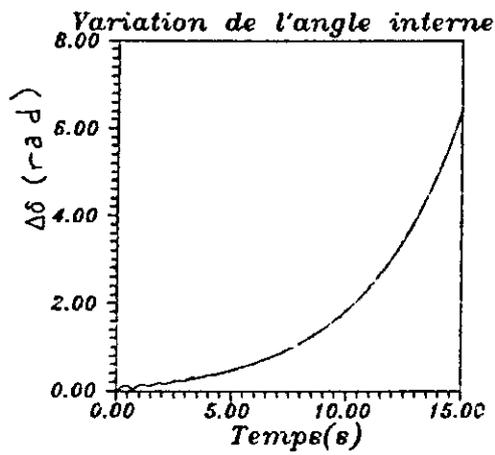


Fig 3.9 Réponses dynamiques  
à un échelon de 5 %  $\Delta T_m$   
( $P = 2.50$  pu,  $Q = 0.75$  pu)

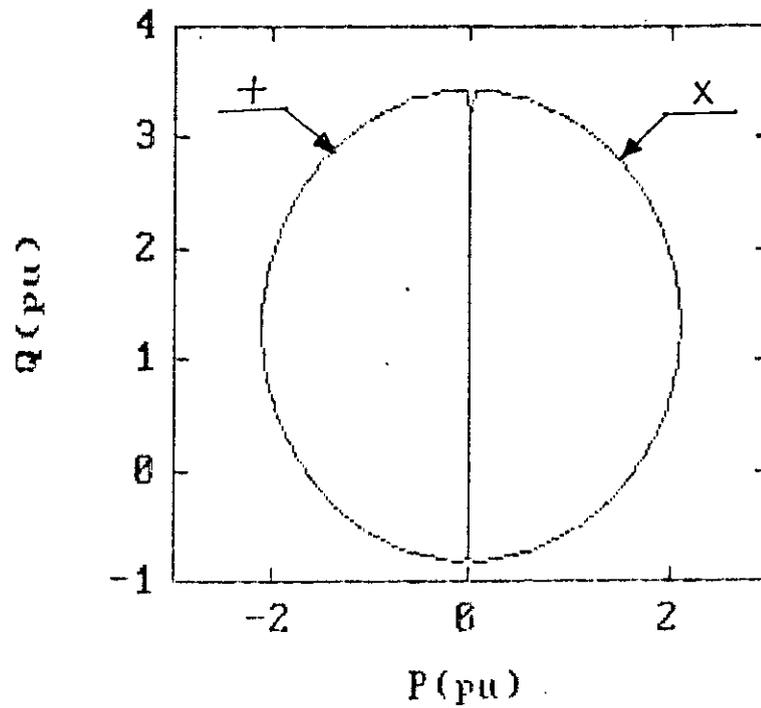


Fig 3.10 (a) E-SR pour  $K_A = 0$ ,  $G_L = 0$ ,  $B_L = 0$   
 x E-GEN  
 + E-MOT  
 $P_o = 0.50$ ,  $Q_o = 1.00$   
 $\Delta S = 0.001$ ,  $\Delta\alpha = 2 \pi/150$

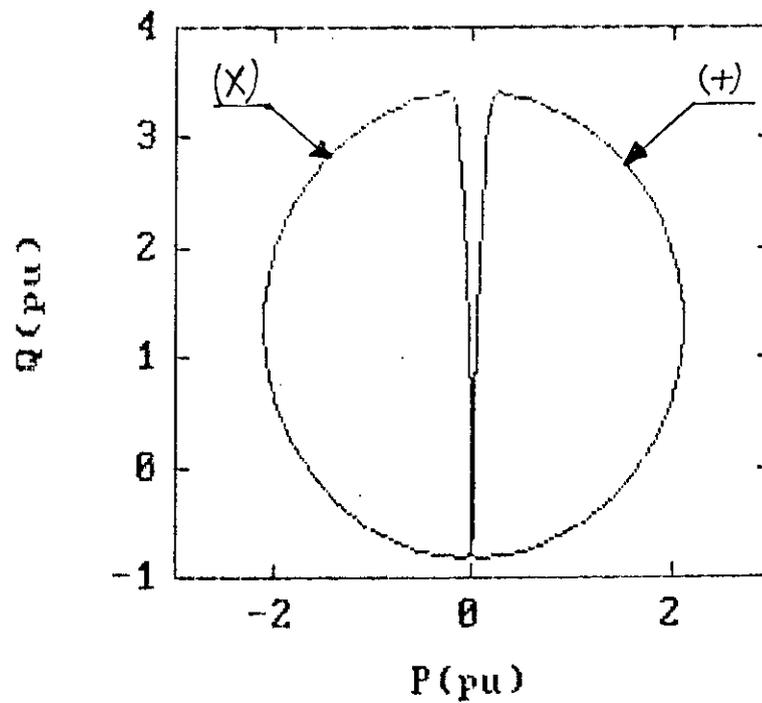


Fig 3.10 (b) T-SR pour  $K_A = 0$ ,  $G_L = 0$ ,  $B_L = 0$   
 + T-GEN  
 x T-MOT

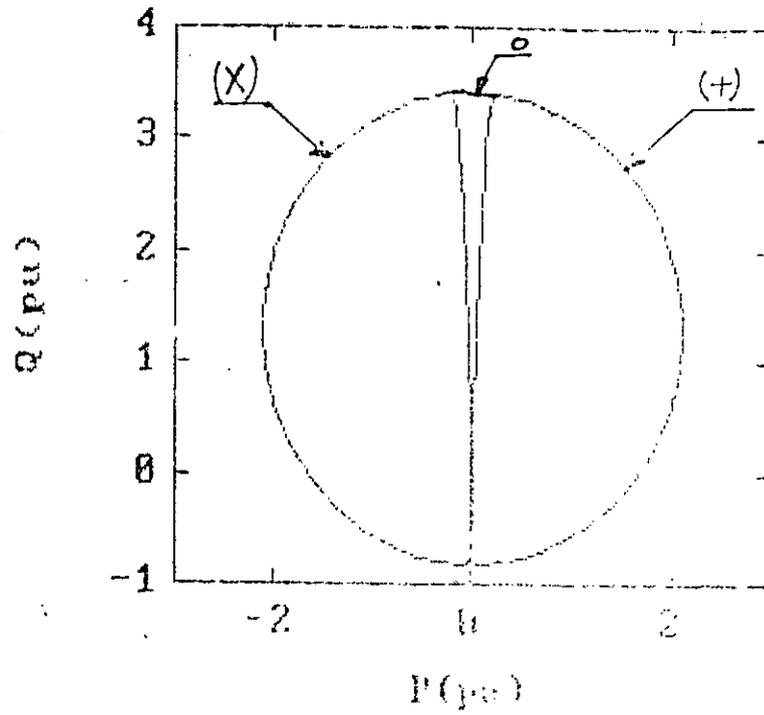


Fig 3.11 T-SR pour différentes origines de départ

|   |              |             |
|---|--------------|-------------|
| + | $P_o = 0.5$  | $Q_o = 1.0$ |
| o | $P_o = 0.0$  | $Q_o = 1.0$ |
| x | $P_o = -0.5$ | $Q_o = 1.0$ |

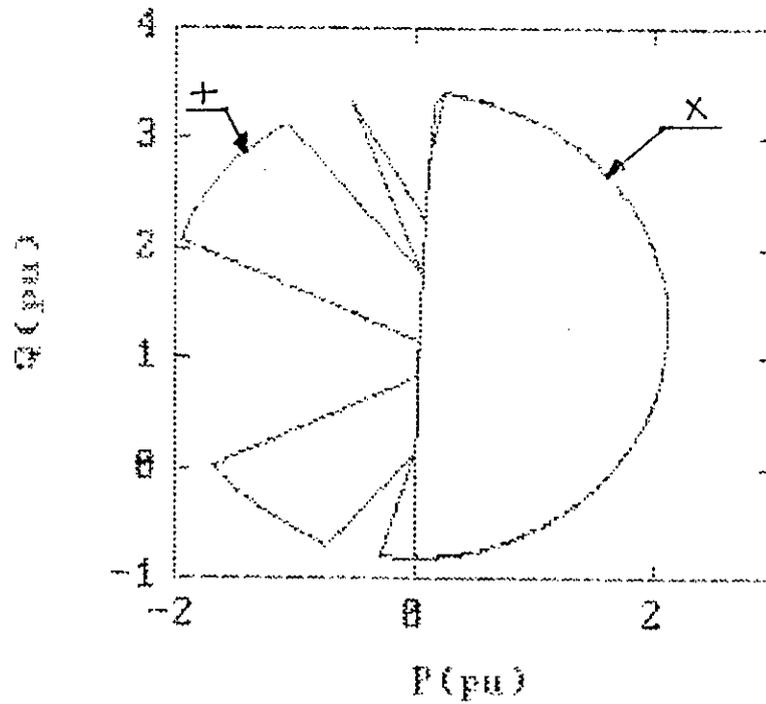


Fig 3.12 T-SR pour différentes tailles du pas radial

|   |                   |
|---|-------------------|
| x | $\Delta S = 0.01$ |
| + | $\Delta S = 0.05$ |

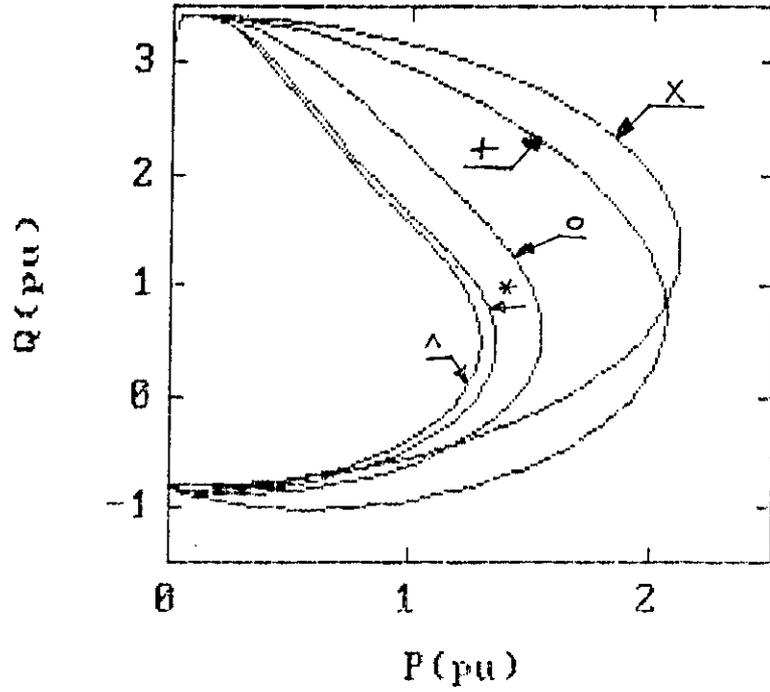


Fig 3.13 (a) T-GEN pour différents gains du AVR

x  $K_A = 0$                     +  $K_A = 20$   
 o  $K_A = 50$                     \*  $K_A = 100$   
 ^  $K_A = 200$

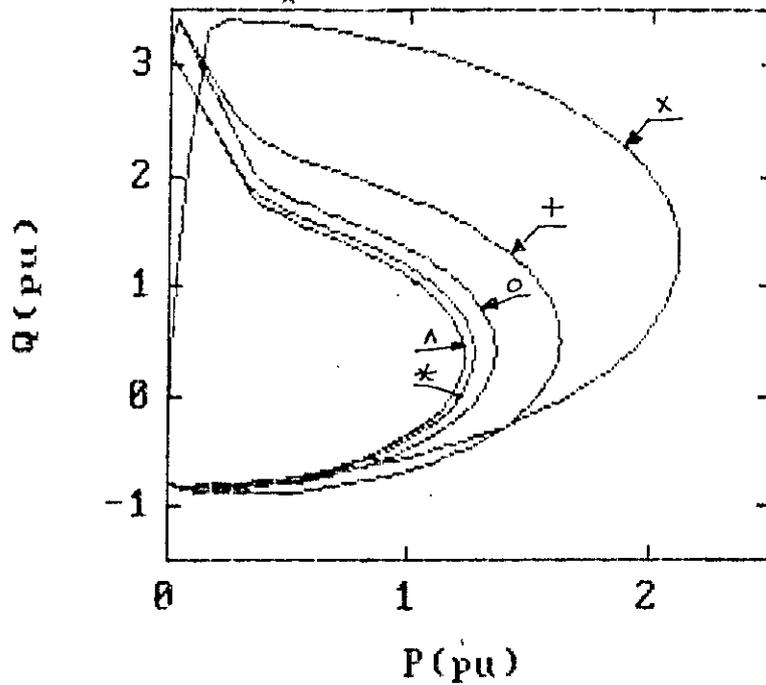


Fig 3.13 (b) T-GEN pour différents gains du AVR

x  $K_A = 0$                     +  $K_A = 20$   
 o  $K_A = 50$                     \*  $K_A = 100$   
 ^  $K_A = 200$

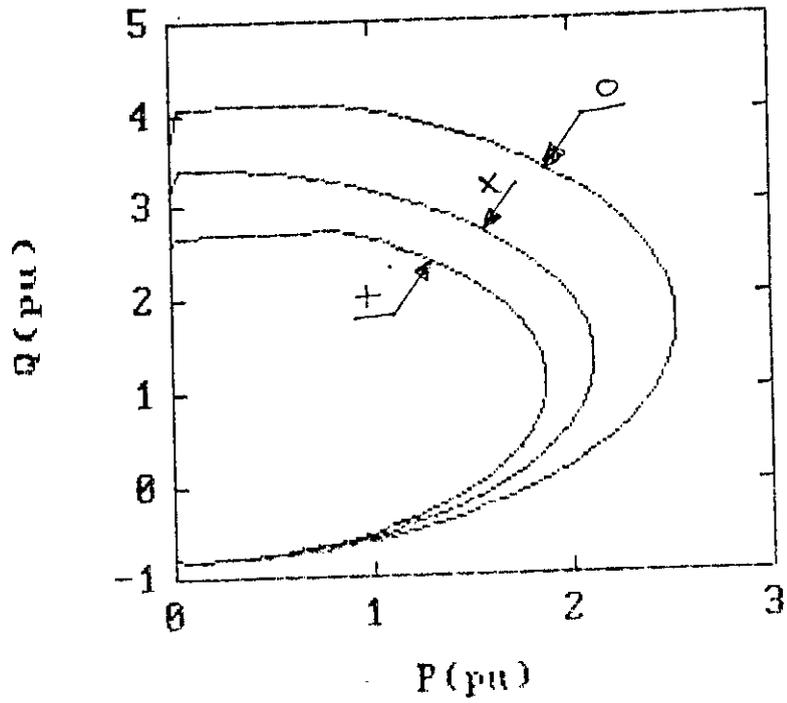


Fig 3.14 (a) T-GEN pour différentes charges locales

|   |             |              |
|---|-------------|--------------|
| x | $G_L = 0.0$ | $B_L = 0.0$  |
| + | $G_L = 0.5$ | $B_L = 0.5$  |
| o | $G_L = 0.5$ | $B_L = -0.5$ |

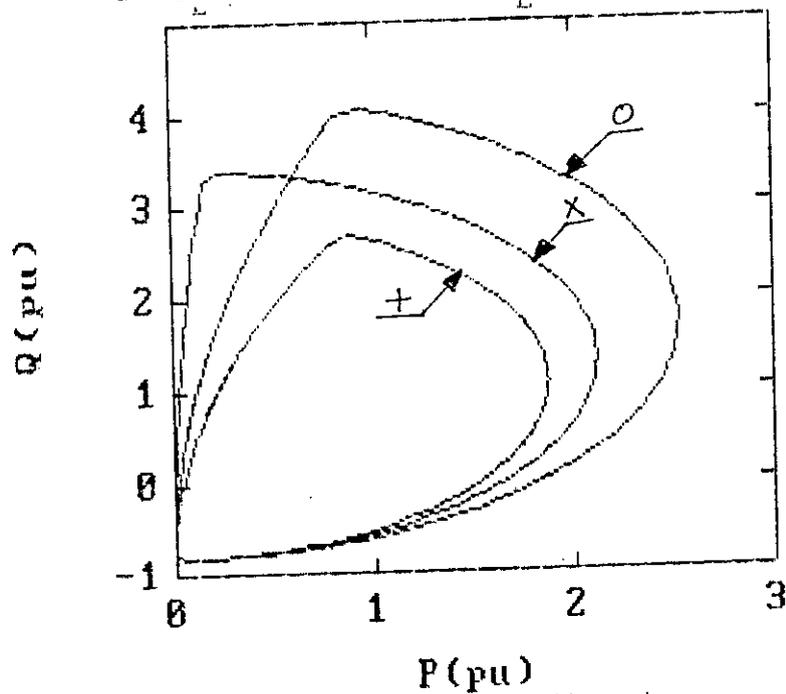


Fig 3.14 (b) T-GEN pour différentes charges locales

|   |             |              |
|---|-------------|--------------|
| x | $G_L = 0.0$ | $B_L = 0.0$  |
| + | $G_L = 0.5$ | $B_L = 0.5$  |
| o | $G_L = 0.5$ | $B_L = -0.5$ |

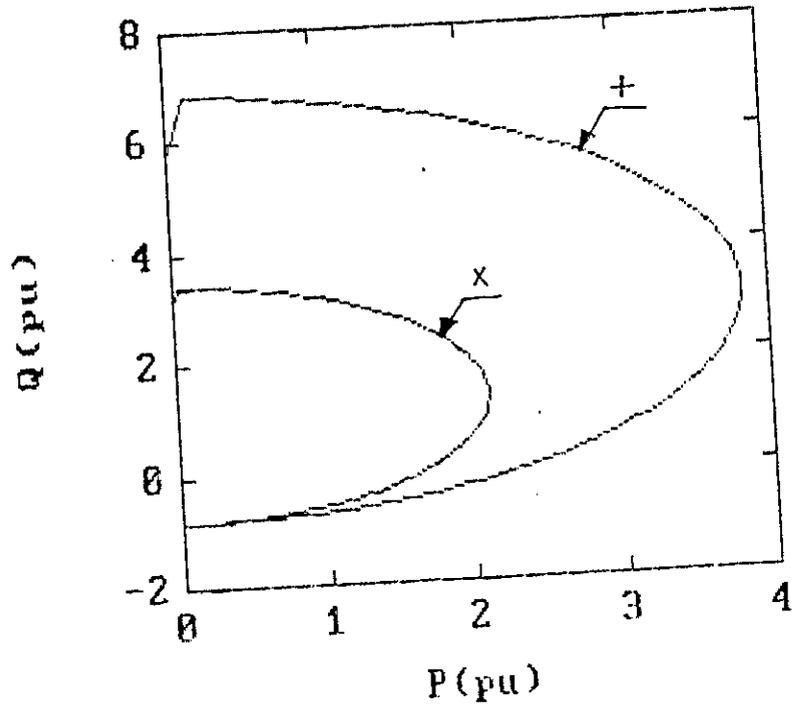


Fig 3.15 (a) E-GEN effet de la ligne de transmission:

x  $R_e = 0.02$       \*  $X_e = 0.40$   
 +  $R_e = 0.01$       \*  $X_e = 0.20$

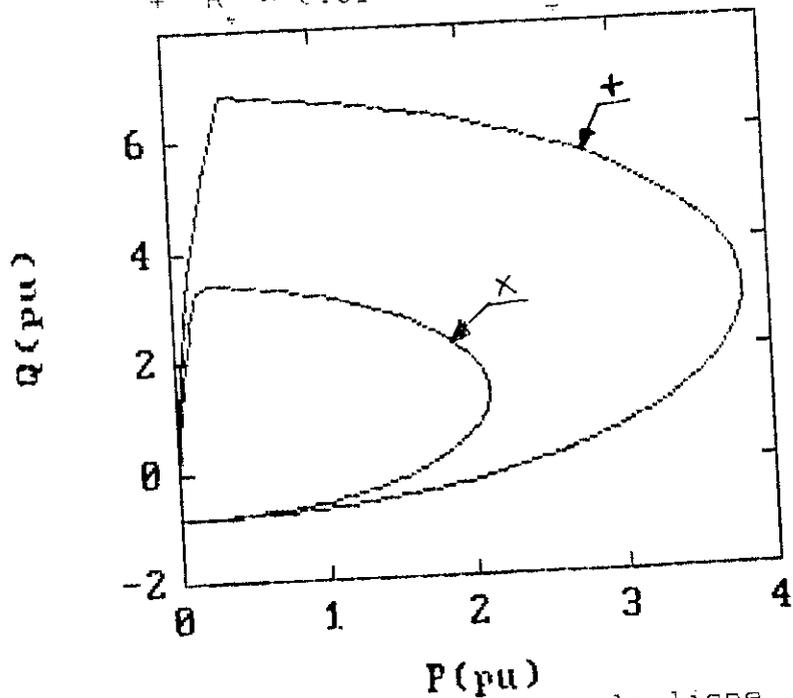


Fig 3.15 (b) T-GEN effet de la ligne de transmission

x  $R_e = 0.02$       \*  $X_e = 0.40$   
 +  $R_e = 0.01$       \*  $X_e = 0.20$

# Conclusion

The following conclusions were drawn from the study:

1. The first conclusion is that the study has shown that the... (faint text)
2. The second conclusion is that the study has shown that the... (faint text)
3. The third conclusion is that the study has shown that the... (faint text)
4. The fourth conclusion is that the study has shown that the... (faint text)
5. The fifth conclusion is that the study has shown that the... (faint text)

# *Annexes*

ANNEXE A :

DONNEES DU RESEAU ET GRANDEURS DE BASES

A.1 CARACTERISTIQUES NOMINALES DE LA MACHINE SYNCHRONE

STATOR

$$S_n = 53.333 \text{ MVA/phase}$$

$$V_n = 8.660 \text{ kV simple .Couplage Y}$$

$$I_n = 6158.40 \text{ A}$$

$$H = 2.37 \text{ s}$$

ROTOR

$$v_F = 315.00 \text{ V}$$

$$i_F = 926.00 \text{ A}$$

A.2 GRANDEURS DE BASES

Pour comprendre le choix des valeurs de références, voir premier chapitre , paragraphe "grandeurs de bases "

STATOR

$$S_B = 53.333 \text{ MVA/phase}$$

$$V_B = 8660.3 \text{ V simple}$$

$$I_B = 6158.402 \text{ A}$$

$$\omega_B = 377 \text{ rad/s}$$

$$\phi_B = 22.972 \text{ Wb}$$

$$R_B = 1.406 \text{ } \Omega$$

$$L_B = 3.73 \text{ mH}$$

ROTOR

Les coefficients d'équivalences entre grandeurs de bases statoriques et rotoriques étant :

$$K_F = KM_F / L_{md} = 18.854$$

$$K_D = KM_D / L_{md} = 1.000$$

$$K_Q = KM_Q / L_{mq} = 0.501$$

L'indice m des inductances propres , signifie qu'il sagit d'inductances utiles. Les principales grandeurs de bases rotoriques sont :

$$S_{FB} = 53.333 \text{ MVA}$$

$$V_{FB} = 163280.68 \text{ V}$$

$$I_{FB} = 326.635 \text{ A}$$

$$\omega_{FB} = 377 \text{ rad/s}$$

$$\phi_{FB} = 433.115 \text{ Wb}$$

$$R_{FB} = 499.885 \Omega$$

$$L_{FB} = 1.326 \text{ H}$$

$$M_{FB} = 0.070 \text{ H}$$

### A.3 PARAMETRES DE CONSTRUCTION DE LA MACHINE SYNCHRONE

| Paramètre                 | Valeur réelle<br>en (M.K.S.A) |          | Valeur réduite<br>en (p.u) |
|---------------------------|-------------------------------|----------|----------------------------|
| $L_d$                     | 6.341                         | mH       | 1.700                      |
| $L'_d$                    | 0.912                         | mH       | 0.245                      |
| $L_q$                     | 6.118                         | mH       | 1.640                      |
| $L_F$                     | 2.189                         | H        | 1.651                      |
| $M_F$                     | 89.006                        | mH       | 1.265                      |
| $KM_F$                    | 109.010                       | mH       | 1.55                       |
| $r_F (125^\circ\text{C})$ | 0.371                         | $\Omega$ | 0.000742                   |
| $\tau_{do}$               | 5.9                           | s        | —                          |
| H                         | 2.37                          | s        | —                          |

#### A.4 PARAMETRES DU REGULATEUR DE TENSION (IEEE.Type 1)

| Paramètre | Valeur numérique | désignation                    |
|-----------|------------------|--------------------------------|
| $K_R$     | 1.00             | Gain du filtre                 |
| $\tau_R$  | 0.05             | Constante de temps de filtrage |
| $K_A$     | 50.00            | Gain de l'amplificateur        |
| $\tau_A$  | 0.05             | Constante de temps de l'ampli. |
| $K_E$     | -0.05            | Constante d'exitatrice         |
| $\tau_E$  | 0.50             | Retard temporel d'exitatrice   |
| $K_F$     | 0.04             | Gain du stabilisateur          |
| $\tau_F$  | 0.715            | Temps mort du stabilisateur    |

#### A.5 ASPECT EXTERIEUR DU RESEAU

-Machine synchrone :

Le point de fonctionnement, lors de la simulation temporelle des réponses dynamiques du système est le suivant :

$$P = 1.00 \text{ pu}$$

$$Q = 0.62 \text{ pu} \quad (\text{FP} = 0.85)$$

$$V_t = 1.17 \text{ pu}$$

-Charge locale :

L'admittance shunt locale, sauf indication contraire est :

$$G_L = 0.01 \text{ pu}$$

$$B_L = 0.01 \text{ pu}$$

-Ligne de transmission :

$$R_e = 0.02 \text{ pu}$$

$$X_e = 0.40 \text{ pu}$$

-Caractéristiques du réseau infini :

Le réseau infini est modélisé par un noeud assez rigide permettant ainsi de maintenir un niveau de tension constant à une fréquence fixe. La phase de la tension en ce point est prise comme origine des phases angulaires.

$$V_\infty = 1.00 \text{ pu} \quad f = 60 \text{ Hz}$$

-Les coefficients caractéristiques du modèle, calculés pour le point de fonctionnement ci-dessus sont :

$$K_1 = 1.450849$$

$$K_2 = 1.316766$$

$$K_3 = 0.307692$$

$$K_4 = 1.812138$$

$$K_5 = 0.029652$$

$$K_6 = 0.527177$$

Les coefficients résultant de la linéarisation de l'énergie réactive étant :

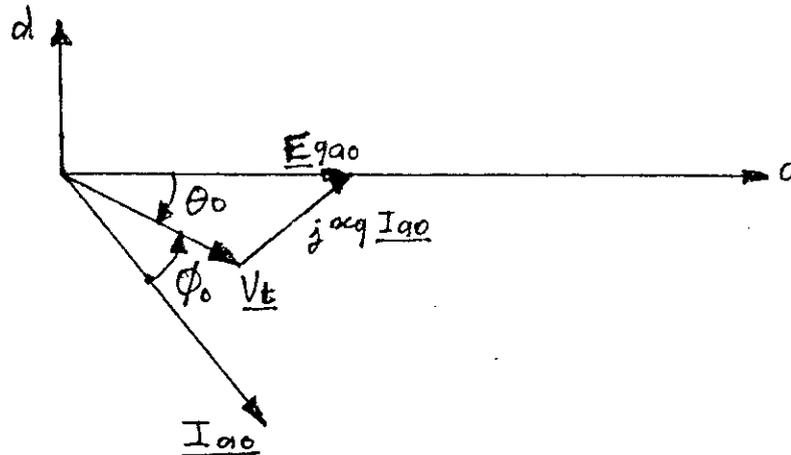
$$K_7 = 0.518739$$

$$K_8 = 1.823106$$

ANNEXE B

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT INITIALES DU SYSTEME

A partir du diagramme vectoriel suivant, on peut écrire :



$$V_{do} = V_t \sin(\theta_o) \quad V_{qo} = V_t \cos(\theta_o) \quad (B.1)$$

$$I_{do} = I_{ao} \sin(\theta_o - \phi_o) \quad I_{qo} = I_{ao} \cos(\theta_o - \phi_o)$$

En régime permanent les équations de PARK s'écrivent :

$$V_{do} = -x_q I_{qo}$$

$$V_{qo} = E_{qao} + x_d I_{do}$$

$$P_o = V_{do} I_{do} + V_{qo} I_{qo} \quad (B.2)$$

$$Q_o = V_{do} I_{qo} - V_{qo} I_{do}$$

$$-\lambda_2 V_{do} + (1 + \lambda_1) V_{qo} = +V_{\infty} \cos(\delta_o) + R_e I_{qo} - X_e I_{do}$$

$$(1 + \lambda_1) V_{do} + \lambda_2 V_{qo} = -V_{\infty} \sin(\delta_o) + R_e I_{do} + X_e I_{qo}$$

Si l'on connaît le triplet  $(P_o, Q_o, V_t)$ , et les paramètres de construction du système, il est possible de déterminer le point de fonctionnement du réseau.

L'angle du facteur de puissance de la machine synchrone est :

$$\phi_o = \text{arctg}(Q_o/P_o) \quad (\text{B.3})$$

Les composantes résistive et réactive du courant sont :

$$I_{ro} = I_{ao} \cos(\phi_o) \quad I_{xo} = I_{ao} \sin(\phi_o) \quad (\text{B.4})$$

Les expressions des puissances active et réactive peuvent s'écrire :

$$P_o = V_t I_{ro} \quad Q_o = V_t I_{xo} \quad (\text{B.5})$$

Éliminons  $V_{do}$  et  $I_{qo}$  de la première équation du système (B.2), en utilisant les équations de (B.1). Il vient :

$$V_t \sin(\theta_o) = -x_q I_{ao} \cos(\theta_o - \phi_o)$$

En utilisant l'identité trigonométrique de  $\cos(\theta_o - \phi_o)$ , la phase angulaire de la tension statorique est donnée par :

$$\theta_o = \text{arctg} \left( \frac{-x_q I_{ao} \cos(\phi_o)}{V_t + x_q I_{ao} \sin(\phi_o)} \right)$$

Les équations de (B.4) permettent d'écrire :

$$\theta_o = \text{arctg} \left( \frac{-x_q I_{ro}}{V_t + x_q I_{xo}} \right) \quad (\text{B.6})$$

L'algorithme de détermination du point d'opération initial, à partir de la donnée du triplet  $(P_o, Q_o, V_t)$  est le suivant :

$$\phi_o = \text{arctg}(Q_o/P_o)$$

$$I_{ro} = P_o / V_t$$

$$I_{xo} = Q_o / V_t$$

$$\theta_o = \text{arctg}\left(\frac{-x_q I_{ro}}{V_t + x_q I_{xo}}\right)$$

$$I_{ao} = |P_o / (V_t \cos(\theta_o))|$$

$$V_{do} = V_t \sin(\theta_o)$$

$$V_{qo} = V_t \cos(\theta_o) \tag{B.7}$$

$$I_{do} = I_{ao} \sin(\theta_o - \phi_o)$$

$$I_{qo} = I_{ao} \cos(\theta_o - \phi_o)$$

$$E_{qao} = V_{qo} - x_q I_{do}$$

$$\delta_o = \text{arctg}\left(\frac{-(1 + \lambda_1) V_{do} - \lambda_2 V_{qo} + R_e I_{do} + X_e I_{qo}}{(1 + \lambda_1) V_{qo} - \lambda_2 V_{do} - R_e I_{qo} + X_e I_{do}}\right)$$

ANNEXE C

CALCUL DES COEFFICIENTS DES COUPLES  
SYNCHRONISANT ET AMORTISSEUR

-D'après le diagramme en bloc, dans le cas de l'introduction du régulateur simplifié, mis en évidence par la figure (3.4), on peut écrire :

$$\Delta E_{FD} = \frac{-K_A}{1 + s \tau_A} \Delta V_t \quad (\Delta V_{REF} = 0) \quad (C.1)$$

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E_q' \quad (C.2)$$

$$\Delta E_q' = \frac{K_3}{1 + s K_3 \tau_{do}} \Delta E_{FD} - \frac{K_3 K_4}{1 + s K_3 \tau_{do}} \Delta \delta \quad (C.3)$$

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E_q' \quad (C.4)$$

-Substituons (C.2) dans (C.1), d'où :

$$\Delta E_{FD} = \frac{-K_A K_5}{1 + s \tau_A} \Delta \delta - \frac{K_A K_6}{1 + s \tau_A} \Delta E_q' \quad (C.5)$$

Eliminons la variable  $\Delta E_{FD}$  de l'équation (C.3), en utilisant (C.5), puis en réarrangeant on trouve :

$$\Delta E_q' = - \frac{(K_A K_3 K_5 + K_3 K_4 + s \tau_A K_3 K_4)}{1 + K_A K_3 K_6 + s (\tau_A + K_3 \tau_{do}') + s^2 K_3 \tau_{do}' \tau_A} \Delta \delta \quad (C.6)$$

On injecte (C.6) dans l'équation du couple électrique (C.4), cela conduit à la relation fondamentale suivante :

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = K_1 - \frac{(K_2 K_3 K_4 + K_A K_2 K_3 K_5 + s \tau_A K_2 K_3 K_4)}{1 + K_A K_3 K_6 + s (\tau_A + K_3 \tau_{do}') + s^2 K_3 \tau_{do}' \tau_A} \quad (C.7)$$

-La réponse fréquentielle est donnée par :

$$s = j \omega$$

$\omega$  est la pulsation d'oscillation propre au système.

A partir de l'équation de mouvement décrite au premier chapitre, la pulsation libre du système étant :

$$\omega = \sqrt{\frac{K_1 \omega_B}{M} - \frac{D^2}{4 M^2}} \quad (C.8)$$

En général la fréquence d'oscillation varie dans la plage de 0.1 Hz jusqu'à 4 Hz.

La séparation des parties réelle et imaginaire, de l'équation (C.7), conduit aux expressions des coefficients des couples de synchronisme et d'amortissement, soient :

$$K_s = K_1 - \frac{K_2 K_3 \{ (K_4 + K_A K_5) (1 + K_A K_3 K_6 - \omega^2 \tau' \tau_A) + \omega^2 \tau_A (\tau' + \tau_A) \}}{(1 + K_A K_3 K_6 - \omega^2 \tau' \tau_A)^2 + (\omega (\tau' + \tau_A))^2}$$

$$K_d = \frac{K_2 K_3 \{ (K_4 + K_A K_5) \omega (\tau' + \tau_A) - \omega \tau_A (1 + K_A K_3 K_6 - \omega^2 \tau' \tau_A) \}}{(1 + K_A K_3 K_6 - \omega^2 \tau' \tau_A)^2 + (\omega (\tau' + \tau_A))^2} \quad (C.9)$$

où :  $\tau = K_3 \tau_{do}'$

Souvent la constante de temps du régulateur est négligeable, devant celle du circuit de champs ( $\tau_A = 0$ ).