

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

STABILITE DYNAMIQUE
D'UNE MACHINE SYNCHROME - NOEUD INFINI
A L'AIDE DES MODES GLISSANTS
ET LES RESEAUX DE NEURONES

Proposé par :

Mr M.E.AGGOUNE
Mr F.BOUDJEMAA
Mr A.BENSENOUCI

Etudié par :

Mr M.L.OURARI
Mr N.NACEREDDINE

Dirigé par :

Mr M.E.AGGOUNE
Mr F.BOUDJEMAA
Mr A.BENSENOUCI

PROMOTION

JUIN 1992

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

STABILITE DYNAMIQUE
D'UNE MACHINE SYNCHROME - NOEUD INFINI
A L'AIDE DES MODES GLISSANTS
ET LES RESEAUX DE NEURONES

Proposé par :

Mr M.E.AGGOUNE
Mr F.BOUDJEMAA
Mr A.BENSENOUCI

Etudié par :

Mr M.L.OURARI
Mr N.NACEREDDINE

Dirigé par :

Mr M.E.AGGOUNE
Mr F.BOUDJEMAA
Mr A.BENSENOUCI

PROMOTION

JUIN 1992

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A ta mémoire père

A ma mère

A mon petit frère Matouk

A toute la famille

Larbi

Je dédie ce modeste travail

A ma chère mère

A mon cher père

A ma soeur Samira

A mes frères

A la mémoire de mes grands mères

A toute la famille

A mes amis (es)

Nafâa

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué sous la direction de Messieurs M.E. AGGOUNE, F. BOUDJEMAA et A. BENSENOUCI à qui nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance, pour l'attention et l'aide constante qu'ils ont manifestés et pour la confiance dont ils ont fait preuve à notre égard .

Nous tenons à remercier également Monsieur HALLAL pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de notre travail .

Que tous les Enseignants du Département Genie Electrique de l'ENP qui ont contribué à notre formation, trouvent ici notre profonde reconnaissance .

Nous ne pouvons manquer de remercier l'ensemble des Etudiants du Département Genie Electrique pour l'ambiance amicale qu'ils ont su créer et les idées fructueuses que nous nous sommes échangées.

Nous remercions particulièrement Yacine et Amirouche pour l'aide qu'ils nous ont apportée .

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I : MODELISATION DU SYSTEME
MACHINE - NOEUD INFINI

Introduction	4
I-1 Application de la transformation de Park	4
I-1-1 Equations électriques de la machine synchrone	6
I-1-2 Equations mécaniques	9
I-1-3 Expressions des F.E.M statoriques en pu	11
I-2 Etude du modèle linéaire	12
I-2-1 Hypothèses simplificatrices	12
I-2-2 Description du système étudié	12
I-2-3 Représentation d'état du modèle linéaire	18
I-3 Résultats de la simulation	20
Conclusions	21

Chapitre II : REGULATION DE TENSION
CLASSIQUE / PAR MODE DE GLISSEMENT

Introduction	22
II-1 Utilisation du régulateur classique type1	23
II-1-1 Etude du système d'excitation	23
II-1-2 Etude du régulateur de tension	25
II-1-3 Résultats de la simulation	28
Conclusions	29
II-2 Théorie de systèmes à structure variable	33
II-2-1 Configuration de base pour les S.S.V	33
II-2-2 Solution des systèmes dynamiques à second membre discontinu	34
II-2-3 Relations de base du réglage par mode de glissement	36

INTRODUCTION GENERALE

Le comportement dynamique des groupes de production d'énergie électrique est caractérisé par leur stabilité, c'est-à-dire leur aptitude à fonctionner au voisinage du synchronisme, en dépit des perturbations qui affectent normalement ou exceptionnellement le fonctionnement des réseaux électriques .

L'amélioration des performances des réseaux d'énergie électriques en exploitation reste un des principaux aspects de la recherche actuelle. Avec le développement des interconnexions l'apparition des oscillations de faible fréquence, au point de fonctionnement nominal, s'est avérée un problème d'étude très important. En effet, celles-ci sont nuisibles au bon fonctionnement du réseau et peuvent provoquer des fluctuations au niveau de la tension, de la fréquence et de la puissance transitée dans les lignes. [2]

Il est donc indispensable, que les oscillations soient de faible amplitude et amorties .

L'étude de stabilité des systèmes de puissance électrique affectés par de telles oscillations, désignée par la stabilité dynamique, nécessite un choix approprié d'un modèle mathématique décrivant les performances dynamiques du système en question .[1]

Ce choix, fera l'objet du chapitre I, dans lequel, un modèle linéaire adéquat est étudié pour décrire le comportement dynamique en régime permanent, d'une machine synchrone connectée à un réseau infini .

Nous concluerons ce chapitre par la présentation des résultats simulation du système, sollicité par des perturbations de faible amplitude .

La première partie du chapitre II, est consacrée à la régulation classique de la tension, en utilisant le régulateur (IEEE-Type1) [1]. L'influence de ce dernier sur les réponses dynamiques est illustrée par les résultats de la simulation .

Dans la seconde partie, nous introduirons une nouvelle technique de réglage se basant sur la théorie de la commande à structure variable .

L'électronique de puissance met à notre disposition des organes de commande qui possèdent un comportement discontinu par une action à deux positions avec une commutation rapide de l'une à l'autre .En commutation, cet organe de commande permet le changement de la structure d'un système donné .[3]

L'idée des S.S.V. a jailli à l'issue des travaux du mathématicien FILLIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu .

La théorie des S.S.V. et des modes glissants associés, est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation (ou de glissement), celle-ci doit être choisie judicieusement .

La technique des modes de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide de la logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre.[4]

On peut citer parmi les applications de cette technique, le réglage de position, de la vitesse et du couple de la machine asynchrone sur lesquels A.SABANOVIC a travaillé.[5]

H.BUHLER a traité l'exemple du moteur à courant continu.[3]

La contribution de G.P MATTEWS et R.A.DECARLO a porté sur la régulation par la commande à structure variable d'un système multivariable non linéaire, qui est représenté par une machine synchrone connecté à un réseau infini. Les résultats de simulation ont été également présentés.[10]

Conçus pour réaliser des millions d'opérations à la seconde, les supercalculateurs étaient toujours incapables de reconnaître des chiffres mal dessinés, ou d'apprendre à prononcer correctement un texte en dépit des pièges de phonétique. Néanmoins des architectures parallèles sont capables de le faire par un simple apprentissage en s'inspirant, avec l'aide de la neurobiologie, du meilleur modèle de la machine, rapide, polyvalente, et surtout douée d'une incomparable capacité d'auto-adaptation, le cerveau humain. Là, les réseaux de neurones sont nés. [17]

Le réseau de neurones se distinguent des modèles de reconnaissance de formes conventionnels par sa capacité de reconstruire des systèmes très complexes et de très grande nonlinéarités [16], c'est pourquoi, il sera opportun de les utiliser dans les systèmes de puissance [18, 19, 20] et particulièrement dans l'étude de la stabilité dynamique des réseaux électriques.

MODELISATION DU SYSTEME MACHINE SYNCHRONE-NOEUD INFINI

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous développerons un modèle mathématique de la machine synchrone connectée à un réseau infini, que nous utiliserons dans le calcul de la stabilité.

La description du comportement des machines électriques est facilitée par l'emploi des transformations concernant soit le couplage soit le référentiel.

Dans la première section, nous présenterons succinctement la transformation de Park appliquée aux équations fondamentales de la machine synchrone, permettant de mettre le système d'équations différentielles décrivant la machine sous la forme : $\dot{X}=f(X,u,t)$ ou sous la forme d'équations d'états : $\dot{X} = AX + BU$, si le modèle est linéaire ou linéarisé.

Nous adopterons enfin, dans la deuxième section, un modèle linéaire simplifié approprié au fonctionnement dynamique de la machine synchrone connectée au réseau, lorsqu'elle est sollicitée par des perturbations de faible amplitude.

I-1 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park implique la conversion des enroulements de la machine synchrone originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique, disposés selon les axes direct d et en quadrature q . Elle a pour effet aussi de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation. [6]

La machine synchrone triphasée comporte, au stator, trois enroulements de phase a, b et c, au rotor, un enroulement d'excitation f dont l'axe magnétique est l'axe d. Elle comporte également un certain nombre de barres d'amortisseurs qui sont représentés par deux enroulements en court-circuit équivalents D et Q suivant les axes direct et quadrature.

Nous considérons pour la convention de signe les phases statoriques comme génératrices de courant et l'enroulement d'excitation au rotor comme récepteur.

La figure 1.1 illustre la représentation schématique de la machine synchrone.

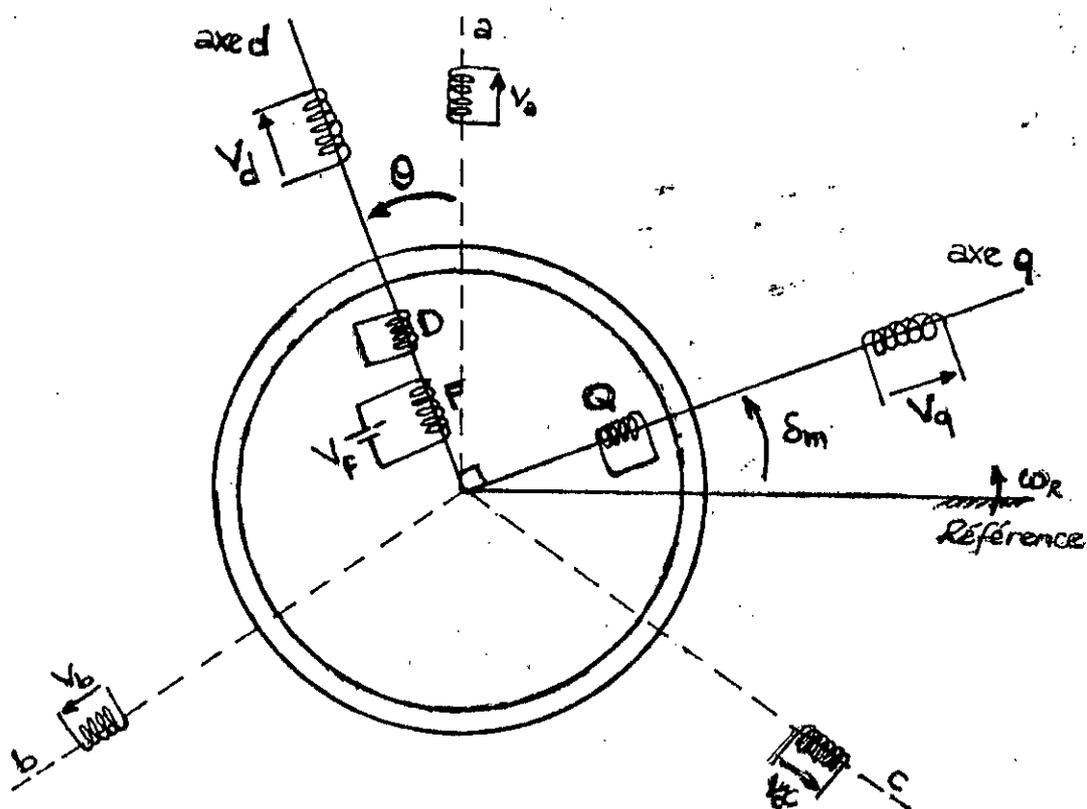


Fig. 1.1 Représentation schématique de la machine synchrone
- Modèle de Park -

I-1-1 EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MACHINE SYNCHRONE

La machine synchrone est décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 V_a &= -r_a I_a - \dot{\lambda}_a \\
 V_b &= -r_b I_b - \dot{\lambda}_b \\
 V_c &= -r_c I_c - \dot{\lambda}_c \\
 V_f &= r_f I_f + \dot{\lambda}_f \\
 0 &= r_D I_D + \dot{\lambda}_D \\
 0 &= r_Q I_Q + \dot{\lambda}_Q
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

où : V_k : la tension aux bornes de l'enroulement k
 I_k : le courant dans l'enroulement k
 λ_k : le flux dans l'enroulement k
 r_k : la résistance de l'enroulement k

Le flux magnétique dans les enroulements statoriques a pour expression :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ar} \\ L_{ra} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc} \\ I_{fDQ} \end{bmatrix} \tag{1.2}$$

avec :

L_{aa} : la matrice des inductances propres et mutuelles stator-stator .

L_{ar} , L_{ra} : les matrices des mutuelles stator_rotor et rotor-stator .

L_{rr} : la matrice des inductances propres et mutuelles rotor-rotor .

Soit P , la matrice de transformation de Park définie par :

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

C'est une transformation orthonormée (i.e $P^{-1} = P^t$), par conséquent, invariante en puissance.[1]

L'application de cette transformation aux équations (1.1) conduit au système d'équations électriques dans le référentiel (d,q,o) suivant :

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{abc} \\ V_{DQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{odq} \\ V_{DQ} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

où U_3 : matrice unitaire 3x3 .

Si on considère les composantes homopolaires nulles, dans le cas des systèmes équilibrés, on aurait :

avec :

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \\ V_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq} \\ I_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{dq} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$S = \begin{bmatrix} -\omega\lambda_d \\ \omega\lambda_q \end{bmatrix} ; R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} ; R_R = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dq} & L_m \\ L_m^t & L_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq} \\ I_{FDQ} \end{bmatrix} ; L_m = \begin{bmatrix} kM_f & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q \end{bmatrix}$$

$$L_{FDQ} = \begin{bmatrix} L_f & M_R & 0 \\ M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

I-1-1-1 EMPLOI DES GRANDEURS RELATIVES

Dans les études des réseaux électriques, il est préférable d'utiliser les grandeurs normalisées (ou réduites) vu la complexité du calcul numérique en grandeurs réelles.

Les grandeurs réduites sont définies par rapport à leurs valeurs nominales (ou de base) et sont exprimées en per unit (pu)

Pour la machine synchrone, le choix des grandeurs de base telles que la puissance apparente et la fréquence, est le même pour les circuits statoriques et rotoriques. Tandis que les autres grandeurs de base doivent être différentes, en effet, le niveau de tension au stator est nettement supérieur à celui du rotor. [1] Soient : V_B , I_B et ω_B les grandeurs de base statoriques.

V_{fB} , I_{fB} les grandeurs de base rotoriques.

A partir de ces grandeurs choisies, on peut calculer toutes les grandeurs de base désirées :

$$\begin{aligned}
 V_B &= R_B \cdot I_B & ; & & \omega_B &= 2\pi f_B & ; & & \lambda_B &= L_B \cdot I_B \\
 &= \omega_B \cdot \lambda_B & & & &= 2\pi / t_B & & & &= (X_B \cdot I_B / \omega_B)
 \end{aligned}$$

Ainsi, les grandeurs exprimées en p.u seront définies par :

$$x = X/X_B \quad [\text{pu}]$$

où X est la valeur réelle de la grandeur .

X_B sa valeur de base .

I-1-2 EQUATIONS MECANQUES

Le mouvement des masses tournantes de la machine synchrone est régi par l'équation mécanique ci-dessous :

$$J \cdot \ddot{\theta} - T_a \quad [N.m] \quad (1.5)$$

Avec J : le moment d'inertie des masses tournantes en $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$.

T_a : le couple d'accélération du rotor en $[\text{N} \cdot \text{m}]$.

θ : l'angle mécanique du rotor par rapport à un axe de référence fixe au stator en $[\text{rd}]$.

Pour une machine synchrone fonctionnant en génératrice nous pouvons écrire :

$$T_a = T_m - T_e - T_d$$

où :

T_m est le couple mécanique.

T_e est le couple électromagnétique.

T_d est le couple d'amortissement.

Il est plus commode de mesurer la position du rotor relative à un axe de référence au stator tournant à la vitesse synchrone, en supposant, bien entendu, que la fréquence du réseau est constante .

On déduit alors :

$$\theta = \omega_R t + \delta_m + \pi/2 \quad (1.7)$$

où : δ_m est la position de l'axe transversal q par rapport à l'axe tournant au synchronisme, ω_R est la vitesse synchrone .

Nous déduisons alors :

$$J \ddot{\delta} - J \dot{\omega} - T_e \quad [N.m] \quad (1.8)$$

Si p est le nombre de pôles de la machine synchrone, la relation donnant l'angle électrique en fonction de l'angle mécanique serait

$$\delta_e = \delta = (p/2)\delta_m \quad (1.9)$$

L'équation mécanique devient:

$$(2J/p) \ddot{\delta} - (2J/p) \dot{\omega} - T_e \quad (1.10)$$

En grandeurs relatives, l'équation (1.10) s'écrit :

$$\frac{2H}{\omega_R} \frac{d\omega_u}{dt_u} - T_{em} \quad [pu] \quad (1.11)$$

H est appelé constante d'inertie des masses tournantes, elle est donnée par :

$$H = W_c/S_B = (J\omega^2/2)/S_B \quad [s] \quad (1.12)$$

Si le temps t est exprimé en secondes (s), on aurait :

$$t(s) = t_u/t_B = t_u \cdot \omega_B \quad (1.13)$$

On a finalement :

$$2H \frac{d\omega_u}{dt} - T_{em} \quad [pu] \quad (1.14)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_R(\omega_u - 1) \quad [rd.s^{-1}]$$

La puissance et le couple électromagnétique sont donnés par :

$$P_t = v_a i_a + v_q i_q \quad (1.15)$$

$$T_e = i_q \lambda_d - i_d \lambda_q \quad (1.16)$$

Le couple d'amortissement est proportionnel à la vitesse de rotation :

$$T_d = D \cdot \omega \quad (1.17)$$

D étant la constante d'amortissement .

I-1-3 EXPRESSIONS DES F.E.M STATORIQUES EN PU

Dans le modèle de la machine synchrone, il est souvent désirable de correspondre le courant, le flux et la tension d'excitation à des f.e.m induites au stator. [1,2]

ainsi, on définit :

$$E'_q = \frac{1}{\sqrt{3}} (\omega_R \frac{kM_f}{L_f}) \lambda_f \quad (1.18)$$

$$E = \frac{1}{\sqrt{3}} (\omega_R kM_p) i_f \quad (1.19)$$

$$E_{\mu} = \frac{1}{\sqrt{3}} (\omega_R kM_p) \frac{V_f}{r_f} \quad (1.20)$$

Avec : E'_q : la f.e.m transitoire induite par le flux principal.

E : la f.e.m transitoire induite par le courant d'excitation.

E_{μ} : la f.e.m d'excitation .

I-2 ETUDE DU MODELE LINEAIRE

Dans la section précédente, nous avons présenté un modèle complet de la machine synchrone. Cependant cette représentation est extrêmement complexe, d'où la nécessité des simplifications. En effet, dans l'étude de la stabilité, le choix du modèle dépend non seulement de la nature de la perturbation mais aussi des facilités de calcul. [1,2]

Lors des faibles perturbations, le modèle linéaire simplifié reflète parfaitement le comportement de la machine synchrone.

I-2-1 HYPOTHESES SYMPLIFICATRICES

- L'effet des amortisseurs est négligé.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- La résistance des enroulements statoriques est négligée.
- Les f.e.m de transformation ($\dot{\lambda}'_d, \dot{\lambda}'_q$) sont négligeables devant les f.e.m de rotation ($\omega\lambda_d, \omega\lambda_q$).
- Les termes $\omega\lambda$ sont assimilés à $\omega_R\lambda$ (ω_R : vitesse synchrone).

I-2-2 DESCRIPTION DU SYSTEME ETUDIE

Pour illustrer l'étude du fonctionnement d'un réseau de puissance électrique, nous considérons une machine synchrone connectée à un réseau infini avec une charge locale.

Le réseau infini est représenté par une source de fréquence et de tension constantes en module et en argument. [1]

La figure (1.2) représente schématiquement le réseau électrique étudié.

I-2-2-1 EQUATIONS DU MODELE

Sous les hypothèses citées ci-dessus, les équations décrivant le système déjà cité, sont données en pu.

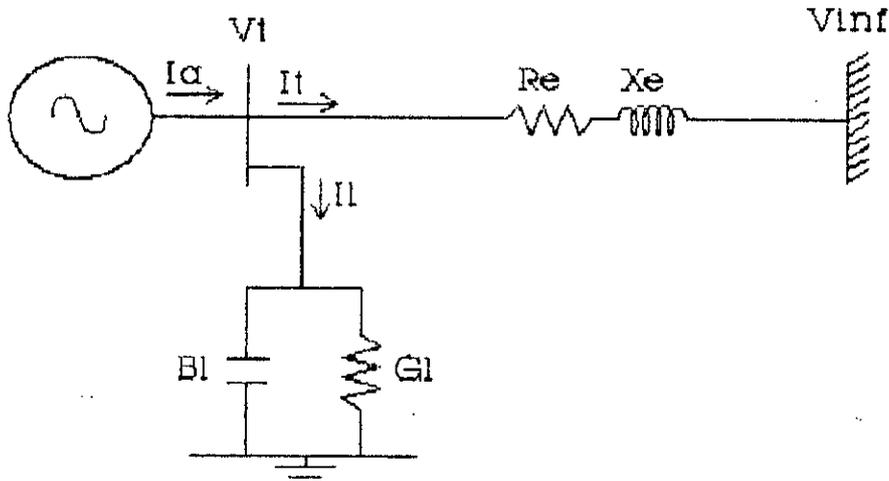


Fig. 1-2 Schéma unifilaire du système étudié

Ainsi, si on pose :

$$V_a = V_q + jV_d$$

$$I_a = I_q + jI_d$$

On a d'une part, aux bornes de la machine synchrone :

$$V_d = - X_q I_q \tag{1.21}$$

$$V_q = X_d I_d + E \tag{1.22}$$

D'autre part :

$$V_d = - V_\infty \sin\delta + R_e I_{td} + X_e I_{tq} \tag{1.23}$$

$$V_q = V_\infty \cos\delta + R_e I_{tq} - X_e I_{td} \tag{1.24}$$

En exprimant les tensions V_d et V_q en fonction de la charge locale, on aboutit à :

$$\begin{aligned} (1+\lambda_1)V_d + \lambda_2 V_q &= -V_e \sin\delta + R_e I_d + X_e I_q \\ -\lambda_2 V_d + (1+\lambda_1)V_q &= V_e \cos\delta + R_e I_q - X_e I_d \end{aligned} \quad (1.25)$$

Avec

$$\lambda_1 = R_e.G_1 - X_e.B_1$$

$$\lambda_2 = R_e.B_1 + X_e.G_1$$

En remplaçant V_d et V_q données par (1.21 & 1.22) dans le système d'équation (1.25 & 1.26) et sachant que :

$$E'_q = E + (X_d - X'_d)I_d \quad (1.27)$$

Nous obtenons :

$$R_{d2}I_d + X_{q1}I_q = \lambda_2 E'_q + V_e \sin\delta \quad (1.28)$$

$$-X_{d2}I_d + R_{q1}I_q = (1+\lambda_1)E'_q - V_e \cos\delta \quad (1.29)$$

I-2-2-2 LINEARISATION DES EQUATIONS

La linéarisation des équations décrivant la machine synchrone autour d'un point de fonctionnement nous permet d'examiner avec exactitude les performances du système, lors d'une faible perturbation. En effet, pour une perturbation de faible amplitude (<10%), le nouvel état d'équilibre du système serait très proche de l'état original.

Soient : X_0 , X et ΔX respectivement, l'état original du système, le nouvel état et la perturbation appliquée au système.

Autour du point de fonctionnement X_0 , nous pouvons écrire :

$$X = X_0 + \Delta X$$

Ainsi, la linéarisation du système d'équations (1.28 & 1.29) donne :

$$R_{d2} \Delta I_d + X_{q1} \Delta I_q - \lambda_2 \Delta E'_q + (V_- \cos \delta_0) \Delta \delta \quad (1.30)$$

$$- X_{d2} \Delta I_d + R_{q1} \Delta I_q - (1 + \lambda_1) \Delta E'_q + (V_- \sin \delta_0) \Delta \delta \quad (1.31)$$

En résolvant ce système pour ΔI_d et ΔI_q , on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = K_L \begin{bmatrix} \lambda_2 R_{q1} - (1 + \lambda_1) X_{q1} & R_{q1} \cos \delta_0 - X_{q1} \sin \delta_0 \\ \lambda_2 X_{d2} + (1 + \lambda_1) R_{d2} & X_{d2} \cos \delta_0 + R_{d2} \sin \delta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ V_- \Delta \delta \end{bmatrix}$$

où :

$$K_L = \frac{1}{R_{d2} R_{q1} + X_{d2} X_{q1}} \quad (1.32)$$

Expression de la tension d'excitation

La f.e.m d'excitation est donnée d'une part, dans le domaine S, par :

$$\Delta E_M = (1 + \tau'_{do} s) \Delta E'_q - (X_d - X'_d) \Delta I_d \quad (1.33)$$

Avec τ'_{do} : la constante de temps du régime transitoire .

X'_d : réactance transitoire selon l'axe direct .

D'autre part, on définit :

$$\Delta E_M = \left(\frac{1}{K_3} + \tau'_{do} s \right) \Delta E'_q + K_4 \Delta \delta \quad (1.34)$$

A partir des équations (1.33 & 1.34), nous déduisons :

$$K_3 = \frac{1}{1 + K_L(X_d - X'_d)[(1 + \lambda_1)X_q - R_{q1}]} \quad (1.35)$$

$$K_4 = K_L V_\infty (X_d - X'_d) [X_{q1} \sin \delta_0 - R_{q1} \cos \delta_0] \quad (1.36)$$

Expression du couple électrique

Le couple électromagnétique en pu est égal par sa valeur numérique à la puissance électrique triphasée ($\omega_0 = 1$ pu), par conséquent :

$$T_e = V_d I_d + V_q I_q - [E'_q - (X_q - X'_d) I_d] I_q \quad [pu] \quad (1.37)$$

La linéarisation de cette dernière équation, donne :

$$\Delta T_e = I_{q0} \Delta E'_q + E_{q00} \Delta I_q - (X_q - X'_d) I_{q0} \Delta I_d \quad (1.38)$$

Avec :

$$E_{q00} = E'_{q0} - (X_q - X'_d) I_{d0} \quad (1.39)$$

Par ailleurs, le couple électrique est donné par :

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \quad (1.40)$$

Nous déduisons alors :

$$K_1 = K_L V_\infty (E_{q00} [X_{d2} \cos \delta_0 + R_{d2} \sin \delta_0] + I_{q0} [(X_q - X'_d) (X_{q1} \sin \delta_0 - R_{q1} \cos \delta_0)]) \quad (1.41)$$

$$K_2 = K_L \{ E_{q0} [(1+\lambda_1)R_{d2} + \lambda_2 X_{d2}] + I_{q0} [R_{d2} R_{q1} + X_{d2} X_{q1} + (X_q - X_d) ((1+\lambda_1)X_{q1} - \lambda_2 R_{q1})] \} \quad (1.42)$$

Expression de la tension aux bornes de la machine synchrone

La tension aux bornes de la machine synchrone est donnée par :

$$V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$$

la linéarisation de celle ci autour du point de fonctionnement donne :

$$\Delta V_t = \left(\frac{V_{d0}}{V_{t0}} \right) \Delta V_d + \left(\frac{V_{q0}}{V_{t0}} \right) \Delta V_q \quad (1.43)$$

Par ailleurs, V_t est donnée par :

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q \quad (1.44)$$

d'où :

$$K_5 = K_L V_{t0} \left\{ \left(\frac{V_{q0}}{V_{t0}} \right) X'_d [R_{q1} \cos \delta_0 - X_{q1} \sin \delta_0] - \left(\frac{V_{d0}}{V_{t0}} \right) X_q [X_{d2} \cos \delta_0 + R_{d2} \sin \delta_0] \right\} \quad (1.45)$$

$$K_6 = K_L \left\{ \left(\frac{V_{q0}}{V_{t0}} \right) \left[\frac{1}{K_L} - X_d (X_{q1} (1+\lambda_1) - \lambda_2 R_{q1}) \right] - \left(\frac{V_{d0}}{V_{t0}} \right) X_q [\lambda_2 X_{d2} + (1+\lambda_1) R_{d2}] \right\} \quad (1.46)$$

Equation linéaire du mouvement

Si on pose : $\tau_j = 2H = M$ [s]

L'équation du mouvement s'écrit alors :

$$M\Delta\dot{\omega} - \Delta T_m - \Delta T_e - \Delta T_D \quad (1.47)$$

avec : $\Delta T_D = D.\Delta\omega$

I-2-3 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE LINEAIRE

La synthèse des équations électriques et mécaniques donne :

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\delta} &= 2\pi f \Delta\omega \\ \Delta\dot{\omega} &= -\left(\frac{K_1}{M}\right)\Delta\delta - \left(\frac{D}{M}\right)\Delta\omega - \left(\frac{K_2}{M}\right)\Delta E'_q + \left(\frac{1}{M}\right)\Delta T_m \end{aligned} \quad (1.48)$$

$$\Delta E'_q = -\left(\frac{K_4}{\tau'_{d0}}\right)\Delta\delta - \left(\frac{1}{K_3\tau'_{d0}}\right)\Delta E'_q + \left(\frac{1}{\tau'_{d0}}\right)\Delta E_{fd}$$

Les équations linéaires décrivant le comportement du système sont écrites dans l'espace d'état, sous la forme :

$$\Delta\dot{X} = A\Delta X + B\Delta U \quad (1.49)$$

Avec : $\Delta X^t = [\Delta\delta \quad \Delta\omega \quad \Delta E'_q]$: le vecteur d'état du système.

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta E_{fd} \\ \Delta T_m \end{bmatrix} \quad : \text{le vecteur d'entrée (ou de commande).}$$

A : matrice de dimension: 3x3 à paramètres constants donnée par:

B^t : matrice transposée de B, de dimension: 2x3, donnée par:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 2\pi f & 0 \\ \frac{K_1}{M} & \frac{D}{M} & \frac{K_2}{M} \\ \frac{K_3}{\tau'_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3\tau'_{do}} \end{bmatrix}$$

$$B' = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau'_{do}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix}$$

Le tension de sortie a pour expression :

$$Y = C^t \Delta X \tag{1.50}$$

Ainsi, les variations de la tension aux bornes de la machine synchrone sont données par :

$$\Delta V_t = C^t \Delta X$$

Avec :

$$C' = [K_3 \ 0 \ K_5]$$

La représentation du modèle linéaire par le diagramme bloc est donnée par la figure 1.3 .

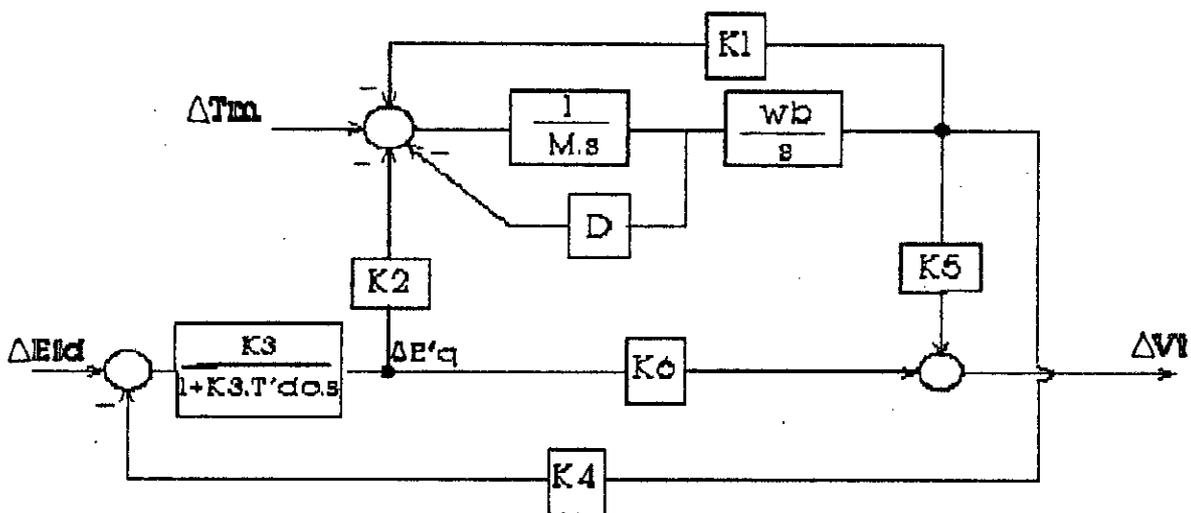


Fig. 1-3 Schéma fonctionnel du système étudié en boucle ouverte

I-3 RESULTATS DE LA SIMULATION

Dans un but comparatif, nous avons validé nos résultats de simulation par ceux obtenus par P. M ANDERSON [1], dans les mêmes conditions de fonctionnement .

Pour la simulation du modèle linéaire de la machine synchrone connectée à un réseau infini, avec une charge locale, nous avons utilisé le logiciel TUTSIM, qui présente des performances considérables dans la résolution des systèmes linéaires et non linéaires .

Afin d'analyser le phénomène de la stabilité dynamique avec une bonne précision, nous avons utilisé la méthode d'intégration d'ADAMES-BASHFOR du second ordre avec un pas de calcul de 0.01 s.

Nous avons examiné le comportement du système en boucle ouverte, sollicité par des perturbations de faible amplitude de la tension d'excitation ou du couple mécanique .

Dans ce cadre, nous avons mis en évidence l'influence des constantes du modèle K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 et K_6 sur les performances du système. Celles-ci caractérisent ce dernier et dépendent des conditions initiales de fonctionnement. Par conséquent le choix de ces constantes est déterminant dans l'étude de la stabilité .

La figure 1.3 illustre les différentes réponses simulées : la tension, la vitesse et l'angle interne de la machine dans les conditions de fonctionnement données ($P=1$ pu, $Q=0.62$ pu), lors d'une faible augmentation en échelon de tension d'excitation ($\Delta E_{fa}=5\%$), dans le cas où le coefficient d'amortissement est non nul ($D=2$) .

Nous constatons l'absence d'oscillations de la tension et de l'angle interne, exceptée la vitesse qui présente des oscillations amorties de faibles amplitudes . Ceci est dû au choix particulier de la charge (i.e. choix des constantes $K_1...K_6$.) .

Nous remarquons que la tension aux bornes de la machine se comporte comme un système du premier ordre avec une constante de temps de l'ordre de 4 s ($\tau_{do} = 5.9$ s) .

La figure 1.4 représente les réponses simulées des mêmes variables d'état pour le même point de fonctionnement. Par contre dans ce cas, le système est sollicité par une perturbation en échelon du couple mécanique ($\Delta T_m = 5\%$). Les mêmes constatations sont valables. Cependant, les oscillations de la vitesse dans ce cas, sont relativement plus importantes, ceci est justifié, étant donné l'action directe du couple mécanique sur la vitesse de la machine.

I-4 CONCLUSIONS

Nous avons vu dans ce chapitre, le modèle linéaire de la machine synchrone connectée à un réseau infini, avec une charge locale. Celui-ci est déduit du modèle complet de Park, moyennant certaines approximations .

Le choix du modèle est lié, entre autres, à la possibilité de déterminer avec précision les paramètres désirés .

Le modèle étudié est caractérisé particulièrement par les constantes $K1...K6$, qui sont fonction des paramètres du système et des conditions de fonctionnement de celui-ci .

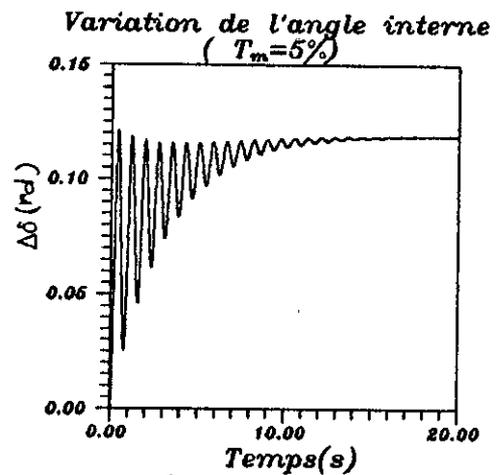
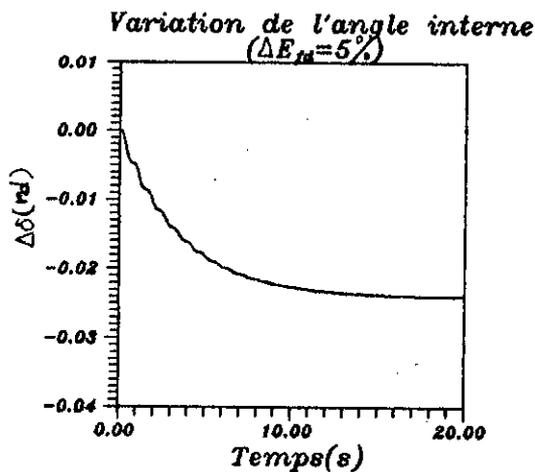
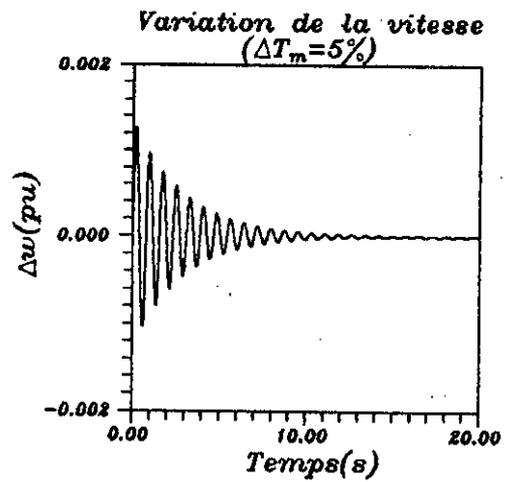
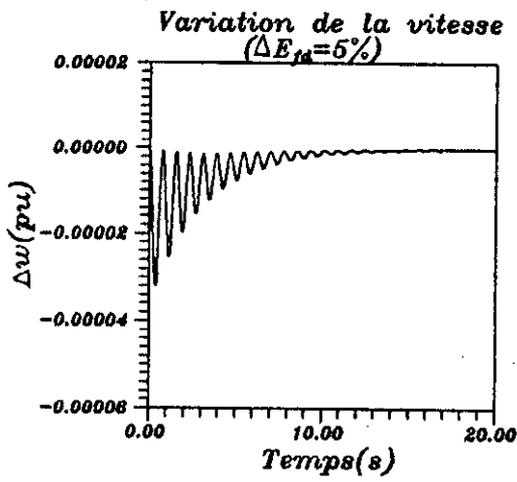
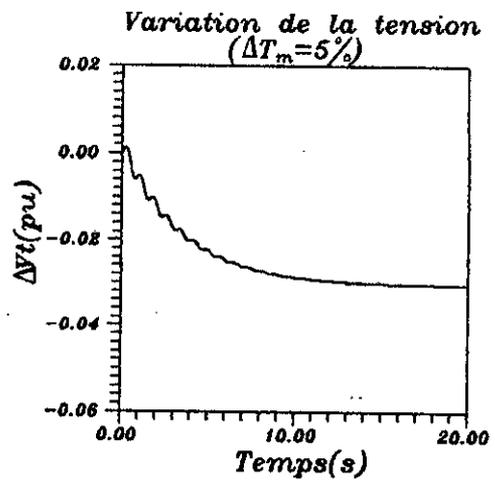
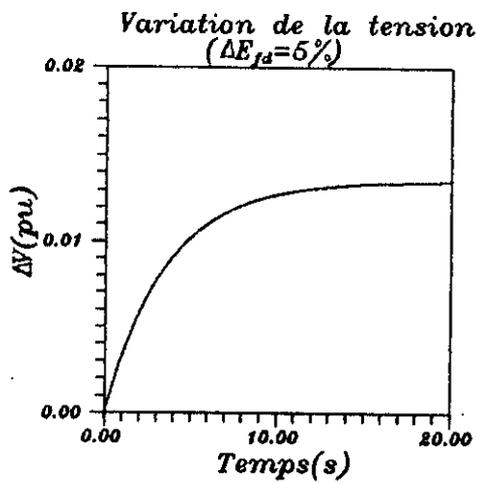


Fig 1.4 Réponses en boucles ouverte a un echelon de $5\% \Delta E_{fd}$

Fig 1.5 Réponses en boucle ouverte a une perturbation de $5\% \Delta T_m$

REGULATION DE TENSION

CLASSIQUE / PAR MODE DE GLISSEMENT

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous étudierons la régulation de tension liée à la stabilité dynamique de la machine synchrone dont le modèle a été présenté au chapitre précédent.

Nous consacrerons la première section à la présentation et à l'étude de la régulation de tension par un système d'excitation classique à action continue communément utilisé sous le nom de régulateur Type I, appellation donnée par IEEE. On présentera également les résultats de simulation de la machine synchrone connectée à un réseau infini avec charge locale en boucle fermée, utilisant le système d'excitation cité ci-dessus.

Dans la deuxième section, on abordera une autre technique de réglage se basant sur la théorie des systèmes à structure variable, celle-ci fournit un moyen robuste et efficace pour la régulation des systèmes. L'évolution de la technologie des microordinateurs et les circuits à grande fréquence de commutation a promu l'aspect pratique de cette technique de commande et a augmenté son intérêt pour les réglages industriels.

Essentiellement, la commande à structure variable utilise les interrupteurs à grande fréquence de commutation dans le but de ramener la trajectoire d'état des systèmes à régler sur une surface dans l'espace d'état, spécifique et bien choisie, appelée surface de commutation ou de glissement et de maintenir la trajectoire d'état du système sur cette surface. La dynamique du système restreint à cette surface représente le comportement dynamique du système réglé. [12]

Après avoir illustré le principe de cette méthode, nous l'appliquerons à l'étude de la stabilité dynamique du réseau

étudié et nous discuterons les résultats qui en découleront.

II-1 UTILISATION DU REGULATEUR CLASSIQUE TYPE I

II-1-1 ETUDE DU SYSTEME D'EXCITATION

On présente et on étudie dans ce qui suit la régulation de tension de la génératrice synchrone, celle-ci se fait grâce à un système d'excitation qui régule non seulement la force électromotrice de la génératrice, par conséquent la tension de sortie, mais aussi le facteur de puissance et le courant.

On représente à la figure 2.1 le schéma de principe de la régulation de tension par le système d'excitation.

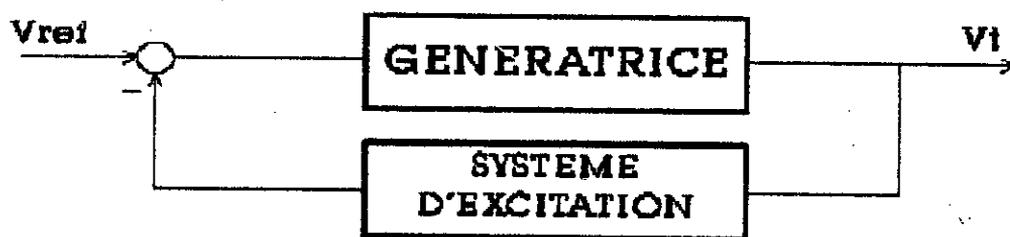


Fig. 2.1 Boucle de la régulation de tension

Il existe trois configurations d'excitatrices à courant continu qui sont les plus importantes:

- Excitatrice à excitation séparée.
- Auto-excitatrice.
- Excitatrice boost-buck.

Cette dernière est représentée à la figure 2.2.

On a l'équation suivante:

$$\tau_E \dot{v}_f + R_i i = v_f + v_R \quad (2-1)$$

La relation entre v_f et i est empirique, néanmoins on peut l'approximer à l'aide de l'équation de Frohlich[1]

$$v_f = \frac{a i}{b + i} \quad (2-2)$$

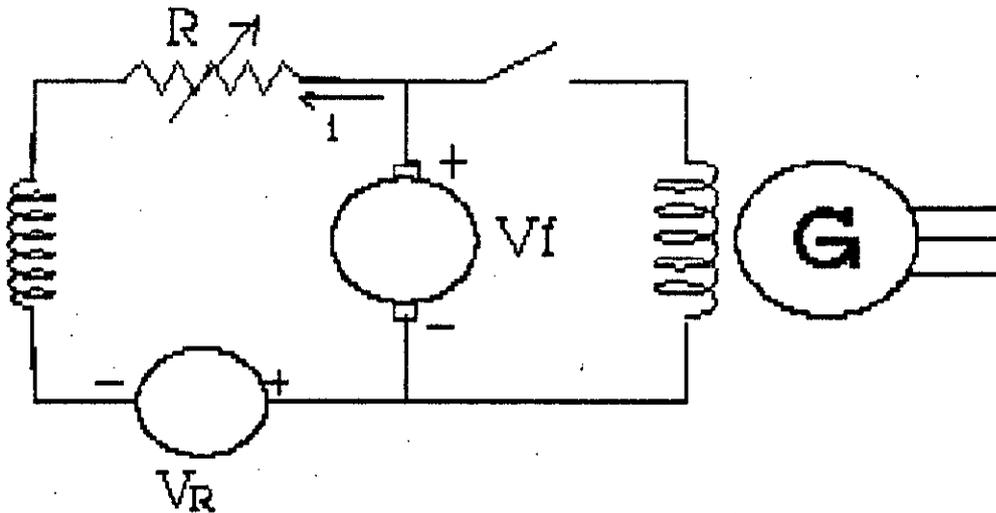


Fig. 2.2 Excitatrice (boost-buck)

où a et b des constantes à identifier.

On représente à la figure 2.3 la courbe de saturation de l'excitatrice.

$$S_E = \frac{I_A - I_B}{I_B} \tag{2.3}$$

S_E' : C'est une fonction non linéaire qui peut être exprimée par l'une des fonctions non linéaires conventionnelles.

Par exemple:

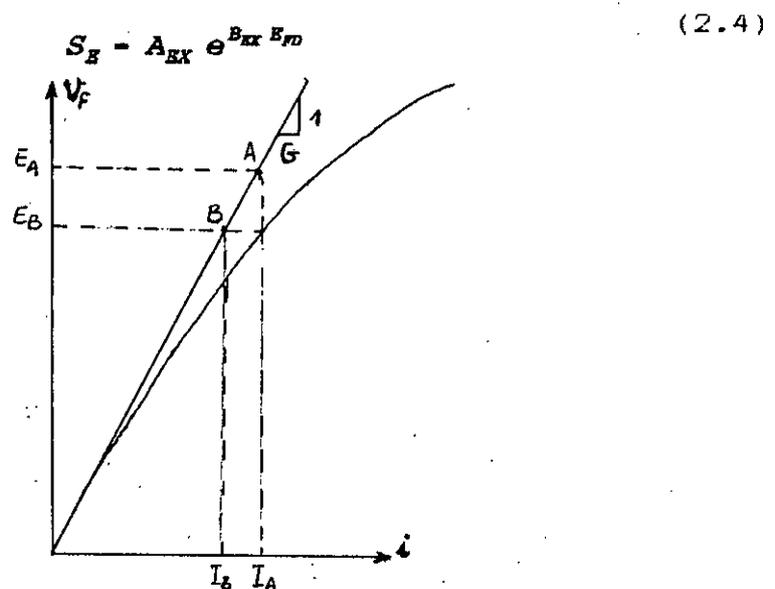


Fig. 2.3 Courbe de saturation de l'excitatrice .

A_{EX} , B_{FD} : sont des constantes à identifier. Une autre relation approximative liant v_f à i est donnée par l'équation

$$i = G (1 + S_B) v_f \tag{2.5}$$

II-1-2 ETUDE DU REGULATEUR DE TENSION

Le régulateur utilisant l'excitatrice boost-buck est typique parmi les systèmes d'excitation. Son schéma simplifié est représenté à la figure 2.4.

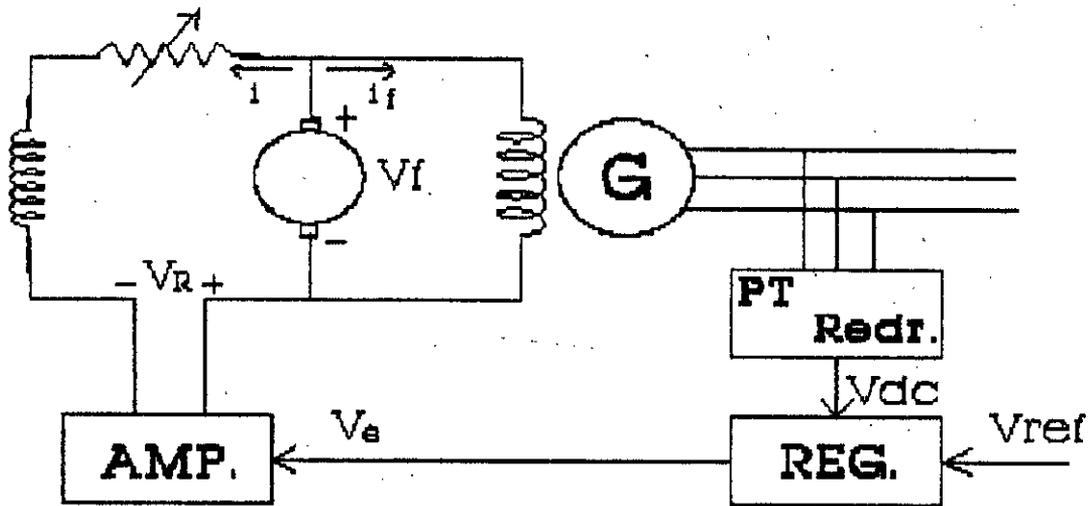


Fig. 2.4

On pourra ainsi présenter à la figure 2.5 le schéma fonctionnel en regime non linéaire et en tenant compte de la fonction de transfert de la compensation, cette dernière est ajoutée dans le but d'améliorer la stabilité du système (génératrice, régulateur)

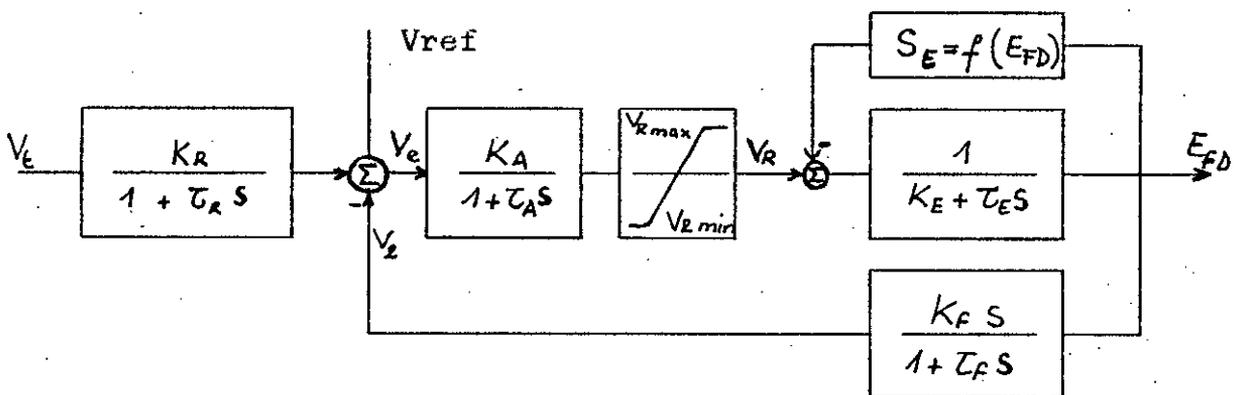


Fig. 2.5 Schéma fonctionnel du système d'excitation

Le régulateur de tension a une influence directe sur la puissance électrique développée par la machine. Au niveau des groupes de production, un régulateur primaire de tension agit sur la tension d'excitation, commandant le courant rotorique de la machine de façon à asservir la tension statorique à une valeur de consigne, notée V_{REF} et fixée a priori. [1]

En linéarisant les équations différentielles régissant la dynamique du système d'excitation, en régime non linéaire autour d'un point de fonctionnement, on obtient :

$$S_{EA} - \frac{\partial S_E}{\partial E_{FD}} \Big|_0 E_{FDA} - S'_E E_{FDA} \quad (2.6)$$

où S'_E représente la saturation au voisinage d'un point de fonctionnement. Par conséquent, ces équations différentielles linéarisées s'écrivent comme suit :

$$\Delta \dot{V}_1 = \frac{1}{\tau_R} (K_R \Delta V_1 - \Delta V_1) \quad (2.7)$$

$$\Delta \dot{V}_2 = \frac{1}{\tau_E \tau_F} (-\tau_E \Delta V_2 + K_F \Delta V_R - K_E K_F \Delta E_{FD}) \quad (2.8)$$

$$\Delta \dot{V}_R = \frac{1}{\tau_A} (-K_A \Delta V_1 - K_A \Delta V_2 - \Delta V_R + K_A \Delta V_{REF}) \quad (2.9)$$

$$\Delta \dot{E}_{FD} = \frac{1}{\tau_E} (\Delta V_R - K_E \Delta E_{FD}) \quad (2.10)$$

En introduisant l'équation d'état linéarisée décrivant le système en boucle ouverte (voir Chapitre I), on obtient, pour le système en boucle fermée, la représentation d'état suivante :

$$\Delta \dot{X} = A \Delta X + B \Delta U \tag{2.11}$$

$$\Delta Y = C^T \Delta X \tag{2.12}$$

avec : $\Delta X^T = [\Delta E'_q \ \Delta \omega \ \Delta \delta \ \Delta V_1 \ \Delta V_2 \ \Delta V_R \ \Delta E_{FD}]$ (2.13)

$$\Delta U^T = [\Delta T_m \ \Delta V_{REF}] \tag{2.14}$$

$$\Delta Y = \Delta V_t = -K_0 \Delta E'_q + K_5 \Delta \delta \tag{2.15}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{K_3 \tau_{do}} & 0 & -\frac{K_4}{\tau_{do}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_{do}} \\ \frac{K_2}{M} & 0 & -\frac{K_1}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2\pi f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_0 K_R}{\tau_R} & 0 & \frac{K_5 K_R}{\tau_R} & -\frac{1}{\tau_R} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_F} & \frac{K_F}{\tau_F \tau_B} & \frac{-K_F(S'_E + K_B)}{\tau_F \tau_B} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_A}{\tau_A} & -\frac{K_A}{\tau_A} & -\frac{1}{\tau_A} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_B} & \frac{-(S'_E + K_B)}{\tau_B} \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_A}{\tau_A} & 0 \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

$$C^T = [K_6 \ 0 \ K_5 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (2.18)$$

Le schéma fonctionnel correspondant est illustré à la figure 2.6

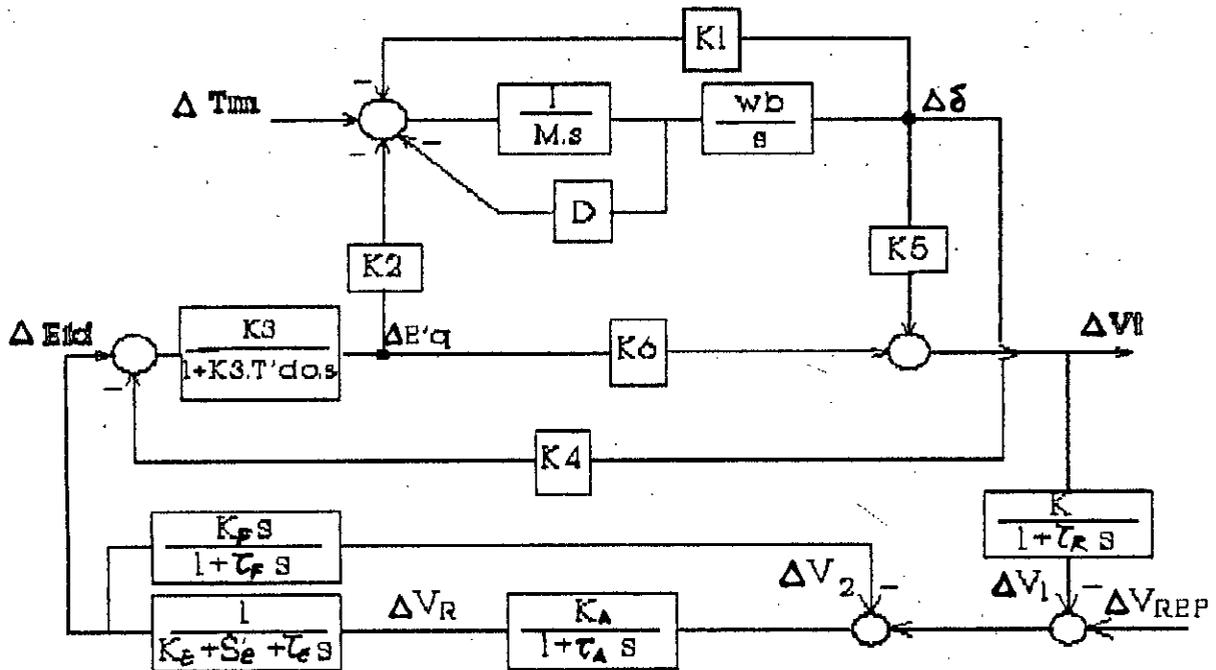


Fig. 2.6 Schéma fonctionnel du système étudié en boucle fermée

III-1-3 RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons simulé dans cette partie, le système en boucle ouverte étudié dans le chapitre précédent, en lui associant le régulateur de tension IEEE Type 1. Afin de mettre en évidence cette régulation, nous avons étudié l'influence des paramètres des différents blocs du régulateur de tension sur le comportement dynamique du système. Notons que les constantes de temps du régulateur et de l'amplificateur sont très faibles ($\tau_R \approx 0, \tau_A = 0.05s$), par conséquent leur lieu des racines, à gain raisonnable ($K_4 = 400, K_R = 1$) se situe très loin de l'origine, dans le demi plan gauche.

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

Par conséquent, un faible gain du régulateur peut provoquer un régime instable de la réponse. A cet effet, la réponse du système est améliorée en introduisant une fonction de transfert de compensation dans le schéma fonctionnel du système d'excitation .

En effet, celle-ci déplacerait les pôles de ce dernier vers la gauche. Ces pôles s'éloignent donc 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 τ_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 (≈ 0 s), les autres gains sont choisis de manière à augmenter les performances de la tension de sortie V_t .

Nous avons présenté dans la figure 2.7, les réponses simulées du système avec la régulation de tension, opérant dans les mêmes conditions, lors de la simulation du système en boucle ouverte .

Nous constatons l'influence de la régulation notamment dans l'amortissement des oscillations de la vitesse et de l'angle interne de la machine, lors d'une perturbation de 5% du couple mécanique .

L'amélioration de la stabilité est observée, le temps de réponse est réduit considérablement, ceci contribue entre autres à la sécurité.[2]

La régulation est associée au système dans le but d'améliorer la réponse de la tension terminale vis à vis du dépassement et des oscillations. Notons cependant, que ceci exige un dépassement excessif de la tension d'excitation E_{FD} , qui en pratique, est limitée par la saturation du circuit magnétique.

CONCLUSIONS

L'introduction du régulateur de tension est d'un apport considérable dans l'amélioration de la stabilité du système, notamment dans la rapidité de réglage de la tension lors de la

variation de celle-ci, et aussi dans sa capacité à maintenir le flux principal et la tension de sortie constants lors d'une faible perturbation du couple mécanique, voir figures 2.7, 2.8.

L'intervention du régulateur de tension est nécessaire pour compenser l'augmentation de l'angle interne, dû à une perturbation du couple mécanique.

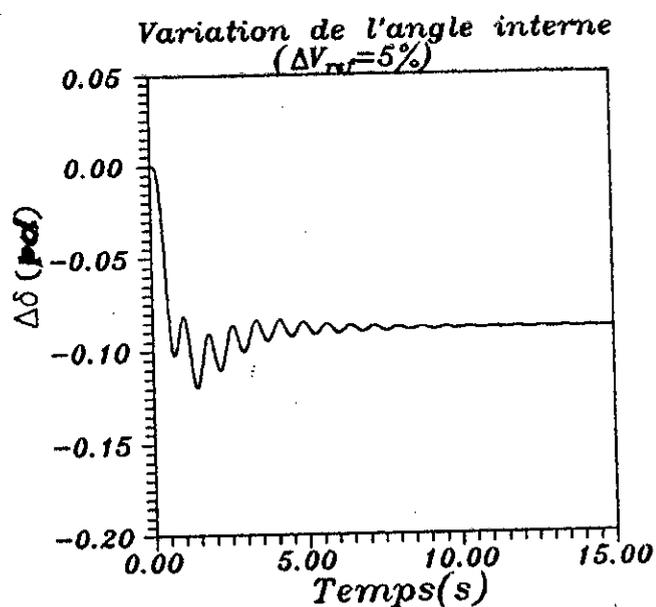
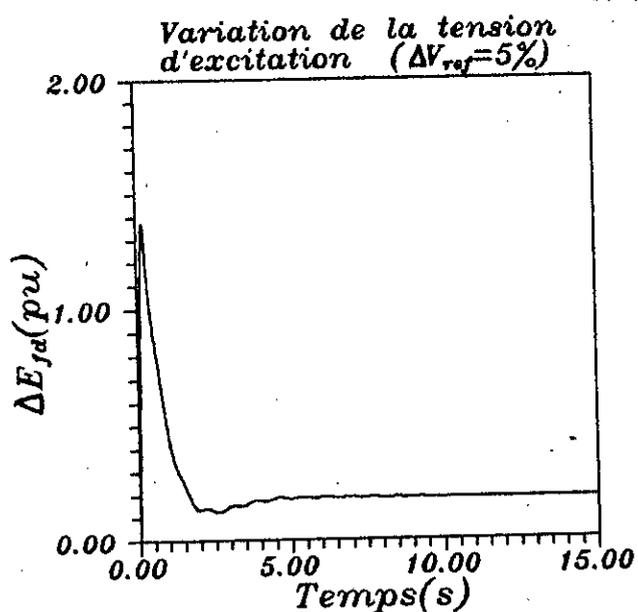
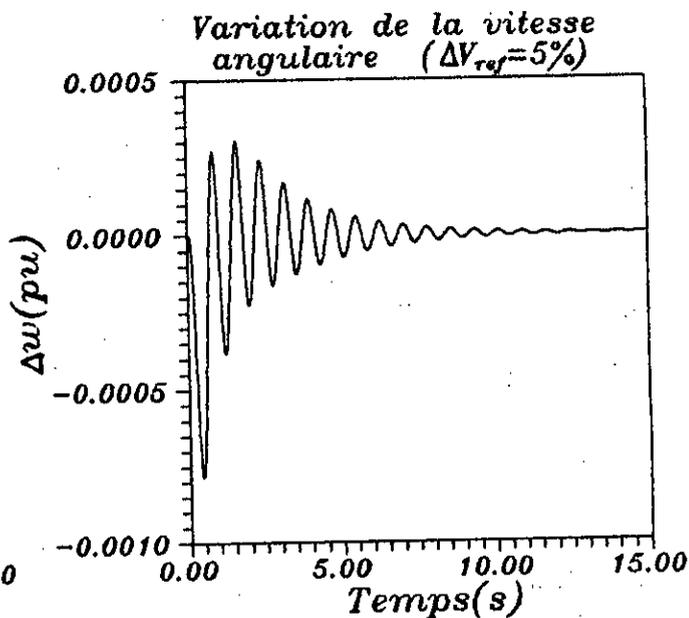
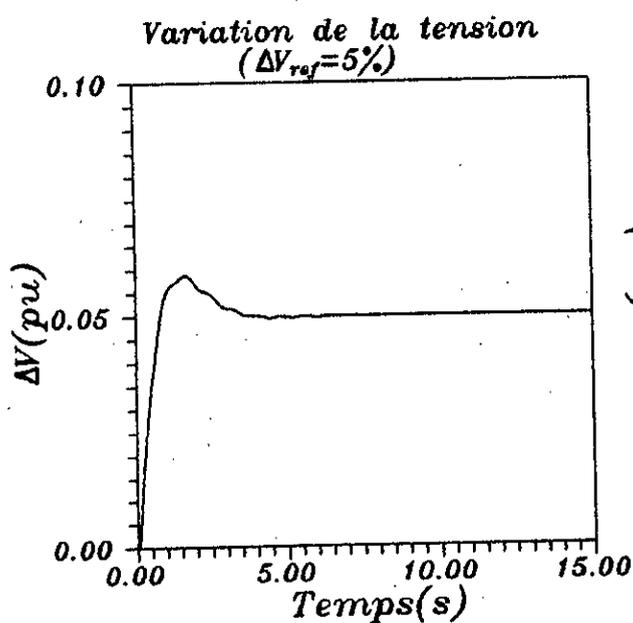


Fig 2.7 Réponses du système en boucle fermée
à une consigne échelon de $5\% \Delta V_{ref}$

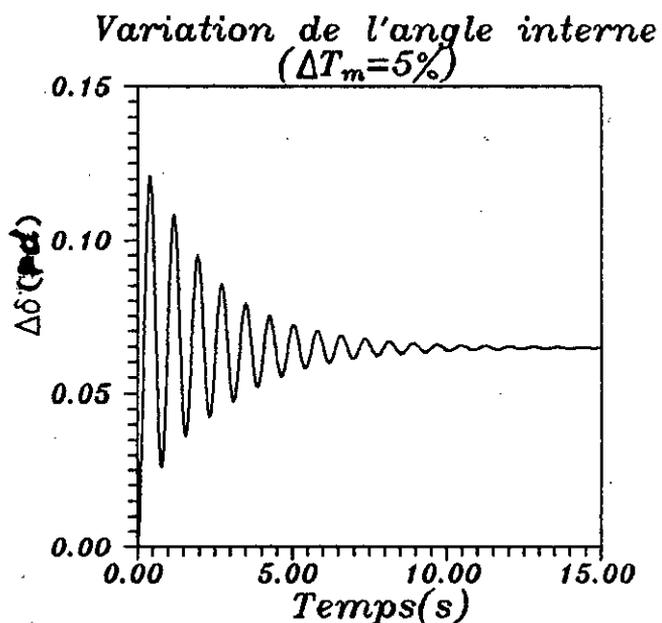
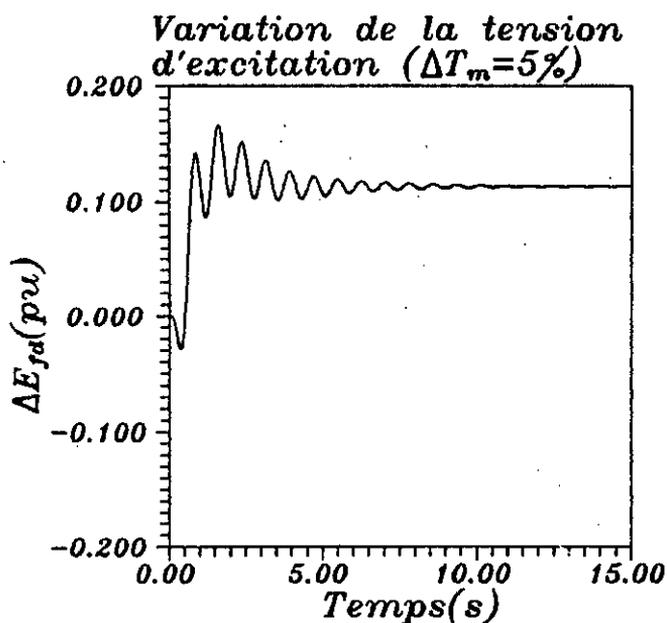
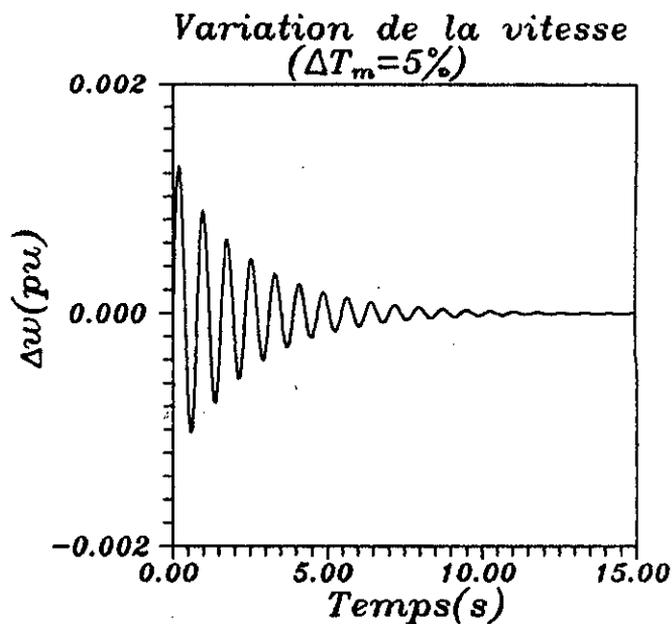
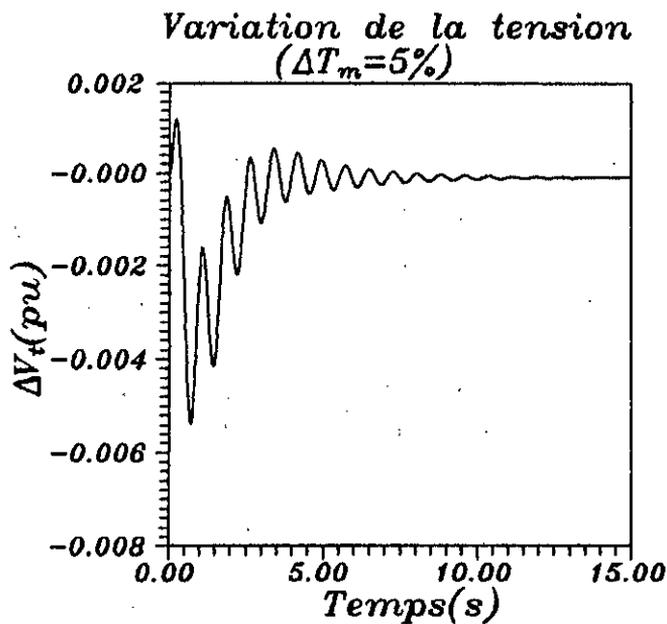


Fig 2.8 Réponses du système en boucle fermée à une perturbation échelon de $5/T_m$

II-2 THEORIE DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE

II-2-1 CONFIGURATIONS DE BASE POUR LES SSV

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux (2) configurations de base :

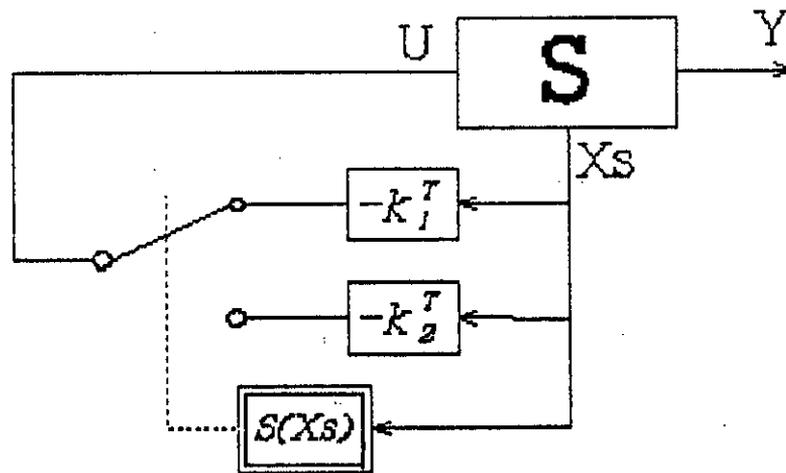


Fig. 2.7 Configuration par changement de retour d'état

$$\begin{cases} U = -k_1 X_s & \text{si } S(X_s) > 0 \\ U = -k_2 X_s & \text{si } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

En mode de glissement, le système évolue sur la surface de glissement, on a donc :

$$S(X_s) = 0 \quad (2.20)$$

Une autre configuration où le changement de structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande.

$$\begin{cases} U = U_{max} & \text{si } S(X_s) > 0 \\ U = U_{min} & \text{si } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

En régime glissant on a :

$$S(X_s) = 0$$

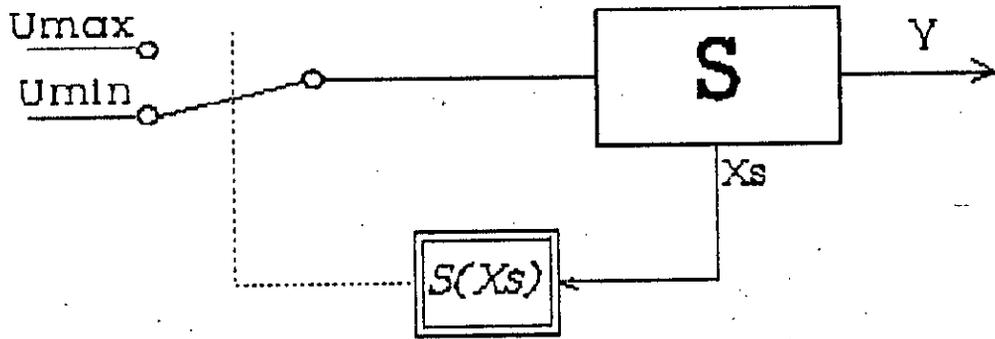


Fig. 2.8 Configuration avec changement de la structure par commutation de l'organe de commande .

II-2-2 SOLUTION DES SYSTEMES DYNAMIQUES A SECOND

MEMBRE DISCONTINU

La méthode de FILLIPOV est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à second membre discontinu en régime glissant. FILLIPOV a défini un champ de vecteurs résultant décrivant la trajectoire d'état en mode de glissement. Ce champ de vecteurs est tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.[4]

On considère le système non linéaire suivant:

$$\dot{X}(t) = f(t, X, U) \tag{2.22}$$

avec

$$\begin{cases} U = U^+(t, X) & \text{si } S(X) > 0 \\ U = u^-(t, X) & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \tag{2.23}$$

Il a été montré [12] que la trajectoire d'état du système avec la loi de commande en régime glissant, est donnée par la relation suivante:

$$\dot{X}(t) = \alpha f^+ + (1-\alpha) f^- = f^0 \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \tag{2.24}$$

où

$$\begin{cases} f^+ = f(t, X, U^+) \\ f^- = f(t, X, U^-) \end{cases} \quad (2.25)$$

et f^0 , le champ de vecteurs résultant de la trajectoire d'état au régime glissant .

La représentation géométrique de f^0 est donnée par la figure 2.9

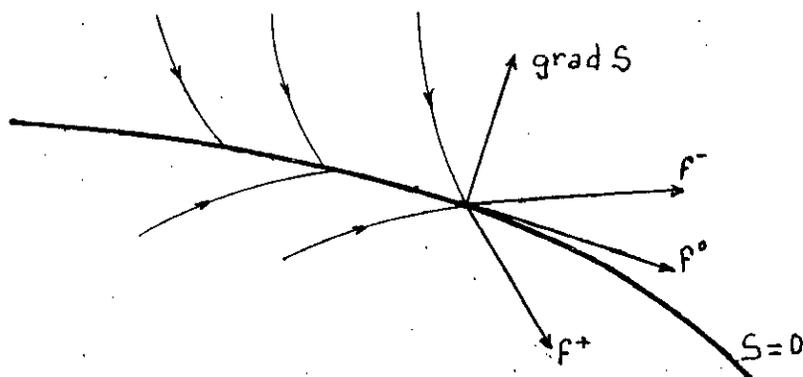


Fig. 2.9 Détermination du champ de vecteurs résultant f^0

En résolvant :

$$\langle dS, f^0 \rangle = 0 \quad (2.26)$$

la notation $\langle \dots \rangle$ désigne le produit scalaire

avec

$$dS = \text{grad } S$$

On aura :

$$\alpha = \frac{\langle dS, f^- \rangle}{\langle dS, (f^- - f^+) \rangle} \quad (2.27)$$

La solution de la trajectoire d'état en mode de glissement sera donc:

$$\dot{x}(t) = \frac{\langle dS, f^- \rangle}{\langle dS, (f^- - f^+) \rangle} f^+ - \frac{\langle dS, f^+ \rangle}{\langle dS, (f^- - f^+) \rangle} f^- = f_0 \quad (2.28)$$

Utkin [4] a présenté encore une autre méthode qui se base sur la grandeur de la commande équivalente. Cette méthode sera détaillée dans le paragraphe suivant .

II-2-3 RELATIONS DE BASE DU REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

II-2-3-1 LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE REACTION D'ETAT SANS REGULATEUR INTEGRATEUR

On choisit comme loi de commutation :

$$S(X_s) = -k_s^T X_s + k_w w \tag{2.29}$$

où

X_s : vecteur d'état du système à régler de dimension n_s

w : grandeur de consigne

k_s : vecteur de la contre réaction d'état

k_w : coefficient de la grandeur de consigne

On étudiera la deuxième configuration présentée au paragraphe II-2-1, vu sa simplicité et sa performance .

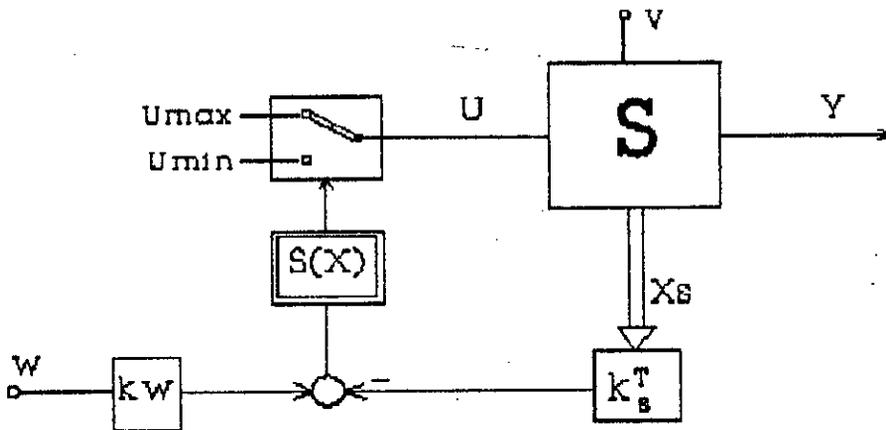


Fig. 2.10 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état sans régulateur intégrateur .

L'équation d'état du système à régler est :

$$\dot{X}_s = A_s X_s + b_s U + b_{sv} v \tag{2.30}$$

et

$$Y = c_s^T X_s \tag{2.31}$$

v : étant la grandeur de perturbation

et
$$\begin{cases} U = U_{max} & \text{si } S(X_s) > 0 \\ U = U_{min} & \text{si } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

Lorsque la trajectoire d'état se dirige vers la surface de commutation, elle est amenée à osciller autour de cette surface sous l'influence de la commutation discontinue. On dit dans ces conditions que le système est en régime glissant.

Pour un système à régler du second ordre, on le montre à l'aide de la figure suivante :

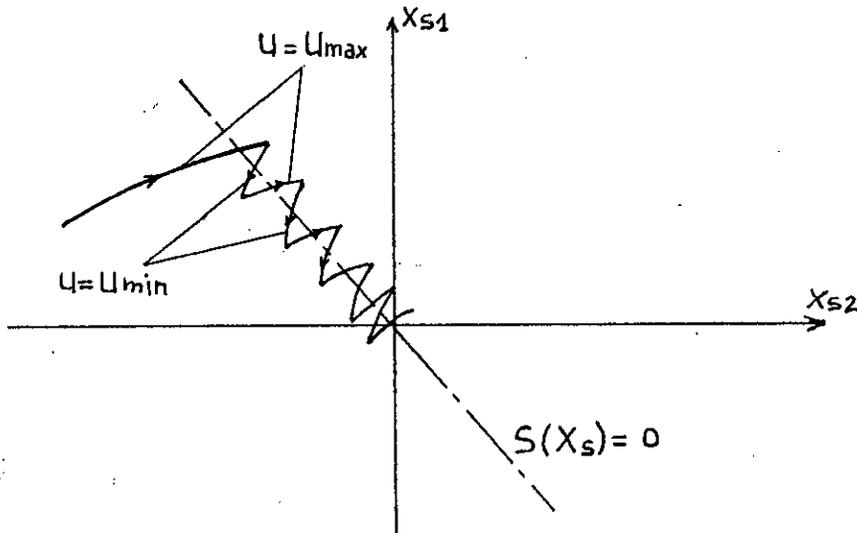


Fig. 2.11 Trajectoire d'état dans les modes glissants

Maintenant, on introduit la notion de la grandeur de commande équivalente afin de pouvoir déterminer la trajectoire d'état du système en mode de glissement. On a :

$$\dot{S}(X_s) = 0 \quad (2.33)$$

d'où

$$-k_s^T X_s + k_w \dot{w} = -k_s^T (A_s X_s + b_s U + b_{sv} v) + k_w \dot{w} = 0 \quad (2.34)$$

On aura donc :

$$U_{eq} = -\frac{1}{k_s^T b_s} k_s^T (A_s X_s + b_{sv} v) + \frac{1}{k_s^T b_s} k_w \dot{w} \quad (2.35)$$

avec la condition :

$$k_s^T b_s \neq 0$$

et
$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} \tag{2.36}$$

comme condition pour l'existence du mode de glissement.

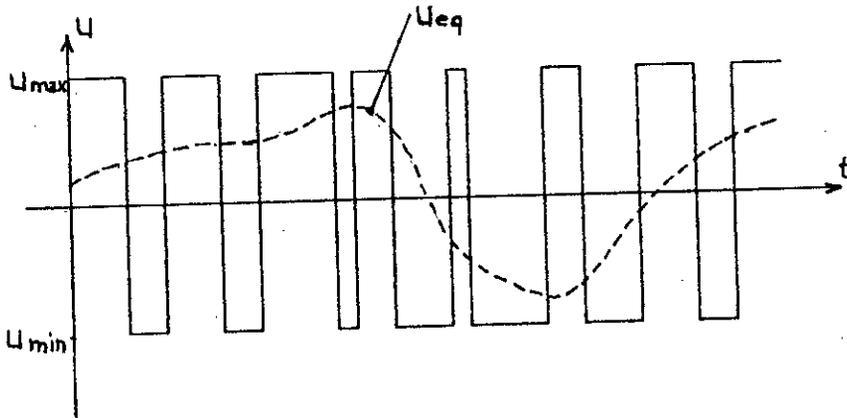


Fig 2-12 Commande équivalente et commande réelle

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant la moyenne continue représentant la moyenne des commutations de U entre U_{max} et U_{min}.

On aura l'équation d'état en mode de glissement qui s'écrit :

$$\dot{X}_s = A_s^* X_s + b_{sv}^* v + b_{sw}^* w \tag{2.37}$$

avec :

$$A_s^* = \left(I - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T \right) A_s \tag{2.38}$$

$$b_{sv}^* = \left(I - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T \right) b_{sv} \tag{2.39}$$

$$b_{sw}^* = \frac{k_v}{k_s^T b_s} b_s \tag{2.40}$$

où I : matrice identité de dimension $(n_s \times n_s)$

On remarquera que la matrice A_s^* est singulière car il y a une dépendance entre les variables d'état à cause de la relation (2.29).

La relation (2.36) délimite également le domaine du mode de glissement. En supposant que w est constante, la condition aux limites devient, en tenant compte de la relation (2.35) :

$$k_s^T (b_s U_{lim} + A_s \hat{X}_s + b_{sv} v) = 0 \quad (2.41)$$

En remplaçant U_{eq} par U_{lim} avec : $U_{lim} = U_{max}$ ou U_{min} .

où :

\hat{X}_s désigne le vecteur d'état contenant les grandeurs d'état délimitant le domaine du mode de glissement. Bien entendu, ces valeurs doivent vérifier la loi de commutation (2.29).

Afin de mettre en évidence quelques particularités du réglage par les modes glissants, on étudiera un système à régler du second ordre, vu la simplicité de sa représentation dans le plan. L'équation de la surface de glissement est dans ce cas :

$$S(X_s) = -(k_{s1}x_{s1} + k_{s2}x_{s2}) + kw = 0$$

Si on pose $k_{s1} = 1$, la droite de commutation sera représentée dans ce cas comme suit :

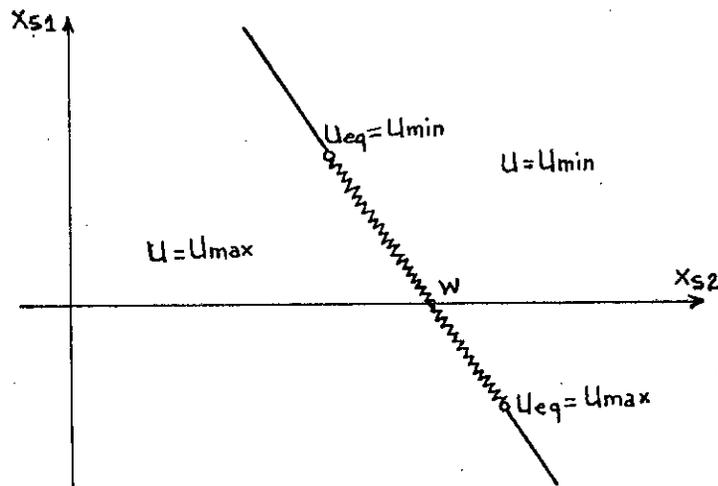


Fig. 2.13 Droite de commutation

On montrera dans ce qui suit l'influence de la valeur initiale du vecteur d'état sur les trajectoires dans le plan de phase. En supposant que $x_{s1}(0) = 0$, $x_{s2}(0)$ prend donc différentes valeurs.

Dans notre cas : $x_{s2}(0) < w$

Les différentes trajectoires commencent avec $U = U_{max}$.

La figure 2.14 représente celles-ci :

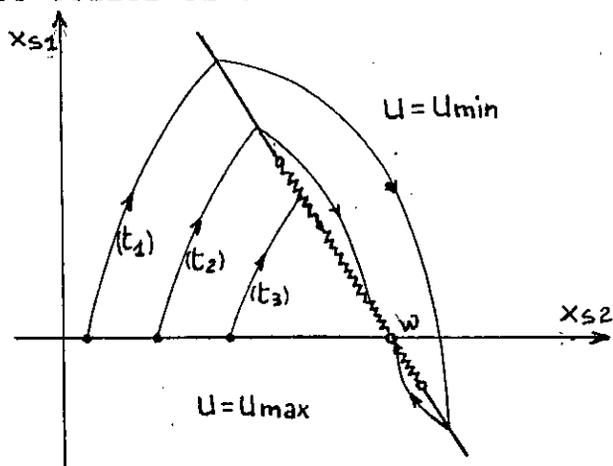


Fig. 2.14 Influence de $X(0)$ sur les trajectoires d'état

Il n'y a que la valeur de $x_{s2}(0)$ pour (t_3) qui correspond à une droite qui tombe directement dans le domaine du mode de glissement. Pour les trajectoires (t_1) et (t_2) la grandeur de commande change mais elles ne tombent dans le mode de glissement qu'après une certaine période qui correspond à l'oscillation de la réponse.

A présent on examine l'influence des variations de la grandeur de consigne illustrée à la figure 2.15.

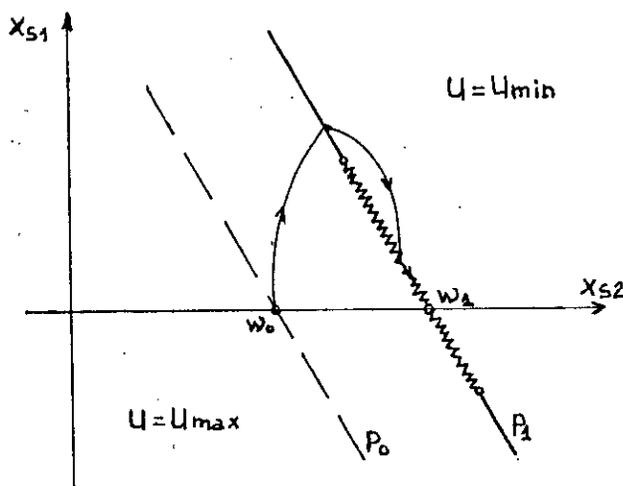


Fig. 2.15 Influence de la consigne sur les trajectoires

Lors de la variation de la consigne d'une valeur w_0 à une valeur w_1 , la droite de commutation se déplace de la position P_0 à une position P_1 .

II-2-3-2 LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE REACTION D'ETAT AVEC REGULATEUR INTEGRATEUR

La configuration du système de réglage devient :

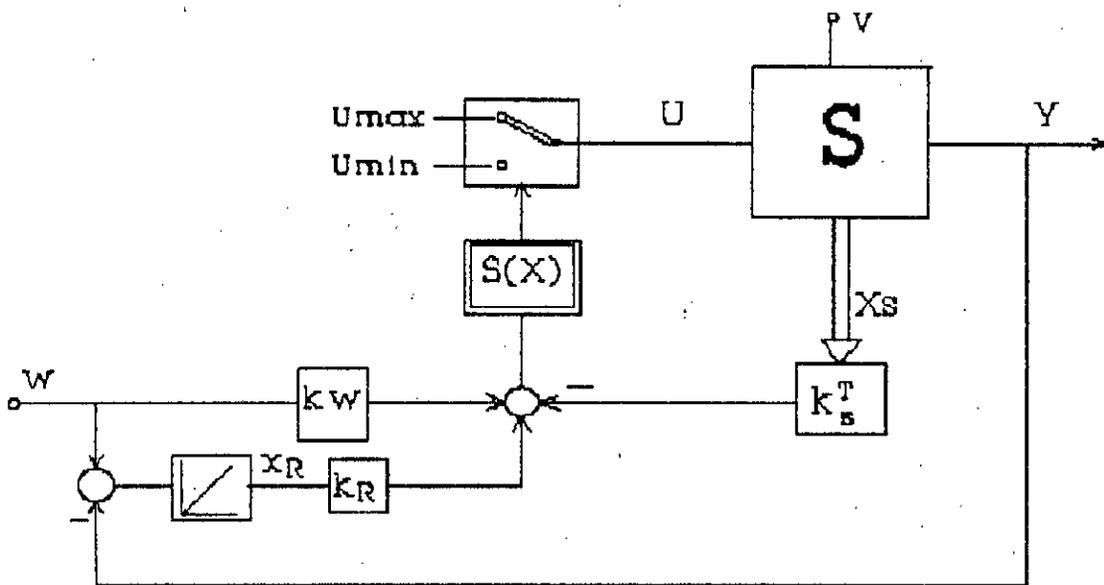


Fig. 2.16 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

La loi de commutation sera donc : $S(X) = -k^T X + k_w w$ (2.42)

avec $X = [X_S \quad X_R]$ (2.43)

X , étant vecteur d'état du système global de dimension $n_s + 1$

et $k^T = [k_s^T \quad -k_R]$ (2.44)

L'équation d'état du système global est :

$$\dot{X} = AX + bU + b_v v + b_w w \tag{2.45}$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$b^T = [b_s \quad 0] \quad (2.47)$$

$$b_v^T = [b_{sv} \quad 0] \quad (2.48)$$

$$b_w^T = [0 \quad \frac{1}{T_i}] \quad (2.49)$$

On procède de la même manière que pour le système sans régulateur intégrateur pour retrouver la commande équivalente, le domaine du mode de glissement, l'influence de la valeur initiale du vecteur d'état, etc...

II-2-4 METHODE DE PLACEMENT DE POLES

II-2-4-1 PRINCIPE

L'application sur un moteur à courant continu a montré que la synthèse de la loi de commutation, soit à l'aide de la méthode de Lyapounov, soit à l'aide du principe de Pontryaguin conduit à une loi de commutation par contre-réaction d'état; néanmoins, le comportement dynamique est assez mauvais. [3]

Pour pallier à cet inconvénient, on propose une autre méthode, celle de l'imposition de pôles. Celle-ci est utilisée pour la commande des systèmes linéaires continus et échantillonnés. Elle est simple dans son principe.

Son extension pour le cas des systèmes commandés par mode de glissement, permet un bon choix de la dynamique du système en mode de glissement.

I-2-4-2 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION

D'ETAT

On peut montrer facilement que le mode de glissement est invariant par rapport à une transformation linéaire, du moins en ce qui concerne la grandeur de commande équivalente et les pôles. [3]

On appelle T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système à régler original, compris éventuellement un régulateur intégrateur sous la forme canonique de réglage .

$$Ar T = T A \quad (2.50)$$

$$br = T b \quad (2.51)$$

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \dots & 0 \\ \vdots & & & \\ \vdots & & & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$b_r^T = [0 \quad 0 \quad 0 \dots \quad 1] \quad (2.53)$$

T , étant décomposée en ses lignes selon :

$$T^T = [t_1^T \quad t_2^T \quad t_3^T \dots \quad t_n^T] \quad (2.54)$$

On obtient :

$$t_1^T = [0 \quad 0 \quad 0 \dots \quad 1] Q_c^{-1} \quad (2.55)$$

$$Q_c = [b \quad Ab \quad A^2b \dots \quad A^{n-1}b] \quad (2.56)$$

Q_c , étant la matrice de commandabilité .

On pose $t_1^T = t^T$.

La matrice de transformation T sera calculée selon :

$$T^T = [t^T \quad t^T A \dots t^T A^{n-1}] \quad (2.58)$$

A noter que Q_c doit être régulière (i.e. le système à régler y compris le régulateur integrateur doit être commandable) .

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est :

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (2.59)$$

D'autre part :

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (2.60)$$

les p_i , étant les pôles imposés .

Une relation entre les p_i et α_i à l'aide du théorème de Viète :

$$\alpha_{n-1} = p_1 + p_2 + \dots + p_n . \quad (2.61)$$

$$\alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n .$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état, à l'aide de la forme canonique de réglage, sera exprimé par :

$$k_r^T = [k_{r1} \quad k_{r2} \dots k_{r,n}] \quad (2.62)$$

L'expression de la matrice d'état du système transformé en mode de glissement sera donnée par :

$$A_r^* = \left(I - \frac{1}{k_r^T b_r} b_r k_r^T \right) A_r \quad (2.63)$$

On peut aussi établir une autre expression :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \dots & . \\ . & & & \\ . & & & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Par identification on aura :

$$\alpha_0 = 0 \quad \text{et} \quad k_{r1}/k_{r,n} = \alpha_i \quad (2.65)$$

$$i = 1, \dots, n-1$$

$\alpha_0 = 0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine .

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système original s'obtient donc par :

$$k^T = k_{r,n} [\alpha^T \quad 1]^T \quad (2.66)$$

où

$$\alpha^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \dots \quad \alpha_{n-1}] \quad (2.67)$$

II-2-4-3 CONSIDERATIONS CONCERNANT LE CHOIX DES POLES

Du fait de la singularité de A^* , un des n pôles doit être imposé à l'origine .

Pour garantir un amortissement optimal, il est judicieux de choisir les pôles complexes conjugués avec la partie imaginaire égale à la partie réelle, la valeur de cette dernière est prise inférieure à une certaine valeur limite $-\rho_{\min}$.[3]

Si on a plusieurs pôles, on peut les aligner sur une verticale en imposant à tous les pôles la même valeur réelle $-\rho$. Ceci est illustré sur la figure 2.17 .

Plus les pôles sont à gauche, plus le réglage en mode de glissement devient rapide et plus le domaine du mode de glissement devient restreint .

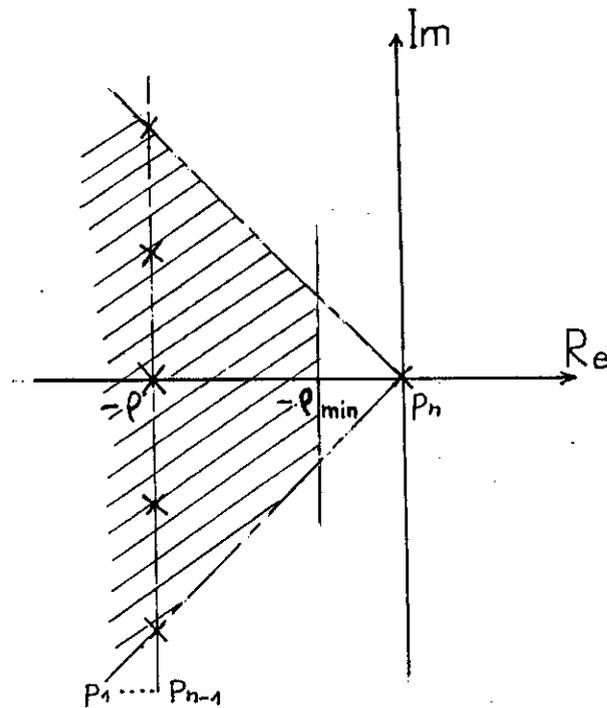
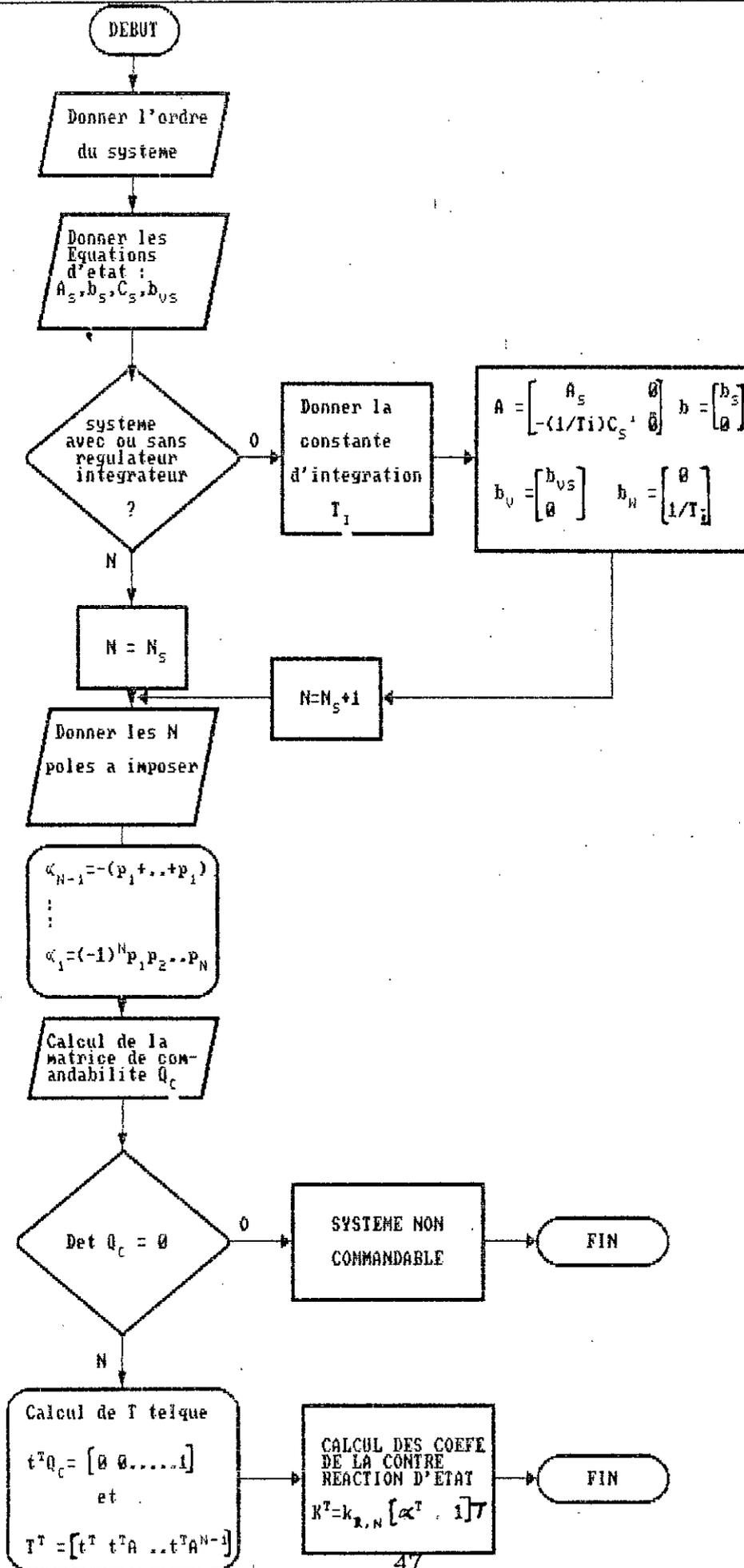


Fig. 2.17 Choix du placement de pôles.

Le coefficient k_w présente une influence sur la position de la droite de glissement par rapport à l'origine, k_w est choisi de telle sorte que le domaine du mode de glissement contienne la région de fonctionnement désirée .

On peut enfin résumer cette méthode d'imposition de pôles dans l'organigramme représenté ci-après :



II-3 APPLICATION DU REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT AU SYSTEME ETUDIE

II-3-1 CONFIGURATION DE REGLAGE DU SYSTEME A ETUDIER

Pour obtenir le réglage par mode de glissement, il suffit d'utiliser des organes de commande fonctionnant par tout ou rien.

Dans notre cas, on a à asservir la tension statorique de la machine à une valeur imposée par la tension de consigne en agissant sur la tension d'excitation, ce qui nous conduit à utiliser un convertisseur abaisseur muni d'un interrupteur pouvant commuter entre deux positions, alimentant ainsi, le convertisseur tantôt par V_s tantôt par une tension nulle.

La tension aux bornes du condensateur sera donc la tension d'alimentation du circuit inducteur, constitué de l'inductance L_f et de la résistance r_f . Cette tension aura un seul sens, celui imposé par V_s .

On aurait ainsi pu changer la structure du système à étudier à l'aide de la commutation au niveau de la tension d'alimentation du convertisseur abaisseur. Ayant utilisé ce convertisseur, on aurait opté pour une configuration de réglage avec changement de structure par commutation de la commande, cette configuration est caractérisée par la performance de sa loi de commutation. Elle est illustrée à la figure 2.18.

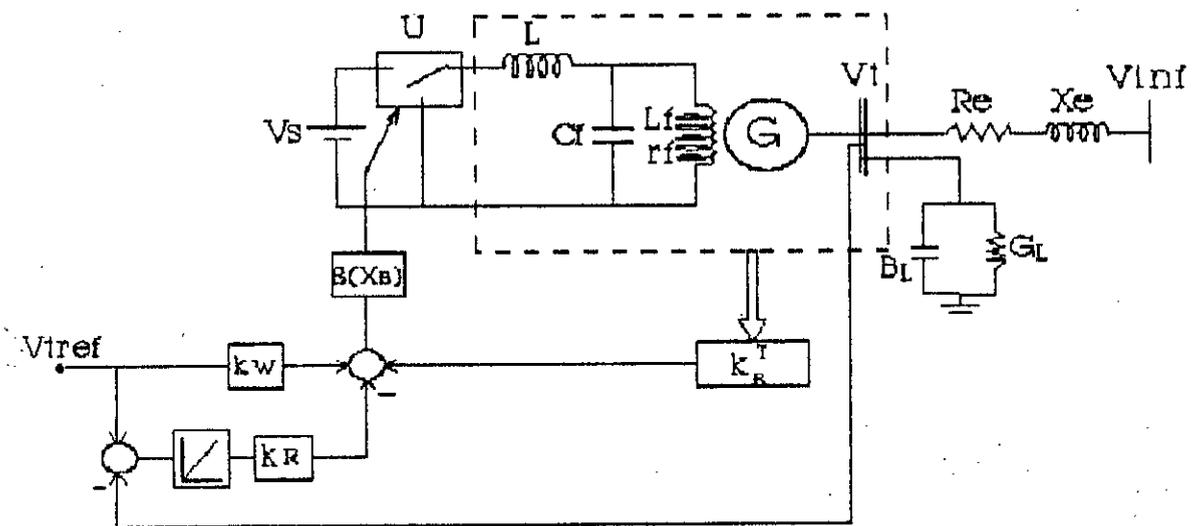


Fig. 2.18 Schéma du système étudié avec réglage

II-3-2 REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME ETUDIE

On ne s'intéresse ici qu'aux petites variations des variables d'état du système autour de leur point de fonctionnement au régime régime permanent .

Exprimons Δi_f en fonction de la variation des grandeurs d'état régissant le modèle de la machine .

On a en grandeurs relatives :

$$\Delta E'_q = \omega_R k M_f \Delta i_f / \sqrt{3} + (X_d - X'_d) \Delta I_d \quad (2.68)$$

Or

$$\Delta I_d = \alpha_1 \Delta E'_q + \alpha_2 \Delta \delta \quad (2.69)$$

avec

$$\alpha_1 = K_L (\lambda_2 \hat{R}_q - (1 + \lambda_1) \hat{X}_q) \quad (2.70)$$

$$\alpha_2 = K_L V_m (\hat{R}_q \cos(\delta_0) - \hat{X}_q \sin(\delta_0)) \quad (2.71)$$

On aura donc :

$$\Delta i_f = \beta_1 \Delta E'_q - \beta_2 \Delta \delta \quad (2.72)$$

où

$$\beta_1 = \frac{1 - \alpha_1 (X_d - X'_d)}{\omega_R k M_f / \sqrt{3}} \quad \beta_2 = \frac{\alpha_2 (X_d - X'_d)}{\omega_R k M_f / \sqrt{3}} \quad (2.73)$$

On doit maintenant exprimer Δv_f en fonction de la tension d'excitation rapportée au stator ΔE_{FD} .

$$\Delta E_{FD} = \lambda \Delta v_f \quad (2.74)$$

avec

$$\lambda = \frac{\omega_R k M_f}{\sqrt{3} I_f}$$

On rapporte toutes les grandeurs rotoriques (Δi , v_a , Δi_r , Δv_r) au stator, on aura :

$$\Delta I = \lambda \Delta i \quad \Delta I_r = \lambda \Delta i_r \quad v_a = \lambda v_s \quad (2.75)$$

Le système d'équations différentielles régissant la dynamique du système est donc donnée par :

$$\Delta \delta - 2\pi f \Delta \omega$$

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

$$\Delta \dot{E}'_q = \frac{1}{\tau_{d0}} (-K_4 \Delta \delta - \frac{1}{K_3} \Delta E'_q + \Delta E_{FD})$$

$$\Delta \dot{I} = \frac{1}{T_1} (-\Delta E_{FD} + V_s \Delta U) \quad (2.76)$$

$$\Delta \dot{E}_{FD} = \frac{1}{T_2} (\lambda \beta_2 \Delta \delta - \lambda \beta_1 \Delta E'_q + \Delta I)$$

$$\Delta \dot{X}_R = \frac{1}{T_f} (-\Delta V_t + \Delta V_{tref})$$

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q \quad (2.77)$$

avec :

$$T_1 = \frac{I_{FB}}{V_{FB}} L \quad T_2 = \frac{V_{FB}}{I_{FB}} C_f \quad (2.78)$$

T_1 : constante de temps d'intégration .

La représentation d'état du système est :

$$\Delta \dot{X} - A \Delta X + b \Delta U + b_w \Delta w + b_v \Delta v \tag{2.79}$$

où :

$$\Delta X^T = [\Delta \delta \quad \Delta \omega \quad \Delta E'_q \quad \Delta I \quad \Delta E_{FD} \quad \Delta X_R] \tag{2.80}$$

$$\Delta v = \Delta T_n \tag{2.81}$$

$$\Delta w = \Delta V_{cref} \tag{2.82}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 2\pi f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_4}{\tau_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3 \tau_{do}} & 0 & \frac{1}{\tau_{do}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_1} & 0 \\ \frac{\lambda \beta_2}{T_2} & 0 & -\frac{\lambda \beta_1}{T_2} & \frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ -\frac{K_5}{T_1} & 0 & -\frac{K_6}{T_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{2.83}$$

$$b^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{V_g}{T_1} \quad 0 \quad 0] \tag{2.84}$$

$$b_v^T = [0 \quad \frac{1}{M} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \tag{2.85}$$

$$b_w^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{1}{T_1}] \tag{2.86}$$

Le modèle du système avec la commande ΔU commutant entre 1 et 0 est un modèle à second membre discontinu, le problème essentiel est celui du choix approprié d'une surface de commutation .

II-3-3 SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMUTATION POUR LE SYSTÈME ÉTUDIÉ

En tenant compte de l'équation d'état du système, la loi de commutation sera donnée par :

$$S(\Delta X) = -k^T \Delta X + k_v \Delta w \tag{2.87}$$

où

$$k^T = [k_\delta \ k_\omega \ k_\theta \ k_i \ k_v \ -k_R] \tag{2.88}$$

L'expression de la commande en fonction de la loi de commutation sera dans ce cas :

$$\begin{cases} \Delta U = 1 & \text{si } S(\Delta X) > 0 \\ \Delta U = 0 & \text{si } S(\Delta X) < 0 \end{cases} \tag{2.89}$$

Pour la synthèse de cette loi de commutation on utilise la méthode d'imposition des pôles .

On choisit deux (2) paires de pôles complexes conjugués, un pôle simple et le pôle déjà fixé à l'origine comme l'indique la figure 2.19 .

$$p_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad p_{3,4} = -\rho \pm j\rho/2 \quad p_5 = -\rho \quad p_6 = 0 \tag{2.90}$$

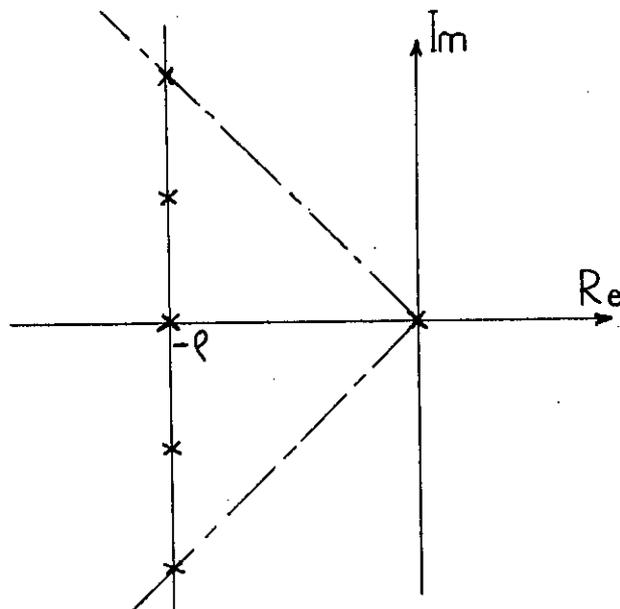


Fig. 2.19 Choix des pôles

En utilisant l'organigramme illustré à la figure 2.17 , on détermine le vecteur ligne de la contre-réaction d'état .

II-3-4 RESULTATS DE SIMULATION

Le circuit abaisseur est dimensionné de façon à avoir, un bon filtrage de la tension d'excitation de la machine en agissant sur Cf (Cf=500 μ F), et un bon lissage du courant d'excitation en agissant sur la self L (L=0.2H) .

A partir des résultats de simulation, on constate que les réponses du système étudié correspondant aux différentes grandeurs de sortie ont une bonne performance. Evidemment, la réponse qui revêt une grande importance et son étude constitue l'objectif primordial de ce travail est la réponse en tension de sortie représentée à la figure 2.20 .

Cependant, pour le point de fonctionnement étudié (P = 1 , Q =0.62), le problème consiste à trouver la surface de commutation qui donne les meilleures performances à la réponse .

A cet effet, on varie les pôles imposés par le réglage d'état dans la synthèse de la loi de commutation, en jouant sur la valeur de ρ . On calcule, à chaque fois, le vecteur de la contre-réaction d'état correspondant au pôle désiré, et on visualise la réponse avec les nouveaux réglages d'état, et ce jusqu'à obtention de la meilleure réponse.

On remarque que plus ρ est grand plus la réponse est rapide néanmoins le domaine du mode de glissement devient restreint . A une certaine valeur de ρ , le mode de glissement est perdu.

La valeur de ρ donnant une réponse optimale est : 8

Par conséquent, les coefficients du vecteur de la contre-réaction d'état sont :

$$k^T = [-2525 \quad -30790 \quad -3469 \quad 1 \quad 9.7568 \quad 4120]$$

On constate que :

- le temps de réponse qui est de l'ordre de 1 s ,
- l'erreur au régime permanent est inexistante dû à l'action du régulateur integrateur,
- l'absence d'oscillations, cela s'explique par la performance de la loi de commutation étant donné que la trajectoire d'état du système tombe dans le domaine de glissement dès l'application de la variation de la tension de consigne ($\Delta V_{ref}=5\%$) .

Les mêmes remarques restent valables pour les autres grandeurs du système représentées à la figure 2.20 (variation de la vitesse angulaire, variation de la tension d'excitation, variation de l'angle interne) .

II-3-5 CONCLUSIONS

Dans la deuxième section, on a présenté l'étude de la stabilité dynamique d'une machine synchrone connectée à un réseau infini avec une charge locale à l'aide de la théorie des modes glissants, dont l'objectif est de ramener la trajectoire d'état du système étudié sur une surface de glissement imposée par la loi de commutation.

La synthèse de la loi de commutation à l'aide de la méthode de placement des pôles a donné un bon comportement dynamique du système étudié. C'est pourquoi cette méthode se prête bien pour le dimensionnement de la loi de commutation .

Une comparaison entre les résultats de simulation obtenus lors de l'utilisation du régulateur Type 1 dans la régulation de tension et ceux obtenus avec le réglage de tension par la méthode des modes glissants montre que cette dernière donne un comportement dynamique du système nettement meilleur du moment où toutes ses performances ont été améliorées .

On peut démontrer en écrivant l'équation d'état du système en mode de glissement que la dynamique du système n'est pas influencée par les variations de l'inductance L et de la tension d'alimentation du convertisseur V_s , d'où la robustesse de cette technique de commande vis à vis de ces variations, ce qui constitue un avantage incontestable. Néanmoins, cette technique présente des limitations pratiques à cause de la forte sollicitation de l'organe de commande .

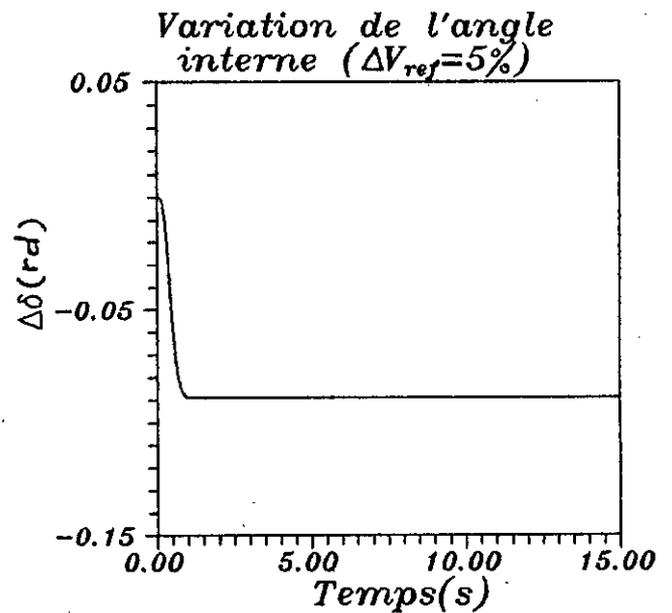
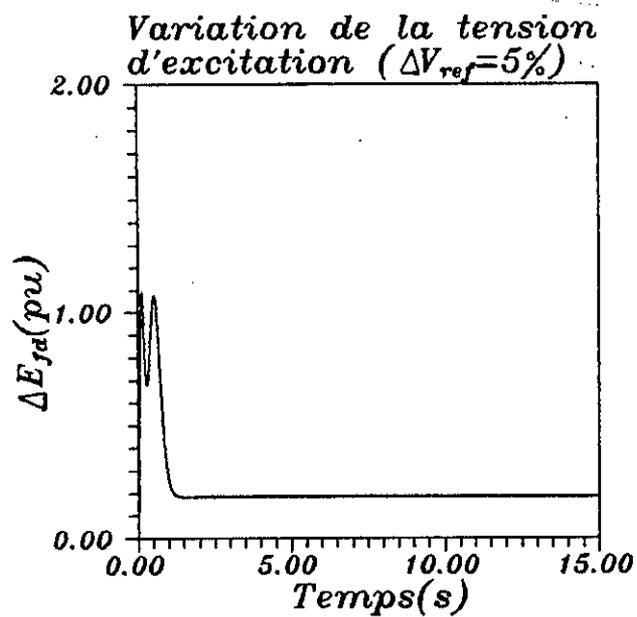
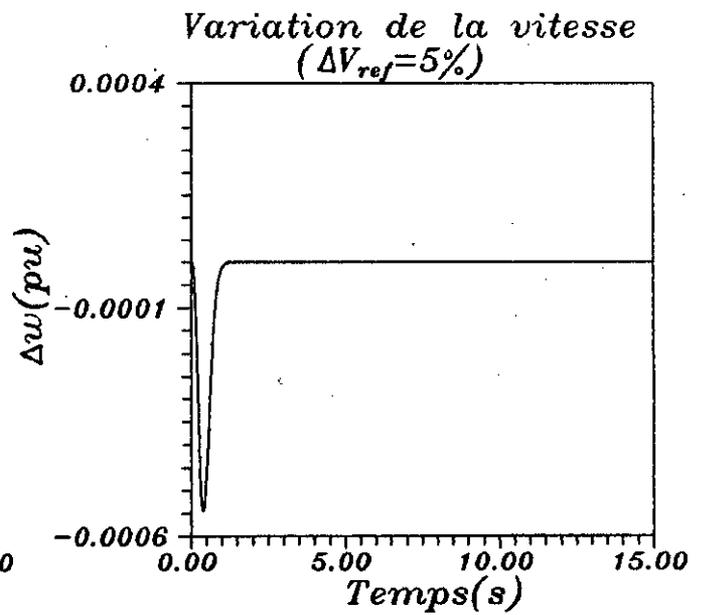
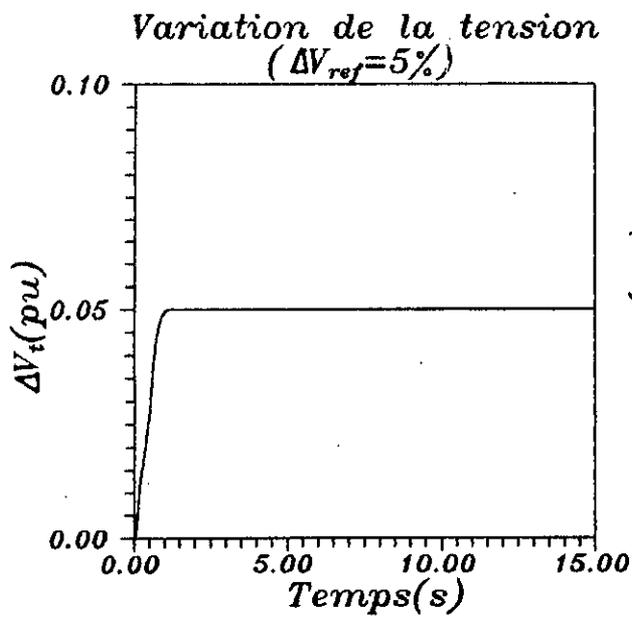


Fig 2.20 Réponses du système avec le réglage par mode de glissement, pour une consigne échelon de $5\% \Delta V_{ref}$

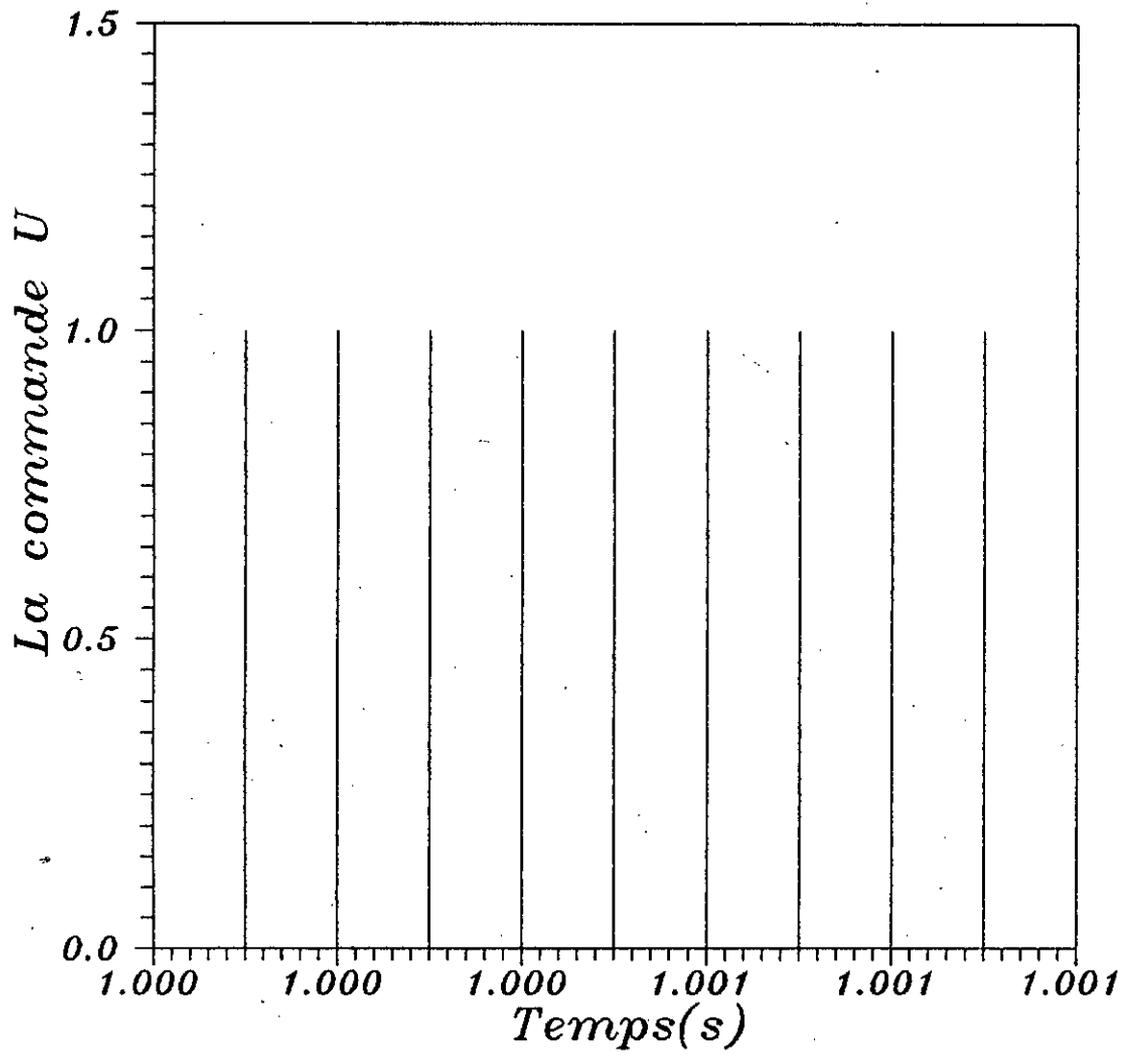


Fig 2.21 La commande U dans un intervalle de temps de 0.001 s

REGLAGE ADAPTATIF DE TENSION PAR LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

INTRODUCTION

Les réseaux de neurones artificiels sont un nouveau mode de traitement de l'information, qui apparaît particulièrement prometteur pour résoudre un certain nombre d'applications jusqu'alors très difficile, voire hors de portée des techniques informatiques. Les réseaux de neurones artificiels sont capables d'apprendre à partir d'exemples et de généraliser à des cas non appris. Ils sont de plus dotés des propriétés de résistance au bruit dans les informations reçues et de résistance aux pannes.

Les calculs sont réalisés en parallèle localement sur chacun des neurones, ce qui permet d'obtenir des temps de réponse extrêmement *petits* .

Les domaines d'applications sont la reconnaissance de formes (vision, parole, caractères manuscrits, spectre doppler, radar etc...), la robotique, le diagnostic, la classification, et l'extraction de caractéristiques .

III-1 HISTORIQUE ET ORIGINE DU CONCEPT :

Au début des années 60, les études sur les réseaux neuronaux ont donné naissance au Perceptron, l'ancêtre des réseaux. Il fut conçu en 1962 par Frank Rosenblatt pour la reconnaissance des formes simples. La première couche de neurones est constituée de capteurs, la couche principale au milieu, constitue l'unité de décodage. Quant à la troisième, elle exprime la réponse du réseau. Le Perceptron était incapable de généraliser ou de reconnaître un environnement à partir d'un ensemble d'éléments.

Deux chercheurs américains, Marvin Minsky et Seymour Papert montrèrent les limites du système, et par la même occasion,

réussirent à enterrer le sujet.

Dans les années 70, les recherches ont été orientées vers d'autres domaines. C'est la grande période des systèmes expert. Des irréductibles, cependant, continuent clandestinement leurs expérimentations. Les informaticiens se mettent alors à travailler sur des architectures capables d'exécuter des calculs parallèles. Avec plus de processeurs, les temps de calcul diminuent puisque chacun effectue ses opérations en même que les autres. D'où, il sera plus facile de construire des machines capables d'initier l'organisation du cerveau. Ce n'est qu'en 1982 qu'une nouvelle ère commence. Le chercheur John Hopfield détaille dans un article le bon usage du réseau de neurones formel.

III-2 LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIEL (ANN) ET LEURS APPLICATIONS

Actuellement, ANN fait l'objet d'applications dans divers domaines, quelques unes ont déjà connu un grand succès. Des efforts importants ont été déployés pour promouvoir l'application de ANN dans la commande et l'identification des systèmes.[21]

Toute la difficulté de la technologie neuronale réside dans la conception d'un réseau adapté à la résolution d'un problème.

- Combien le réseau doit-il contenir de couches ?
- Combien de neurones ?
- Quelles doivent être les connexions ?
- Quelle fonction d'activation choisir ?

Disons simplement que c'est par l'expérience, par les tâtonnements et les essais successifs, que s'élabore un réseau qui marche .

La reconnaissance de forme est sans doute l'un des domaines qui profite le plus de l'utilisation de ANN .
Imaginons un réseau de neurones capables de reconnaître les caractères qui représentent les chiffres. Supposant que le

chiffre soit tracé sur une grille de 64 (8x8) pixels et que chacun des pixels soit relié à un neurone d'entrée. En sortie, on aura 10 neurones, chacun affecté à la reconnaissance d'un chiffre. Chacun des 64 pixels de l'image est traduit sous une forme numérique "1" si le pixel est allumé "0" s'il est éteint. On procède à l'apprentissage du réseau en lui faisant lire les chiffres les uns après les autres. La phase d'apprentissage s'achève quand les coefficients synaptiques sont stabilisés, chacun des chiffres ayant été présentés avec des écritures différentes. Dès qu'un caractère lui sera soumis, le réseau de neurones cherchera la configuration adoptée lors de la première représentation. Même si la forme du chiffre n'est pas apprise par le réseau, celui-ci parviendra à converger vers la bonne réponse .[17]

L'idée de l'utilisation de la reconnaissance des formes dans les systèmes de puissance était, au début, suggérée par Dy Liacco en 1968. Elle allait ouvrir la voie à plusieurs applications dans ce domaine. Malheureusement, les outils de base de la reconnaissance de forme n'avaient pas encore atteint un degré opérationnel, c'est ce qui avait entravé son succès.

Ce n'est qu'à la fin de cette décennie, que l'utilisation des réseaux de neurones a atteint les systèmes de puissance, dûe principalement à la contribution de D.J.Sobajic et Y.H.Pao en 1988 [15]. Ils ont utilisé un réseau de neurones artificiels à trois couches pour l'estimation du temps critique de déclenchement, dû au court-circuit triphasé. Dans cette étude, l'algorithme de la rétropropagation est utilisé pour l'ajustement des paramètres du réseau. Le système testé est composé de 4 machines, 7 lignes et 6 noeuds.

M.E.Aggoune et al. (1989) ont utilisé le réseau de neurones pour l'étude de la sécurité statique. [20]

Le modèle du réseau de neurones utilisé se base sur la rétropropagation. Le système testé se compose de 8 noeuds, 14 lignes de transmission et 4 machines. La contribution principale de cet article est l'analyse comparative entre la rétropropagation

(backpropagation) et (nearest neighbor classifiers) .

Ils ont, cependant, démontré que ANN peut être un outil usuel pour l'élaboration de la sécurité statique dans les systèmes de puissance. Ils ont aussi démontré que les performances de ANN sont significativement meilleures que celles de NNC, en terme de classification, temps de rappel et exigence d'accumulation de données .

III-3 ALGORITHME ET PRINCIPE DE RETROPROPAGATION

Le principe de l'identification par l'ANN est illustrée par la figure 3.1 .

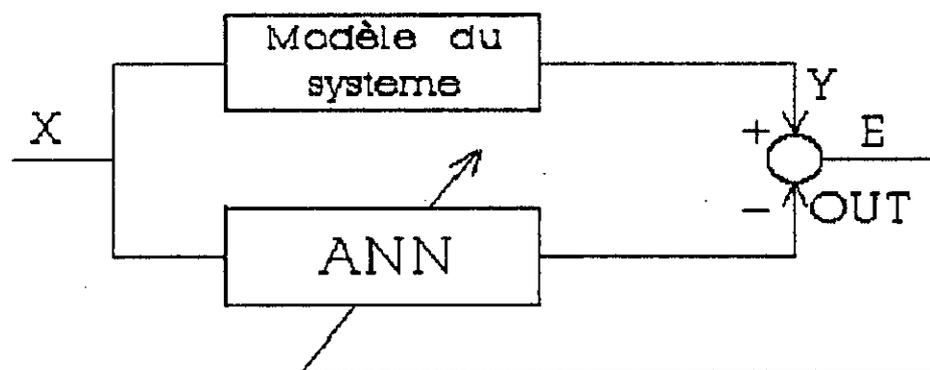


Fig. 3.1 Schéma de principe de l'identification par ANN

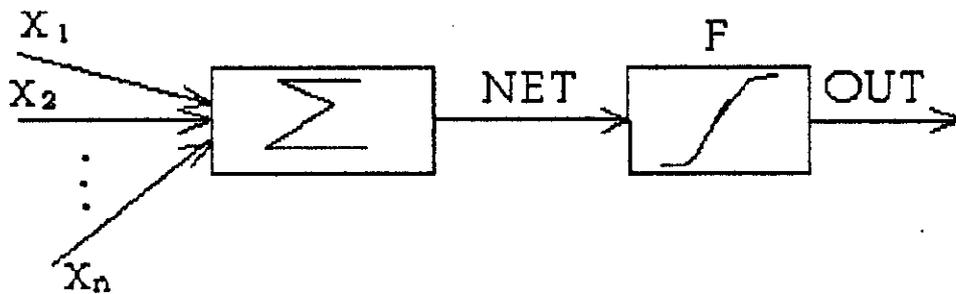
Donc on remplace le modèle équivalent dans les méthodes d'identification classiques par le réseau de neurones artificiels, il se distingue des modèles de reconnaissance conventionnels par sa capacité d'identifier des systèmes très complexes et de très grandes non linéarités. Les neurones du réseau sont considérés comme des éléments de calcul, opérant en parallèle. Ils sont liés par des connexions avec des poids.

Soient X_1, \dots, X_n les entrées d'un neurone et soient $\omega_1, \dots, \omega_n$ les poids correspondant aux connexions.

On pose :

$$NET = \sum_{i=1}^n \omega_i X_i \tag{3.1}$$

Le vrai neurone a une caractéristique non linéaire or NET est une combinaison linéaire des entrées et des poids associés, donc il faut considérer une fonction F dont on précisera les caractéristiques ultérieurement.



La sortie du neurone aura donc pour expression :

$$OUT = F(NET) = \frac{1}{1 + e^{-NET}} \tag{3.2}$$

Ici, F est la fonction sigmoïde dont l'allure est représentée à la figure 3.2.

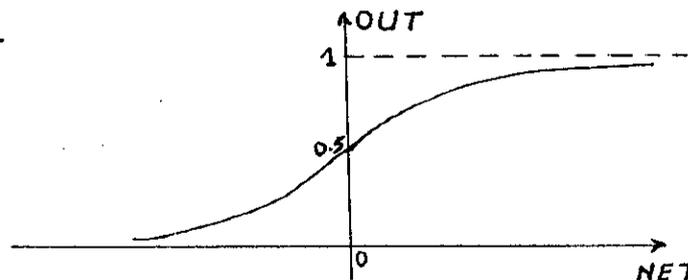


Fig.3.2 Allure de F

Un réseau de neurones typique est illustré à la figure 3.3. Il est composé de trois (3) couches, néanmoins on peut généraliser à un réseau multi-couches.

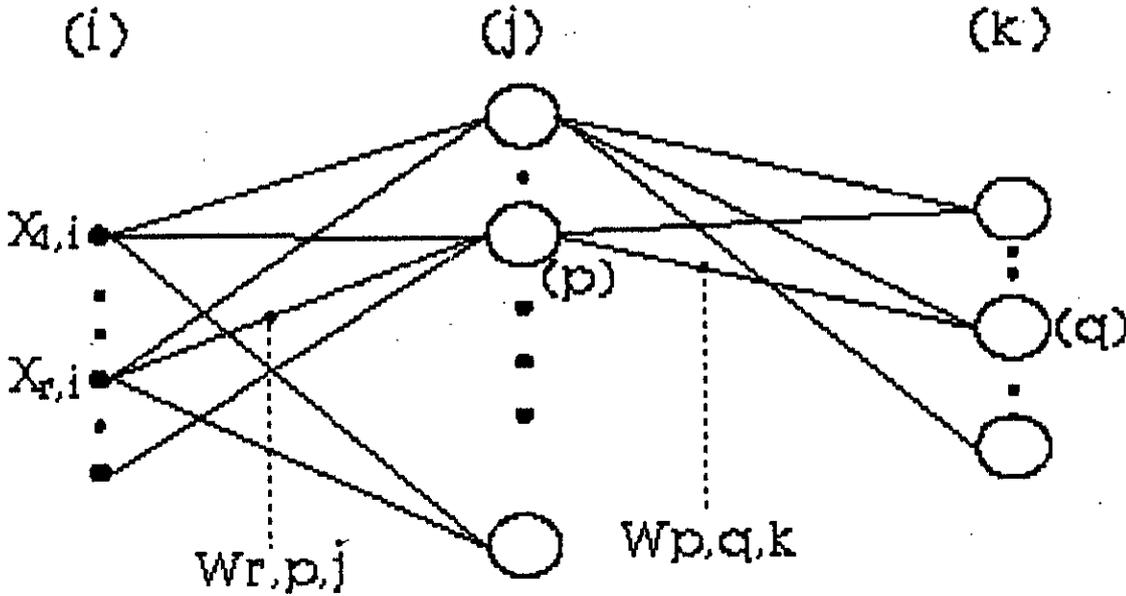


Fig. 3.3

Dans le cas de la figure 3.3.

- (i) : couche d'entrée .
- (j) : couche cachée .
- (k) : couche de sortie .

r : est un point d'entrée, l'information est distribuée aux neurones de la première couche cachée, au niveau de r aucun calcul n'est fait.

Pour un cas général :

- (i), (j), (k) : sont les numéros de couches.
- (p) et (q) : désignent les numéros des neurones.
- $W_{r,p,j}$: poids entre le point r et le $p^{\text{ième}}$ neurone de la couche (j)
- $W_{p,q,k}$: poids entre le $p^{\text{ième}}$ neurone de la couche (j) et le $q^{\text{ième}}$ neurone de la couche (k).

Les réponses désirées sont des entrées spéciales utilisées pour l'apprentissage du réseau de neurones.

Un algorithme d'adaptation ajuste automatiquement les poids de sorte que les sorties du réseau seront aussi proches que possible aux sorties désirées. Toutefois ceci est fait par la correction des poids conformément à la méthode des moindres carrés. La somme des carrés de l'erreur est minimisée durant l'apprentissage, où l'erreur est définie comme la différence entre la sortie désirée et la sortie analogue. Il est simple d'adapter les neurones dans la couche de sortie puisque les réponses désirées pour le réseau entier sont les mêmes pour les sorties correspondantes.

La difficulté principale dans l'apprentissage d'un réseau multicouches réside dans l'obtention des réponses désirées pour les neurones dans les différentes couches autre que la couche de sortie.

L'algorithme de rétropropagation est l'une des méthodes pour établir les réponses désirées pour les neurones des couches cachées. Une fois les poids sont ajustés et le réseau entraîné, ses réponses peuvent être testées par l'application de différentes entrées du système original.

Si le réseau de neurones répond correctement, avec grande précision aux entrées du système non incluses dans les couples d'entraînement du réseau, on dira que le réseau a atteint l'étape de la généralisation. La capacité de généralisation est une attribution d'une grande signification aux réseaux de neurones artificiels. [13]

On peut résumer le processus d'apprentissage dans les étapes suivantes :

Etape 1 :

Appliquer des entrées X au système original et récupérer les sorties Y correspondantes. Les couples constitués des vecteurs X et Y sont appelés couples d'entraînement.

Etape 2 :

Choisir des nombres aléatoires pour $\omega_{r,p,j}$ et $\omega_{p,q,k}$ tels que :

$$0 < \omega_{r,p,j} , \omega_{p,q,k} < 1$$

Etape 3 :

Appliquer le même vecteur d'entrée X au réseau de neurones, OUT étant le vecteur de sortie du réseau.

Etape 4 :

Calcul de l'erreur $e = Y - OUT$

Etape 5 :

Ajuster les poids de manière à minimiser e en utilisant la rétropropagation .

L'algorithme de calcul des poids contient deux parties .

La phase AVANT (FORWARD)

$$NET_{p,j} = \sum_r X_{r,1} W_{r,p,j} \quad (3.3)$$

$$OUT_{p,j} = F(NET_{p,j}) = \frac{1}{1 + e^{-NET_{p,j}}} \quad (3.4)$$

$$NET_{q,k} = \sum_p OUT_{p,j} \omega_{p,q,k} \quad (3.5)$$

$$OUT_{q,k} = F(NET_{q,k}) \quad (3.6)$$

La phase ARRIERE (BACK)

Cette phase consiste à ajuster les poids par la minimisation de l'erreur selon la méthode du gradient .

$$\delta_{q,k} = OUT_{q,k} (1 - OUT_{q,k}) (Y_q - OUT_{q,k}) \quad (3.7)$$

$$\omega_{p,q,k}(n+1) = \omega_{p,q,k}(n) + \Delta\omega_{p,q,k} \quad (3.8)$$

$$\text{où : } \Delta\omega_{p,q,k} = \eta \delta_{q,k} \text{OUT}_{p,j} \quad (3.9)$$

$$\delta_{p,j} = \text{OUT}_{p,j} (1 - \text{OUT}_{p,j}) \left(\sum_q \delta_{q,k} \omega_{p,q,k} \right) \quad (3.10)$$

$$\omega_{r,p,j}(n+1) = \omega_{r,p,j}(n) + \Delta\omega_{r,p,j} \quad (3.11)$$

$$\text{où : } \Delta\omega_{r,p,j} = \eta \delta_{p,j} X_{r,i} \quad (3.12)$$

n : nombre d'itérations

η : taux d'apprentissage, lié à la stabilité et à la vitesse de convergence, un ordre de grandeur pratique pour η est :

$$0.1 < \eta < 1.0$$

On calcule l'erreur :

$$e_{q,k} = Y_q - \text{OUT}_{q,k} \quad (3.13)$$

Si on a n neurones dans la couche de sortie .

$$E_1 = \frac{1}{2} \sum_j^n (Y_j - \text{OUT}_j)^2 \quad (3.14)$$

et si on a N couples d'entraînements .

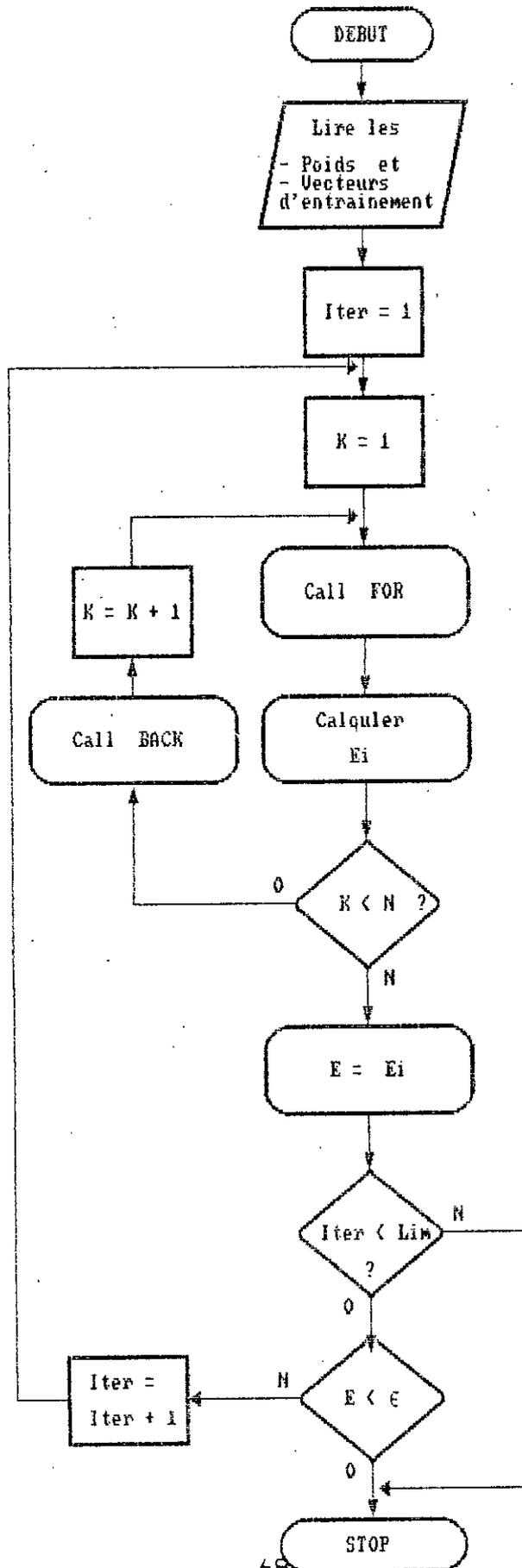
L'expression de l'erreur totale sera :

$$E = \sum^N E_1 \quad (3.15)$$

Quant au choix de la fonction d'activation, elle peut être autre que la fonction sigmoïde. Elle est communément choisie de manière à ressembler aux états du neurone biologique lequel a inspiré le réseau. Comme on a déjà vu, l'algorithme d'apprentissage exige la différentiabilité de la fonction d'activation.

Le fait que l'erreur globale doit être minimale, cela exige, lors de l'apprentissage, un temps de calcul important, par contre lors du test le calcul est rapide car il s'agit d'opérations élémentaires .

L'organigramme correspondant à l'algorithme précédent est illustré ci-après :



III-4 APPLICATION DE ANN POUR LA SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMUTATION POUR DIFFÉRENTS POINTS DE FONCTIONNEMENT

Dans le chapitre II, on a étudié le réglage par mode de glissement de la tension statorique d'une machine synchrone connectée à un réseau infini avec une charge locale, néanmoins ce réglage n'est valable que pour un seul point de fonctionnement, ceci ne peut être suffisant, du moment que ce dernier varie en fonction de la charge.

Pour y remédier, il convient de trouver le réglage par mode de glissement pour chaque point de fonctionnement. A cet effet, nous avons utilisé un réglage adaptatif se basant sur le réseau de neurones artificiel.

L'objectif de l'utilisation des réseaux de neurones réside donc dans la détermination des vecteurs de la contre-réaction d'état pour tout point de fonctionnement.

Le schéma de principe du réglage adaptatif par les réseaux de neurones est illustré à la figure

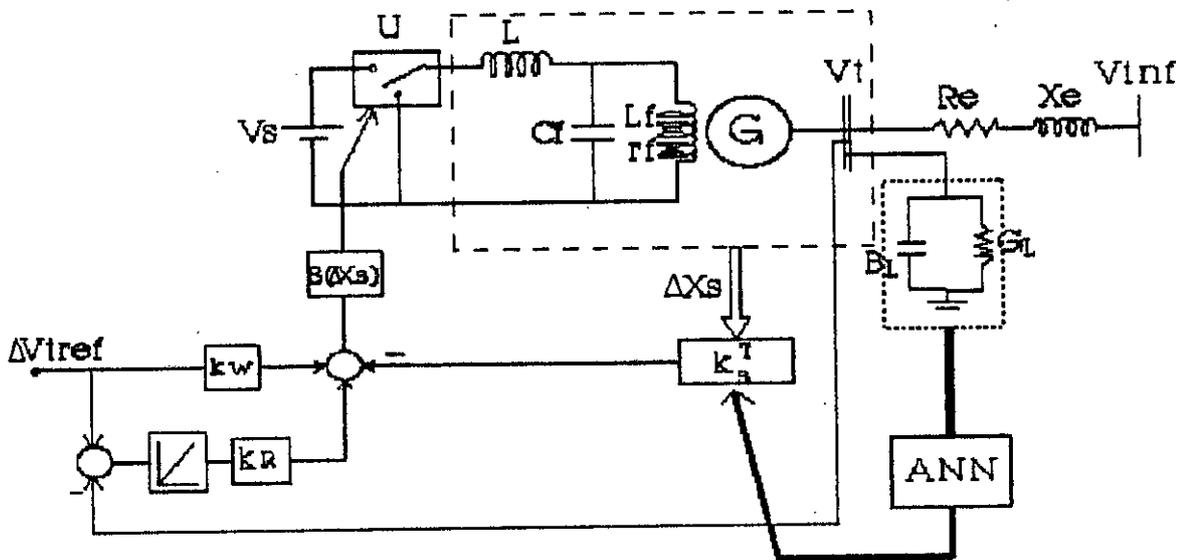


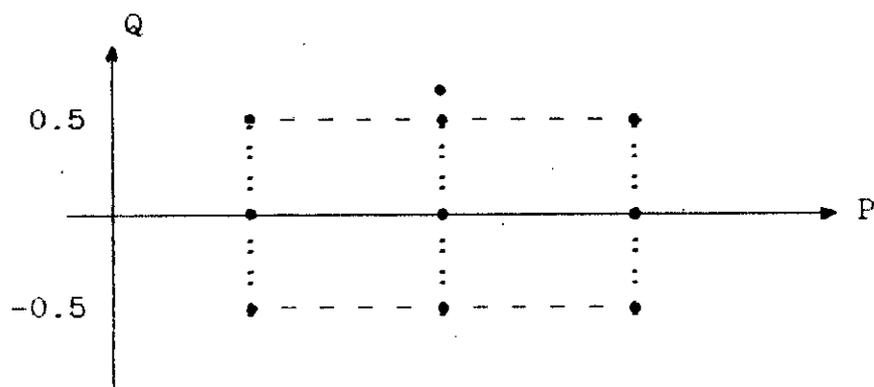
Fig. 3.4 Boucle de réglage adaptatif par ANN .

Pour procéder à l'apprentissage du réseau, la première étape consiste à calculer les couples d'entraînement composés de paires entrées/sorties .

Le vecteur d'entrée contient 2 composantes : puissance active et puissance réactive.

Le vecteur de sortie composé de 6 coefficients de la contre-réaction d'état.

Ces couples d'entraînement sont en nombre de 10, ils sont choisis comme indiqué ci-dessous :



Ils sont tous pris dans la région stable.

La synthèse de la loi de commutation, pour ces points de fonctionnement, est obtenue par la méthode de placement de pôles vue au chapitre précédent. Pour chaque point de fonctionnement, on impose les pôles de manière à avoir une réponse dynamique optimale. Il suffit donc de trouver un compromis entre le temps de réponse de la tension terminale et le dépassement au niveau de la tension d'excitation. cela exige un choix des pôles donnant un temps de réponse assez petit tout en gardant le dépassement de la tension d'excitation inférieur à une certaine limite.

Puisque la fonction sigmoïde est bornée et ses valeurs sont comprises entre 0 et 1 , on doit ramener toutes les valeurs des couples d'entraînement à cet intervalle, (i.e., on les exprime en fonction de leurs valeurs relatives) .

La deuxième étape consiste à utiliser l'algorithme de ANN, présenté précédemment, pour l'ajustement des différents poids synaptiques. Les poids sont initialisés à des valeurs aléatoires uniformément distribuées entre 0 et 1. Une fois l'erreur totale admissible, fixée à 10^{-6} , est atteinte, la phase d'apprentissage est terminée. Le nombre total d'itérations est de 538605 et les poids obtenus sont compris entre -50 et 50 (voir Annexe C.2).

L'architecture du réseau utilisé est représentée dans la figure 3.5

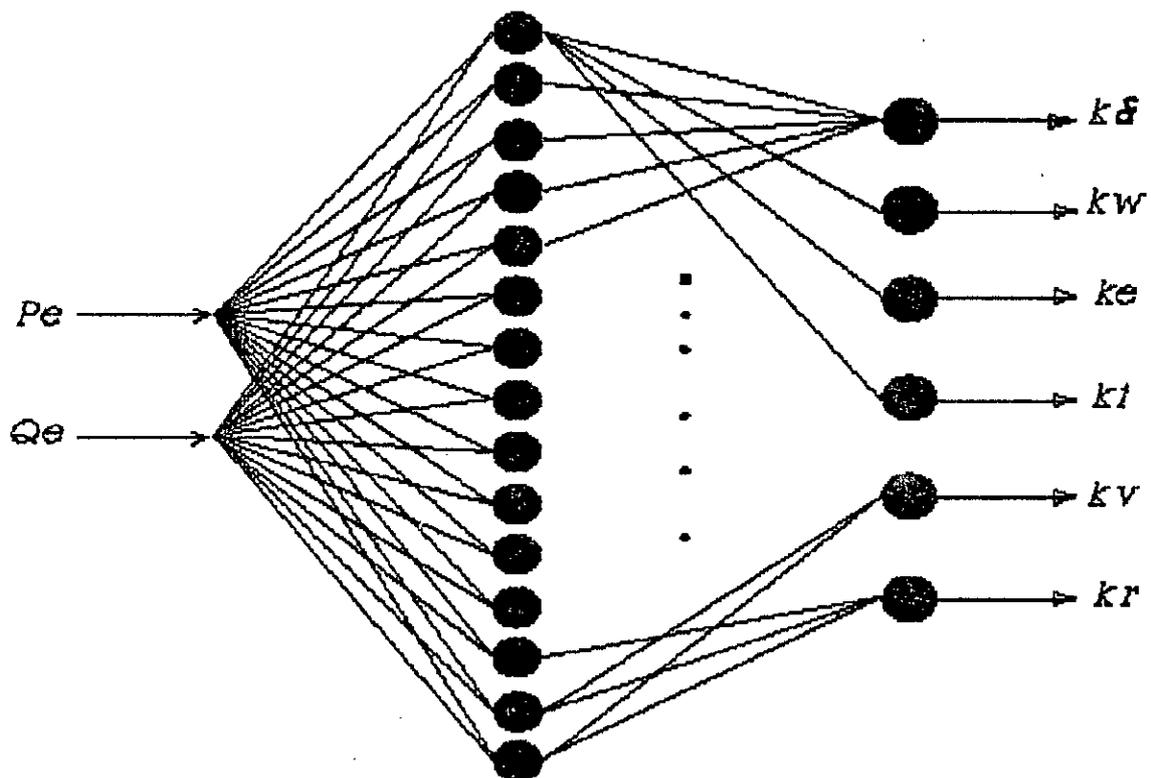


Fig. 3.5 Architecture du réseau de neurones utilisé .

Il n'y a pas de règles précises qui fixent le nombre de couches cachées, ou bien le nombre de neurones par couche .

Pour notre application, il s'agit d'un problème d'identification dont les valeurs des vecteurs à identifier sont concentrées dans une seule région, celle-ci correspond à la région de fonctionnement stable. Par conséquent, le choix d'une

architecture du réseau avec une seule couche cachée à 15 neurones serait adéquat .

III-5 RESULTATS DES TESTS

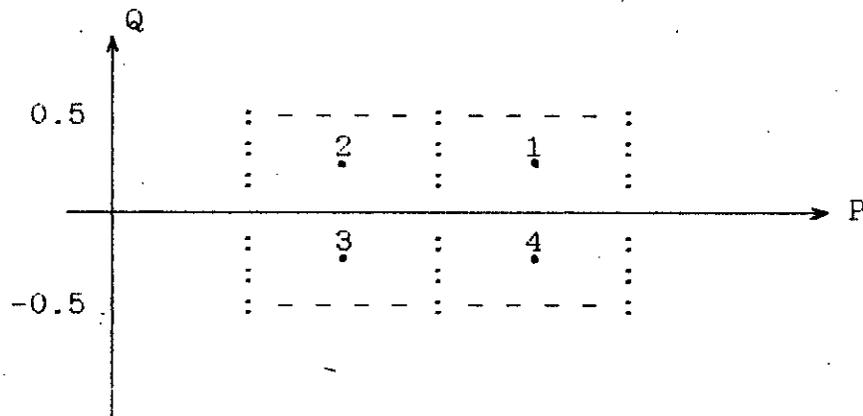
Le programme d'apprentissage est exécuté sur un PC 386 muni d'un co-processeur mathématique 387 ayant une fréquence d'horloge de 25 MHz.

Une fois, la phase d'apprentissage est achevée, on procède au test sur les différents points appris et non appris .

La figure 3.6 illustre les résultats du test avec le réseau de neurones comparés à ceux obtenus par la simulation.

Nous constatons que l'information est restituée parfaitement pour les points de fonctionnement utilisés dans l'entraînement du réseau. Ceci constitue une étape nécessaire à une éventuelle généralisation. Toutefois cette constatation reste insuffisante. En effet, le test sur les points non appris est impératif pour une quelconque décision sur les performances du réseau de neurones utilisé .

A cet effet, nous avons testé des points calculés par interpolation, les plus éloignés de ceux déjà appris, comme l'illustre la figure ci-dessous .



Les résultats des tests sont donnés par la figure 3.6 , les points 1, 2 et 3 sont appris avec une bonne précision. Tandis que le point 4 ($P = 1.25$ pu, $Q = -0.25$) donne des résultats négatifs, le mode de glissement est perdu dans ce cas .

Il est possible d'y remédier, en entraînant de nouveau le réseau de neurones, mais dans ce cas, on rajoute quelques couples d'entraînement autour du point non appris. Néanmoins, l'utilisation de calculateurs puissants s'avère indispensable.

CONCLUSIONS

Les résultats de test ont montré l'insuffisance du nombre de couples d'entraînements utilisés dans la phase d'apprentissage. Ce qui est prévisible dans de telles applications.

Des exemples d'applications ont montré la nécessité d'utiliser un nombre beaucoup plus important de couples d'entraînement pour une éventuelle généralisation (par exemple : dans [18] , 1469 points d'entraînement).

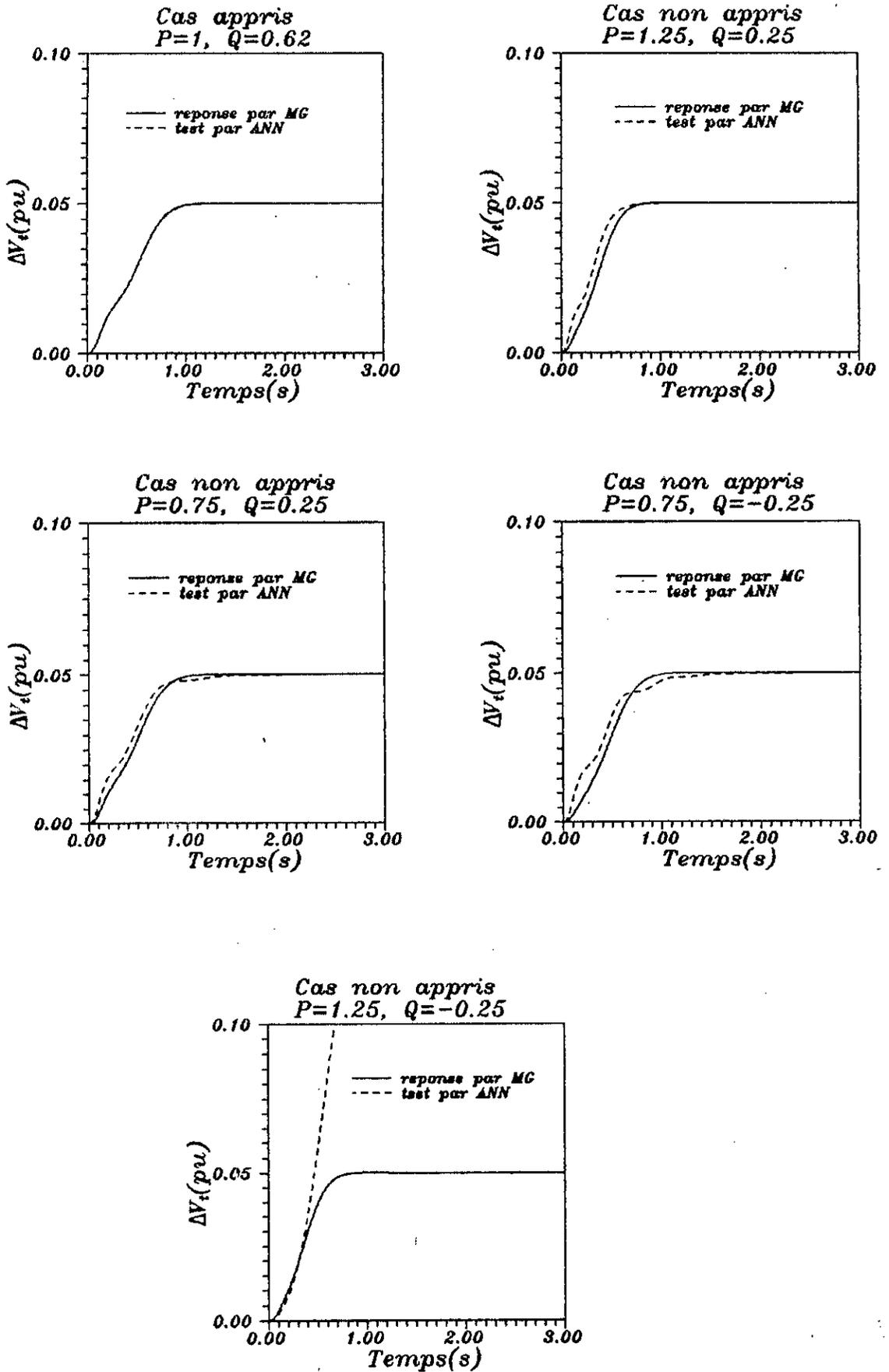


Fig 3.6 Résultats des tests par ANN comparés aux réponses dynamique par le M.G

CONCLUSION GÉNÉRALE

Notre travail a porté sur l'étude de la stabilité dynamique du système (machine synchrone, noeud infini) caractérisé par des oscillations de faible fréquence et amorties.

L'introduction du régulateur IEEE Type 1 dans la régulation de tension réduit sensiblement l'amplitude de ces oscillations.

L'application de la méthode de réglage par mode de glissement, se basant sur la théorie des systèmes à structure variable, dans la régulation de tension, a nettement amélioré les performances du système.

Ceci démontre l'efficacité de cette technique de réglage dont la robustesse est une caractéristique intrinsèque.

Toutefois, la commande à structure variable nécessite des organes de commande à grande fréquence de commutation.

Pour adapter cette technique de réglage à tous les points de fonctionnement du système, nous avons utilisé le principe d'identification par les réseaux de neurones artificiels.

Des résultats prometteux ont été obtenus, néanmoins, ils demeurent insuffisants. Ceci est dû principalement au nombre réduit de couples d'entraînement utilisés lors de l'apprentissage du réseau de neurones.

Il serait intéressant de compléter cette étude par l'utilisation des réseaux de neurones avec un nombre suffisant de couples d'entraînement.

A cet effet, des calculateurs puissants sont indispensables pour exécuter l'algorithme d'apprentissage.

Annexes

Annexe A

NORMALISATION

Pour étudier les performances dynamiques des systèmes complexes on fait souvent appel à une formulation qui rendent la simulation des équations décrivant le système en question, simple et aisée. Pour une meilleure représentation, cette formulation est indispensable dans les réseaux de grande puissance électrique, elle consiste à exprimer toutes les grandeurs électriques, mécaniques et autres, dans un système d'unités relatives appelé : "système per unit".

Ceci est obtenu par un choix particulier de grandeurs de bases relatives aux grandeurs désirées. Les valeurs nominales sont souvent prises comme base.

Dans le but d'illustrer cette représentation, nous traiterons le cas particulier d'un circuit électrique simple, à partir duquel, nous pouvons généraliser.

Soit l'équation d'un circuit électrique classique, exprimée dans le système M.K.S.A. :

$$v = R i + L \frac{di}{dt} \quad [V] \quad (A.1)$$

Soient : V_B , I_B , t_B les grandeurs de bases choisies, dans le système pu, on définit :

$$v_u = v/V_B \quad ; \quad i_u = i/I_B \quad ; \quad t_u = t/t_B$$

En remplaçant chacune de ces expressions dans l'équation (A.1), on trouve :

$$v_u V_B = R i_u I_B + \frac{L I_B}{t_B} \frac{di_u}{dt_u} \quad (A.2)$$

Divisant les deux membres de l'équation (A.2), on obtient :

$$v_u = \frac{RI_B}{V_B} i_u + \frac{LI_B}{t_B V_B} \frac{di_u}{dt_u} \quad [pu] \quad (A.3)$$

On pose :

$$R_u = \frac{R}{V_B/I_B}$$

$$L_u = \frac{L}{t_B V_B/I_B}$$

Les valeurs de bases de la résistance et de l'inductance du circuit électrique étudié sont données respectivement par :

$$R_B = \frac{V_B}{I_B}$$

$$L_B = \frac{V_B t_B}{I_B}$$

L'équation (A.3) devient, dans le système per unit :

$$v_u = R_u i_u + L_u \frac{di_u}{dt_u} \quad [pu] \quad (A.4)$$

On remarque que l'équation originale est conservée dans le système pu .

Dans la modélisation de la machine synchrone opérant dans un réseau électrique, le choix de certaines grandeurs de base statoriques et rotoriques est différent, en raison, entre autres de

la différence notable des niveaux de tensions dans les deux circuits, on définit alors le rapport :

$$k_f = V_{fB} / V_B = kM_f / L_m = 18.854$$

Le tableau ci-dessous donne les valeurs de bases utilisées :

Circuit	Quantité de base	Expression	Valeur numérique	Unité
Stator	S_B	$S_B/3$	53.333	MVA/phase
	V_B	$V_L/\sqrt{3}$	8.66	kV simple
	t_B	$1/2\pi 60$	2.652	ms
	I_B	S_B/V_B	6158.402	A
	R_B	V_B/I_B	1.406	Ω
	λ_B	$V_B.t_B$	22.972	Wb
	L_B	λ_B/I_B	3.730	mH
Rotor	S_{fB}	S_B	53.333	MVA/phase
	V_{fB}	S_B/I_{fB}	163280.677	V
	t_{fB}	t_B	2.652	ms
	I_{fB}	I_B/k_f	326.635	A
	R_{fB}	V_{fB}/I_{fB}	499.885	Ω
	λ_{fB}	$V_{fB}.t_{fB}$	433.115	Wb
	L_{fB}	λ_{fB}/I_{fB}	1.325	H
	M_{fB}	$(L_{fB}.L_B)^{1/2}$	0.070	H

Tableau.A.1.: Grandeurs de base dans le système M.K.S.A.

Annexe B

DONNEES DU RESEAU ETUDIE

B-1 : Paramètres de la machine synchrone étudiée :

Symbole	en pu	en M.K.S.A.	Unité
L_d	1.700	6.341	mH
L'_d	0.245	\\	mH
L_q	1.640	6.117	mH
L_f	1.651	2.189	H
M_f	1.265	0.089	H
kM_f	1.550	0.109	H
$r_f(1250c)$	0.000742	0.371	Ω
τ'_{do}	2224.247	5.90	s
H	893.49	2.37	s

B-2 : Paramètres du régulateur de tension (IEEE Type.1)

Symbole	Val.num	Désignation
K_R	1	Gain du régulateur.
τ_R	≈ 0	Constante de temps du régulateur.
K_A	400	Gain de l'amplificateur.
τ_A	0.05	Constante de temps de l'amplificateur
K_E	-0.05	Gain du système d'excitation
τ_E	0.5	Constante de temps du syst. d'excit.
K_F	0.04	Gain du compensateur.
τ_F	0.715	Constante de temps du compensateur.
S_E	0.3	Valeur de la saturation.

B.3 : Conditions de fonctionnement du système étudié :

B.3.1 : Dimensionnement du circuit de commande :

$$V_s = 3 \quad [\text{pu}]$$

$$L = 0.2 \quad [\text{H}]$$

$$C_f = 500 \quad [\mu\text{F}]$$

B.3.2 Le point de fonctionnement utilisé :

Machine synchrone :

$$P = 1 \text{ pu}$$

$$Q = 0.62 \text{ pu}$$

$$\text{FP} = 0.85$$

$$V_t = 1.174\beta$$

Charges externes :

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

$$X_e = 0.4 \text{ pu}$$

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

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

Caractéristiques du Réseau infini :

Le réseau infini est représenté par un noeud de tension et fréquence constantes, la phase de la tension en ce point est prise comme origine des phases.

$$V_\infty = 1.0 \text{ pu} ; f = 60 \text{ Hz.}$$

Les Constantes du modèle calculées pour le point de fonctionnement ci-dessus sont :

$$K_1 = 0.8169$$

$$K_2 = 0.6560$$

$$K_3 = 0.3077$$

$$K_4 = 1.9676$$

$$K_5 = 0.0298$$

$$K_6 = 0.4754$$

Le vecteur de la contre réaction d'état correspondant au pôle choisi dans le domaine de glissement $\rho = 8$.

$$k_{\delta} = -2525$$

$$k_{\omega} = -30790$$

$$k_e = -3469$$

$$k_i = 1$$

$$k_v = 9.7568$$

$$k_R = 4120$$

$$k_w = 0.5$$

Annexe C

C-1 Couples d'entraînement du réseau de neurones

P	Q	$-k_s/3000$	$-k_w/10e5$	$-k_e/6000$	$k_i/5$	$k_v/50$	$k_R/50000$
1	0.62	0.8418	0.3079	0.5783	0.2	0.19514	0.0824
1	0	0.6011	0.1187	0.5027	0.2	0.24514	0.1021
1	0.5	0.86023	0.11783	0.5364	0.2	0.22014	0.1365
1	-0.5	0.6532	0.49378	0.2404	0.2	0.34514	0.4762
1.5	0.5	0.92346	0.53605	0.2452	0.2	0.34514	0.4164
0.5	0	0.5674	0.30268	0.4865	0.2	0.24514	0.1931
0.5	-0.5	0.38063	0.5448	0.4830	0.2	0.24514	0.1694
0.5	0.5	0.6847	0.60515	0.5732	0.2	0.19514	0.1067
1.5	0	0.61756	0.29616	0.2609	0.2	0.34514	0.2942
1.5	-0.5	0.4886	0.28162	0.2601	0.2	0.34514	0.2758

C-2 Poids utilisés lors du test

3.171697	4.804447	7.877007	11.067933	0.039493	3.985293
16.053959	15.834005	1.581715	3.416317	0.127741	-0.322587
-1.016450	1.736087	4.320405	-0.806667	-0.106809	2.781368
-0.218642	-1.379035	4.876357	9.328933	-0.144884	-5.212542
7.541476	22.881805	-8.923751	-7.182490	-0.027743	1.003352
22.698462	43.605232	-12.173407	5.890744	-0.089288	-19.584604
7.606812	3.481776	-5.063659	-2.012657	-0.578651	-6.678651
15.625334	-0.261771	15.694129	-5.059112	0.006337	5.049967
1.404359	1.484321	-20.221159	-5.805645	0.242704	-19.888659
-2.838978	1.507004	0.109333	-3.425722	-0.694453	11.466374
-7.602796	-5.961975	-8.936150	-7.325072	-5.551577	-11.262851
-49.619118	-8.247170	10.872551	-0.416515	-3.206985	3.905959
1.443982	-1.792297	17.123537	-5.495200	0.265493	10.977724
-6.179728	-5.872632	18.691139	9.840707	-4.586524	13.133965
14.590081	3.611876	9.700575	-4.513666	5.100583	7.291119
-35.862934	-3.023582	-6.966908	0.089571	-2.943769	10.243473
-12.493625	-2.763122	12.943050	-1.400114	0.218050	8.713941
28.775114	4.266560	11.615634	0.045002	2.681211	12.704916
-3.677254	4.967558	-37.649162	0.001177	3.190466	-24.204199
14.390519	1.430222	11.285312	-0.302860	1.510724	2.869604

BIBLIOGRAPHIE**OUVRAGES :**

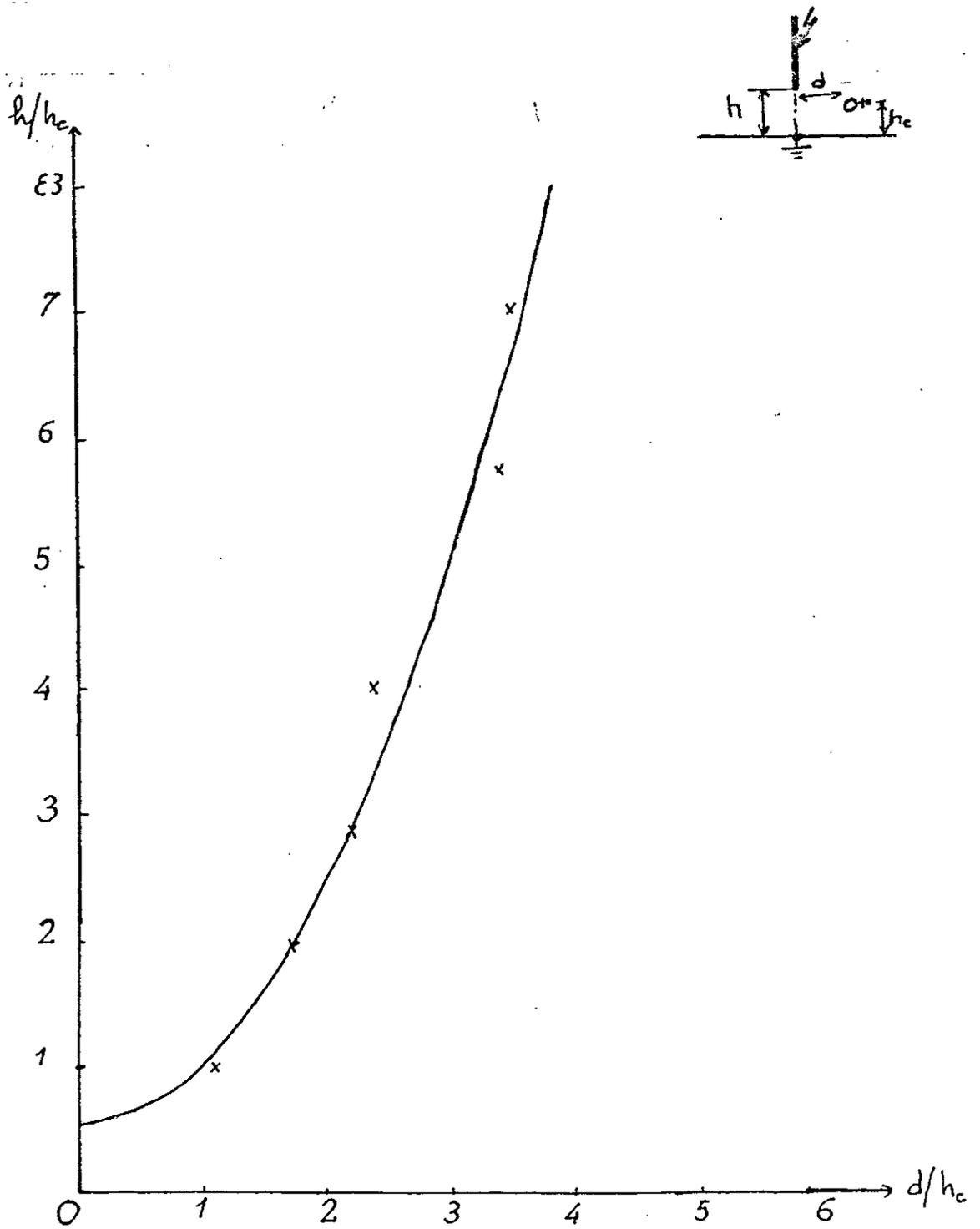
- [1] P.M. ANDERSON & A.A. FOUAD
Power System Control and Stability
The IOWA state university Press, AMES, IOWA, USA 1977
- [2] YAO-NAN YU
Electric Power System Dynamics
Academic Press, INC New York 1983
- [3] H. BUHLER
Réglage Par Mode de Glissement
Presses Polytechniques Romandes, Lausanne 1986
- [4] F. BOUDJEMAA
Commande Par Mode de Glissement. Application
aux convertisseurs électriques
Thèse de docteur ingénieur 1991
- [5] A. SABANOVIC, D.B. IZOSIMOV, ...
Sliding Modes in Controlled Motors Drives
Proceedings IFAC Symposium Lausanne, Control in Power
Electronics and Electrical Drives, Pergaman Press, Oxford, 1983
- [6] J. CHATELAIN
MACHINES ELECTRIQUES
Presses polytechniques Romandes, Lausanne 1983
- [7] D.E. RUMELHART & J.L. McCLELLAND
and The FDP Research Group
Parallel Distributed Processing
Volume 1 : Foundations
The MIT Press 1986

ARTICLES

- [8] M.K.EL-SHERBINY & D.M. MEHTA
Dynamic System Stability
Part I : Investigation of the Effect of Different Loading
and Excitation Systems .
IEEE Trans.on Power Apparatus and Systems, Vol.88 1973
- [9] F.P. DEMELLO & C. CONCORDIA
Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by
Excitation Control .
IEEE Trans.on Power apparatus and Systems
Vol. 88, No.4, April 1969
- [10] M.M. ABU-ELNAGA & R.T.H. ALDEN
Dynamic Performance of a Synchronous Generator-Fourth
order Microcomputer Model .
IEEE Trans. on Power Systems Vol.4, No. 1, February 1989
- [11] G.P. MATTHEWS, & R.A. DECARLO, & S. LEFEBVRE
Toward a Feasible Variable Structure Control Design for a
Synchronous Machine Connected to an Infinite Bus
IEEE Trans.on Automatic Control, Vol,31, No. 12, December 1986
- [12] R.A. DECARLO, & S.H. ZAK, & G.P.MATTHEWS
Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable
Systems : A Tutorial.
IEEE Proceeding, Vol. 76, no. 3, March 1988
- [13] B. WIDROW, R.G. WINTER, R.A. BAXTER
Layered Neural Nets for Pattern Recognition
IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing
Vol. 36, No. 7, July 1988

- [14] R.P. GORMAN & T.J. SEJNOWSKI
Learned Classification of Sonar Targets Using
a Massively Parallel Network.
IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing,
Vol. 36, No. 7, July 1988
- [15] D.J. SOBAJIC
Artificial Neural-Net Based Dynamic Security Assessment
for Electric Power Systems.
IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 4 No. 1, February 1989
- [16] R. K. HARTANA & G.G. RICHARDS
Harmonic Source Monitoring and Identification Using
Using Neural Networks.
IEEE Trans. on Power Systems, vol. 5, No.4, November 1990
- [17] D. SANZ
UN CERVEAU DANS LA MACHINE
" Des Neurones Artificiels Capables d'Intelligence."
Science & Vie Micro. No 69, Février 1990
- [18] M.E. AGGOUNE, et al
Potential of Artificial Neural Networks in Power
System Operation.
International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS),
New Orleans, Louisiana, May 1990
- [19] M.E. AGGOUNE, et al
Dynamic Security Assessment of Power Systems Using Back
Error Propagation Artificial Neural Networks.
Second Symposium on Expert System Application to Power
Systems (ESAPS), Seattle, Washington, July 1989

- [20] M.E. AGGOUNE, et al
Artificiel Neural Networks for Power System Static
Security Assessment.
International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS),
Portland, Oregon, May 1989
- [21] P.J. WERBOS
Neural Networks for Control and System Identification
Room 1151, National Science Foundation
Washington D.C 20550



FIG(38) Zone d'attraction d'un Paratonnerre horizontal au dessus d'un sol conducteur [4]

*
* CHAPITRE 4 *
*
* INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE LA *
*
* TERRE SUR LES ZONES D'ATTRACTION*

4.1 INTRODUCTION

Pour poursuivre les travaux concernant les décharges de foudre sur sol hétérogène nous allons nous intéresser à la détermination des zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur sol homogène faiblement conducteur et l'influence de l'épaisseur de la terre sur celles-ci

Les différents essais ont été effectués au laboratoire de haute tension de l'ENPA, où les ondes de foudre ont été simulées par des impulsions négatives de $1.2/50 \mu s$ délivrées par un générateur de choc de type Marx à huit étages dont la tension nominale est de 600 kv, et l'énergie de 4 kJ (fig 39)

Les périodes T1 et T2 de l'onde de choc représentée à la (fig 40) sont données en fonction des éléments constituant le générateur par:

$$T1 = 2.7 R_s C1 C2 / (C1 + C2) \text{ equ.16}$$

$$T2 = 0.7 (R_s + R_p) C1 \text{ equ.17}$$

Cette onde de choc diffère de l'onde de foudre réelle, elle constitue néanmoins la meilleure approche qu'on peut obtenir au laboratoire, conformément aux recommandations de la CEI-60.

4.2 ESSAIS EFFECTUES

Nous avons déterminé les zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur sol homogène mauvais conducteur pour différents valeurs de l'épaisseur du sable.

4.3 ZONE D'ATTRACTION D'UN PARATONNERRE VERTICAL SUR SOL HOMOGENE FAIBLEMENT CONDUCTEUR (SABLE)

Dans ce cas les zones d'attraction dépendent de la nature et de l'épaisseur du sol.

Le paramètre essentiel qui caractérisera la nature du sol sera la conductivité γ . Pour un sol de conductivité γ et d'épaisseur e, relié à la terre, au dessus duquel se trouve un paratonnerre vertical de hauteur hc; deux cas sont à envisager:

-Si le matériau a une conductivité infinie (cas de l'acier). La zone d'attraction d'un paratonnerre vertical situé au dessus de ce sol, est confondue avec la parabole du modèle électrogéométrique. (fig 41)

Dans notre cas, le matériau n'est pas parfaitement conducteur, la zone d'attraction du paratonnerre serait comprise entre celles des configurations du sol conducteur (sol acier) pour lequel la hauteur du paratonnerre est égale à (hc) et (hc+e) dans le cas où le matériau est de l'air. (fig 42)

$$R_0 = ((8 \times 10) + 150) \Omega$$

$$C_2 = 2 \text{ nF}$$

$$R_p = 8 \times 430 \Omega$$

$$C_1 = 22.5 \text{ nF}$$

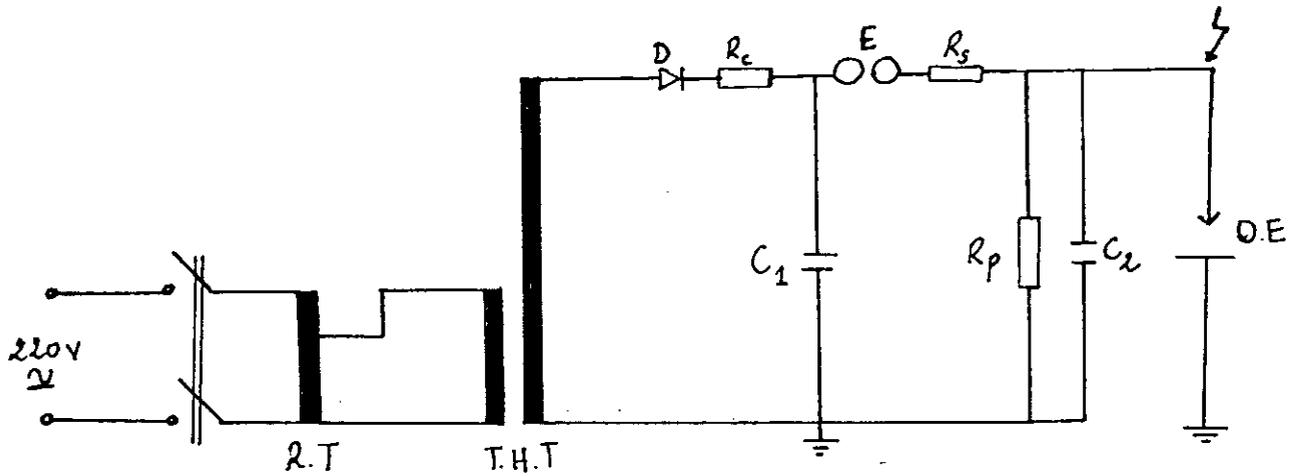
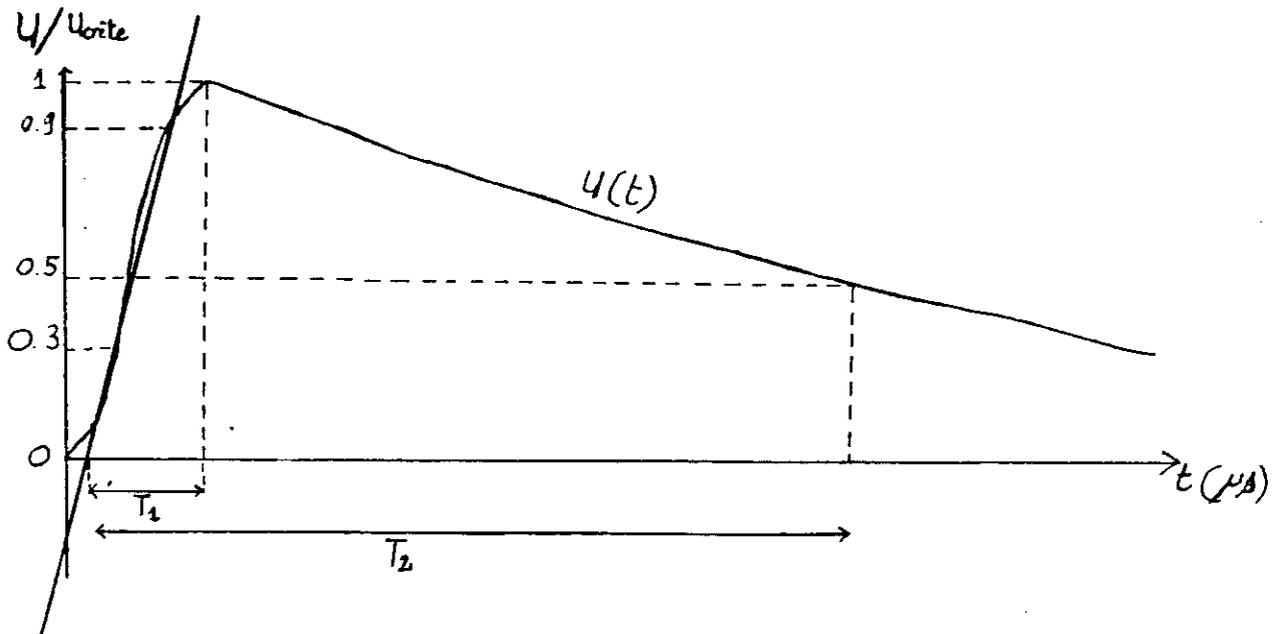


Fig (39) : schéma simplifié du générateur de choc



Fig(40) : courbe représentative de l'onde de foudre.

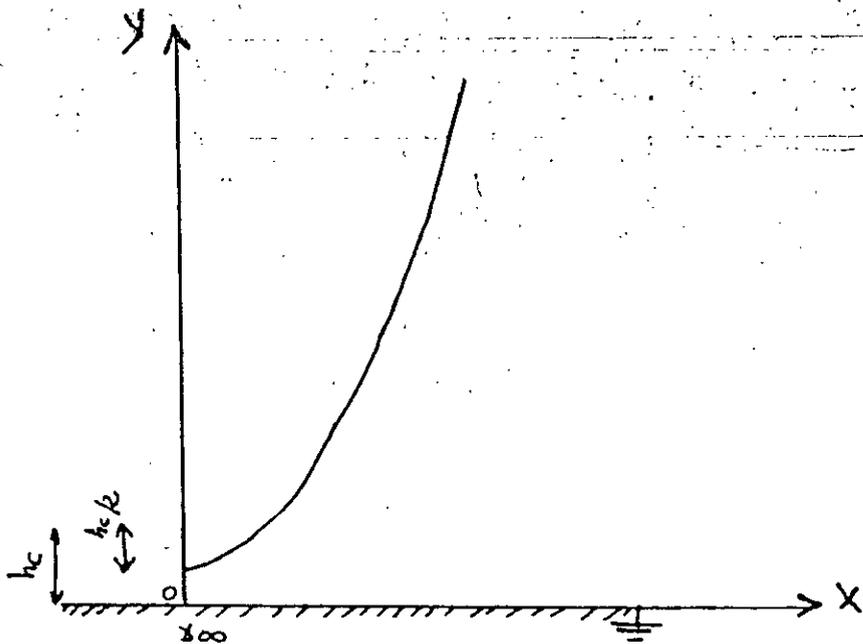


FIG 41: Zones d'attraction d'un paratonnerre vertical dans le cas d'un sol de conductivité infinie [5].

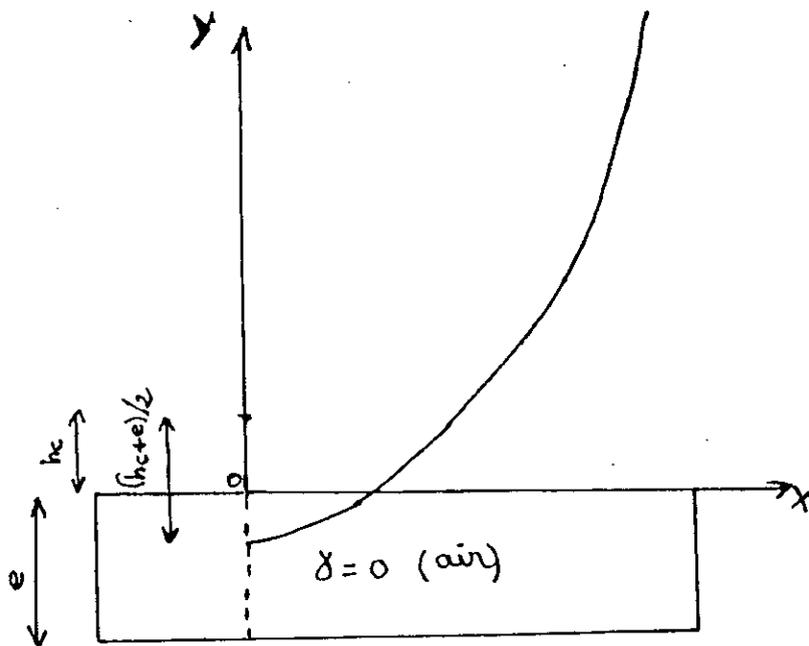


FIG 42: Zone d'attraction d'un paratonnerre vertical dans le cas d'un sol de conductivité nulle [5].

Cette zone est limitée par l'équation:

$$(hc+e)^2 - 2(hc+e) \cdot (h+e) + d^2 = 0 \text{ équ 18}$$

Donc pour tout matériau de conductivité comprise entre celle de l'air et celle de l'acier, la zone d'attraction serait comprise entre les deux paraboles décrites précédemment. (fig 43)

l'équation est de la forme :

$$(hc+e')^2 - 2(hc+e') \cdot (h+e') + d^2 = 0 \text{ avec } 0 < e' < e$$

D'après cette équation la zone d'attraction d'un paratonnerre vertical situé au dessus d'un sol de conductivité $0 < \gamma < \infty$ est équivalente à celle du modèle électrogéométrique sur sol conducteur, mais en mesurant la hauteur hc du conducteur au sol, non plus à partir de la surface du sol, mais à un niveau plus bas appelé "niveau de terre fictive" situé à une distance (e') au dessous de la surface du sol.

Donc l'équation s'écrit en posant:

$$X = d/hc \quad y = h/hc$$

$$(1-2y+x^2) - e'/hc (2y+e'/hc) = 0 \text{ équ 19}$$

Pour déterminer le niveau de terre fictive e' on écrit l'équation sous la forme:

$$(e')^2 + 2 yhc (e') - hc^2 (1-2Y+X^2) = 0 \text{ équ 20}$$

La solution de cette équation donne en retenant uniquement la solution positive

$$e' = hc \left[\sqrt{Y^2 - 2Y + X^2 + 1} - Y \right] \text{ équ 21}$$

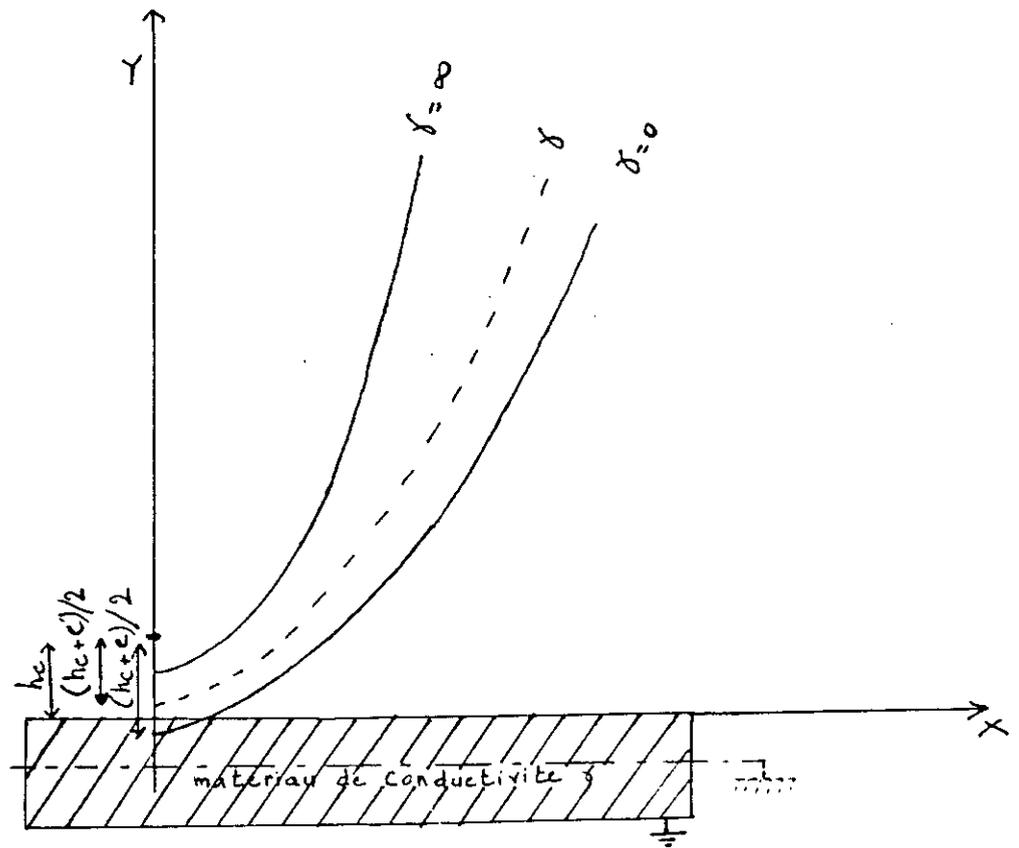
Lorsque :

$$e' / hc \longrightarrow 0 : X^2 - 2y + 1 = 0 \text{ modèle électrogéométrique}$$

$$e' / hc \gg 0 : (X^2 - 2y + 1) \gg 0$$

Le modèle expérimental utilisé est constitué d'une caisse en bois de surface carrée (1x1) m² contenant du sable sec; Le sable est disposé sur un grillage métallique relié à la terre.

L'électrode verticale simulant le traçeur de foudre (juste avant le saut final) a un diamètre de 6 mm présentant une extrémité hémisphérique. (Fig 44)



FIG(43) Zones d'attraction d'un Paratonnerre vertical au dessus d'un sol de conductivité δ [5]

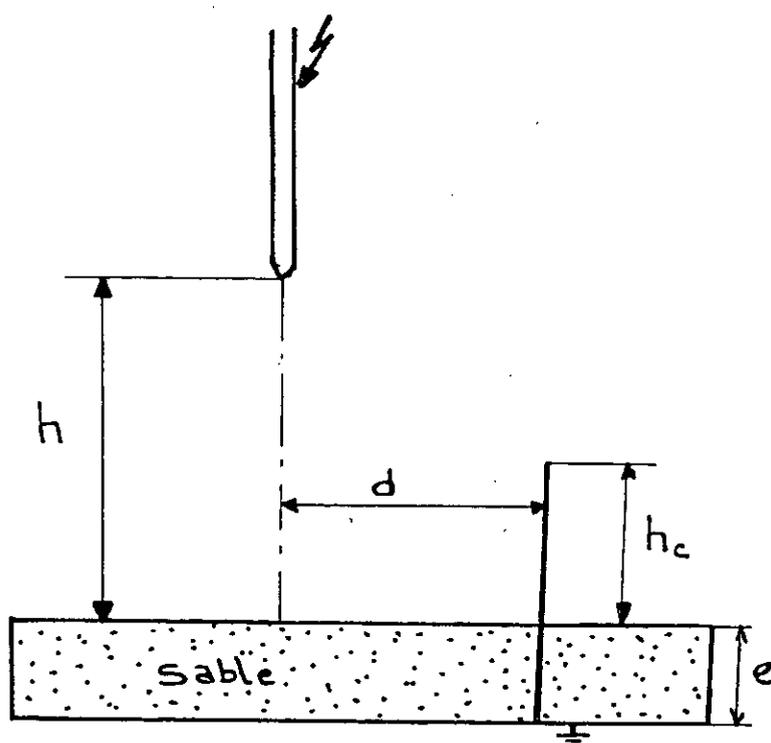


FIG44: Modèle Experimental.

4.3.1. Méthode de travail:

La zone d'attraction correspond expérimentalement à l'ensemble des configurations (h, hc, d), pour lesquelles la probabilité d'impact du conducteur est au moins égale à 90%.

Pour calculer les fréquences de fondroielement du paratonnerre nous appliquons 50 chocs avec un intervalle de temps de 30 secondes entre deux chocs successifs. Cette fréquence F_c sera le rapport du nombre de chocs ayant touché le conducteur sur le nombre total de chocs effectués.

La tension appliquée à la tige avait une amplitude suffisante pour engendrer la disruption à 100% des cas.

Dans notre étude nous avons choisi 3 épaisseurs de terre $e = 15$ cm, $e = 10$ cm, $e = 5$ cm.

Avant de déterminer les zones d'attraction du paratonnerre nous avons d'abord commencé par déterminer les niveaux de tension $U_{100\%}$ des systèmes sans paratonnerre, à l'aide de la méthode des paliers multiples constants. Cette dernière consiste à appliquer N fois un niveau de tension constant et de compter le nombre n de décharges disruptives ayant lieu dans l'intervalle tige plan. De cette manière on détermine 3 niveaux de tension dont la probabilité de décharge disruptive est comprise entre 0% et 100%. Ces fréquences sont représentées en fonction de la hauteur h sur une échelle gaussio-arithématique (voir annexe A).

Nous obtenons une droite de regression donnant ainsi la valeur $U_{100\%}$ qu'on doit appliquer.

h (cm)	4	8	12	16	18
U 100 % (KV)	160	256	328	392	456

a) $e = 15$ Cm

h (Cm)	4	8	12	16	17
U 100 % (KV)	152	232	304	360	376

b) $e = 10$ Cm

h (Cm)	4	8	12	17
uU 100% (KV)	136	216	296	336

c) $e = 5$ Cm

Tableau N°1 : $U_{100\%}$ en fonction de h pour chaque épaisseur e étudiée

Durant les essais . les conditions atmosphériques varient dans les intervalles suivants :

Pression : Pmax = 76,9 mmhg Pmin = 76,6 mmhg
 Temperature : Tmax = 25° c Tmin = 18° c
 Humidite relative : Hmax = 76 % Hmin = 68 %

Par la suite nous déterminons la probabilité d'impact au paratonnerre en fonction de d/hc. La valeur d/hc pour laquelle nous avons 90 % de décharge au paratonnerre est déterminée en portant sur une échelle gaussienne-arithmétique, les fréquences f_c en fonction de d/hc.

Cette valeur correspond à un point de la limite de la zone d'attraction, pour h/hc et e/hc fixées.

Ces courbes sont des droites; ce qui nous permet de dire que la distribution des impacts sur le conducteur en fonctions de d/hc suit la loi normale. (voir en annexe B).

Pour chaque épaisseur nous avons fait les essais pour trois valeurs de - hc -, et pour chaque valeur de hc, trois valeurs de h.

4.3.2 Différentes décharges observées:

Lors des essais nous avons observé la décharge et son lieu d'impact, nous avons pu distinguer 3 types de décharge

- Décharge sur le sable (fig 45 a)
- Décharge sur le paratonnerre (fig 45 b)
- Décharges multiples (ramifiées) touchant à la fois le paratonnerre et le sable (fig 45 c)

4.3.3 Résultats d'essais:

Les points à fréquences de décharge égale à 90% figurent dans les tableaux suivants:

	hc = 2 cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y = h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	4,00	2,00	2,66	3,00
X = d/hc	4,40	6,25	7,40	3,45	4,15	5,00	3,10	3,50	3,71

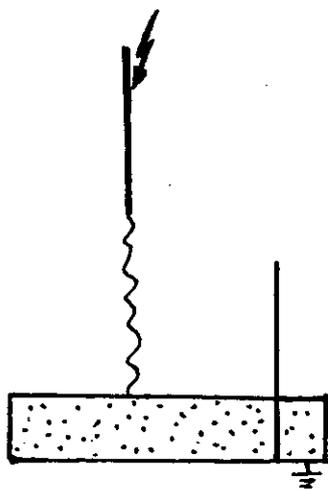
Tableau n° 1 : zones d'attraction sur sable sec d'épaisseur e = 15 cm

	hc = 2 cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y = h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	4,25	1,33	2,00	2,83
X = d/hc	3,90	5,40	6,75	3,00	3,85	4,55	2,25	2,75	3,33

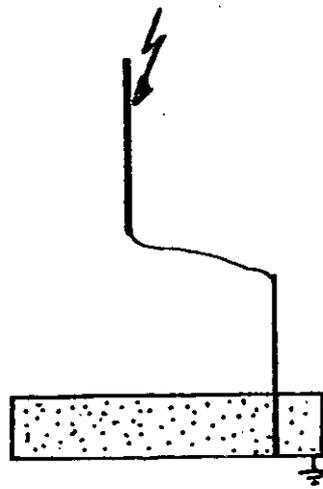
Tableau N°2 : zones d'attraction sur sable sec d'épaisseur e = 10 cm

	hc = 2 cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y = h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	3,50	1,33	2,00	2,33
X = d/hc	3,20	4,60	5,80	2,50	3,20	3,55	1,90	2,35	2,61

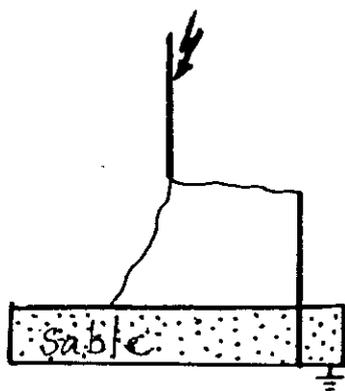
Tableau N°3 : zones d'attraction sur sable sec d'épaisseur e = 5 cm.



(a)



(b)



(c)

FIG 45: Différents types de décharges obtenues

4.3.4 Interpretation des resultats :

1 - Tension disruptive U 100 % :

Les graphes des tensions disruptives entrainant 100 % de décharges pour différentes valeurs d'épaisseurs en fonction de la hauteur - h - sont des droites de pente positives (fig 46).

Ces mêmes tensions sont considérables pour les plus grandes valeurs d'épaisseur, ceci est dû à l'augmentation de la distance entre l'électrode et la terre.

Pour les grands rapports h/e, les tensions disruptives sont proches de celles obtenues pour le sol conducteur.

2 - ZONES DE CAPTURE DU PARATONNERRE:

Pour le tracé des courbes théoriques dont l'équation a été déterminée précédemment (equ 19), on doit connaître le paramètre $\frac{e}{hc}$
 e : niveau de la terre fictive
 hc : hauteur du paratonnerre.

Cette équation est :

$$(1 - 2y + x^2) - \frac{e}{hc}(2y + \frac{e}{hc}) = 0$$

on obtient une équation du second ordre où l'inconnue est e :

$$e^2 + 2y hc e - hc^2 (1 - 2y + x^2) = 0$$

nous retons uniquement la solutions positives.

$$\boxed{\frac{e}{hc} = \sqrt{y^2 + x^2 - 2y + 1} - y} \quad \text{equ 21}$$

calcul de e/hc : dans ces tableaux on calcule le niveau de terre fictive en utilisant l'équations (equ 21)

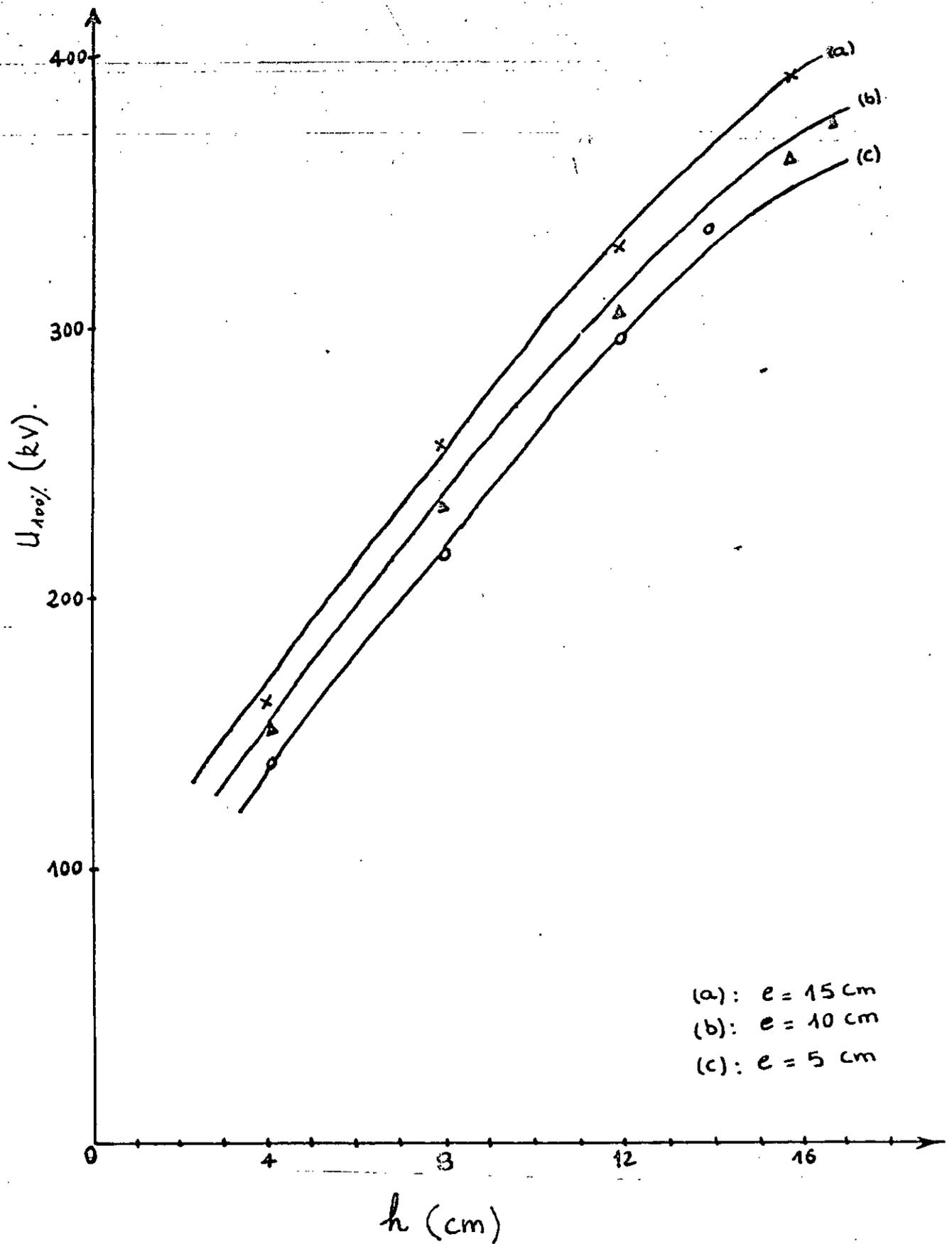


Fig 46: Tension disruptive en fonction de la distance tige-plan

	hc = 2 cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y=h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	4,00	2,00	2,66	3,00
X=d/hc	4,40	6,25	7,40	3,45	4,15	5,00	3,10	3,50	3,70
é/hc	2,51	2,93	2,93	1,59	1,60	1,83	1,25	1,21	1,20
	(e'/hc) moy = 2,79			(e'/hc) moy = 1,67			(e' /hc) moy = 1,22		

Tableau N° 4 : niveau de terre fictive
pour e = 15 cm

	hc = 2 cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y=h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	4,25	1,33	2,00	2,83
X=d/hc	3,90	5,40	6,75	3,00	3,85	4,55	2,25	2,75	3,33
é/hc	2,02	2,17	2,40	1,16	1,34	1,34	0,94	0,92	0,96
	(e'/hc) moy = 2,20			(é/hc) moy = 1,28			(e'/hc) moy = 0,94		

Tableau N° 5 : niveau de terre fictive
pour e = 10 cm

	hc = 2cm			hc = 4 cm			hc = 6 cm		
Y= h/hc	2,00	4,00	6,00	2,00	3,00	3,50	1,33	2,00	2,33
X= d/hc	3,20	4,60	5,80	2,50	3,25	3,55	1,90	2,35	2,61
e'/hc	1,35	1,49	1,66	0,80	0,81	0,84	0,60	0,55	0,60
	(e'/hc)moy= 1,50			(é/hc) moy = 0,81			(e'/hc) moy = 0,58		

TABLEAU N° 6 : niveau de terre fictive
pour e = 5 cm

Nous constatons que les valeurs du paramètre e/hc sont pratiquement constante et que les légères variations autour de la valeur moyenne sont dues aux erreurs de mesure lors de la manipulation.

Pour chaque valeur de hc , nous déterminons l'équation théorique de la parabole délimitant les zones d'attraction d'un paratonnerre vertical pour une épaisseur du sol donnée.

Les équations théoriques :

$e = 15 \text{ cm}$ fig 47

$$hc = 2 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{7,58} - 0,89$$

$$hc = 4 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{5,34} - 0,33$$

$$hc = 6 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{4,44} - 0,10$$

$e = 10 \text{ cm}$ fig 48

$$hc = 2 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{6,4} - 0,54$$

$$hc = 4 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{4,56} - 0,13$$

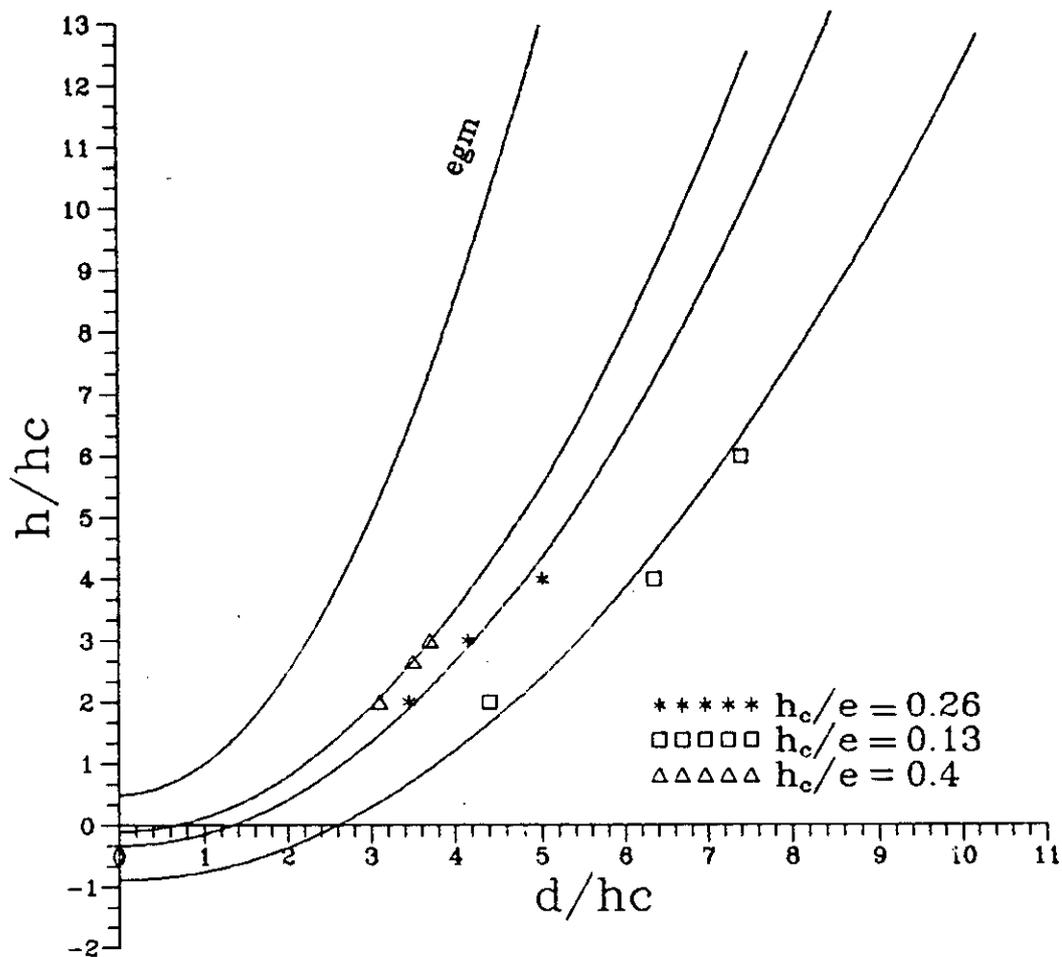
$$hc = 6 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{3,88} + 0,03$$

$e = 5 \text{ cm}$ fig 49

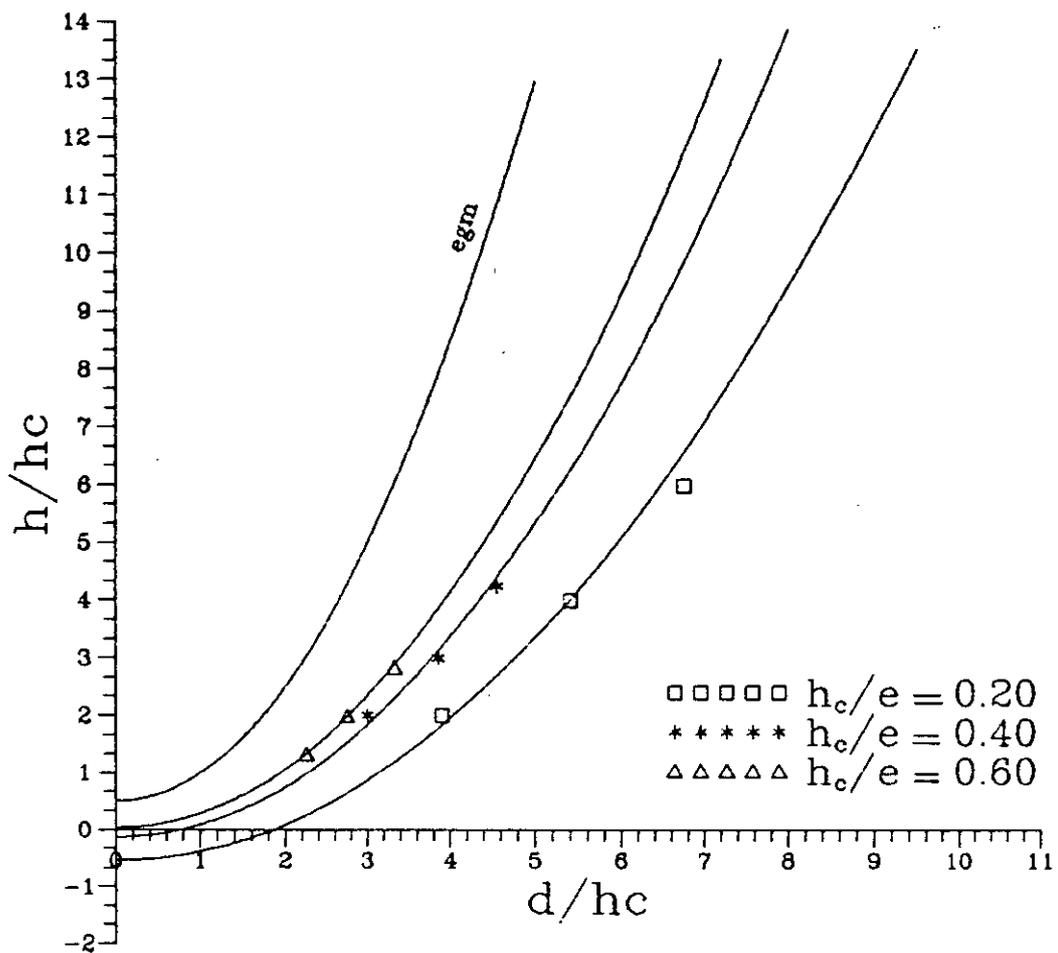
$$hc = 2 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{5} - 0,25$$

$$hc = 4 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{3,62} + 0,09$$

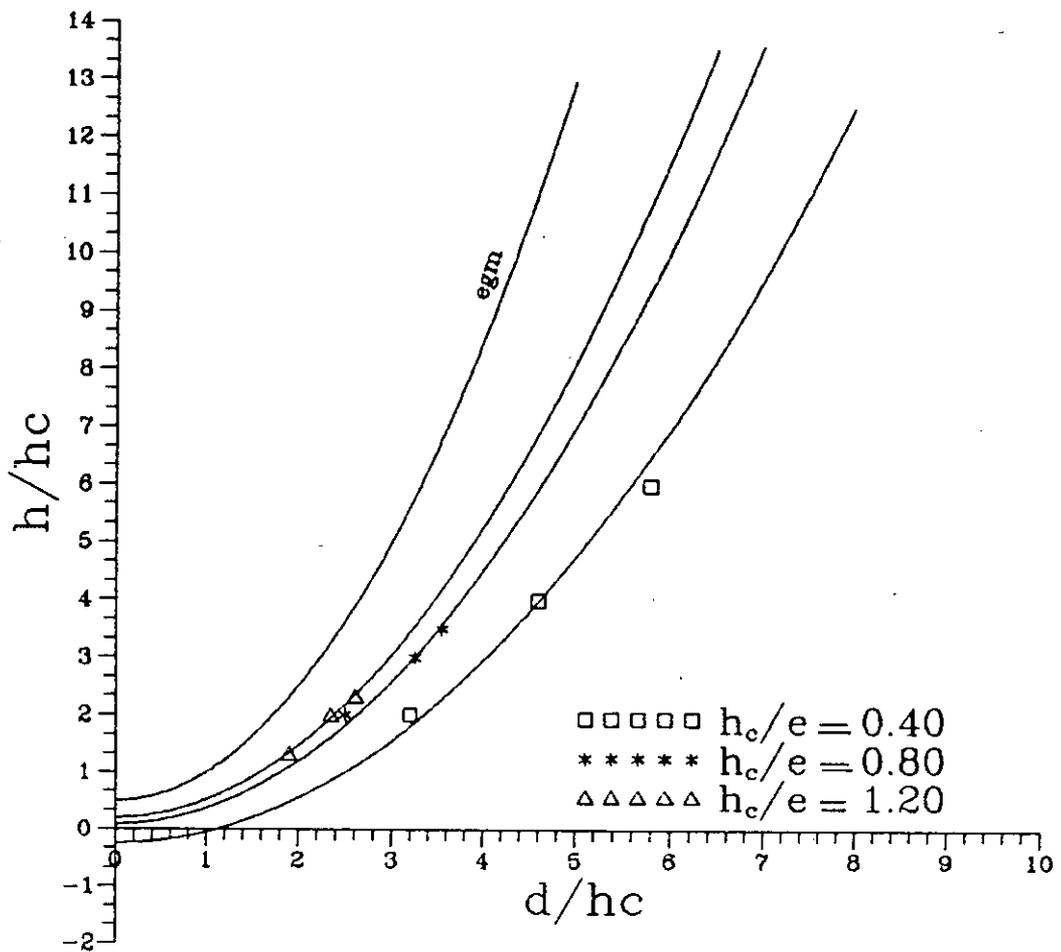
$$hc = 6 \text{ cm} \quad : \quad y = \frac{x^2}{3,16} + 0,20$$



FIG(47): zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur sol homogene ($e=15$ cm)
(egm:model electrogeometrique)



FIG(48) : zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur sol homogene ($e=10$ cm) (egm:model electrogeometrique)



FIG(49) : zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur sol homogène ($e=5$ cm) (egm: model électrogeométrique)

D'après les résultats obtenus, les points expérimentaux sont aux erreurs près confondus avec les courbes théoriques trouvées précédemment. Ceci nous confirme la validité du modèle électro-géométrique proposé dans le cas d'un sol mauvais conducteur. (sable sec)

Nous remarquons que le rayon de protection du paratonnerre vertical augmente à chaque fois que l'amplitude du courant de foudre augmente (h/h_c augmente)

Pour une épaisseur du sol donnée et les grands rapports h_c/e , les zones d'attraction sont proches de celle définie pour le modèle électro-géométrique, par contre pour les petits rapports, les zones sont plus larges.

Nous constatons que le niveau de terre fictive augmente à chaque fois que l'épaisseur du sol augmente.

CONCLUSION

Ce travail nous a permis d'approfondir nos connaissances sur les phénomènes de décharges de foudre et en particulier des intervalles d'air tige-plan.

Les essais effectués ont permis d'observer les différents types de décharges qui peuvent avoir lieu dans le cas du système tige-plan homogène avec paratonnerre vertical.

La zone d'attraction d'un paratonnerre vertical dépend de la distance entre la tige et la terre, la hauteur h_c du paratonnerre et de la nature du sol.

Pour des épaisseurs considérables par rapport à la hauteur du paratonnerre h_c , les zones d'attraction sont plus larges que celle définie pour le modèle électro-géométrique

Par contre pour des épaisseurs comparables avec les hauteurs h_c , les zones d'attraction sont plus proches du modèle électro-géométrique.

Le système avec paratonnerre vertical sur sol mauvais conducteur est équivalent à un système avec sol conducteur en ne mesurant pas la hauteur h_c du paratonnerre à partir de la surface du sol mais à un niveau plus bas.

Le niveau de la terre fictive dépend de la configuration du système, de l'épaisseur du sol, et de la nature du matériau. Contrairement aux sols hétérogènes ou lem. elg à une certaine limite; il reste largement vérifiée pour les terres mauvaises conductrices.

Il serait intéressant de compléter ce projet, en étudiant l'influence de l'épaisseur de la terre sur les zones d'attraction d'un paratonnerre vertical sur plusieurs matériaux et conductivités différentes.

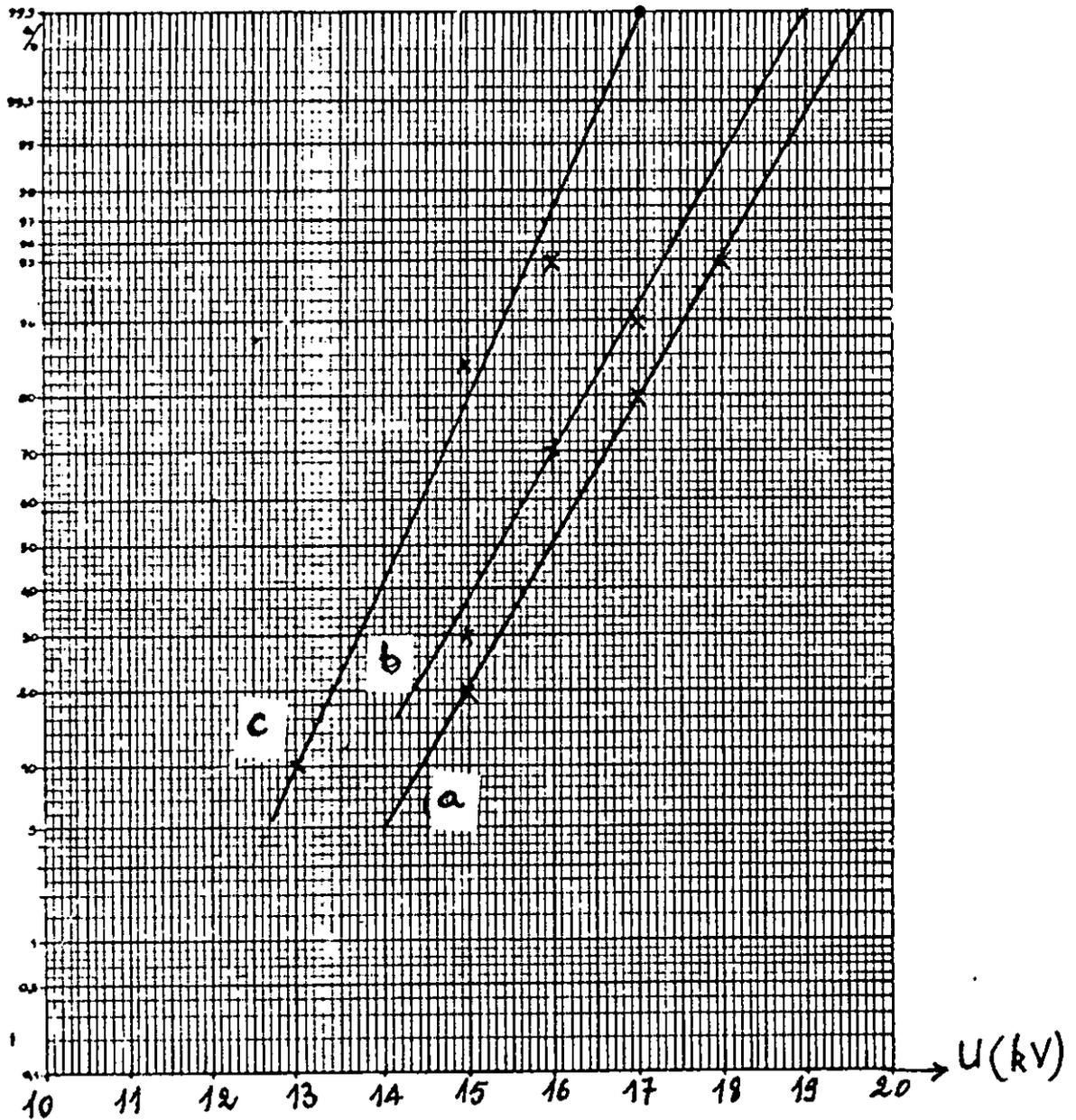
BIBLIOGRAPHIE

- [1]- G. LEROY et C. GARY : "Propriétés diélectriques de l'air et les tres hautes tensions" Edition Eyrolles - Paris 1984
- [2]- M. AGUET et M. IANOVICI : "Taité d'électricité - haute tension Edition Georgie - 1982
- [3]- C.GARY (RGE N3 Mai 1989) : "La foudre et les phénomènes orageux Collection de la direction des études et recherche d'E D F
- [4]- ATEK et CHEMLAL : "Détermination expérimentale des zones d'attraction d'un paratonnerre hétérogène projet de fin d'études E.N.P Alger 1989
- [5]- A. KABECHE : "Utilisation d'un paratonnerre vertical dans le cas d'un sol hétérogène" projet de fin d'études E.N.P Alger 1991
- [6]- Technique d'ingénieur : "Isollement des lignes et postes" D.670 - 7.
- [7]- A. Boubakeur et A. Mekhaldi : "Capture zones of a lighting conductor in the case of bad conducting" mepson 92 paper assint univ.Egypt.
- [8]- J. FERRAS : "Influence des propriétés électrogéologique d'un sol sur les points d'impact de la décharge de foudre" these de MAGISTERE E.N.P Alger 87
- [9]- K. MILOUDI : "Utilisation d'un paratonnerre horizontal sur sol hétérogène P.F.E 87"
- [10]- A. Boubakeur : "Protection contre la foudre dans le cas d'une terre hétérogène"
- [11]- R.B ANDERSON et J.B ERICHSON : "les paramètres de la foudre en vue d'une application industrielle electra 69 Mars 1980
- [12]- Albert MAYER DADEN : "Protection contre les surtensions dans les réseaux M.T "Revue boverie. 579
- [13]- C. GARY : "Electricité de France fascicule N.8"
- [14]- A. BOUBAKEUR - J. FERRAS : "Décharge de foudre dans les intervalles d'air tige plan avec terre hétérogène" 8ème J.T.E.A rapport N.7 Tunis 1987

A N N E X E — A —

LES VARIATIONS DE LA FREQUENCE DE DECHARGE EN FONCTION
DE LA TENSION .

LES VALEURS DE U DONNANT 100 % DE DECHARGE SUR LE
SOL SONT TIREES DE CES COURBES.

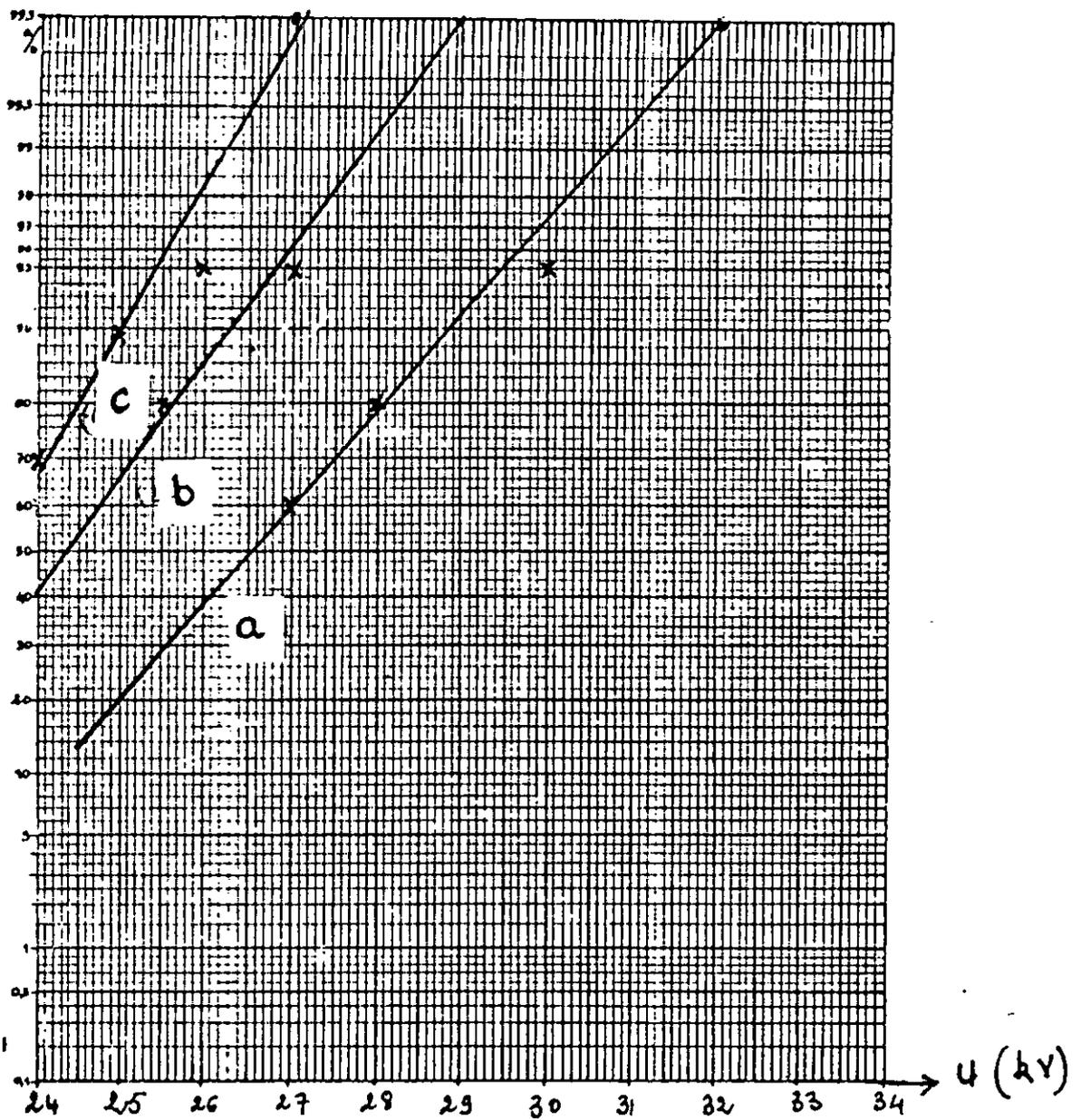


$$h = 4 \text{ cm}$$

$$(a): e = 15 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 20 \text{ kV}$$

$$(b): e = 10 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 19 \text{ kV}$$

$$(c): e = 5 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 17 \text{ kV}$$

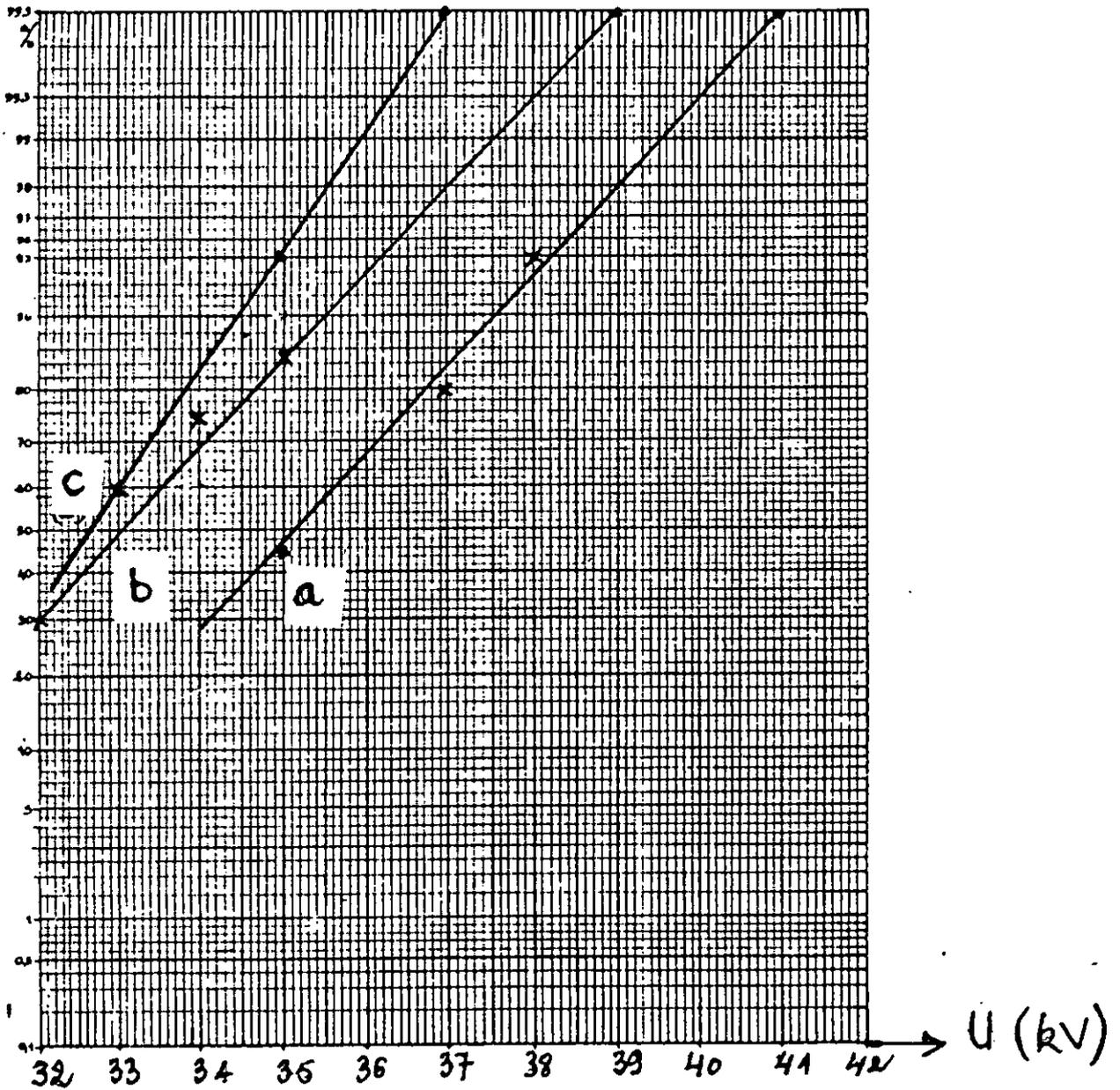


$$h = 8 \text{ cm}$$

$$(a): e = 15 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 32 \text{ kV}$$

$$(b): e = 10 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 29 \text{ kV}$$

$$(c): e = 5 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 27 \text{ kV}$$



$$h = 12 \text{ cm}$$

$$(a) \quad e = 15 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 41 \text{ kV}$$

$$(b) \quad e = 10 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 39 \text{ kV}$$

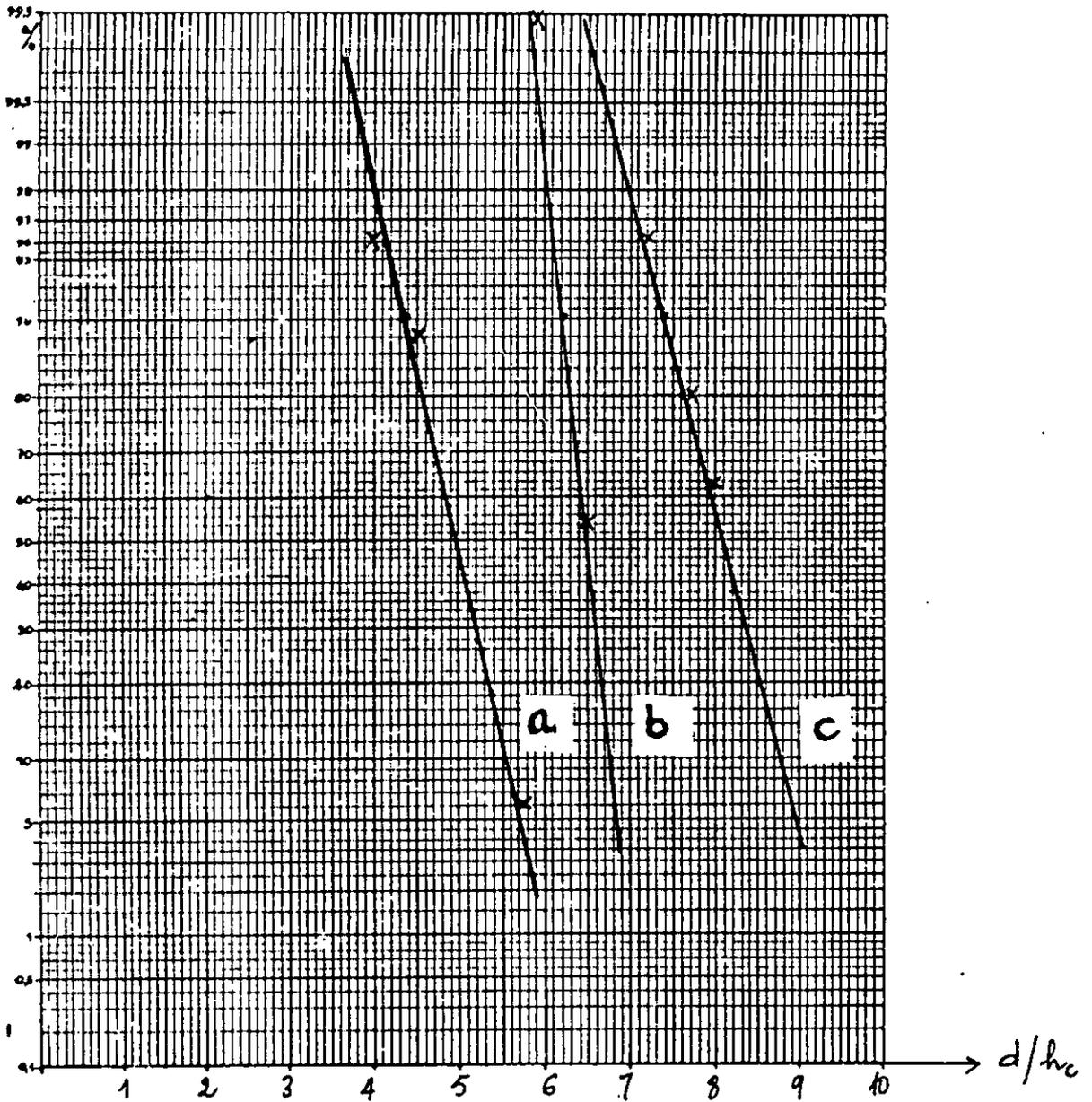
$$(c) \quad e = 5 \text{ cm} \longrightarrow U_{100\%} = 37 \text{ kV}$$

A N N E X E — B —

LES VARIATIONS DE LA FREQUENCE DE DECHARGE SUR

PARATONNERRE EN FONCTION DE LA DISTANCE d SEPARANT

L'AXE DE LA TIGE ET LE CONDUCTEUR

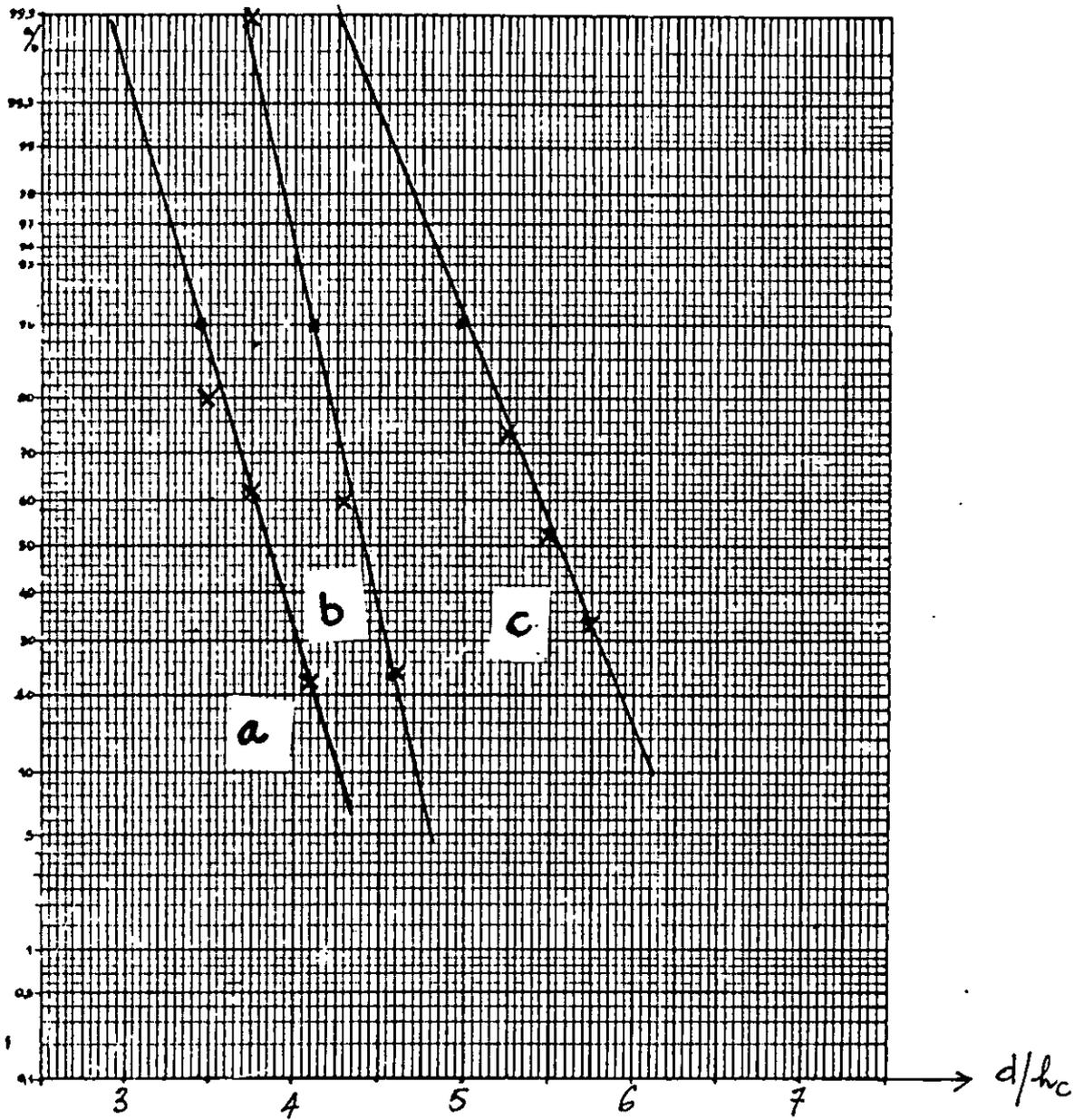


$h_c = 2 \text{ cm}$ et $e = 15 \text{ cm}$.

$$(a) : \frac{h}{h_c} = 2 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 4,40$$

$$(b) : \frac{h}{h_c} = 4 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 6,25$$

$$(c) : \frac{h}{h_c} = 6 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 7,40.$$

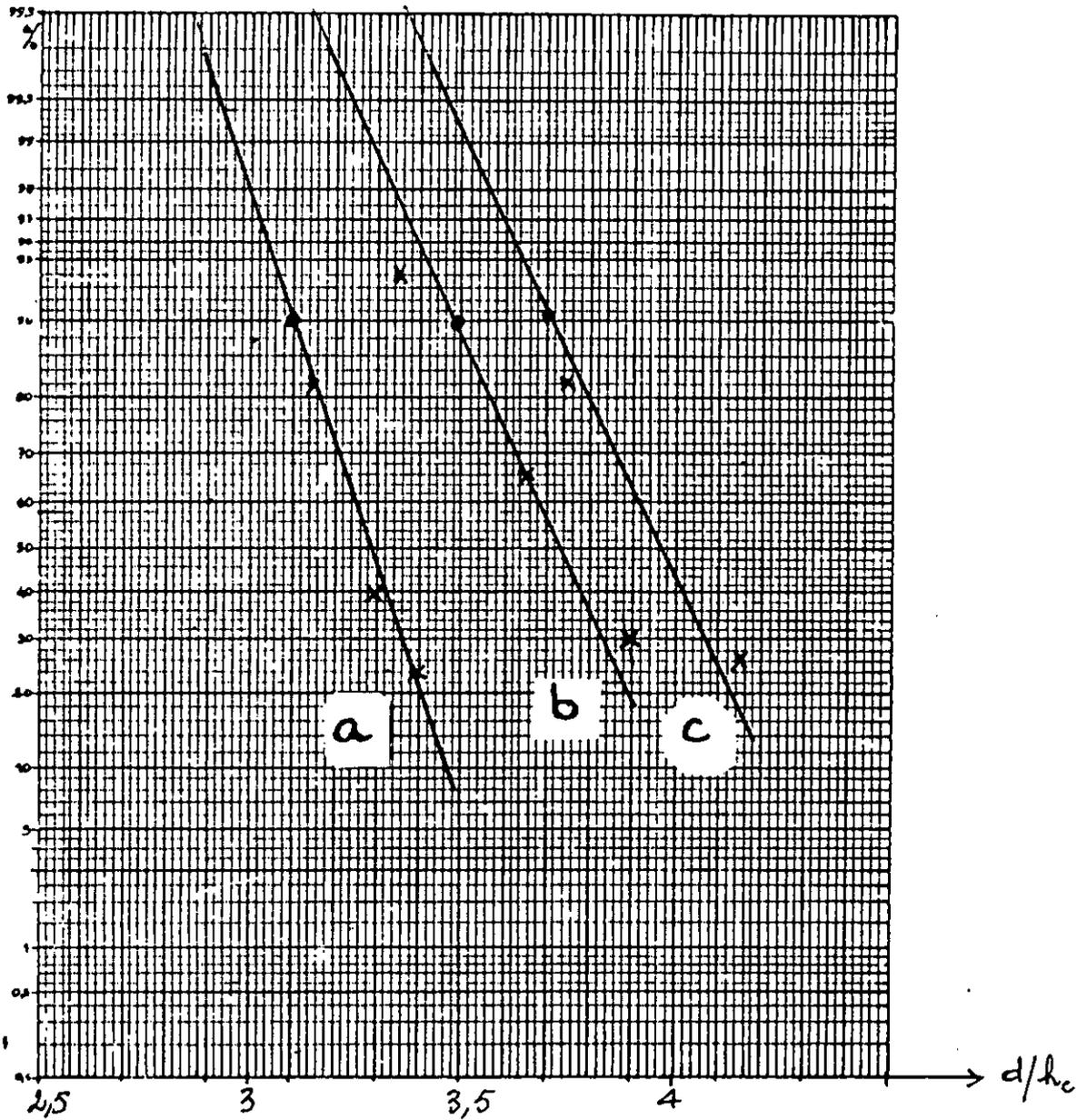


$h_c = 4 \text{ cm}$ et $e = 15 \text{ cm}$.

(a) : $\frac{h}{h_c} = 2$ \longrightarrow $\frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,45$

(b) : $\frac{h}{h_c} = 3$ \longrightarrow $\frac{d_{90\%}}{h_c} = 4,15$

(c) : $\frac{h}{h_c} = 4$ \longrightarrow $\frac{d_{90\%}}{h_c} = 5,00$

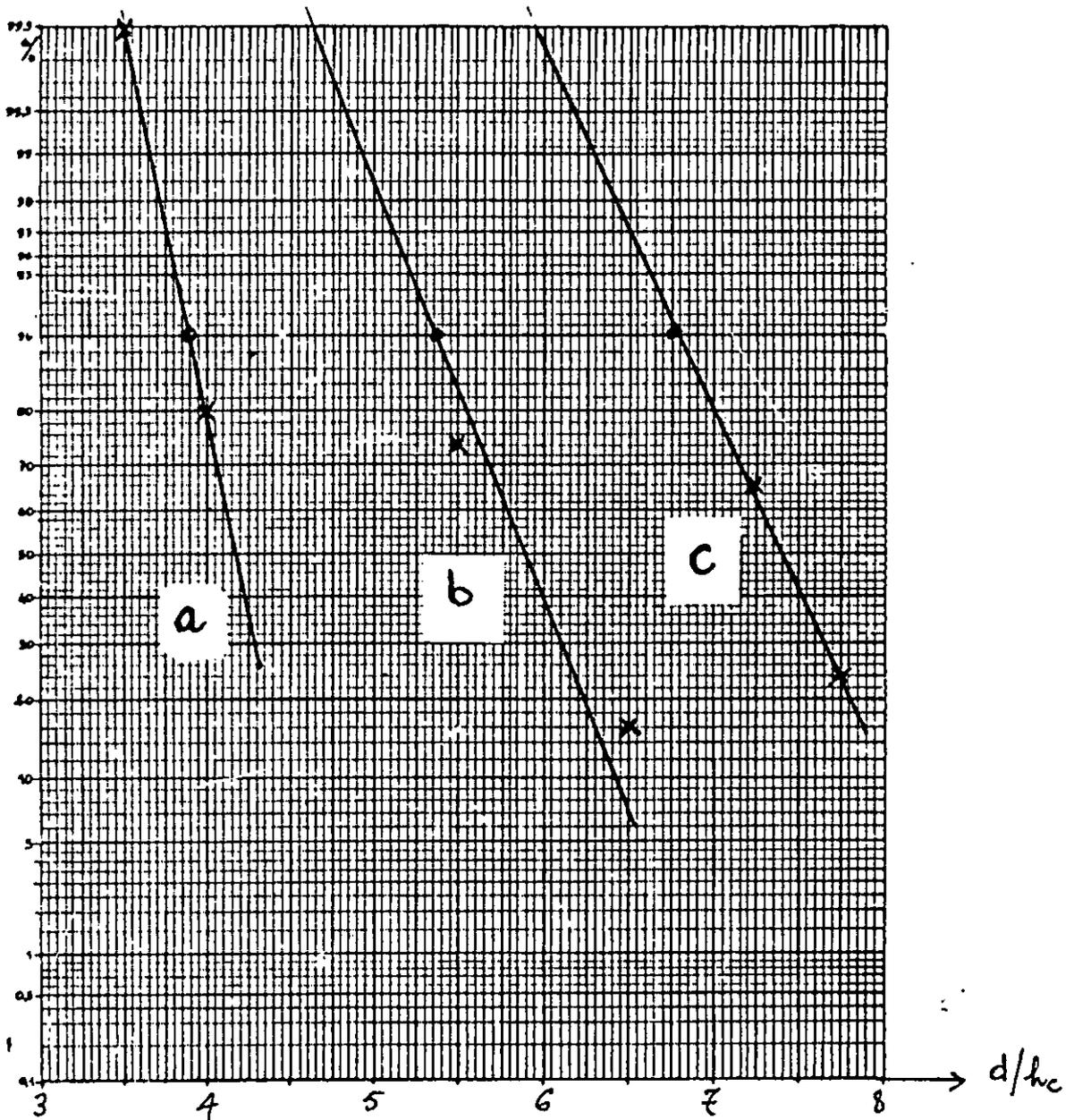


$h_c = 6 \text{ cm}$ et $e = 15 \text{ cm}$.

$$(a) : \frac{h}{h_c} = 2,00 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,10$$

$$(b) : \frac{h}{h_c} = 2,56 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,50$$

$$(c) : \frac{h}{h_c} = 3,00 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,70$$

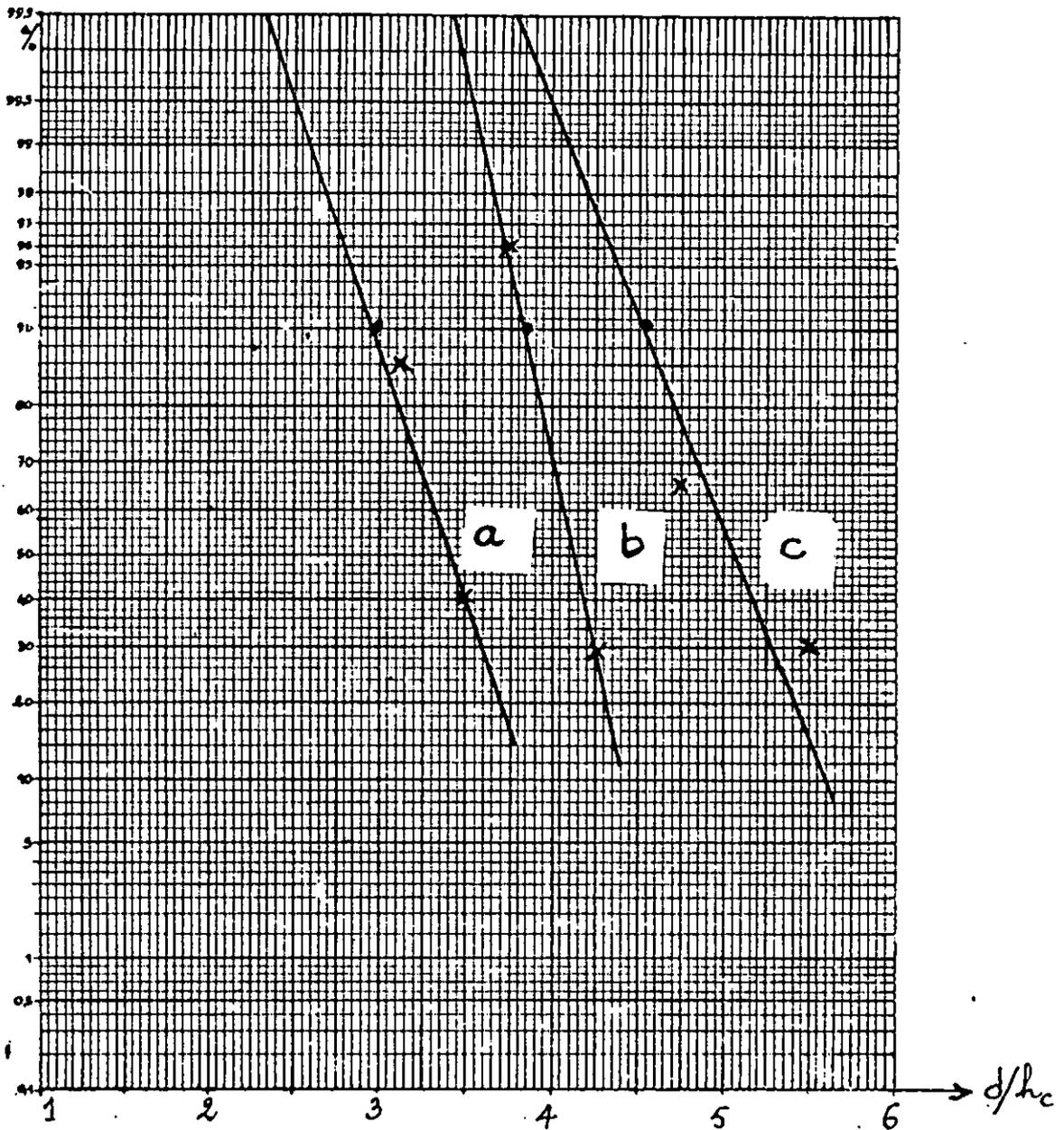


$h_c = 2 \text{ cm. et } c = 10 \text{ cm.}$

$$(a) : \frac{h}{h_c} = 2 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,90$$

$$(b) : \frac{h}{h_c} = 4 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 5,40$$

$$(c) : \frac{h}{h_c} = 6 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 6,75$$

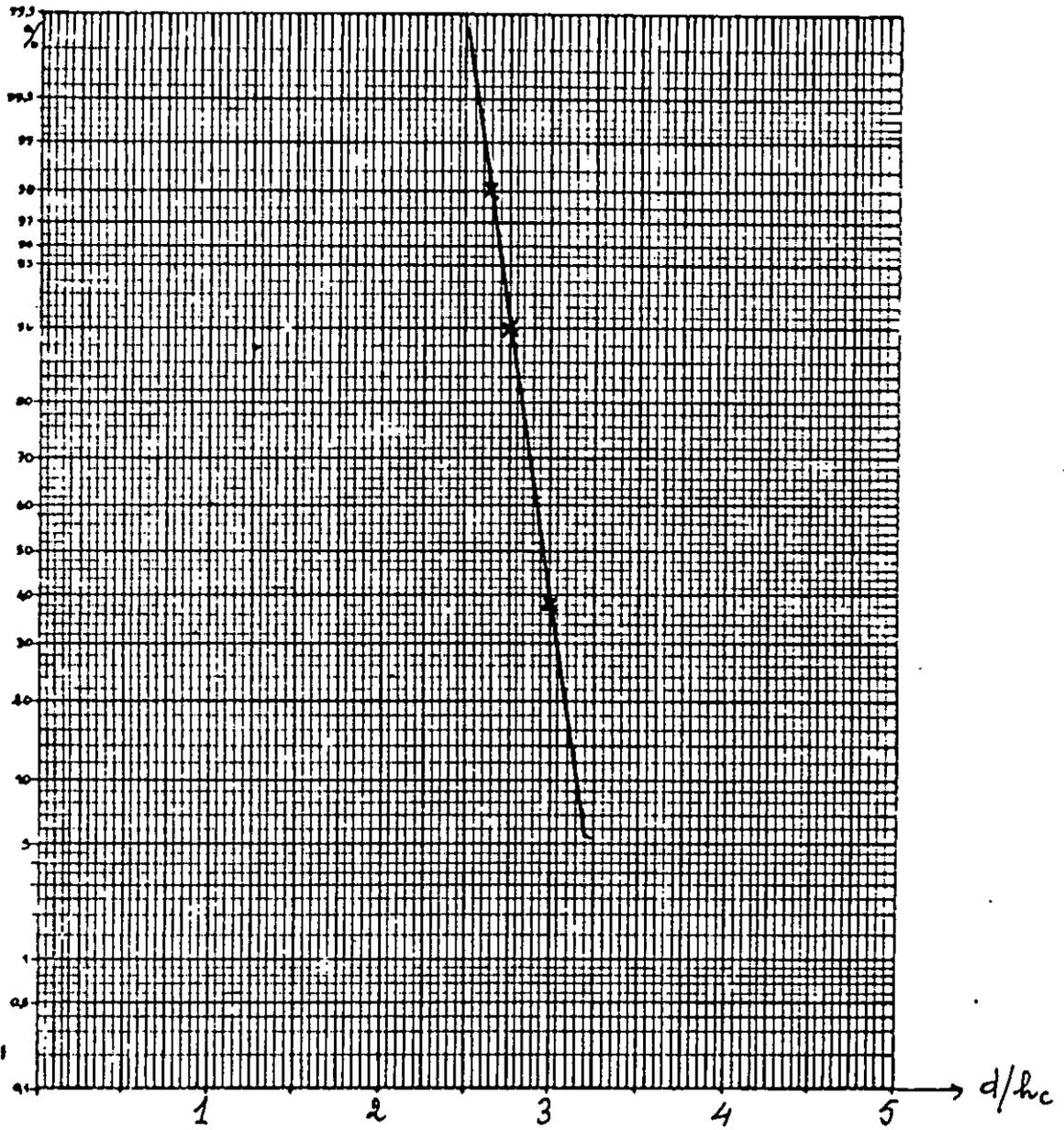


$h_c = 4 \text{ cm}$ et $e = 10 \text{ cm}$

(a) : $\frac{h}{h_c} = 2,00 \longrightarrow \frac{d_{q0\%}}{h_c} = 3,00$

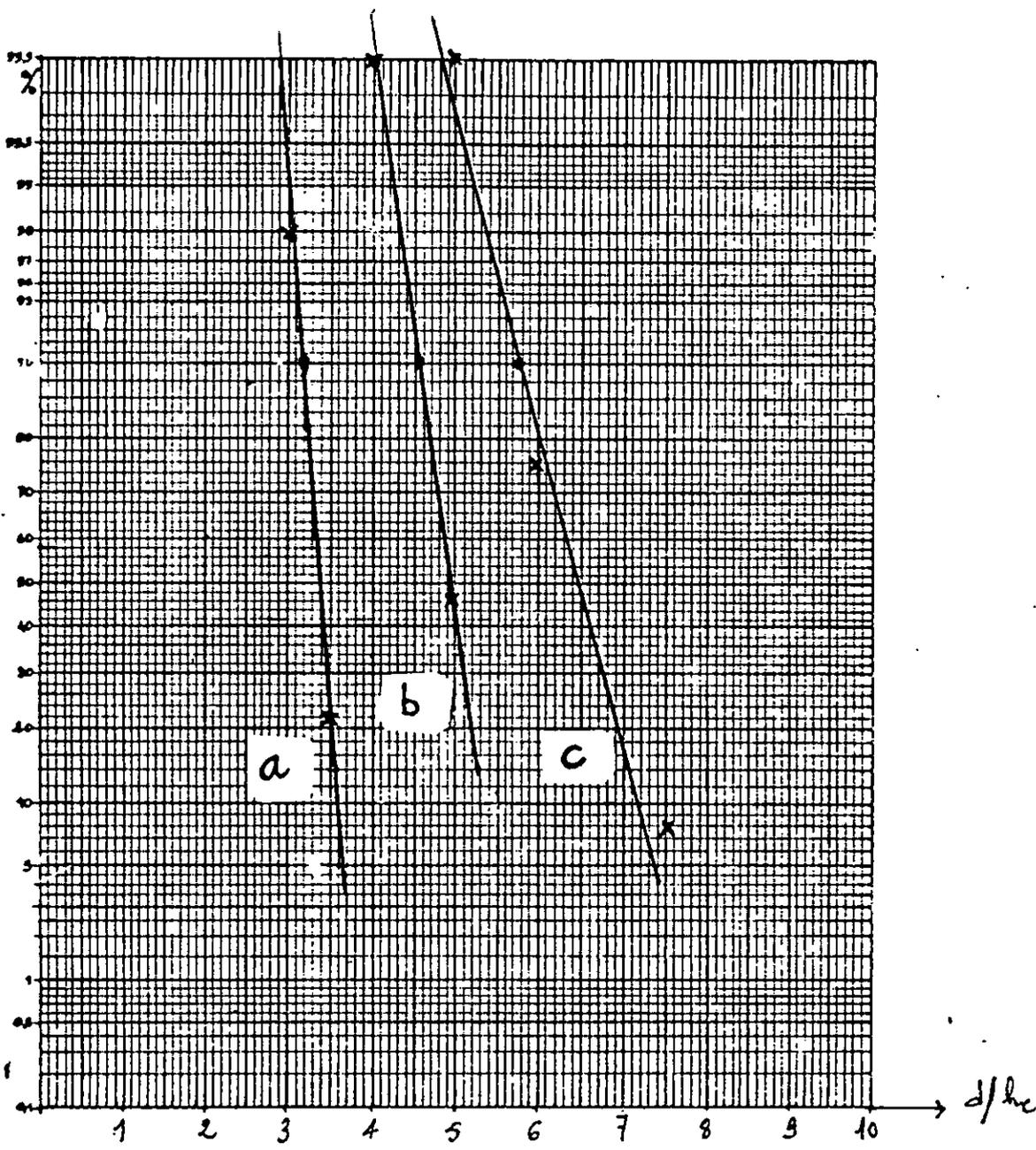
(b) : $\frac{h}{h_c} = 3,00 \longrightarrow \frac{d_{q0\%}}{h_c} = 3,85$

(c) : $\frac{h}{h_c} = 4,25 \longrightarrow \frac{d_{q0\%}}{h_c} = 4,55$



$$h_c = 6 \text{ cm et } e = 10 \text{ cm.}$$

$$h/h_c = 2 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 1,75.$$

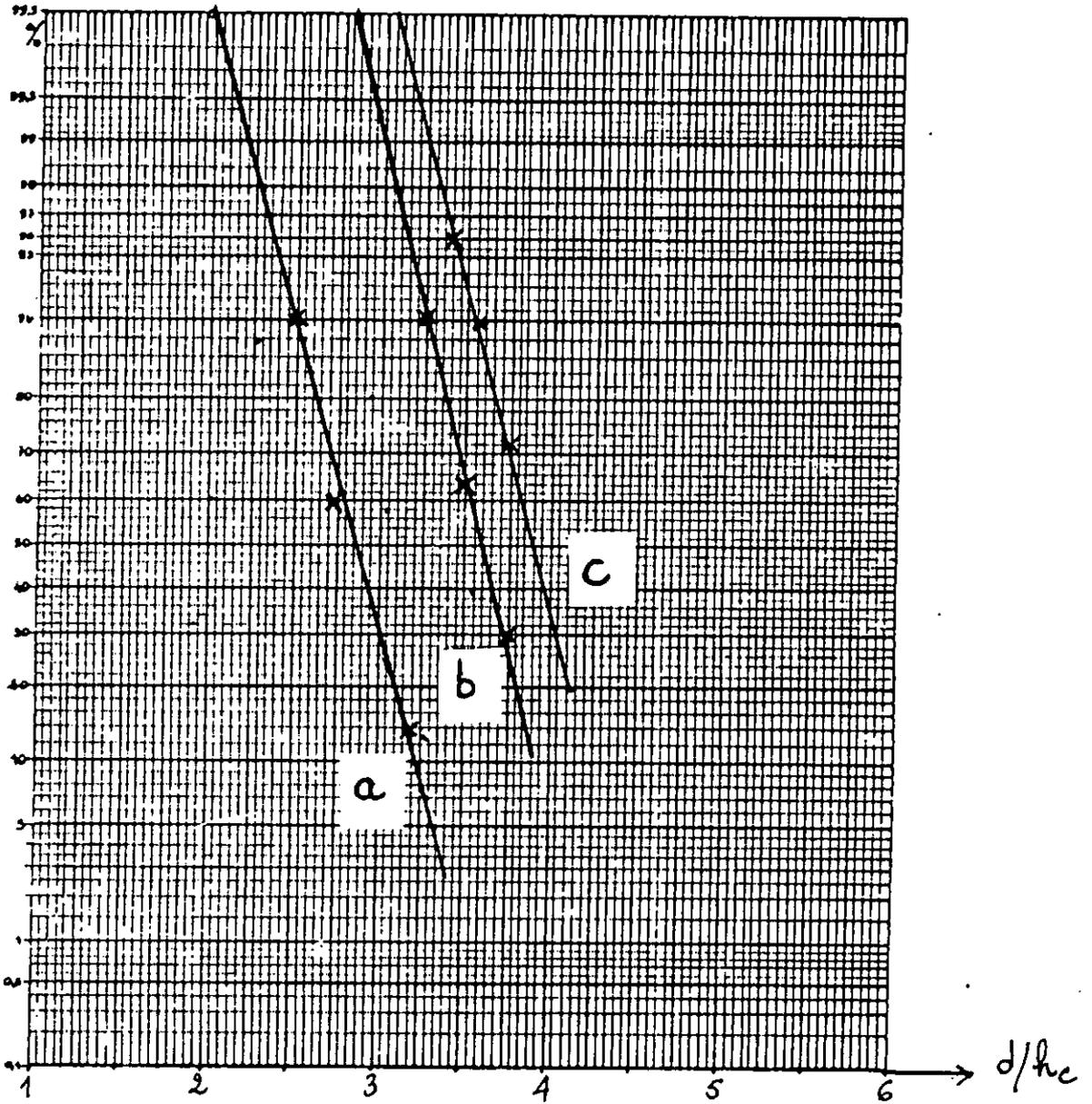


$h_c = 2 \text{ cm}$ et $e = 5 \text{ cm}$

(a) $\frac{h}{h_c} = 2 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,2$

(b) $\frac{h}{h_c} = 4 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 4,6$

(c) $\frac{h}{h_c} = 6 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 5,8$

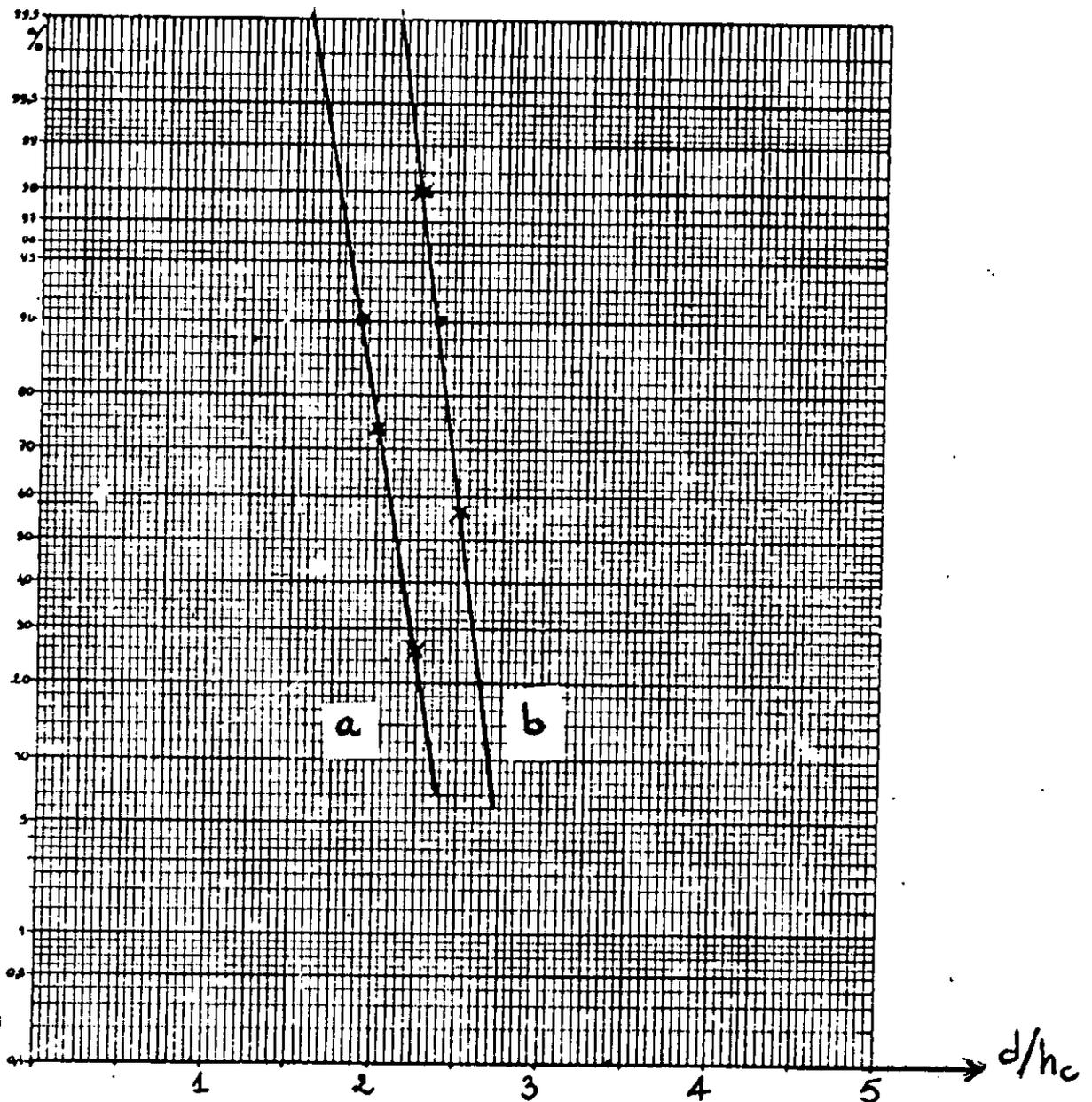


$h_c = 4 \text{ cm}$ et $e = 5 \text{ cm}$.

$$(a) : \frac{h}{h_c} = 2,00 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 2,50$$

$$(b) : \frac{h}{h_c} = 3,00 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,25$$

$$(c) : \frac{h}{h_c} = 3,50 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 3,55$$



$h_c = 6 \text{ cm}$ et $e = 5 \text{ cm}$

(a): $\frac{h}{h_c} = 1,33 \longrightarrow \frac{d_{90\%}}{h_c} = 1,90$

(b): $\frac{h}{h_c} = 2,00 \longrightarrow \frac{d_{10\%}}{h_c} = 2,35$

(c): $\frac{h}{h_c} = 2,33 \longrightarrow \frac{d_{50\%}}{h_c} = 2,61$