

14/88
200

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

«O»

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

SUJET

Etude du Modèle Mathématique d'un Système de Régulation d'Alternateur

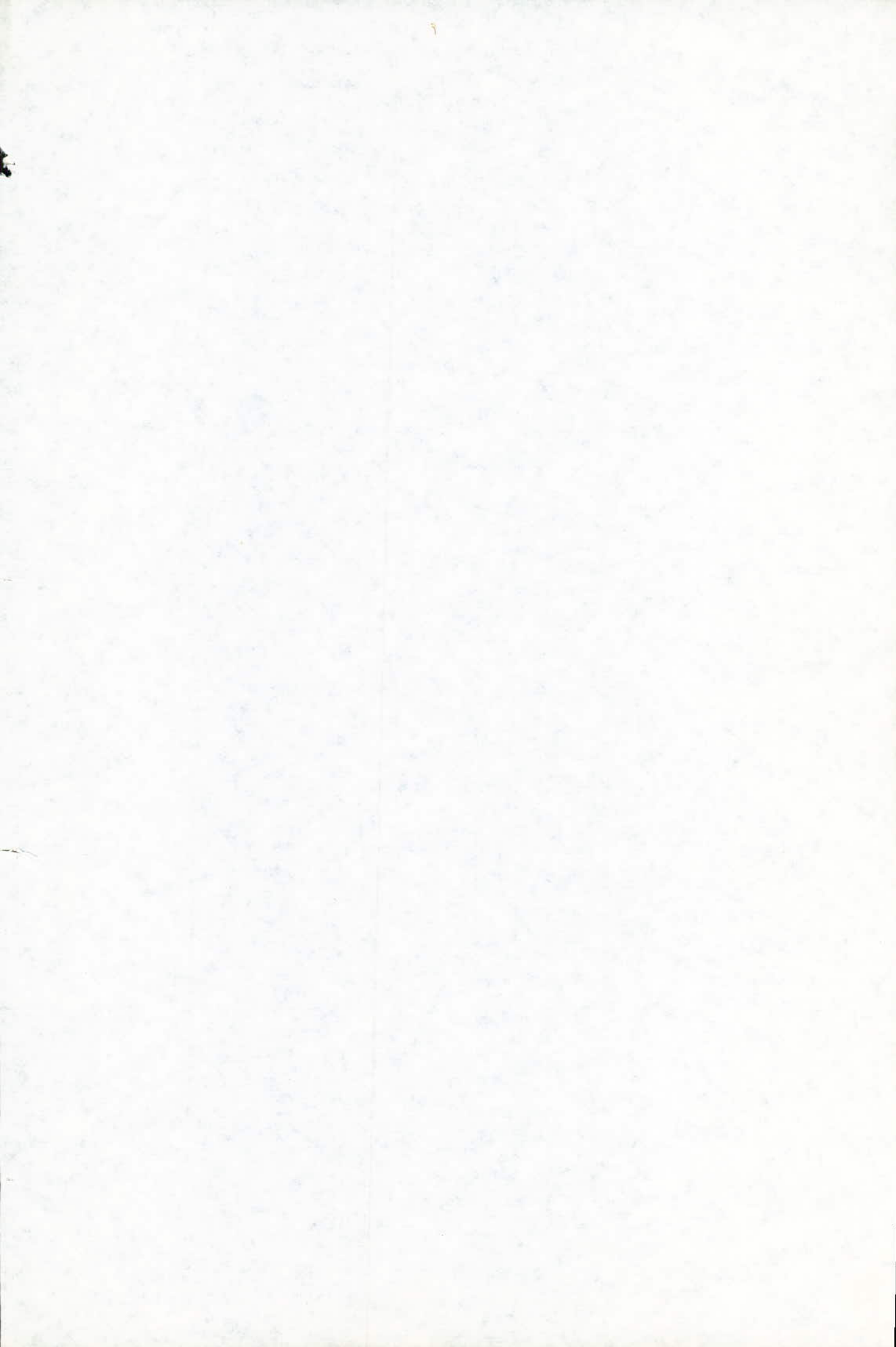
Proposé par : Mr H. TILIOUINE

Etudié par : Mrs Dj. KHELIFI

O. CHANANE

Dirigé par : Mr H. TILIOUINE

PROMOTION JANVIER 1988



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

«O»

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

«O»

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

SUJET

Etude du Modèle Mathématique d'un Système de Régulation d'Alternateur

Proposé par : Mr H. TILIOUINE

Étudié par : Mrs Dj. KHELIFI

O. CHANANE

Dirigé par : Mr H. TILIOUINE

DEDICACES

=o=o=o=o=o=o=o=o=o=

- A Mes Chers Parents ,
- A Mes Frères et Soeurs ;
- A Tous les Miens

Je dédie ce modeste travail.

- Djaffar KHELIFI -

- A Mon Père ;
- A Ma Mère ,
- A Mes Frères et Soeurs
- A Tous Ceux Qui Me
Sont Chers

Je dédie ce modeste travail.

- Omar CHANANE -

R E M E R C I E M E N T S
=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=o=

Qu'il nous soit permis de remercier notre Promoteur pour son aide, sa gentillesse, et sa compétence tout au long de ce projet.

Aussi, nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur MEKHTOUB S, notre Enseignant et co-promoteur pour le soutien qu'il nous a sans cesse témoigné.

Nos remerciements vont enfin à :

- Tous les Enseignants de l'E.N.P.A. et de l'U.S.T.H.B. qui ont contribué à notre formation.
- Tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Que chacun trouve ici le témoignage de notre estime et notre gratitude.

TABLE DES MATIERES.



- NOMENCLATURE

- INTRODUCTION. 1

CHAPITRE I : PRESENTATION DU SYSTEME DE REGULATION ETUDIE. 3

1. 1. Description 3

1. 2. Différents types de systèmes d'excitation 5

1. 2.1. Alternateur débitant sur un pont de diodes fixes 5

1. 2.2. Alternateur débitant sur un pont de diodes tournantes 7

CHAPITRE II : MODELE MATHEMATIQUE DU SYSTEME DE REGULATION 9

II. 1. Grandeurs d'entrée et de sortie du système de régulation 9

II. 2. Modèle mathématique de l'alternateur 9

II. 2.1. Equations électriques, magnétiques et mécaniques 11

II. 2.2. Forme opérationnelle des équations 14

II. 2.3. Schémas équivalents 15

II. 2.4. Modèle mathématique simplifié 18
- Schéma - bloc du modèle mathématique simplifié de l'alternateur.. 19

II. 3. Modèle mathématique du réseau de raccordement 21

± Introduction 21

II. 3.1. Régime permanent synchrone 22

II. 3.2. Modèle mathématique simplifié de l'alternateur lié au réseau 24

II. 4. Modèle mathématique du redresseur d'excitation commandé 26

II. 4.1. Modèle mathématique simplifié ... 26

II. 4.2. Modèle mathématique simplifié considéré 26

II. 5. Modèle mathématique du régulateur de tension 30

II. 5.1. Régulation de tension et stabilité 30

II. 5.2. Exemple d'un système de régulation continue 31

II. 6. Schéma - bloc du modèle mathématique simplifié du système de régulation 34

CHAPITRE III. MODELE MATHEMATIQUE D'ALTERNATEUR POUR DES REGIMES DE FONCTIONNEMENT DETERMINES	36
III. 1. Modèle mathématique simplifié de l'alternateur à vide	36
III. 2. Modèle mathématique simplifié de l'alternateur lors d'un déclenchement d'une charge réactive	37
CHAPITRE IV. MISE EN OEUVRE NUMERIQUE	39
IV. 1. Méthode utilisée	39
a) Recherche de la solution	39
b) Détermination des inconnues	40
- CONCLUSION	42
- ANNEXE	44
A1. - Système de valeurs réduites	44
A2. - Organigramme	48
A3. - Caractéristiques de l'alternateur	50
- BIBLIOGRAPHIE	

NOMENCLATURE.

- r_e : composante active de l'impédance du raccordement
 alternateur - réseau
- x_e : composante réactive de l'impédance du raccordement
 alternateur - réseau
- v_{co} : tension de consigne
- α : angle d'amorçage des thyristors
- v_f : tension d'excitation
- v_r : tension du réseau
- v_g : tension aux bornes de l'alternateur
- i_g : courant statorique
- e : F.e.m interne de l'alternateur
- C_m : couple moteur
- C_e : couple électromagnétique résistant
- J [Kg.m²] : moment d'inertie des masses tournantes
- H | s | : constante d'énergie cinétique
- w | rad/s | : pulsation synchrone
- w_r | rad/s | : vitesse angulaire du rotor
- ϑ : position angulaire du rotor
- δ | rad | : angle interne de l'alternateur
- P : puissance active fournie par l'alternateur au réseau
- Q : puissance réactive fournie par l'alternateur
 au réseau
- v_d : composante d'axe direct de la tension aux bornes
 de l'alternateur
- v_q : composante transversale de la tension aux bornes
 de l'alternateur
- v_o : composante homopolaire de la tension aux bornes
 de l'alternateur
- i_d : composante d'axe direct du courant statorique
- i_q : composante transversale du courant statorique

- i_o : composante homopolaire du courant statorique
- i_f : courant d'excitation
- i_D : courant dans l'enroulement amortisseur d'axe direct
- i_Q : courant dans l'enroulement amortisseur transversal
- $\varnothing_d | S |$: composante d'axe direct du flux d'induit
- $\varnothing_q | S |$: composante transversale du flux d'induit
- $\varnothing_o | S |$: composante homopolaire du flux d'induit
- $\varnothing_k (K=f, D, Q) | S |$: flux d'enroulement traversant l'enroulement K
- r_f : résistance de l'inducteur
- r_D : résistance de l'amortisseur d'axe direct
- r_Q : résistance de l'amortisseur d'axe transversal
- r_a : résistance de la phase a de l'induit
- $l_{ff} | S |$: inductance propre de l'inducteur
- $l_{DD} | S |$: inductance propre de l'amortisseur d'axe direct
- $l_{QQ} | S |$: inductance propre de l'amortisseur d'axe transversal
- $l_d | S |$: inductance synchrone d'axe direct
- $l_q | S |$: inductance synchrone transversale
- $l_o | S |$: inductance homopolaire
- $l_f | S |$: inductance de fuite de l'inducteur
- $l_D | S |$: inductance de fuite de l'amortisseur d'axe direct
- $l_Q | S |$: inductance de fuite de l'amortisseur d'axe transversal
- $l_a | S |$: inductance de fuite du stator (supposée la même dans les deux axes)
- $l_{md} | S |$: inductance de magnétisation d'axe direct
- $l_{mq} | S |$: inductance de magnétisation d'axe transversal
- $m_{af} | S |$: inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit
- $m_{aQ} | S |$: inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe transversal et l'induit
- $m_{aD} | S |$: inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe direct et l'induit

- m_{fD} |S| : inductance mutuelle entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct
- x_d |S| : réactance synchrone d'axe direct
- x_q |S| : réactance synchrone transversale
- T'_d |S| : constante de temps transitoire d'axe direct avec induit court - circuité
- T'_{do} |S| : constante de temps transitoire d'axe direct avec induit ouvert
- T''_d |S| : constante de temps subtransitoire d'axe direct avec induit en court-circuit
- T''_{do} |S| : constante de temps subtransitoire d'axe direct avec induit ouvert
- T''_q |S| : constante de temps subtransitoire transversale avec induit en court-circuit
- T''_{qo} |S| : constante de temps subtransitoire transversale avec induit ouvert
- T_D |S| : constante de temps de fuite d'amortisseur d'axe direct
- P |S⁻¹| : opérateur différentiel ($\frac{d}{dt}$).

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

INTRODUCTION.

La demande d'électricité s'est développée pour une part très importante grâce à ses applications spécifiques qui la mettaient déjà en concurrence avec d'autres formes d'énergie.

Néanmoins, la croissance de la demande d'électricité pouvait être dans une large mesure expliquée à partir d'indicateurs très largement corrélés avec l'activité des différents secteurs économiques.

En raison des impératifs techniques et économiques, on est conduit à concevoir et exploiter les matériels au voisinage de leurs limites technologiques.

L'étude du comportement des machines en régimes transitoires permet en effet de répondre à deux sortes de préoccupations :

D'une part, évaluer l'aptitude des machines à supporter certains régimes sévères, consistant pratiquement toujours en une variation brusque des conditions extérieures appliquées à la machine (couple mécanique, tension, ...).

D'autre part, estimer leurs fonctions de transfert en régimes de petites ou grandes variations en vue de choisir les dispositions constructives adéquates, à prévoir éventuellement des modalités d'exploitation propres à limiter ces contraintes et à ajuster le réglage des protections.

Actuellement dans les études du comportement dynamique des réseaux, particulièrement les machines synchrones, différentes méthodes sont utilisées :

- Méthodes théoriques utilisant les principes de simulation mathématique.
- Méthodes d'essais sur les modèles physiques.
- Méthodes d'essais directement sur objets réels.

Vu les inconvénients des deux dernières méthodes parmi lesquels on peut citer :

- . Le coût, la complication des modèles physiques,

. Le danger de coupure du réseau récepteur et les risques d'endommagement (voire destruction) de l'objet soumis directement à l'essai, on est amené à utiliser les méthodes théoriques basées sur les modèles mathématiques simplifiés représentant aussi fidèlement que possible le système à étudier.

En utilisant des moyens de calcul adéquats, ces méthodes sont jugées avantageuses, elles permettent d'une part d'expérimenter le comportement du système sans perturber le système réel et parfois avant qu'il n'existe.

D'autre part, de pouvoir traiter un nombre important d'essais avec une bonne précision que possible.

Dans ce cadre, on se propose d'élaborer un modèle mathématique simplifié permettant de simuler le comportement de l'alternateur lors de processus transitoires déterminés.

CCIA

1

PRESENTATION DU SYSTEME DE REGULATION ETUDIE.

INTRODUCTION.

Les dispositifs de régulation et d'excitation des grands alternateurs sont amenés à jouer un rôle important dans deux catégories de circonstances.

D'une part, ils contribuent au maintien de la tension aux bornes de l'alternateur dans les conditions normales de fonctionnement, (comportement vis-à-vis des petites perturbations).

D'autre part, ils contribuent au rétablissement de ces conditions, à la suite de variations brutales et de grande amplitude des conditions extérieures appliquées à la machine (comportement vis-à-vis des grandes perturbations).

Autrement dit, leur fonction est en général, l'élargissement des limites de stabilité statique et dynamique.

1. 1 - DESCRIPTION :

Le système de régulation étudié est représenté sur la Fig. (1.1). Il est constitué essentiellement de trois éléments principaux :

- l'alternateur qui constitue l'objet à régler,
- le dispositif d'excitation comprenant un pont de redresseurs commandés,
- le régulateur de tension.

L'alternateur est excité par le redresseur à thyristors alimenté en courant alternatif par le secondaire d'un transformateur dont le primaire est raccordé aux bornes de l'alternateur.

Le signal de commande du redresseur d'excitation est fourni par le régulateur de tension.

Notons que l'alternateur est connecté par l'intermédiaire d'un transformateur de tranche (T_t) à un réseau supposé de puissance infinie.

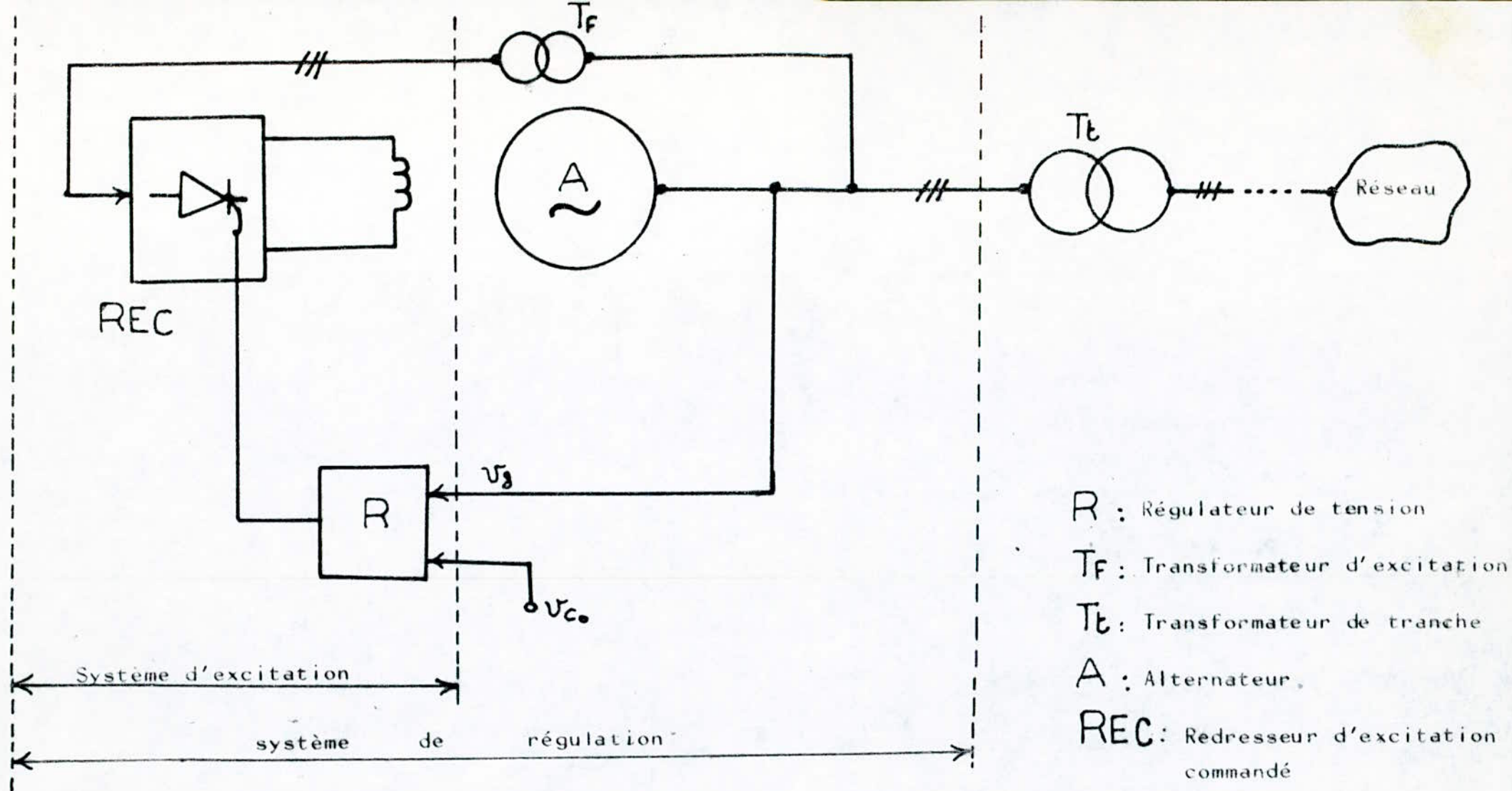


Fig. (1.1) - SYSTEME DE REGULATION ETUDIE.

Cette hypothèse permet de considérer que les perturbations subies par l'alternateur ne modifient pas la tension du réseau v_r qui peut être prise égale à l'unité en valeur réduite.

1. 2 - DIFFERENTS TYPES DE SYSTEMES D'EXCITATION

L'excitation des alternateurs modernes de grande puissance est souvent assurée par :

a/ - Un excitateur entièrement statique à thyristors, alimenté par soutirage aux bornes de l'alternateur ;

b/ - Un alternateur débitant dans un pont redresseur (fixe ou tournant).

Cependant, les réalisations à thyristors tournants sont encore extrêmement rares, et la méthode (b) tend à être de moins en moins utilisée.

De ce fait, on a considéré dans notre étude que le système d'excitation de l'alternateur est assuré selon la méthode la plus utilisée (a). Autrement dit par un redresseur commandé, formé par un pont de thyristors alimenté à partir des bornes de l'alternateur par l'intermédiaire d'un transformateur d'excitation T_f , voir fig. (1.1). Dans ce cas, le réglage d'excitation se fait par action sur le pont de thyristors, et la modification de la tension v_f à partir d'un ordre extérieur, est quasi instantanée.

En outre de sa rapidité, cette méthode présente un faible niveau de bruit.

1. 2.1. Alternateur débitant sur un pont de diodes fixes : Fig. (1.2) :

Ce système d'excitation se compose essentiellement d'un alternateur auxiliaire, d'un pont de diodes fixes, d'un dispositif de régulation et d'un système de désexcitation (DE). Le régulateur de tension est alimenté par l'intermédiaire de l'alternateur principal.

Ce dispositif rend l'excitation de choc à la sortie du régulateur pratiquement proportionnelle à la tension de l'alter-

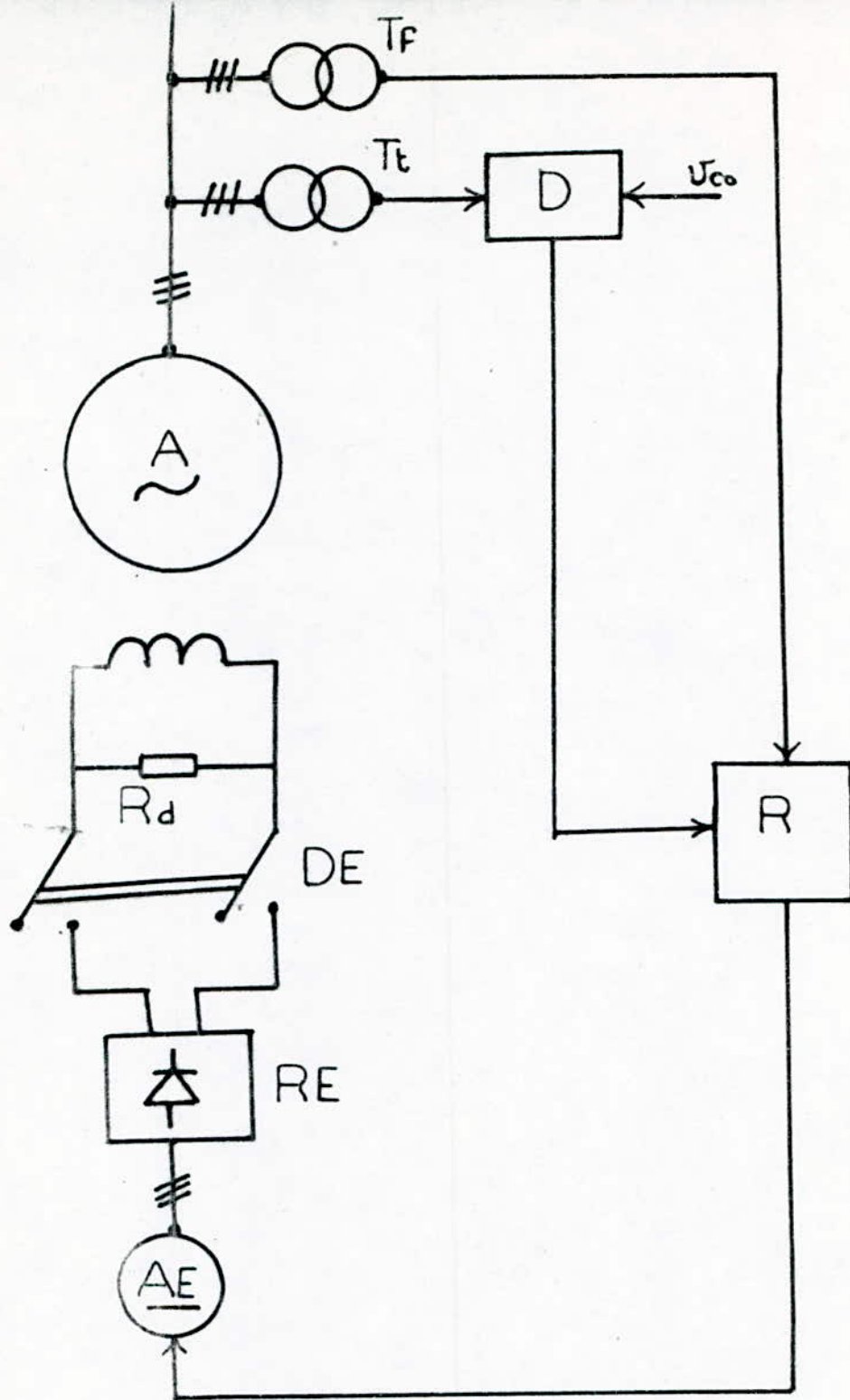


Fig. (1.2) - ALTERNATEUR DEBITANT
DANS UN PONT DE DIO-
DES FIXES.

A: Alternateur principal

AE: Alternateur d'excitation

DE: Disjoncteur de désexcitation

R: regulateur de tension

Rd: resistance de décharge

Tf: Transformateur d'excitation

Tt: Transformateur de tension

RE: Redresseur d'excitation

D: Détecteur d'écart

nateur.

L'amorçage de l'excitation de l'alternateur recourt à la rémanence de l'alternateur lui-même et à celle de l'alternateur auxiliaire ; si cela ne suffit pas, il faut l'alimenter par une source auxiliaire.

1. 2.2. Alternateur débitant sur un pont de diodes tournantes : Fig.(1.3) :

Ce système d'excitation comprend un pont de diodes tournantes alimenté par un alternateur auxiliaire entraîné le plus souvent en bout d'arbre de l'alternateur principal.

Avantages :

- Cette solution est appliquée pour l'excitation des turboalternateurs de toute puissance pour laquelle, elle devient d'autant plus intéressante que l'intensité d'excitation est plus élevée.
- La présence des redresseurs tournants dans le circuit rotorique ne nécessite aucun contact glissant.

Inconvénients :

- La mesure directe du courant rotorique est impossible.
- La solution est délicate constructivement, d'une part, il est plus difficile de faire tourner un induit qu'un inducteur, car le premier supporte des tensions et des courants beaucoup plus élevés, d'autre part les redresseurs tournants à grande vitesse sont soumis à des contraintes mécaniques importantes.

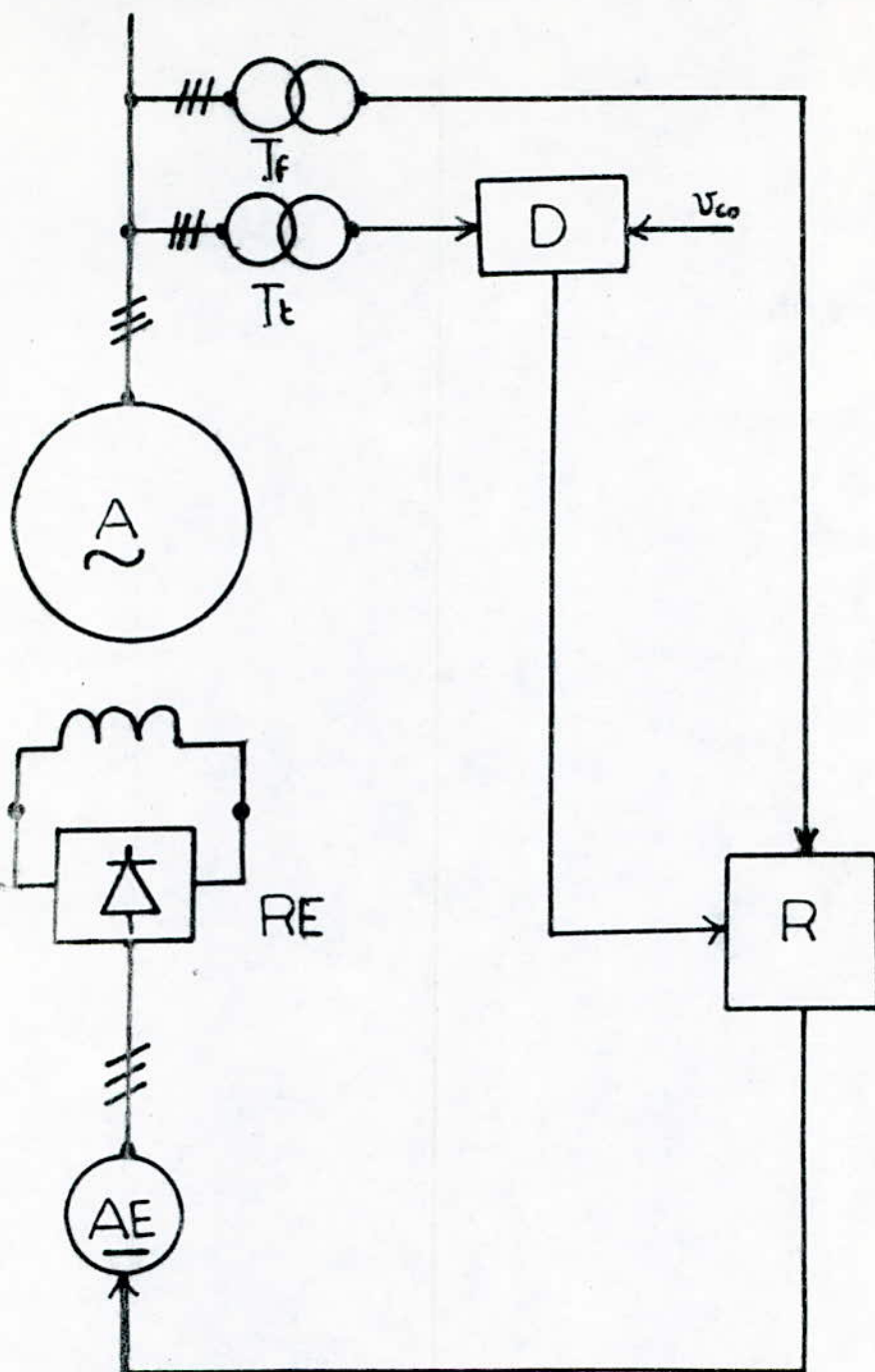


Fig. (1.3) - ALTERNATEUR DEBITANT
SUR UN PONT DE DIODES
TOURNANTES.

A: Alternateur principal
RE: Redresseur d'excitation
R: Régulateur de tension
AE: Alternateur d'excitation

T_F: Transformateur d'excitation
T_t: Transformateur de tension
D: Détecteur d'écart

CCIA

2

CHAPITRE II.

MODELE MATHEMATIQUE DU SYSTEME DE REGULATION.

INTRODUCTION.

Un système physique peut se concevoir comme étant une relation entre des causes (ou variables d'entrée) et des conséquences (variables de sortie). Scientifiquement, étudier un tel système c'est généralement chercher à prévoir son comportement, c'est-à-dire quel sera l'état ou l'évolution des grandeurs de sortie en réponse à une valeur ou une variation des grandeurs d'entrée.

Pour ce faire, il est intéressant de synthétiser un modèle dont le comportement soit analogue à celui du système étudié, c'est-à-dire reproduisant les mêmes relations entre ses grandeurs d'entrée et ses grandeurs de sortie ; le modèle simule le comportement du système.

II. 1 - GRANDEURS D'ENTREE ET DE SORTIE DU SYSTEME DE REGULATION :

On peut bien représenter sur la figure (II.1), l'arrangement des différentes parties d'un système de régulation donné, comprenant un alternateur avec son système d'excitation.

Le système de régulation étudié avec ses grandeurs d'entrée et de sortie est illustré sur la fig. (II.2).

Il est défini comme étant l'ensemble de trois éléments principaux : le régulateur de tension, le dispositif d'excitation et l'alternateur qui constitue l'objet à régler.

Rappelons que ce dernier est raccordé par l'intermédiaire d'un transformateur de tranche à un réseau supposé de puissance infinie.

II. 2 - MODELE MATHEMATIQUE DE L'ALTERNATEUR :

Cette partie d'étude consiste à la présentation de l'ensemble des équations formant le modèle ma-

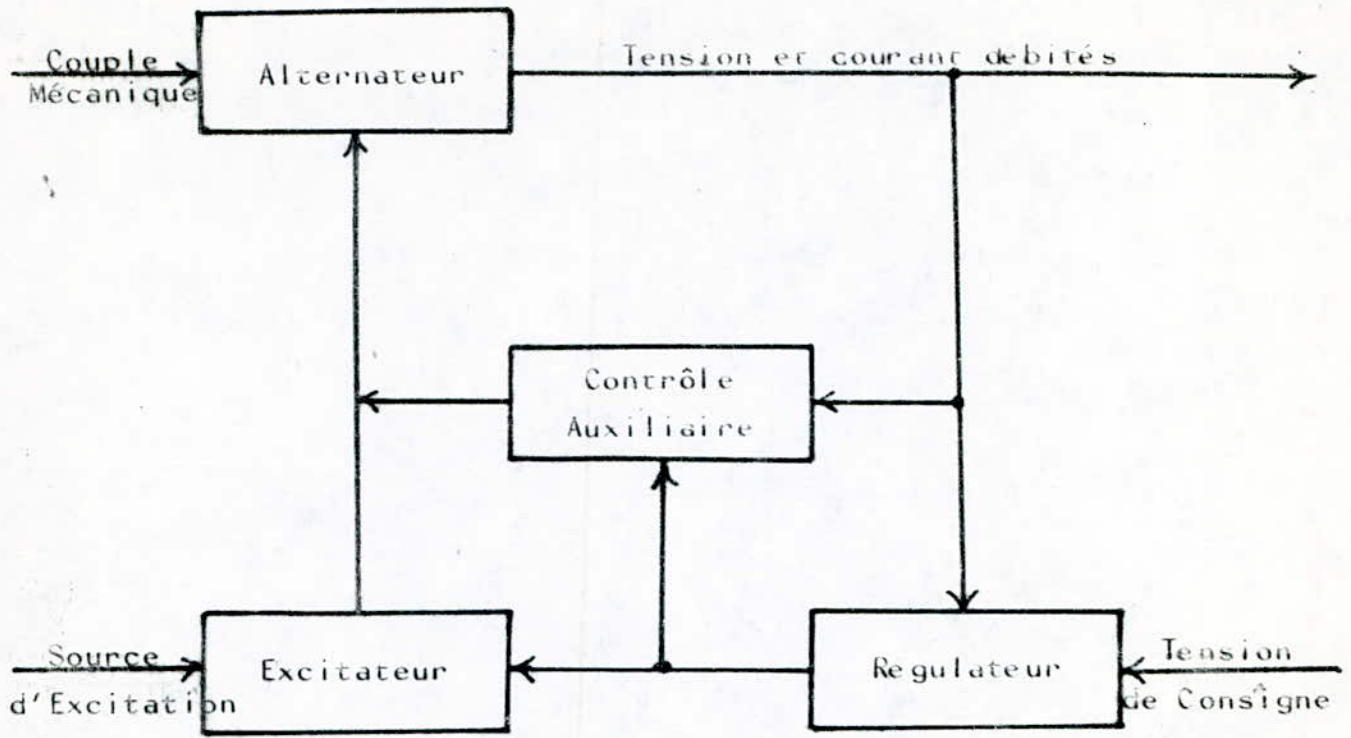


Fig. (11.1) - SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME DE REGULATION.

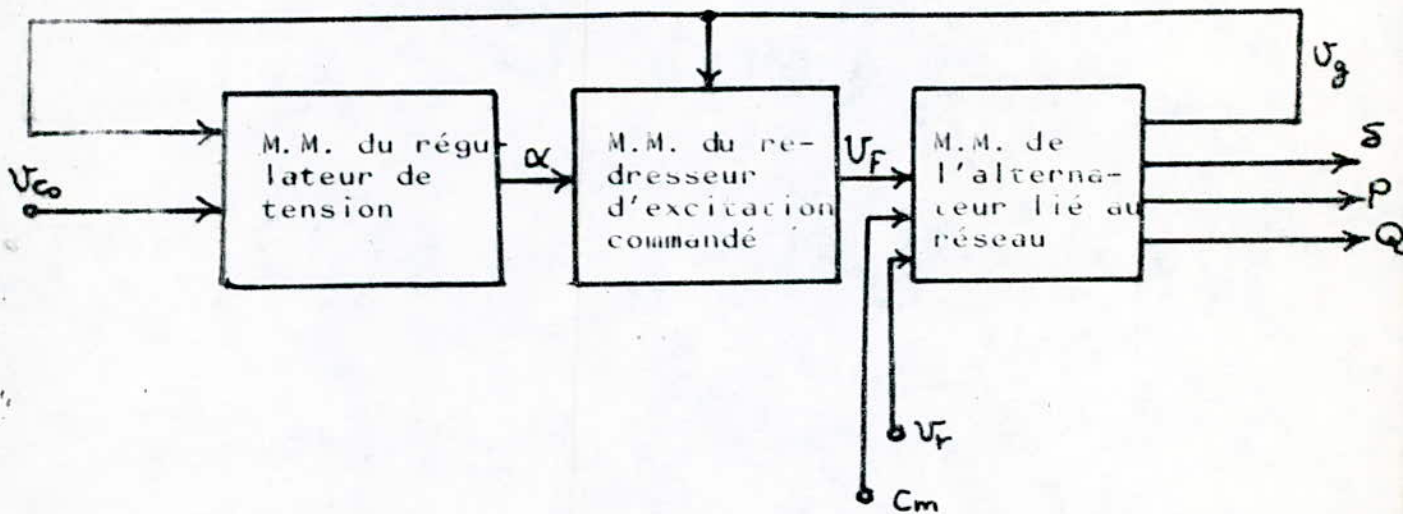


Fig. (11.2) - GRANDEURS D'ENTREE ET DE SORTIE DU MODELE MATHEMATIQUE DU SYSTEME DE REGULATION ETUDIE.

thématique de l'alternateur dans le système à deux axes, selon la méthode imaginée par Blondel en régime permanent puis par Park en régime transitoire.

Notons qu'on introduit, l'utilisation des valeurs réduites qui sont d'un usage tout à fait général dans la littérature technique et qui sont associées à la notion de grandeurs nominales [A1.].

En vue de simplifier cette étude, on est amené à porter des hypothèses essentielles qui sont les suivantes :

- l'absence de saturation du circuit magnétique, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- hypothèse dite "sinusoïdale" ; c'est-à-dire, on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase de l'induit ;
- on suppose aussi que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements (inducteur, induit, amortisseur) sont parcourus par des courants ;
- en outre on suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence de l'effet pelliculaire).

La machine synchrone étudiée peut être représentée schématiquement par la fig. (11.3).

11. 2.1. Equations électriques, magnétiques et mécaniques :

Le comportement d'une machine synchrone en régime transitoire est entièrement déterminé par les équations [5] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = - \frac{d\varphi_d}{dt} - \varphi_q \omega_r - r_a i_d \\ v_q = - \frac{d\varphi_q}{dt} + \varphi_d \omega_r - r_a i_q \\ v_o = - \frac{d\varphi_o}{dt} - r_a i_o \end{array} \right. \quad (2.1)$$

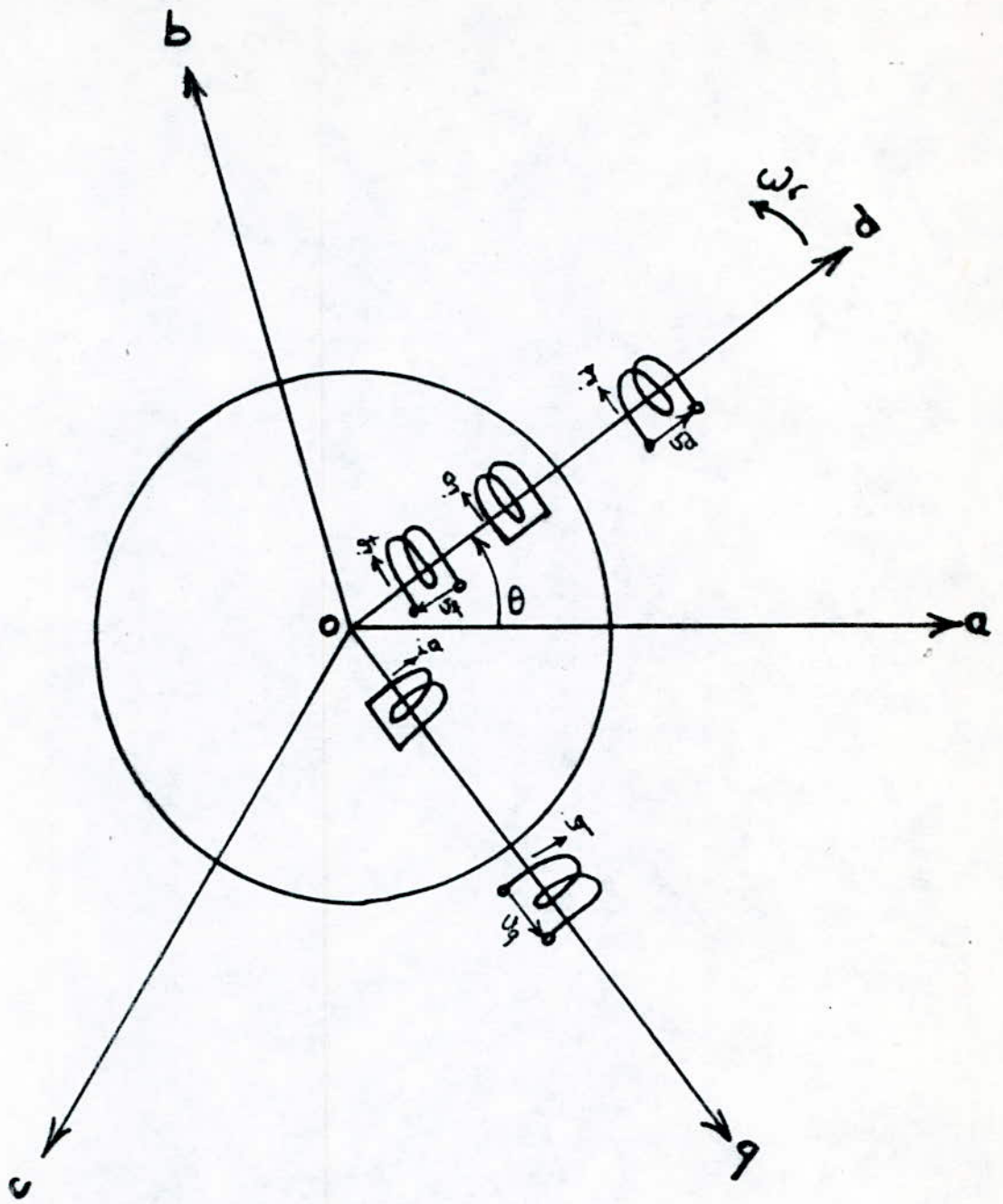


Fig. (11.3) - REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE
MACHINE SYNCHRONE SELON LES DEUX AXES.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_f = r_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = r_D i_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ 0 = r_Q i_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_f \\ \phi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & m_{af} & m_{aD} \\ m_{af} & l_{ff} & m_{fD} \\ m_{aD} & m_{fD} & l_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_q & m_{aQ} \\ m_{aQ} & l_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\phi_o = l_o i_o \quad (2.5)$$

$$C_m - C_e = \frac{2H}{w} \cdot \frac{dw_r}{dt} \quad (2.6)$$

$$C_e = w (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.7)$$

Les équations électriques et magnétiques forment un système d'équations différentielles qui sont linéaires, seulement si la vitesse peut être considérée comme constante. C'est-à-dire qu'on s'intéresse surtout aux premiers instants suivant la perturbation, autrement dit lorsque les variations de vitesse peuvent être négligées dans les équations de Park.

De plus, on considère que toutes les perturbations concernent les trois phases de l'induit de la même manière (pas de déséquilibre), il résulte qu'il n'y a pas de composante homopolaire.

11. 2.2. Forme opérationnelle des équations :

Les équations différentielles étant linéaires ($w_p = w = \text{cte}$) et les conditions initiales étant des constantes.

On peut alors appliquer la transformation de Laplace aux variations de grandeurs électriques, afin de ne pas surcharger nos équations, le préfixe Δ ne sera pas introduit.

Et les équations (2.1), (2.2) deviennent :

$$\begin{cases} v_d = -p \phi_d - \phi_q w - r_a i_d \\ v_q = -p \phi_q + \phi_d w - r_a i_q \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} v_f = r_f i_f + p \phi_f \\ 0 = r_D i_D + p \phi_D \\ 0 = r_Q i_Q + p \phi_Q \end{cases} \quad (2.9)$$

En combinant les équations magnétiques (2.3), (2.4) avec les équations électriques et magnétiques en régime permanent ($p = 0$), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \frac{v_f}{p} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & m_{af} & m_{aD} \\ m_{af} & (l_{ff} + \frac{r_f}{p}) & m_{fD} \\ m_{aD} & m_{fD} & (l_{DD} + \frac{r_D}{p}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_q & m_{aQ} \\ m_{aQ} & (l_{QQ} + \frac{r_Q}{p}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Comme, le plus souvent, on s'intéresse à la connaissance des

grandeurs statoriques, et en vue de résoudre le système d'équations (2.8), on est donc amené à réduire le système (2.10) par élimination de i_f , i_D et à réduire le système (2.11) par élimination de i_Q , le résultat est de la forme :

$$\begin{cases} \vartheta_d = x_d(p) i_d + g_d(p) v_f \\ \vartheta_q = x_q(p) i_q \end{cases}$$

Et les fonctions de transfert s'écrivent sous la forme simplifiée, où apparaissent les constantes de temps caractéristiques des régimes transitoire et subtransitoire des machines synchrones.

$$x_d(p) = x_d \cdot \frac{(1 + pT'_d)(1 + T''_d p)}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})}$$

$$g_d(p) = \frac{m_{af}}{r_f} \cdot \frac{(1 + pT_p)}{(1 + pT'_{d0})(1 + T''_{d0} p)}$$

$$x_q(p) = x_q \cdot \frac{(1 + pT''_q)}{(1 + pT''_{q0})}$$

Du fait que l'ordre de grandeur usuel des constantes de temps vérifie les inégalités : $T'_d \gg T''_d$, $T'_{d0} \gg T''_{d0}$, on donne les expressions approchées ci-dessous, qui nous permettent par la suite de simplifier le modèle mathématique.

$$x_d(p) = x_d \cdot \frac{(1 + pT'_d)}{(1 + pT'_{d0})}$$

$$g_d(p) = \frac{m_{af}}{r_f} \cdot \frac{1}{(1 + pT'_{d0})}$$

$$x_q(p) = x_q$$

11. 2.3. Schémas équivalents :

Avec l'hypothèse dite de "l'égalité des inductances mutuelles" dans l'axe direct qui consiste à considérer que le flux d'induction commun à deux enroulements quelconques traverse inté-

généralement le troisième, autrement dit qu'il n'y a pas de lignes d'induction communes à deux enroulements et ne traversant pas le troisième.

De ce fait on a l'égalité suivante : $m_{af} = m_{ad} = m_{fd} = l_{md}$.

Par raison de cohérence, nous donnerons à m_{aQ} la notation

$$l_{mq} \text{ et } m_{aQ} = l_{mq}.$$

Alors, pour chaque enroulement, la différence entre son inductance propre et l'inductance commune traduit les fuites propres à cet enroulement.

Nous notons donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} l_d = l_{md} + l_a \\ l_{ff} = l_{md} + l_f \\ l_{DD} = l_{md} + l_D \end{array} \right. ; \quad \left\{ \begin{array}{l} l_q = l_{mq} + l_a \\ l_{QQ} = l_{mq} + l_Q \end{array} \right.$$

On admet que l'inductance de fuite du stator l_a est la même dans les deux axes, alors les équations (2.10), (2.11) s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \frac{v_f}{p} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (l_a + l_{md}) & l_{md} & l_{md} \\ l_{md} & (\frac{r_f}{p} + l_{md} + l_f) & l_{md} \\ l_{md} & l_{md} & (\frac{r_D}{p} + l_{md} + l_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (l_a + l_{mq}) & l_{mq} \\ l_{mq} & (\frac{r_Q}{p} + l_{mq} + l_Q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Ces deux systèmes peuvent amener aux schémas équivalents de la fig. (11.4).

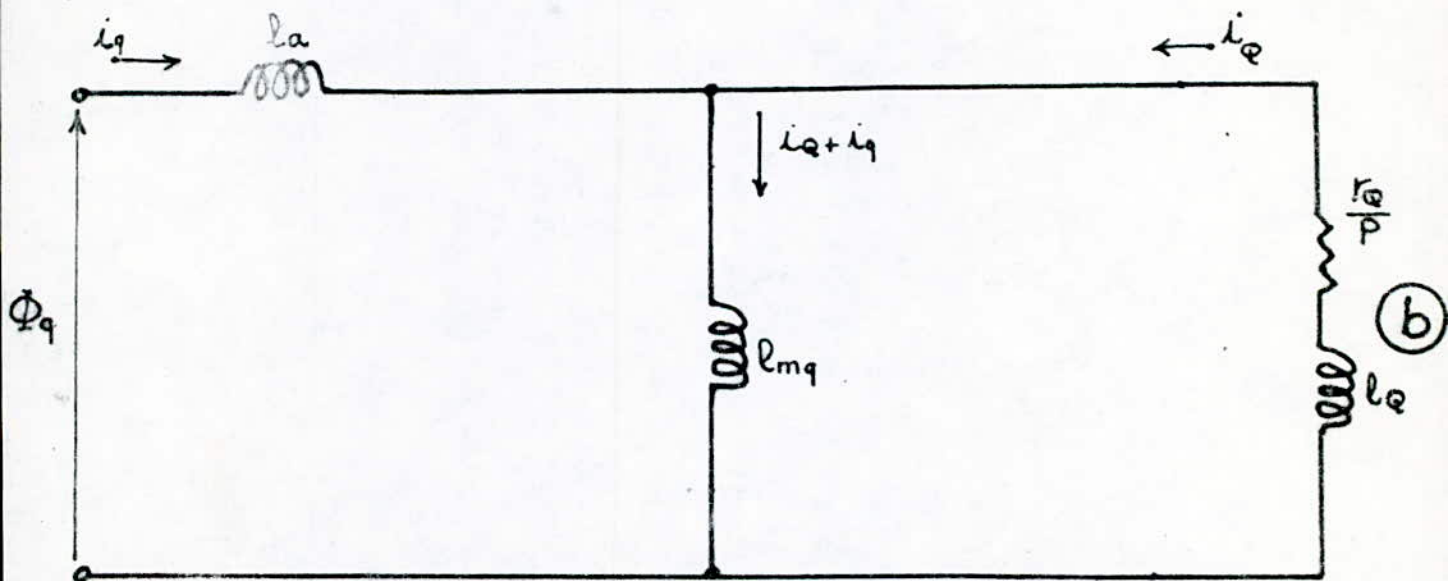
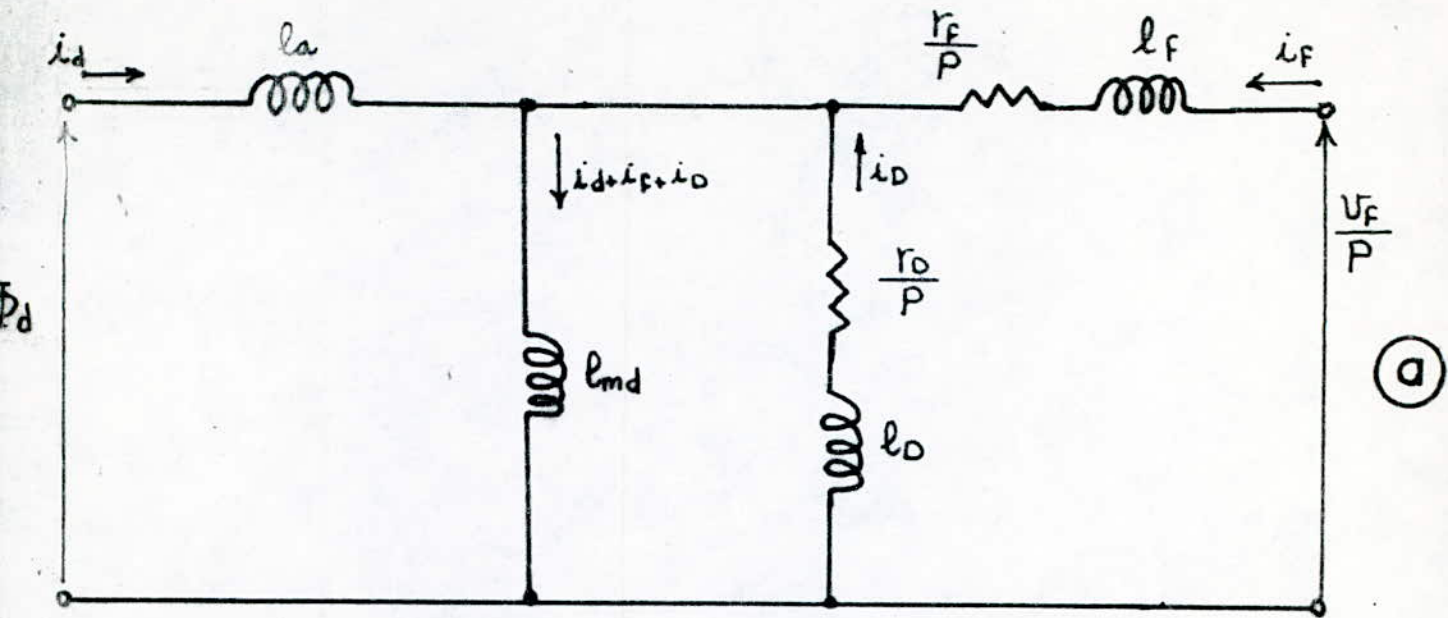


Fig. (11.4) - SCHEMAS EQUIVALENTS CONSIDERES D'ALTERNATEUR

(a) : dans l'axe direct

(b) : dans l'axe transversal

11. 2.4. Modèle mathématique simplifié :

Les simplifications portées au modèle sont les suivantes :

- négligence de la variation de w_r (en valeur réduite $w = 1$) ;
- négligence des termes en $\frac{d\vartheta}{dt}$ (F.e.m de transformation) devant les termes en $\vartheta \cdot w$ (F.e.m de rotation) tenant compte du fait que $|10| : p\vartheta q < 0,001 w \vartheta_d$ et $p\vartheta_d < 0,01 w \vartheta q$;
- négligence de la résistance d'induit r_a .

Après ces simplifications, on aboutit au modèle ci-dessous :

$$\begin{aligned} v_d &= - \vartheta_q \\ v_q &= \vartheta_d \\ \vartheta_d &= x_d(p) i_d + g_d(p) v_f \\ \vartheta_q &= x_q i_q \\ C_e &= (\vartheta_d i_q - \vartheta_q i_d) = P \\ Q &= \vartheta_q i_q + \vartheta_d i_d \\ (C_m - C_e) &= \frac{2H}{w} \cdot \frac{dw_r}{dt} \end{aligned}$$

A partir du diagramme de Blondel de la fig. (11.5) on sait que :

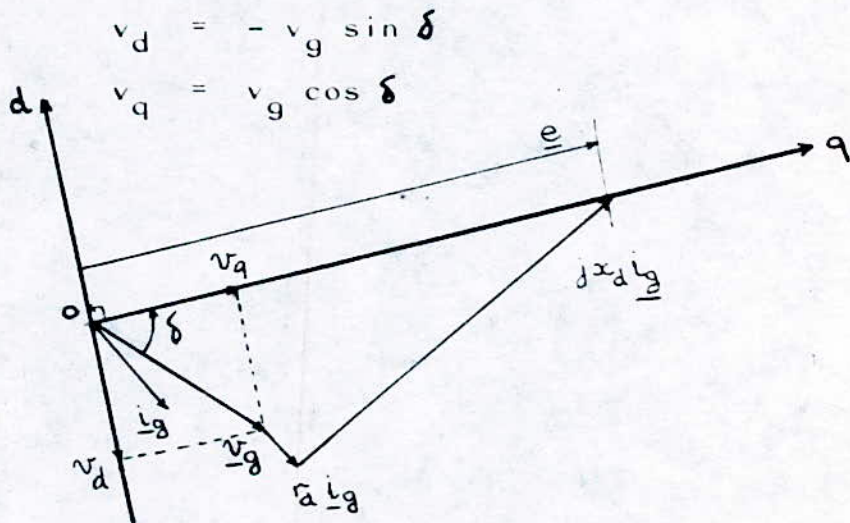


Figure (11.5) - DIAGRAMME DE BLONDEL EN VALEURS REDUITES AVEC $x_q \approx x_d$.

➤ Schéma - bloc du modèle mathématique simplifié de l'alternateur :

Ce modèle mathématique étant établi, il est intéressant de donner au terme de ce paragraphe, le schéma - bloc correspondant, représenté par la fig. (11.0).

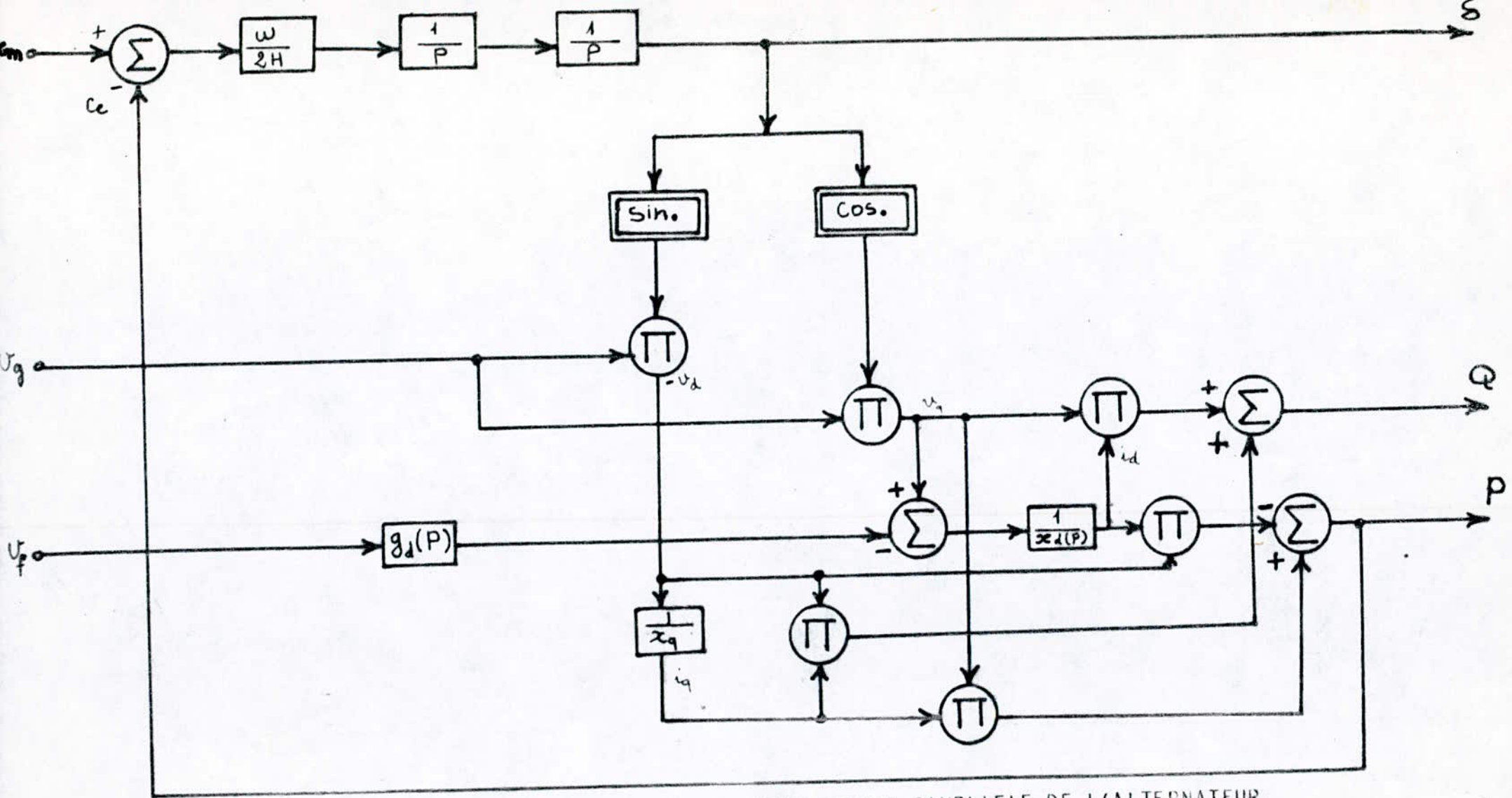


Fig. (II.6) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE L'ALTERNATEUR.

11. 3 - MODELE MATHEMATIQUE DU RESEAU DE RACCORDEMENT :

Un réseau de transport d'énergie comporte un grand nombre de machines synchrones interconnectées. Une perturbation survenant en un point quelconque du réseau affecte donc l'ensemble des machines et l'étude rigoureuse du processus nécessite en principe la prise en compte des régimes transitoires de toutes les machines.

Il serait très compliqué d'aborder d'emblée le problème sous cette forme et il est préférable de considérer d'abord le cas très fréquemment rencontré en pratique où la perturbation se produit au voisinage d'une machine synchrone qui sera de ce fait particulièrement affectée.

A l'égard de l'ensemble des autres machines, cette perturbation peut être considérée comme négligeable, du fait de la puissance considérable que ces machines représentent vis-à-vis de la machine étudiée. Dans ces conditions, le réseau vu des bornes de la machine considérée, peut être remplacé par une F.e.m triphasée constante, en série avec une impédance triphasée assimilée à une résistance r_e avec une inductance l_e .

Le schéma monophasé équivalent de ce raccordement est représenté par la fig. (11.7), sur laquelle on donne toutes les grandeurs en valeurs réduites.

La tension du réseau est alors caractérisée par la valeur réduite v_r et l'impédance de liaison par la résistance r_e et l'inductance l_e à laquelle on peut associer en régime permanent sinusoïdal la réactance, $x_e = l_e \omega$.

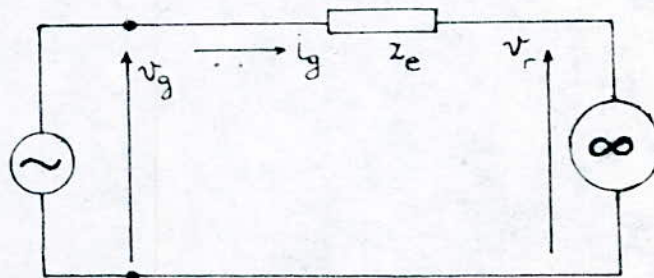


Fig. (11.7) - SCHEMA DE PRINCIPE DU RACCORDEMENT D'UN ALTERNATEUR A UN RESEAU DE PUISSANCE INFINIE.

11. 3.1. Régime permanent synchrone :

Pour établir l'équation caractérisant le comportement de la machine synchrone liée au réseau, il suffit d'adjoindre les deux équations suivantes :

$$\underline{e} = \underline{v}_g + r_a \underline{i}_g + j \chi_d \underline{i}_g \quad (2.14)$$

$$\underline{v}_g = \underline{v}_r + r_e \underline{i}_g + j \chi_e \underline{i}_g \quad (2.15)$$

A partir de ces deux équations, on obtient le diagramme de Blondel de la fig. (11.8).

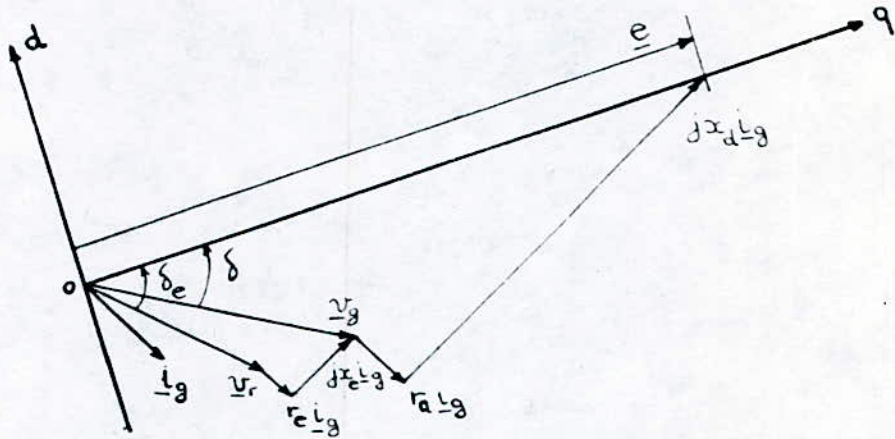


Fig. (11.8) - DIAGRAMME VECTORIEL REPRESENTANT LE REGIME PERMANENT SYNCHRONE D'UN TURBO-ALTERNATEUR RACCORDE A UN RESEAU PUISSANT.

Sur le diagramme de la fig. (11.8), on peut constater qu'un nouvel angle interne δ_e apparaît entre la tension \underline{v}_r et la F.e.m interne \underline{e} de la machine synchrone, qu'on appelle angle interne (angle de charge).

Ainsi, la prise en considération du raccordement à une source invariable de tension (réseau infini) permet de trouver le même paramètre δ_e dans le couple électromagnétique caractérisant le mouvement du rotor tel que :

$$C_m - C_e = \frac{2 H}{\omega} \cdot \frac{d^2 \delta_e}{dt^2} \quad ; \quad \frac{d \vartheta}{dt} = \omega_r = \omega + \frac{d \delta_e}{dt} \iff \frac{d \omega_r}{dt} = \frac{d^2 \delta_e}{dt^2}$$

Pour ce modèle, on s'intéresse particulièrement qu'à l'équation (2.15) qui est traduite par le diagramme de la fig. (11.9) sur laquelle on constate que :

$\delta_e = \delta + \delta_r$, et pratiquement δ_r est très faible donc $\delta_e \approx \delta$ et :

$$\cos \delta_r \approx 1 = \frac{v_r + r_e i_g \cos \varphi + \lambda_e i_g \sin \varphi}{v_g}$$

$$\Rightarrow v_g = v_r + r_e i_g \cos \varphi + \lambda_e i_g \sin \varphi$$

$$\begin{aligned} \text{si } P &= v_r i_g \cos \varphi & \Rightarrow i_g \cos \varphi &= \frac{P}{v_r} = P \\ Q &= v_r i_g \sin \varphi & i_g \sin \varphi &= \frac{Q}{v_r} = Q \end{aligned}$$

car $v_r = 1 = \text{constante}$.

$$\text{d'où : } v_g = v_r + r_e P + \lambda_e Q$$

et comme $r_e \ll \lambda_e$

$$\Rightarrow v_g = v_r + \lambda_e Q \quad (2.10)$$

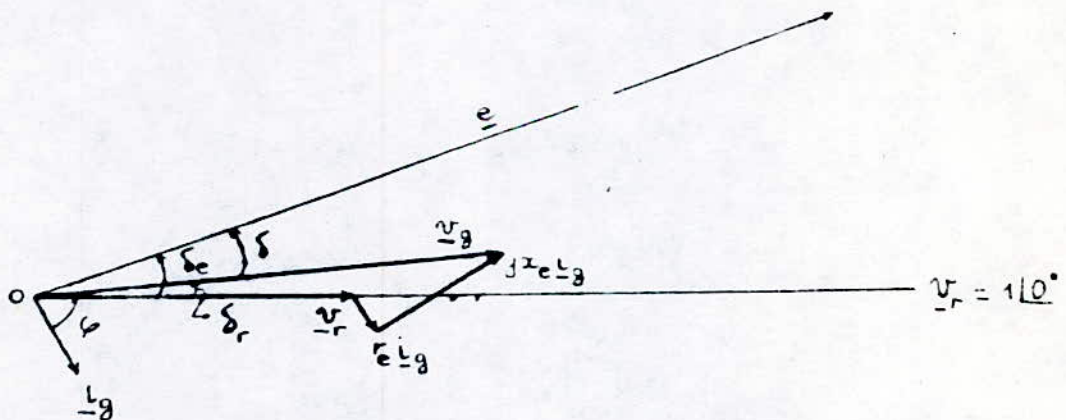


Fig. (11.9) - DIAGRAMME VECTORIEL REPRESENTANT LA TENSION AUX BORNES DE L'ALTERNATEUR.

11. 3.2. Modèle mathématique simplifié de l'alternateur lié au réseau :

En ajoutant l'équation (2.10) au modèle mathématique simplifié de l'alternateur seul, on obtient le modèle global (alternateur - réseau) représenté par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 v_d &= - \vartheta_q \\
 v_q &= \vartheta_d \\
 \vartheta_d &= x_d (p) i_d + g_d (p) v_f \\
 \vartheta_q &= x_q i_q \\
 v_d &= - v_g \sin \delta \\
 v_q &= v_g \cos \delta \\
 P &= C_e = (v_q i_q + v_d i_d) \\
 Q &= (- v_d i_q + v_q i_d) \\
 C_m - C_e &= \frac{2 H}{\omega} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} \\
 v_g &= v_r + x_e Q
 \end{aligned}$$

Ainsi, ce modèle mathématique obtenu, peut être représenté par le schéma - bloc de la Fig. (11.10).

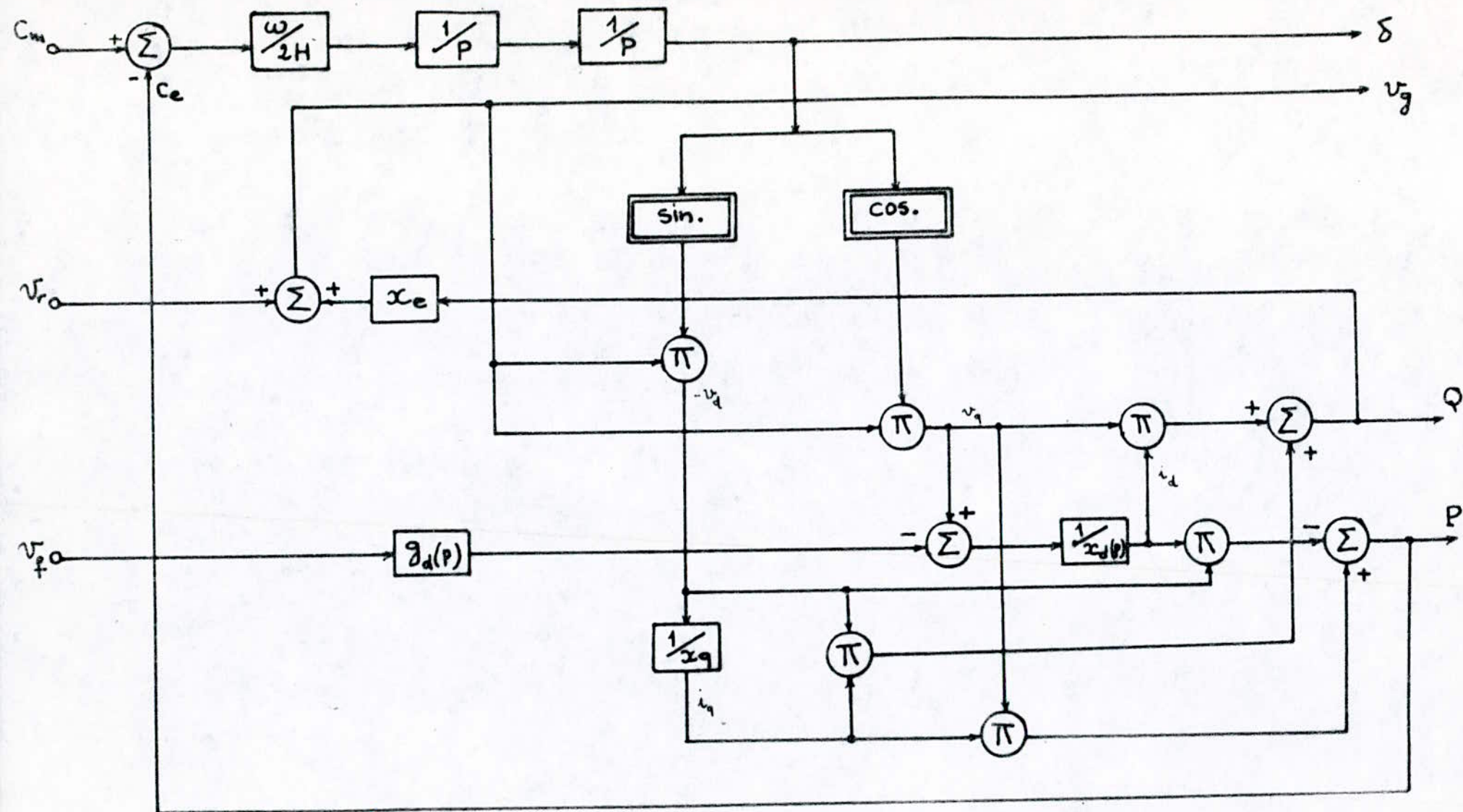


Fig. (11.10) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE L'ALTERNATEUR
LIE AU RESEAU.

11. 4 - MODELE MATHEMATIQUE DU REDRESSEUR D'EXCITATION COMMANDE :

Cette partie consiste à l'étude d'un exciteur à thyristors entièrement statique, alimenté par soutirage à l'aide d'un transformateur d'excitation T_f de coefficient de proportionnalité K_f , le schéma de principe est donné par la figure (11.11).

11. 4.1. Modèle mathématique simplifié :

En se référant à la Fig. (11.12) qui représente la caractéristique simplifiée du redresseur d'excitation commandé, on remarque une symétrie par rapport à l'axe des abscisses représentant la chute de tension $(\frac{x_c i_f}{K_f v_g})$, tel que :

les droites limitatives $A (\alpha = 0^\circ, \frac{i_f}{K_f v_g})$ et

$B (\alpha = 30^\circ, \frac{i_f}{K_f v_g})$ sont symétriques respectivement aux droites :

$$- A (\alpha = 0^\circ, \frac{i_f}{K_f v_g}) \text{ et } - B (\alpha = 30^\circ, \frac{i_f}{K_f v_g})$$

Notons qu'à l'intérieur de cette caractéristique on a [10] :

$$A (\alpha, \frac{i_f}{K_f v_g}) = \frac{v_f}{K_f v_g} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \cdot \frac{x_c i_f}{K_f v_g}$$

$$B (\alpha, \frac{i_f}{K_f v_g}) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos (\alpha - 30^\circ) - \frac{9}{\pi} \cdot \frac{x_c i_f}{K_f v_g}$$

11. 4.2. Modèle mathématique simplifié considéré :

En supposant que x_c est faible, la quantité $\frac{x_c i_f}{K_f v_g}$ diminue

et se rapproche de l'origine, d'où la nouvelle caractéristique de la Fig. (11.13), sur laquelle on considère uniquement la zone délimitée par les droites $\pm A (\alpha = 0^\circ, \frac{i_f}{K_f v_g})$,

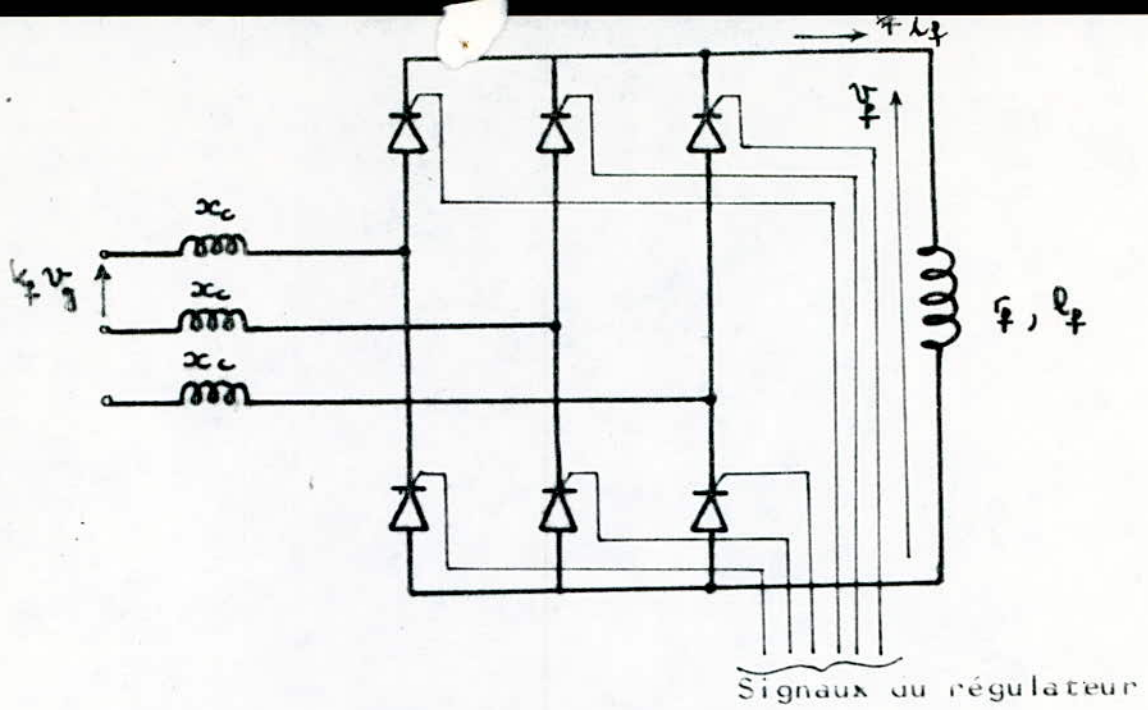


Fig. (II.11) - SCHEMA DE PRINCIPE
DU REDRESSEUR D'EXCITATION COMMANDE.

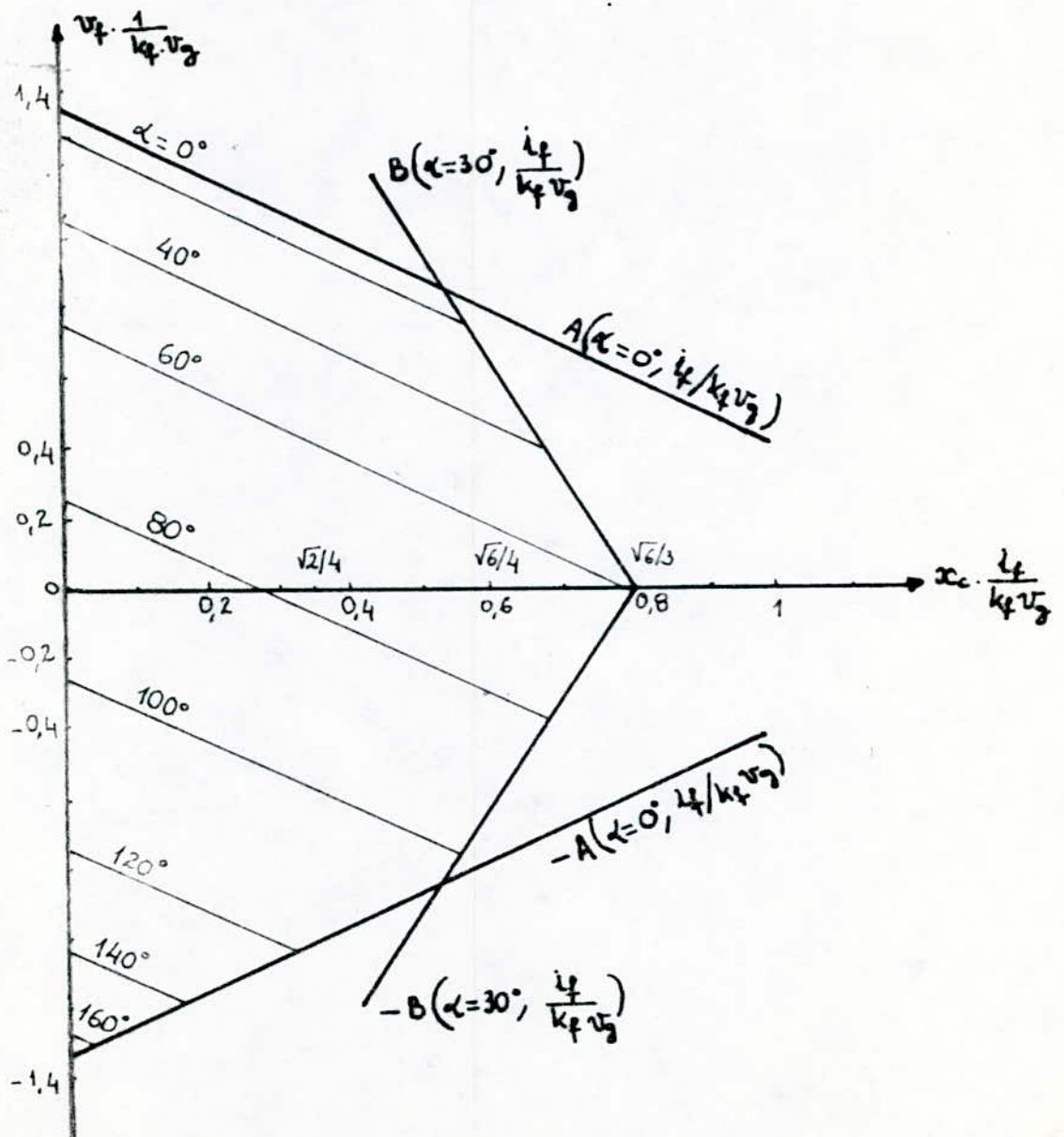


Fig. (II.12) - CARACTERISTIQUE SIMPLIFIEE
REDRESSEUR COMMANDE.

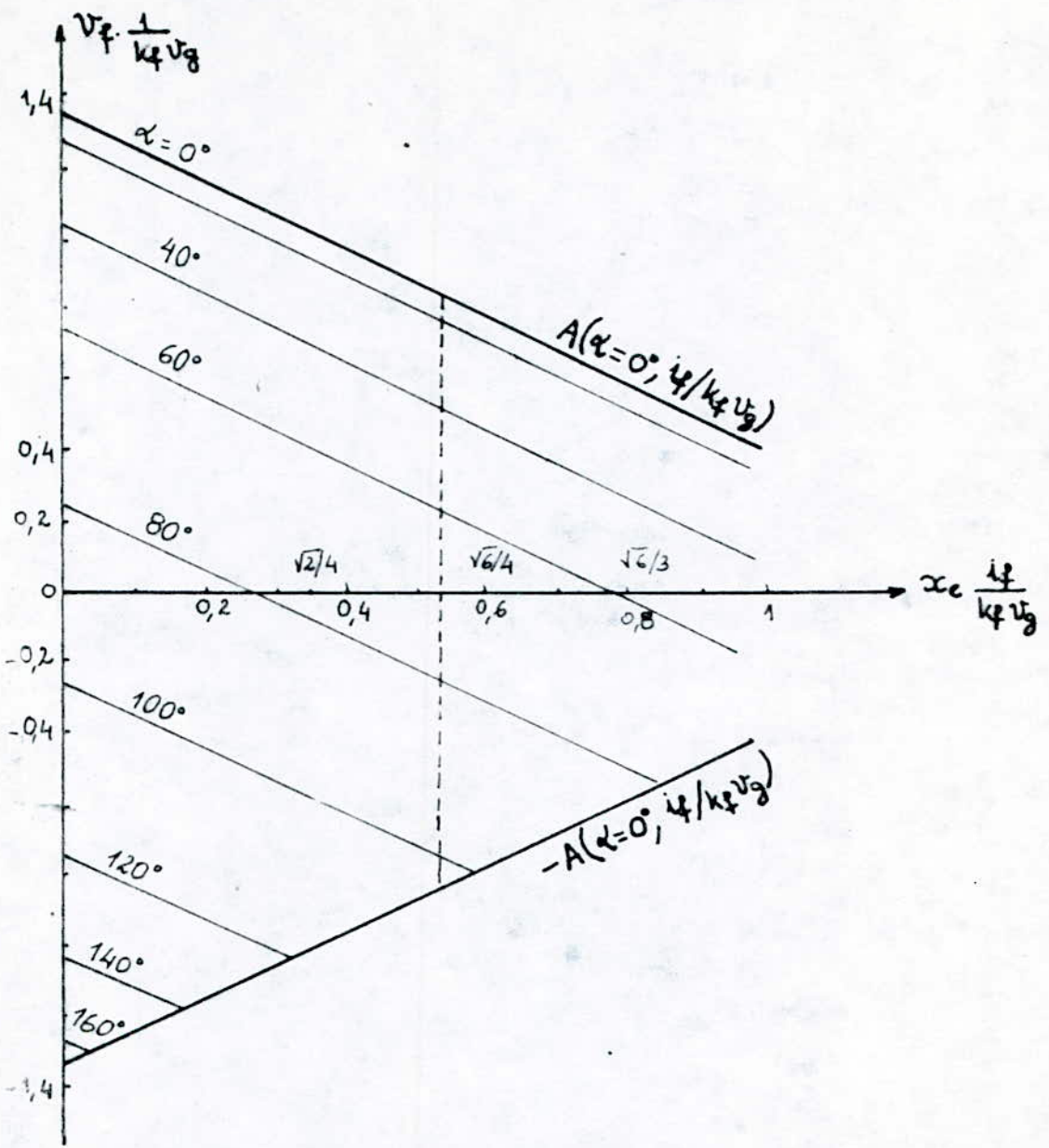


Fig. (11.13) - CARACTERISTIQUE SIMPLIFIEE CONSIDEREEDU REDRESSEUR D'EXCITATION COMMANDE.

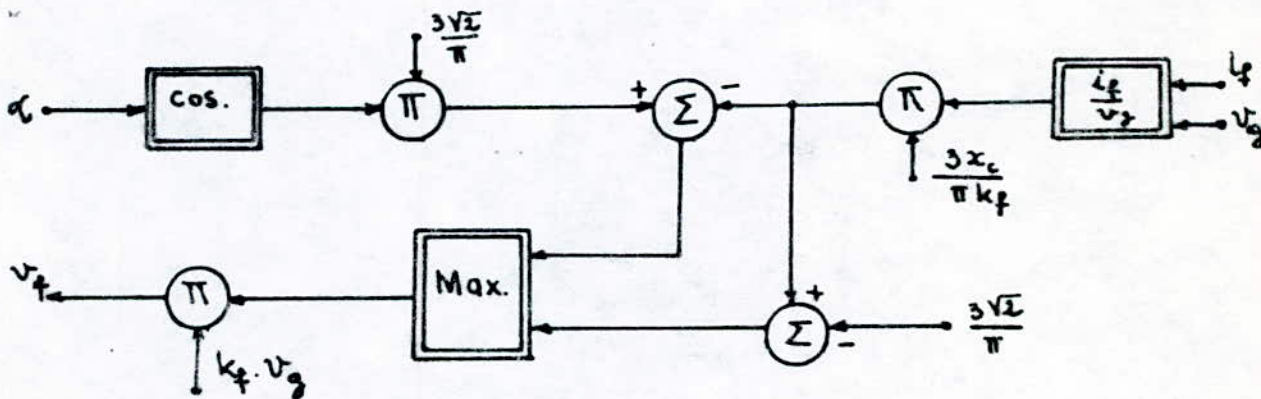


Fig. (11.14) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DU REDRESSEUR D'EXCITATION COMMANDE.

et la fonction $\frac{v_f}{k_f v_g} = \text{Max} \left[-A \left(\alpha = 0^\circ, \frac{i_f}{k_f v_g} \right), A \left(\alpha, \frac{i_f}{k_f v_g} \right) \right]$.

Notre modèle mathématique correspondant peut être traduit par le schéma - bloc de la Fig. (11.14).

Notons que notre modèle mathématique sera plus simplifié si on considère x_c très faible telle que $\frac{x_c i_f}{k_f v_g} \approx 0$, ce

qui est équivalent à dire que :

$v_f = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos \alpha \cdot k_f \cdot v_g$, et le schéma - bloc résultant est donné par la Fig. (11.15).

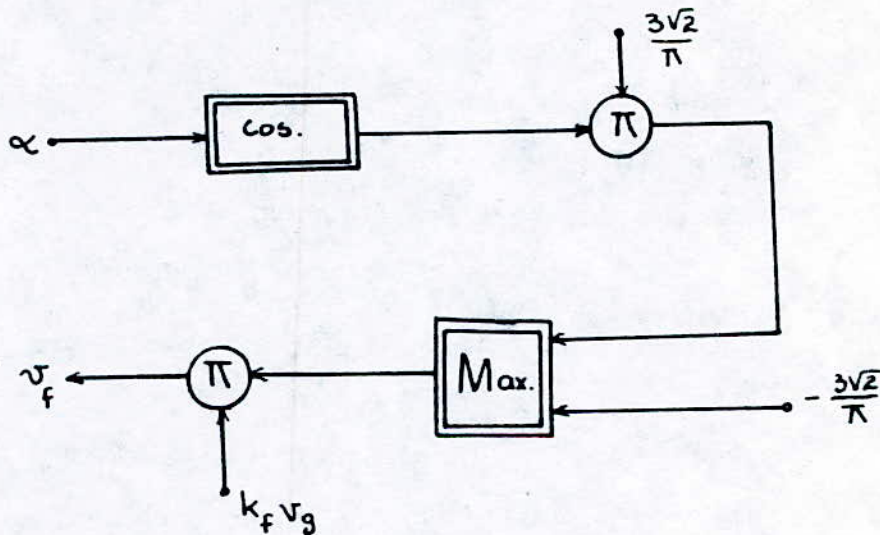


Fig. (11.15) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE PLUS SIMPLIFIE.

11. 5 - MODELE MATHEMATIQUE DU REGULATEUR DE TENSION :

11. 5.1. Régulation de tension et stabilité :

On a cherché à améliorer la stabilité statique en perfectionnant les régulateurs de tension.

On peut en effet montrer que pourvu que ceux-ci soient suffisamment rapides, et que les constantes de temps des excitatrices ne soient pas trop grandes, ils ont un effet favorable.

Pour répondre à ce souci, les régulateurs de tension ont souvent également été complétés par un limiteur d'angle interne commandant une augmentation rapide de l'excitation et par conséquent, la puissance synchronisante, dès que l'angle atteignait des valeurs dangereuses pour le maintien de la stabilité.

La seconde mission imposée aux régulateurs de tension est le maintien de la stabilité dynamique du réseau en cas des perturbations de grande amplitude, généralement causées par des court-circuits. Ici encore, les régulateurs de tension à action rapide ont une influence favorable.

La limitation et l'amortissement des oscillations de resynchronisation entre groupes générateurs à la suite de ces perturbations constituent une tâche importante des régulateurs.

La conception d'un régulateur se fait d'une manière à avoir : un réglage primaire de l'angle interne, c'est-à-dire la grandeur constituant la mesure la plus directe de la stabilité.

En ce qui concerne la stabilité dynamique, étant donné la puissance forcément limitée des excitatrices, on est amené à envisager par l'élimination rapide des conséquences des perturbations une succession de deux actions.

La première au plafond positif de l'excitateur, s'oppose à l'accroissement d'angle consécutif à une perturbation, avec la puissance maximale disponible.

Si la perturbation n'est pas trop importante, le rotor ayant passé par une position extrême reviendra vers une position d'équilibre dans le champ électro-magnétique du stator, suivant un mouvement d'autant plus accéléré que le plafond est élevé.

Il est clair qu'on obtiendra le retour à l'équilibre dans le minimum de temps en maintenant le plus longtemps possible l'accélération correspondant au plafond positif.

Puis en freinant brusquement avec le plafond négatif de l'excitateur, de façon à annuler l'écart angulaire du rotor par rapport à sa position d'équilibre.

11. 5.2. Exemple d'un système de régulation continue :

Il est toujours préférable que le système de contrôle soit à action continue, c'est-à-dire que le signal de contrôle soit toujours présent et exerce un effort proportionnel à l'erreur du système. Généralement les systèmes de contrôle d'excitation utilisés aujourd'hui sont de ce type.

Sur le diagramme de la Fig. (11.10), où le signal du régulateur est appliqué après amplification au dispositif excitateur, on analyse chaque bloc séparément.

a) - Transformateur de tension et redresseur :

Ce bloc est constitué par un transformateur de tension dont les secondaires sont connectés à un pont redresseur, afin d'avoir à la sortie une tension v_{dc} proportionnelle à la tension aux bornes de l'alternateur.

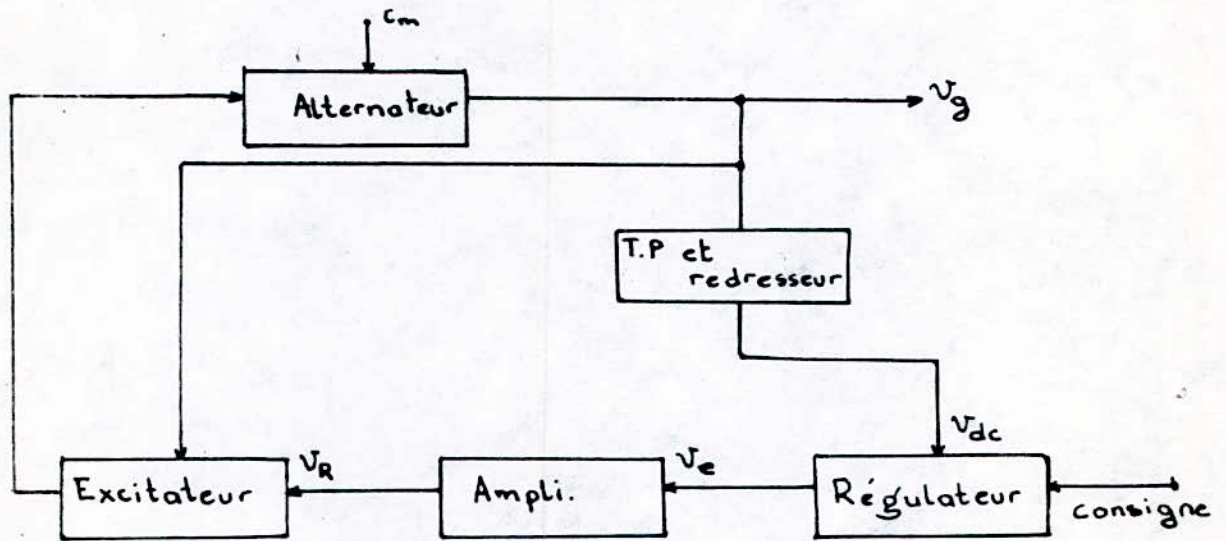


Fig. (11.16) - DIAGRAMME SIMPLIFIÉ D'UN SYSTÈME DE RÉGULATION.

Si on note cette dernière par v_g , on peut écrire :

$$v_{dc} = v_g \cdot \frac{K_R}{(1 + T_{RP})}$$

K_R : constante de proportionnalité
 T_R : constante de temps due au redressement.

Le retard réel pour ce système est très petit, et on peut admettre que $0 < T_R < 0,06$ s.

b) - Régulateur de tension et référence (comparateur) :
 Le deuxième bloc compare la tension v_{dc} à l'encontre d'une référence fixe, et fournit une tension de sortie v_e , appelée tension d'erreur qui est proportionnelle à la différence.
 i.e. $v_e = k (v_{co} - v_{dc})$, d'où le schéma - bloc de la figure (11.17).

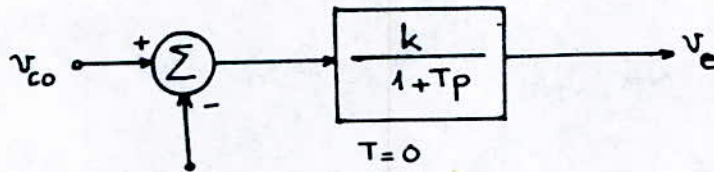


Fig. (II.17) - AMPLIFICATEUR D'ECART.

c) - Amplificateur :

Le bloc amplificateur du système d'excitation peut être un ampli - rotatif, magnétique, ou bien de façon concevable un ampli - électronique.

Pour n'importe quel type, on peut admettre une amplification de tension linéaire, K_A avec une constante de temps T_A tel que :

$$v_R = v_e \cdot \frac{K_A}{(1 + T_A P)}$$

Notons aussi que pour chacun de ces amplificateurs, une valeur de saturation doit être spécifiée, telle que :

$$v_{Rmin} < v_R < v_{Rmax}$$

Ces conditions sont montrées sur le schéma - bloc suivant :

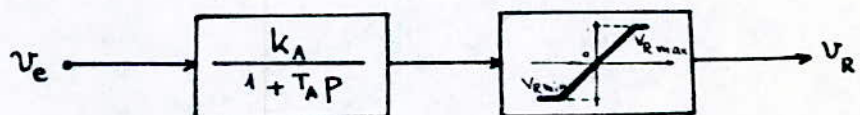


Fig. (II.18) - SCHEMA - BLOC DU REGULATEUR-AMPLIFICATEUR.

En rassemblant les différentes parties présentées ci-dessus on aboutit au schéma - bloc de la fig. (11.19).

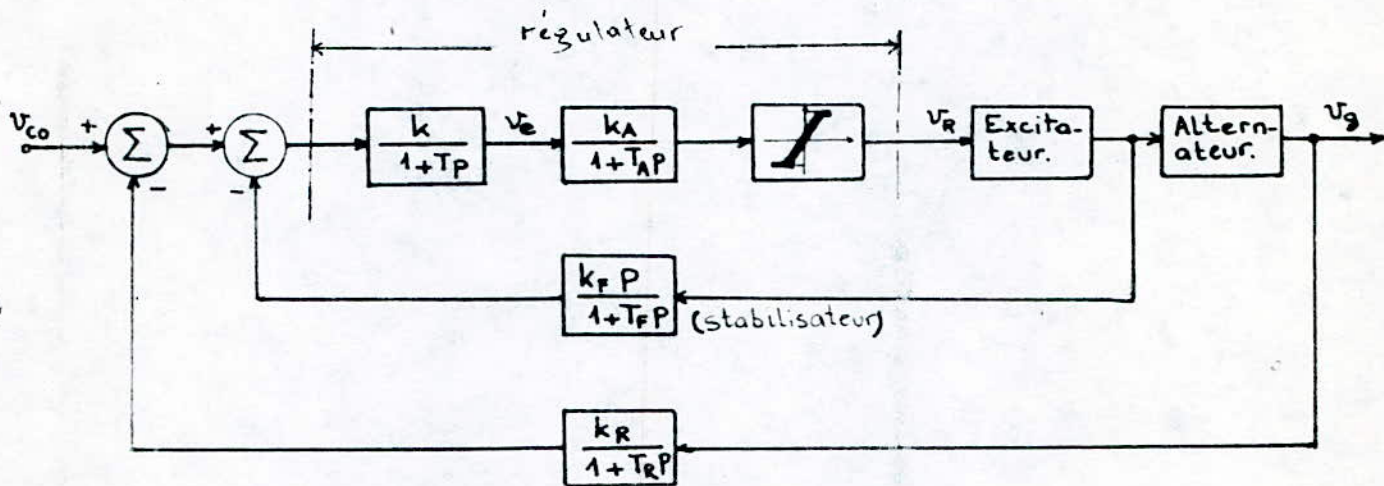


Fig. (11.19) - SCHEMA - BLOC DU REGULATEUR DE TENSION AVEC SES DIFFERENTES PARTIES [1].

K_F , T_F : gain et constante de temps du stabilisateur.

11. 6 - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DU SYSTEME DE REGULATION :

Après avoir étudié, les modèles mathématiques des différentes parties du système de régulation, il est intéressant de représenter l'ensemble par un seul schéma - bloc afin de pouvoir exploiter le système d'une façon concise.

Ce schéma est représenté par la Fig. (11.20).

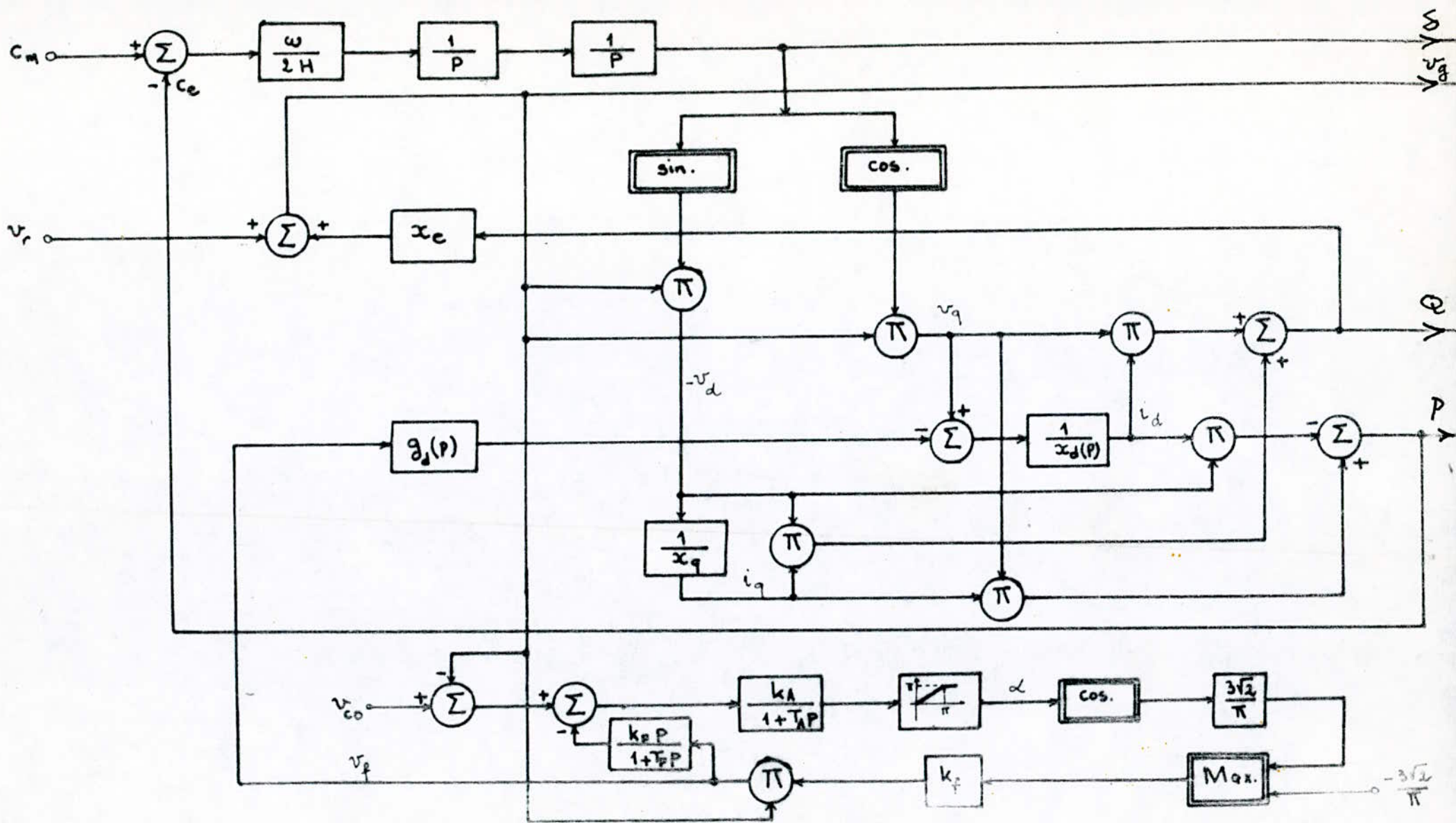


Fig. (11.20) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DU SYSTEME DE REGULATION.

CCIA

3

MODELE MATHEMATIQUE DE L'ALTERNATEUR POUR
DES REGIMES DE FONCTIONNEMENT DETERMINES.

III. 1 - MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE
L'ALTERNATEUR A VIDE :

Les calculs relatifs aux régimes transitoires des machines synchrones sont généralement longs, même dans les cas les plus simples, cependant nous allons présenter un, où l'alternateur est soumis uniquement à des variations de v_f .

Par ailleurs, en régime permanent synchrone, les équations électriques et magnétiques données au paragraphe (II. 2.2.) se réduisent à :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = - \vartheta_q \omega - r_a i_d \\ v_q = \vartheta_d \omega - r_a i_q \\ v_f = r_f i_f \end{array} \right. \quad (3.1) \quad \left\{ \begin{array}{l} \vartheta_d = l_d i_d + m_{af} i_f \\ \vartheta_q = l_q i_q \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Or, à vide : $i_d = i_q = 0$ et (3.2) devient : $\left\{ \begin{array}{l} \vartheta_d = m_{af} i_f \\ \vartheta_q = 0 \end{array} \right.$

en remplaçant dans (3.1) on obtient : $\left\{ \begin{array}{l} v_d = 0 \\ v_q = m_{af} \omega i_f = e \end{array} \right.$

En régime transitoire, et à partir du modèle mathématique indiqué au paragraphe (II. 2.4), on peut montrer que :

$$\begin{array}{ll} P = C_e = 0 & ; \quad v_d = - \vartheta_q = 0 \\ Q = 0 & ; \quad i_d = i_q = 0 \\ \delta = 0 & . \quad v_q = \vartheta_d = g_d(p) v_f. \end{array}$$

et le modèle se réduit à l'unique équation :

$v_g = v_q = g_d(p) \cdot v_f$, ce qui explique que toute variation de v_f peut être suivie par une variation de v_g à la sortie de l'alternateur, d'où la représentation du schéma - bloc rela-

tif à l'alternateur à vide avec son système d'excitation :
Fig. (III.1)

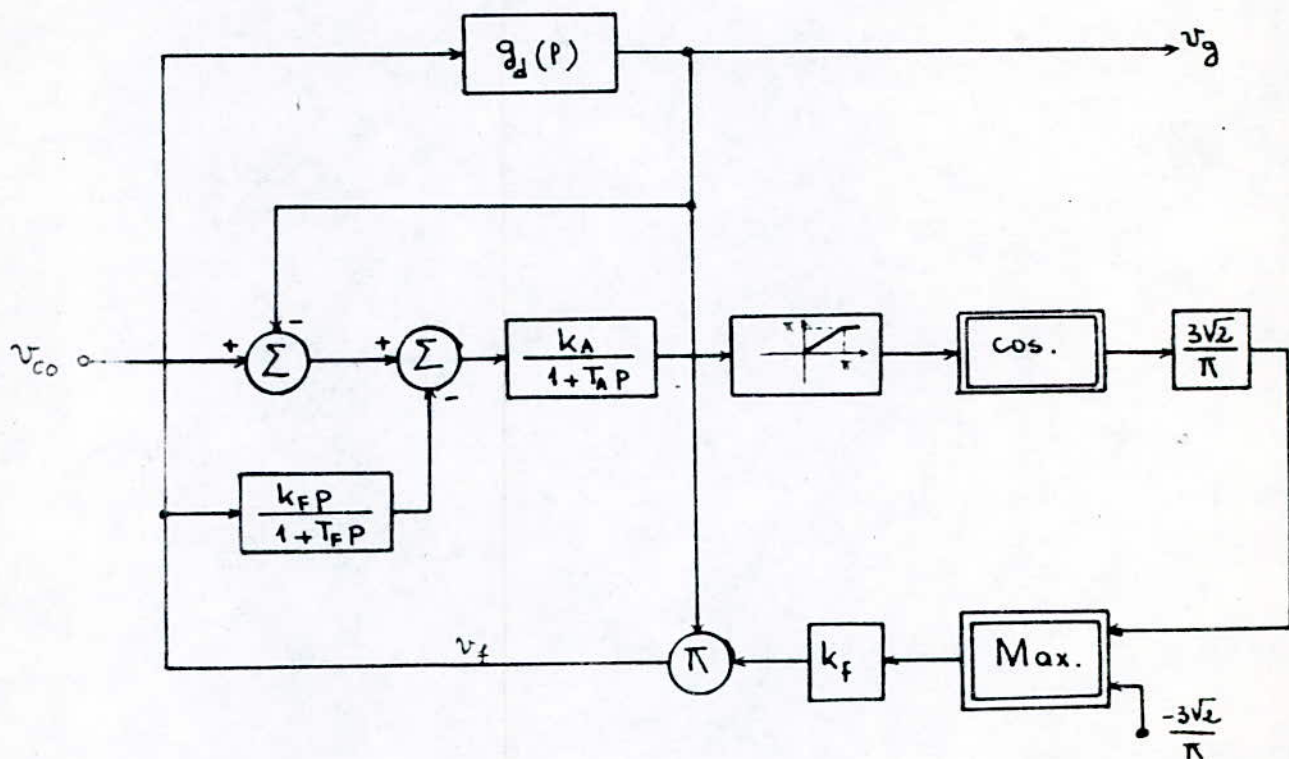


Fig. (III.1) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE L'ALTERNATEUR A VIDE AVEC SON DISPOSITIF D'EXCITATION.

III. 2 - MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE L'ALTERNATEUR LORS D'UN DECLENCHEMENT D'UNE CHARGE REACTIVE.

On suppose qu'à l'instant initial, l'alternateur débite sur une charge purement réactive, autrement dit la puissance active fournie est nulle.

Sachant que pendant le régime permanent Synchronisme la puissance active est donnée par :
$$p = \frac{E v_g}{\lambda_d} \sin \delta$$
,

par conséquent, $\delta = 0$, et en se basant sur le modèle mathématique représenté au paragraphe (II. 2.4), nous aboutissons aux relations suivantes :

à $\delta = 0$, $v_d = -\dot{\delta}_q = 0$ donc $i_q = 0$

d'où $Q = v_q i_d = v_g i_d$

Ainsi notre modèle se réduit aux équations :

$$\begin{cases} v_q = v_g = x_d(p) i_d + g_d(p) v_f \\ Q = v_g i_d \end{cases}$$

qui peuvent être représentées sur le schéma - bloc de la Fig. (III.2).

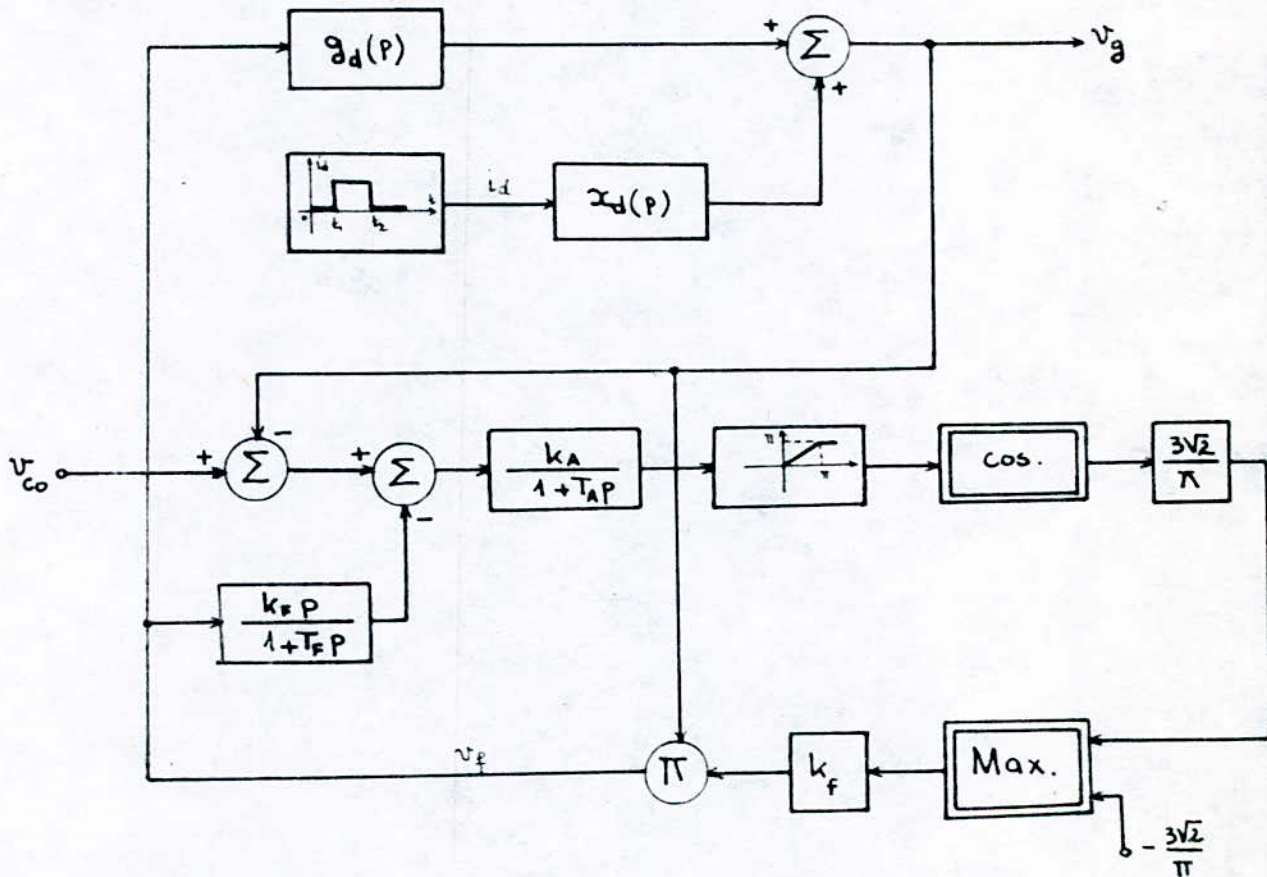


Fig.(III.2) - SCHEMA - BLOC DU MODELE MATHEMATIQUE SIMPLIFIE DE L'ALTERNATEUR POUR UN DECLENCHEMENT DE CHARGE REACTIVE, AVEC SON DISPOSITIF D'EXCITATION.

CCIA

4

IV. 1 - METHODE UTILISEE :

Pour la résolution du système d'équations, représentant notre modèle mathématique de l'alternateur lié au réseau, voir page |24|, et afin de vérifier ce dernier, on a utilisé une méthode numérique jugée satisfaisante selon l'algorithme suivant .

Notre système peut s'écrire sous la forme suivante .

$$\begin{aligned} f_1 (x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \\ f_2 (x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \quad (S) \quad , \\ f_n (x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \end{aligned}$$

en écriture plus condensée :

$$f_i (x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad , \quad 1 \leq i \leq n$$

On pose $X = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \mathbb{R}^n$

et on appelle Y^* solution du système (S), telle que :

$$Y^* = (y_1^*, y_2^*, \dots, y_n^*) \in \mathbb{R}^n$$

alors $f_i (y_1^*, y_2^*, \dots, y_n^*) = 0 \quad , \quad 1 \leq i \leq n$

a) - Recherche de la solution :

Pour chaque i on écrit le développement de Taylor de la fonction f_i au voisinage de λ , condition initiale supposée assez proche de la véritable solution Y^* pour que le développement limité à l'ordre 1, soit possible, donc :

$$\begin{aligned} f_i (x_1, x_2, \dots, x_n) &= f_i (x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*) + \\ &+ d f_i (x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*) \cdot (X - X^*) \end{aligned}$$

$$\text{or, } d f_i \cdot (X - X^*) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_j} (x_j^*) \cdot (x_j - x_j^*),$$

nous obtiendrons donc :

$$f_i(X) = f_i(X^*) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_j} (x_j^*) \cdot (x_j - x_j^*)$$

$$1 \leq i \leq n$$

On note $(x_j - x_j^*) = \Delta x_j$ et on cherche la solution $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ du système $f_i(X) = 0, 1 \leq i \leq n$.

Nous obtiendrons donc le système linéaire suivant :

$$\sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_j} (x_j^*) \cdot \Delta x_j = - f_i(X^*) \quad (S'), 1 \leq i \leq n$$

dont les inconnues sont $\Delta x_j, 1 \leq j \leq n$ et on obtient ensuite

$x_j = x_j^* + \Delta x_j$ et on réitère le procédé en partant de $x_j = x_j^* + \Delta x_j, 2 \leq j \leq n$ et à chaque fois on vérifie si : $|f_i(x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)| < \varepsilon$ ($\varepsilon = 10^{-2}$) et on s'arrête si c'est le cas.

b) - Détermination des inconnues Δx_j :

En posant $g_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} (x_j^*)$, on a la matrice carrée $G = (g_{ij}),$

$1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n$.

et S' devient :

$$G \cdot \Delta X = - F(X^*) \quad (S'') \quad \text{avec} \quad \Delta X = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix}$$

$$\text{et} \quad F(X^*) = \begin{bmatrix} f_1(X^*) \\ f_2(X^*) \\ \vdots \\ f_n(X^*) \end{bmatrix}$$

Le système (S'') est équivalent à :

$\Delta X = - G^{-1} \cdot F(X^*)$, mais comme le calcul de G^{-1} est numériquement ardu, on résoud plutôt le système (S'') par d'autres méthodes, notamment la méthode d'élimination dite de GAUSS, qui consiste à chercher une matrice G' triangulaire supérieure équivalente à G , donc un système de la forme :

$$g'_{11} \cdot \Delta x_1 + g'_{12} \cdot \Delta x_2 + \dots + g'_{1n} \cdot \Delta x_n = b'_1$$

$$0 \quad + g'_{22} \cdot \Delta x_2 + \dots + g'_{2n} \cdot \Delta x_n = b'_2$$

$$0 \quad + \dots = \dots$$

$$g'_{n-1,n-1} \cdot \Delta x_{n-1} + g'_{n-1,n} \cdot \Delta x_n = b'_{n-1}$$

$$0 \quad + g'_{n,n} \cdot \Delta x_n = b'_n$$

qu'on résoud par la méthode dite de la remontée suivant l'algorithme suivant :

$$\Delta x_i = \frac{1}{g'_{ii}} \left[b'_i - \sum_{j=i+1}^n g'_{ij} \cdot \Delta x_j \right] : i = n, n-1, n-2, \dots, 1.$$

et Δx_i s'obtient donc aisément par le calcul à rebours.

Voir organigramme, en annexe [A2.]

CONCLUSION

CONCLUSION.

L'élaboration d'un modèle mathématique d'alternateur, basé sur la théorie des deux axes dite de "Park", permet de simuler le comportement de cette machine et apporte une aide certaine à :

- l'évaluation de l'aptitude d'alternateur à supporter certaines contraintes ;
- la détermination des circuits de réglage et de protection ,
- l'amélioration des performances de l'alternateur.

Dans ce cadre, nous avons entrepris ce travail qui a pour objectif principal l'élaboration des modèles mathématiques des différents constituants du système de régulation.

Ayant été établi le modèle mathématique de l'alternateur, on a fait dégager des modèles relatifs à des régimes de fonctionnement déterminés, parmi lesquels :

- La machine à vide ,
- Le déclenchement d'une charge réactive.

Entre autres on a donné le modèle mathématique du système d'excitation comportant essentiellement le redresseur commandé et le régulateur de tension.

Il est à noter que la manipulation de tels modèles repose presque entièrement sur la simulation numérique et, afin de rendre commode cette manipulation, on est conduit à insérer des approximations simplificatrices à ces modèles.

Après quoi, on a donné l'ensemble des schémas-bloc représentant les modèles mathématiques sous leurs formes simplifiées.

Bien que cette modélisation paraît simpliste au départ, on est confronté à une difficulté majeure de résolution du système d'équations constituant le modèle mathématique. Sur ce modèle on a réalisé quelques essais (essais effectués sur HP 450), dans le but d'étudier la stabilité qui est lar-

gement basée sur le comportement de l'angle interne de la machine à la suite de petits accroissements du couple moteur appliqué à l'alternateur.

Les quelques résultats de calcul trouvés et qui ont été jugés insuffisants mettent en évidence que la méthode numérique qui a été mise en oeuvre n'était pas adéquate.

En ce sens nous espérons qu'une étude approfondie soit faite afin de parfaire l'utilisation du modèle mathématique considéré.

Nous espérons ainsi avoir mis un outil de travail d'une grande originalité à ceux qui par la suite l'utiliseront avec un plus grand profit.

Enfin et, au terme de ce mémoire, nous ne saurions terminer sans mentionner le fait que ce projet nous a permis d'acquérir des connaissances sur les procédés de programmation en général et sur la modélisation numérique plus précisément.

ANNEXE

ANNEXES.

A1. SYSTEME DE VALEURS REDUITES.

La notion de valeurs réduites est associée à la notion des grandeurs de base :

- puissance apparente nominale $S_n = 3 V_n I_n$

avec V_n : tension efficace simple nominale

I_n : courant nominal efficace de ligne

$Z_n = \frac{V_n}{I_n}$: impédance nominale.

A1. 1 - Grandeurs réduites relatives au stator.

- les valeurs de base associées aux courants et tensions sont les valeurs de crête nominales

$$i_d \text{ (p.u)} = \frac{i_d \text{ (A)}}{\sqrt{2} \cdot I_n} \quad , \quad i_q \text{ (p.u)} = \frac{i_q \text{ (A)}}{\sqrt{2} \cdot I_n} \quad ; \quad i_o \text{ (p.u)} = \frac{i_o \text{ (A)}}{\sqrt{2} \cdot I_n}$$

$$v_d \text{ (p.u)} = \frac{v_d \text{ (V)}}{\sqrt{2} \cdot V_n} \quad , \quad v_q \text{ (p.u)} = \frac{v_q \text{ (V)}}{\sqrt{2} \cdot V_n} \quad ; \quad v_o \text{ (p.u)} = \frac{v_o \text{ (V)}}{\sqrt{2} \cdot V_n}$$

- Les différentes puissances électriques (active, réactive, apparente) sont rapportées à la puissance apparente nominale $3 V_n I_n$.

- Les valeurs réduites des flux sont définies par référence à la tension de crête nominale ($\sqrt{2} \cdot V_n$) telles

que :
$$\varphi_{d,q,o} \text{ (p.u)} = \frac{\varphi_{d,q,o} \text{ (wb)}}{\sqrt{2} \cdot V_n} \quad | \ S \ |$$

- Si on prend le couple nominal $C_n = \frac{3 V_n I_n}{\omega}$ qui est défini par référence à S_n et ω la pulsation synchrone, on obtient les couples en valeur réduite :

$$C_e \text{ (p.u)} = \frac{C_e \text{ (N.m)}}{C_n} \quad ; \quad C_m \text{ (p.u)} = \frac{C_m \text{ (N.m)}}{C_n} .$$

Notons que par raison de commodité, on adopte les mêmes valeurs de base pour les grandeurs de phases (a, b, c) et les grandeurs d'axes (d, q).

A1. 2 - Valeurs réduites relatives à l'enroulement inducteur.

$$i_f \text{ (p.u)} = \frac{i_f \text{ (A)}}{I_{fb}} = \frac{i_f \text{ (A)}}{k_f \cdot \sqrt{2} I_n} \quad \begin{array}{l} I_{fb} : \text{ courant inducteur} \\ \text{de base.} \\ k_f : \text{ coefficient d'équi-} \\ \text{valence des courants} \\ \text{inducteur et induit,} \end{array}$$

$$k_f = \frac{I_{fb}}{I_n \cdot \sqrt{2}}$$

$$\text{de même : } v_f \text{ (p.u)} = \frac{v_f \text{ (V)}}{V_{fb}} = \frac{2k_f v_f \text{ (V)}}{3 V_n \sqrt{2}} \quad ;$$

$$\vartheta_f \text{ (p.u)} = \frac{\vartheta_f \text{ (wb)}}{V_{fb}} = \frac{2k_f \vartheta_f \text{ (wb)}}{3 V_n \sqrt{2}}$$

$$\text{avec } \frac{V_{fb}}{\sqrt{2} \cdot V_n} = \frac{3}{2 k_f} .$$

A1. 3 - Valeurs réduites relatives aux enroulements amortisseurs.

Le principe est le même que pour l'enroulement inducteur, on définit des courants de base I_{Db} et I_{Qb} d'où les coefficients d'équivalence :

$$K_D = \frac{I_{Db}}{I_n \cdot \sqrt{2}} \quad ; \quad K_Q = \frac{I_{Qb}}{I_n \sqrt{2}} \quad \text{de même on a :}$$

$$\frac{V_{Db}}{V_n \sqrt{2}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{K_D} \quad ; \quad \frac{V_{Qb}}{V_n \sqrt{2}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{K_Q}$$

$$i_D \text{ (p.u)} = \frac{i_D \text{ (A)}}{k_D I_n \sqrt{2}} \quad ; \quad i_Q \text{ (p.u)} = \frac{i_Q \text{ (A)}}{k_Q I_n \sqrt{2}}$$

$$\varnothing_D \text{ (p.u)} = \frac{\varnothing_D \text{ (wb)}}{V_{Db}} = \frac{2k_D \varnothing_D \text{ (wb)}}{3 V_n \sqrt{2}} \quad ;$$

$$\varnothing_Q \text{ (p.u)} = \frac{2k_Q \varnothing_Q \text{ (wb)}}{3 V_n \sqrt{2}}$$

A1. 4 - Valeurs réduites associées aux résistances et inductances :

- Résistances : $r_a \text{ (p.u)} = \frac{R_a \text{ (}\Omega\text{)}}{Z_n} = \frac{R_a \text{ (}\Omega\text{)} \cdot I_n}{V_n}$

$$r_f \text{ (p.u)} = \frac{R_f \text{ (}\Omega\text{)} I_{fb}}{V_{fb}}$$

$$r_D \text{ (p.u)} = \frac{R_D \text{ (}\Omega\text{)} \cdot I_{Db}}{V_{Db}} \quad ;$$

$$r_Q \text{ (p.u)} = \frac{R_Q \text{ (}\Omega\text{)} \cdot I_{Qb}}{V_{Qb}}$$

et compte tenu des relations des paragraphes A1. 2 et A1. 3 on peut avoir :

$$r_f \text{ (p.u)} = \frac{2k_f^2 R_f I_n}{3 V_n} \quad ; \quad r_D \text{ (p.u)} = \frac{2k_D^2 R_D I_n}{3 V_n} \quad ;$$

$$r_Q \text{ (p.u)} = \frac{2k_Q^2 R_Q I_n}{3 V_n}$$

- Inductances propres et mutuelles :

Les valeurs réduites de ces grandeurs sont définies comme le quotient du flux dû au courant de base par la tension de base, afin de conserver l'unité relative au temps :

$$I_d \text{ (p.u)} = \frac{L_d \text{ (H)} \cdot I_n}{V_n} ; \quad I_q \text{ (p.u)} = \frac{L_q \text{ (H)} \cdot I_n}{V_n} ;$$

$$I_o \text{ (p.u)} = \frac{L_o \text{ (H)} \cdot I_n}{V_n} .$$

de même :

$$I_{ff} \text{ (p.u)} = \frac{L_{ff} \text{ (H)} \cdot I_{fb}}{V_{fb}} ; \quad I_{DD} \text{ (p.u)} = \frac{L_{DD} \text{ (H)} \cdot I_{Db}}{V_{Db}} ;$$

$$I_{QQ} \text{ (p.u)} = \frac{L_{QQ} \text{ (H)} \cdot I_{Qb}}{V_{Qb}} .$$

compte tenu des relations déjà établies on obtient :

$$I_{ff} \text{ (p.u)} = \frac{2k_f^2 L_{ff} I_n}{3 V_n} , \quad I_{DD} \text{ (p.u)} = \frac{2k_D^2 L_{DD} I_n}{3 V_n} ,$$

$$I_{QQ} \text{ (p.u)} = \frac{2k_Q^2 L_{QQ} I_n}{3 V_n} .$$

on a aussi :

$$m_{af} \text{ (p.u)} = \frac{M_{af} \cdot I_{fb}}{\sqrt{2} V_n} ; \quad m_{aD} = \frac{M_{aD} I_{Db}}{\sqrt{2} V_n} ;$$

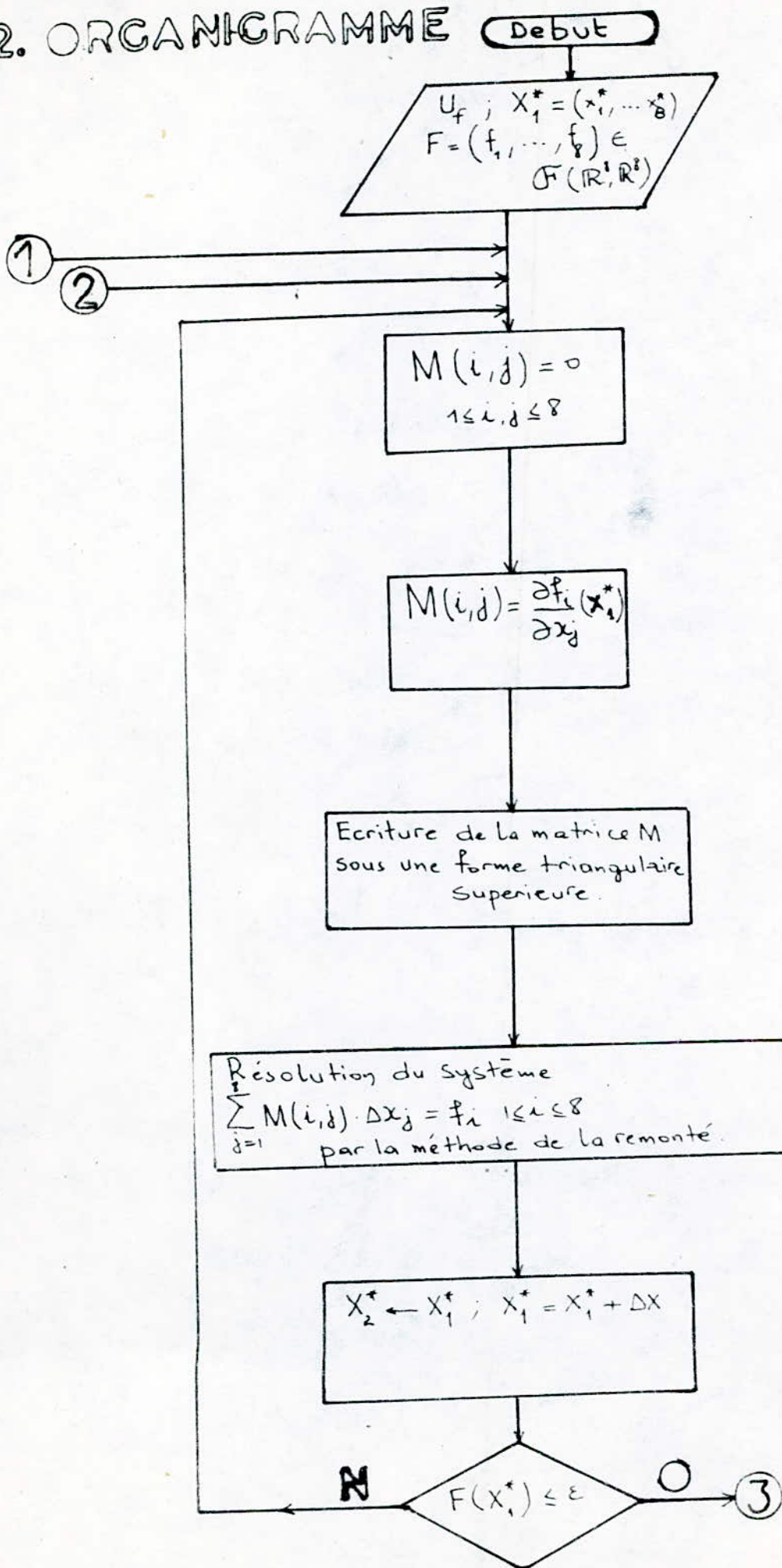
$$m_{fD} = \frac{M_{fD} I_{Db}}{V_{fb}} ; \quad m_{aQ} = \frac{M_{aQ} I_{Qb}}{\sqrt{2} V_n} .$$

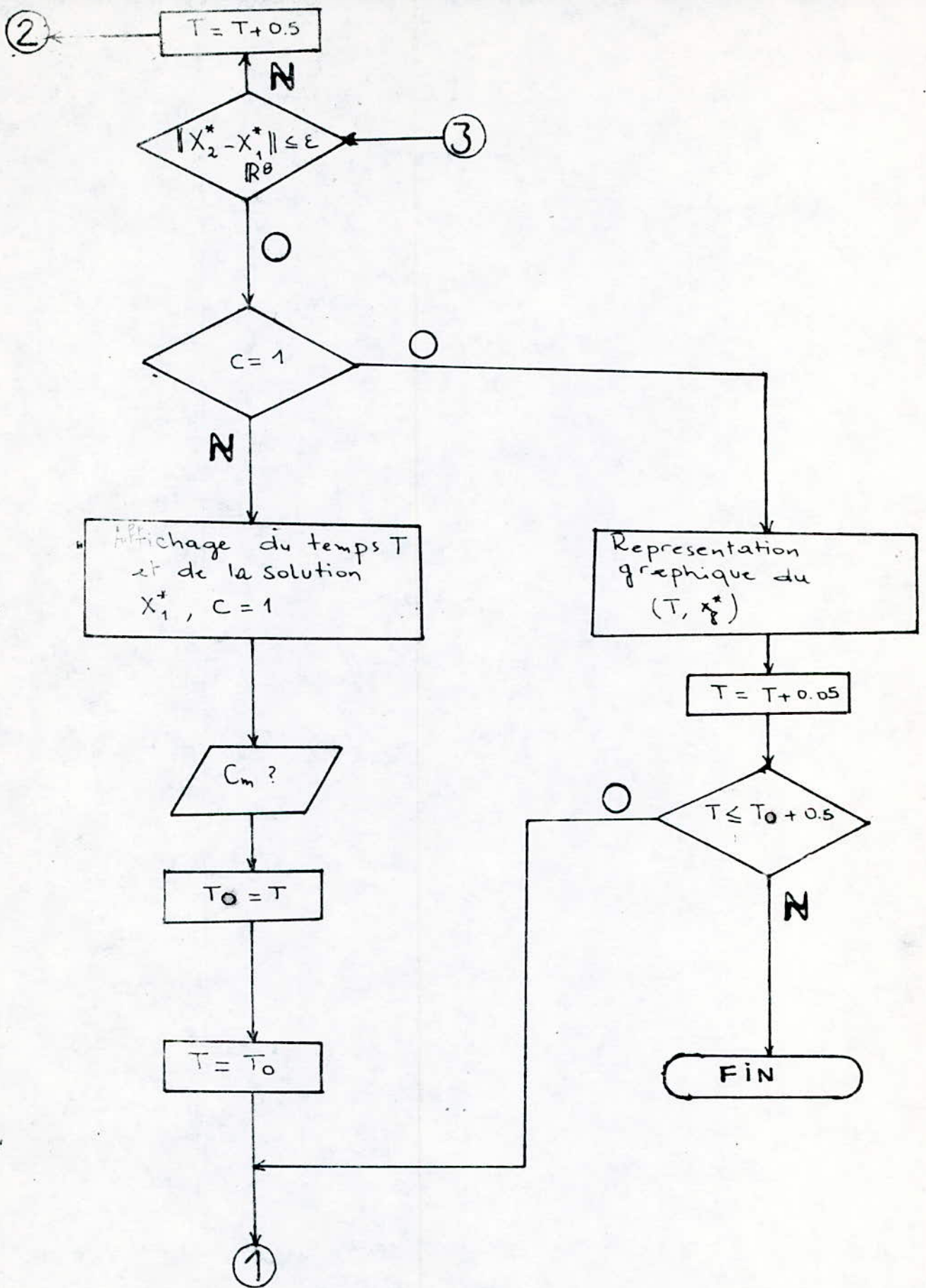
ce qui est équivalent à :

$$m_{af} \text{ (p.u)} = \frac{M_{af} k_f \cdot I_n}{V_n} ; \quad m_{aD} = \frac{M_{aD} k_D I_n}{V_n} ;$$

$$m_{fD} = \frac{2k_f \cdot k_D M_{fD} I_n}{V_n} ; \quad m_{aQ} = \frac{M_{aQ} k_Q I_n}{V_n} .$$

A2. ORGANIGRAMME





A3. CARACTERISTIQUES DE L'ALTERNATEUR.

Dans cette annexe, on trouve les caractéristiques de l'alternateur ainsi que les données numériques introduites dans le programme de simulation.

- caractéristiques :

$$S_n = 25 \text{ kVA}$$

$$\text{induit : } U_n = 400/231 \text{ V , } I_{gn} = 30 \text{ A ; } \cos\varphi_n = 0,8$$

$$\text{inducteur : } U_{fn} = 28 \text{ V ; } I_{fn} = 18,3 \text{ A ; } R_{f(20^\circ)} = 1,15$$

$$U_{fo} = 7,3 \text{ V.}$$

- données numériques :

$$T'_d = 0,11 \text{ s}$$

$$T'_{do} = 0,95 \text{ s}$$

$$x_d = 1,93$$

$$x_q = 0,97$$

$$r_e = 0,035$$

$$x_e = 0,1$$

$$J = 2,23 \text{ kg} \cdot \text{m}^2.$$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE.

- | 1 | - Anderson P.M. and Fouad A.A.
Power System Control and Stability
The IOWA State University Press, vol. 1, USA 1977.
- | 2 | - Reverchon A., Ducamp M.
Mathématique sur micro-ordinateur
T1. Analyse, Eyrolles, Paris 1984
- | 3 | - Boumahrat M., Gourdin A.
Méthodes Numériques Appliquées
O.P.U., El-Djazaïr 1983
- | 4 | - Naciri (E.M.I. - Maroc)
Traitement Numérique des Signaux de Court-Circuit
d'un Turbo-alternateur en Vue de sa Modélisation.
Premier Colloque Maghrébin sur les Modèles Numéri-
ques de l'Ingénieur organisé par l'U.S.T.H.B. (Alger)
O.P.U., vol. 1, Alger 1987
- | 5 | - Barret P.
Régimes Transitoires des Machines Tournantes Elec-
triques
Eyrolles, Paris 1982
- | 6 | - Barret P.
Machines Synchrones - Techniques de L'ingénieur
Electricité - Electrotechnique, D 492, Mars 1979,
pp. 1 - 8
- | 7 | - Robert P., Fortpied G.
Performance des Systèmes d'Excitation d'Alternateurs
CIGRE, Vol. 1, 23^e session 1970, p. 11 - 03
- | 8 | - Richard T. Byerly, Edward W. Kimbark
Stability of Large Electric Power Systems
IEEE Press, The Institute of Electrical and Elec-
tronics Engineers, Inc. New York 1974

- | 9 | - Tiliouine H., Benhaddad H.
Régulation de Tension d'un Alternateur - exemple
de la Centrale Thermique d'Alger - Port
Thèse d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique
d'Alger 1977
- | 10 | - Tiliouine H.
Evaluation de Simplifications de Modèles Mathéma-
tiques pour Systèmes de Régulation de Grands Tur-
bo-Alternateurs
Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de GDÁNSK
1985

