

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

3/84

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2ca

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **Electrotechnique**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
البيزنطية*
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

**Etude des Regimes
Transitoires d'une
Machine Synchrone**

Proposé par :
M. KOURGLI

Etudié par :
Z. BENYAHIA
L. BOUAZIZ

Dirigé par :
M. KOURGLI



PROMOTION : **Juln 1984**

- REMERCIEMENTS -

Nos remerciements s'adressent :

- A ME KOURGIZ (promoteur) pour nous avoir guidés et suivés dans l'élaboration de ce projet, ainsi qu'à ME CHEKIREB pour son aide dans notre utilisation du scope digital.

- A tous les professeurs et assistants qui ont contribué de près ou de loin à notre formation.

Z. BENYAHIA
L. BOUAZIZ

Nome, Prénoms : Z. BENYAHIA
L. BDUAZIZ
Département : ELECTROTECHNIQUE
Promoteur : M. KOURGLI

RESUME

SUJET: Notre projet consiste en l'étude théorique et pratique des régimes transitoires d'une machine synchrone à pôles saillants. Après avoir complété l'identification expérimentale des paramètres précédemment effectuée sur la même machine, nous avons essayé d'établir une approche théorique des divers régimes sévères de fonctionnement de la machine.

SUMMARY

SUBJECT: Our project is about the theoretical and practical study of the transient workings for a synchronous machine with salient poles. After we have completed the experimental identification of the different parameters which are done before we will try to make a theoretical approach of some transient cases.

ملخص

الموضوع : يتمثل مشروعنا في دراسة الظواهر العابرة نظرياً وتطبيقياً لآلة متواقتة ذات أقطاب حادة. بعد إتمام التمثيل التطبيقي لأعضائها الذي أنجز على نفس الآلة، حاولنا تقديم تقريب نظري لظروف الأحوال القاسية لعمل الآلة.

TABLE DES FIGURES

	Page
fig I. 1. Machine synchrone avec amortisseur	3
fig I. 2. Machine synchrone; amortisseurs assimilés à 2 enroulements en court-circuit, en quadrature l'un de l'autre.	3
fig I. 3. Décomposition selon les axes d et q de la force magnétomotrice triphasée.	8
fig I. 4. Image d'une machine synchrone à induit fixe après transformation de PARK.	8
fig I. 5. Schéma électrique équivalent suivant l'axe direct (d).	18
fig I. 6. Schéma électrique équivalent suivant l'axe en quadrature (q).	18
fig II. 1. Machine synchrone à induit tournant et son image après transformation de PARK.	42
fig III. 2. Premier essai indiciel.	46
fig III. 3. Deuxième essai indiciel.	47
fig III. 4. Troisième essai indiciel.	48
fig III. 5. Etablissement de la tension.	57
fig III. 6. a) Court-circuit triphasé $\theta_0 = 206^\circ$ électriques	58
b) court-circuit triphasé $\theta_0 = 333^\circ$ électriques	59
fig III. 7. Variation du courant dans l'inductance lors d'un court-circuit triphasé.	60
fig III. 8. Rétablissement de la tension à l'ouverture d'un court-circuit triphasé.	61
fig III. 9. Court-circuit diphasé	62
fig III. 10. Court-circuit monophasé.	63

TABLE DES TABLEAUX

	Page
Tableau III. 1. Premier essai indiciel: $i_a = f(t)$	} 45
Tableau III. 2. Deuxième essai indiciel: $i_a = f(t)$	
Tableau III. 3. Troisième essai indiciel: $i_a = f(t)$	
Tableau III. 4. Reactances et constantes de temps déterminées par les essais indiciels.	} 51
Tableau III. 5. Reactances et constantes de temps retenues.	
Tableaux III. 6. Etablissement de la tension $V_a = f(t)$.	} 53
Tableaux III. 7. a. Court-circuit triphasé avec $\theta_0 = 205^\circ$: $i_a = f(t)$.	
Tableaux III. 7. b. Court-circuit triphasé avec $\theta_0 = 333^\circ$: $i_a = f(t)$.	
Tableaux III. 8. - Variation du courant dans l'inducteur lors du court-circuit triphasé: $i_f = f(t)$.	} 55
Tableaux III. 9. Retablisement de la tension à l'ouverture d'un court-circuit triphasé: $V_a = f(t)$.	
Tableaux III. 10. Court-circuit diphasé: $i_c = f(t)$.	} 56
Tableaux III. 11. Court-circuit monophasé: $i_a = f(t)$.	

SOMMAIRE

- Introduction :

CHAPITRE I : ETUDE THEORIQUE

- I. 1. a. Description
- I. 1. b. Principe de fonctionnement.
- I. 2. a. Modèle mathématique de la machine synchrone.
- I. 2. b. Hypothèses simplificatrices.
- I. 2. c. Conventions de signe.
- I. 3. a. Equations générales de la machine synchrone idéalisée.
- I. 3. b. Relations entre flux et courants.
- I. 3. c. Expressions des différents coefficients d'inductance propre et mutuelle.
- I. 4. Transformation de PARK.
- I. 4. a. Décomposition selon les 2 axes de la f.m.m. créée par l'induit.
- I. 4. b. Transformation de PARK.
- I. 4. c. Forme modifiée de la transformation de PARK.
- I. 5. a. Equations électriques dans les axes d et q.
- I. 5. b. Application de la transformation de PARK modifiée.
- I. 6. Equations et impédances opérationnelles suivant les 2 axes.
- I. 7. a. Définitions des régimes subtransitoire, transitoire et permanent.
- I. 7. b. Réactances subtransitoires, transitoires et permanentes.
- I. 7. c. Constantes de temps nouvelles.

- I. 8. Schémas électriques équivalents.
- I. 9. Equations de PARK en régime permanent synchrone.
- I. 10. Régimes transitoires à la vitesse synchrone.
 - I. 10. a. Etablissement de la tension.
 - I. 10. b. Court-circuit triphasé.
 - I. 10. c. Ouverture d'un court-circuit triphasé.
 - I. 10. d. Courts-circuits déséquilibrés.
 - 1) court-circuit diphasé.
 - 2) court-circuit monophasé.

CHAPITRE II : METHODE STATIQUE DE MESURE DE PARAMETRES.

- I. 1. Essais indiciaux - Interpretation des réponses.
- II. 2. Exploitation des résultats.

CHAPITRE III. ETUDE PRATIQUE.

- III. 1. Mise en oeuvre et exploitation des essais indiciaux.
- III. 2. Mesures de paramètres précédemment effectués sur la même machine.
- III. 3. Choix des paramètres intervenant dans les régimes transitoires.
- III. 4. Etude pratique des régimes transitoires.

CHAPITRE IV. ETUDE COMPARATIVE ET COMPLEMENTS.

CONCLUSION.

INTRODUCTION

Les machines synchrones, pouvant fonctionner indifféremment en générateurs (alternateurs) ou en moteurs, sont surtout utilisées comme alternateurs qui sont à l'origine de la quasi-totalité de l'énergie électrique fournie aux réseaux sous forme d'alternatif triphasé.

L'étude du comportement des alternateurs en régime variable est très importante et cela pour deux raisons :

- L'augmentation des puissances unitaires et des puissances massiques nécessite une connaissance précise des contraintes électriques et mécaniques maximales et c'est lors des régimes transitoires qu'on rencontre celles-ci.
- L'automatisation croissante des processus industriels nécessite la connaissance du comportement de ces machines en régime variable.

Notre travail est orienté dans ce sens, il consiste à compléter l'identification expérimentale des paramètres qui a été faite sur la même machine de 2 kVA et à utiliser cette identification en vue d'approcher théoriquement certains régimes sévères de fonctionnement de la machine.

Pour cela après avoir présenté les hypothèses permettant d'obtenir un modèle mathématique d'une complexité acceptable. Nous montrons comment la transformation de PARK rend possible la résolution du système d'équations.

Les équations simplifiées obtenues sont utilisées pour l'examen de quelques régimes transitoires.

Nous espérons que les étudiants électrotechniciens faisant le module Pen 213 pourront trouver ici un complément pour leurs connaissances.

CHAPITRE I : ETUDE THEORIQUE

I. 1. a. Description :

Une machine synchrone se compose :

- De l'induit généralement triphasé, formé d'un système d'enroulements triphasés (avec p bobines par enroulement).
- De l'inducteur, alimenté en continu, formé d'un système de p paires de pôles alternés (nord-sud).

La bobinage de l'inducteur peut-être concentric autour du noyau : c'est le cas des machines à pôles saillants ou logé dans des encoches : la machine est dite alors à pôles lisses.

Pour les machines de moyenne et grande puissance, l'enroulement d'induit à courant alternatif est placé sur la partie fixe de la machine appelée stator et l'enroulement inducteur est disposé sur la partie tournante appelée rotor.

Pour les machines de faible puissance cette disposition est inversée et le courant est alors recueilli à l'aide des bagues collectrices.

Les machines à pôles saillants ont leur rotor muni d'amortisseurs constitués de barres de cuivre logées dans des encoches pratiquées dans les pièces polaires et reliées entre-elles par des anneaux conducteurs.

Les amortisseurs ont pour effet de s'opposer à toute variation brusque du flux à travers le rotor, de réduire les harmoniques, etc.

Dans les machines à pôles lisses c'est la partie massive du fer rotorique qui joue le rôle d'amortisseurs.

I. 1. b. Principe de fonctionnement :

Aux bornes d'un bobinage triphasé apparaissent trois f.e.m triphasés de pulsation ω_s - par lorsque un champ d'induction glisse par rapport à ce bobinage. Ce glissement relatif est obtenu en entraînant le rotor Ω par une source d'énergie mécanique à la vitesse ω .

Quand on branche un récepteur triphasé aux bornes de l'induit, les 3 phases de celui-ci délivrent un système triphasé de courant de même pulsation ω_s , que les f.e.m les produisant. Le passage de ces courants crée une f.m.m tournante de vitesse ω_s , donc de même vitesse que le rotor.

L'interaction des 2 jeux de pôles produit le couple électromagnétique qui freine le rotor, permettant ainsi la transformation énergie mécanique - énergie électrique.

Si au lieu de délivrer de l'énergie électrique, elle en reçoit la machine fonctionnerait en moteur.

I. 2. a. Modèle mathématique de la machine synchrone :

La machine dont nous allons étudier la mise en équation est une machine bipolaire, à pôles saillants correspondant à la structure de principe représentée (fig. I. 1) dans un plan

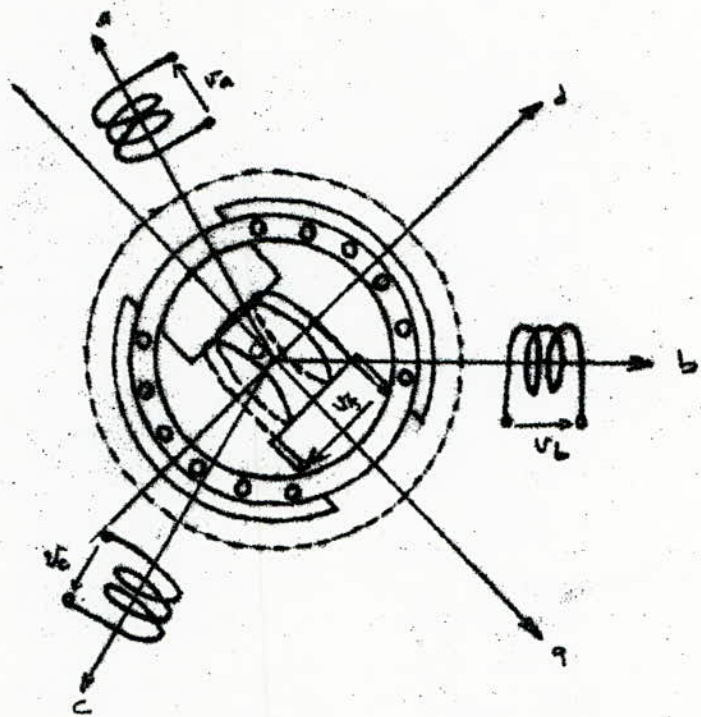


fig. 1. - Machine synchrone triphasée avec amortisseurs

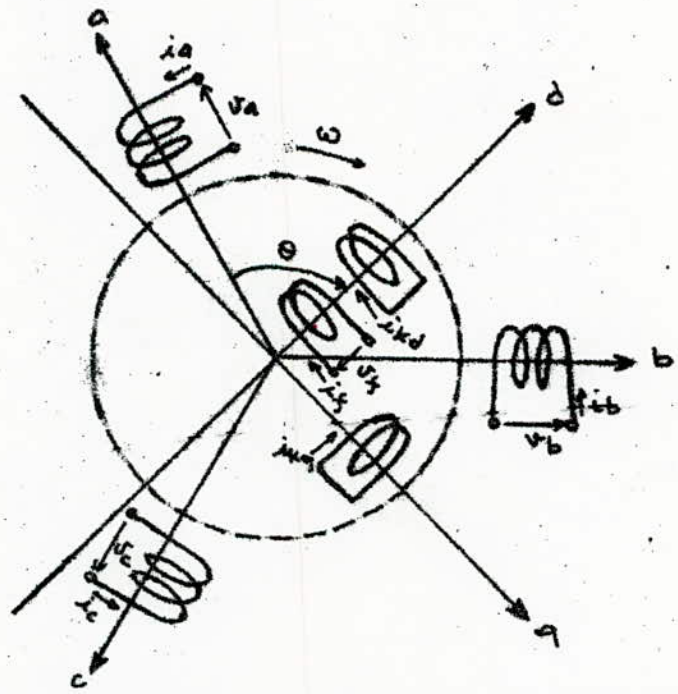


fig. 2. - Machine synchrone triphasée ; amortisseurs assimilés à 2 enroulements en court-circuit, en quadrature l'un de l'autre .

perpendiculaire à l'axe de rotation.

On tient compte par un seul enroulement suivant l'axe direct et un seul enroulement suivant l'axe en quadrature des effets des amortisseurs.

La machine comporte donc :

- Au stator, les bobinages a, b, c des 3 phases décalés deux à deux de 120° électriques.
- Au rotor, suivant l'axe direct le bobinage inducteur et l'amortisseur K_d .
- Au rotor et suivant l'axe en quadrature le bobinage de l'amortisseur K_q (fig. 1.2).

I. 2. b. Hypothèses simplificatrices :

Dans ce qui suit, on suppose que :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et que les pertes par courants de Foucault et hystérésis sont négligeables.
- Les couplages capacitifs entre enroulements sont nuls.
- Les f.m.m. des enroulements statoriques sont à répartition sinusoidale et dues au seul fondamental de la f.m.m. créée par chaque phase.

I. 2. c. Conventions de signe :

Les conventions associées aux équations électriques et magnétiques sont les suivantes :

- Un courant positif crée un flux positif à travers son propre enroulement.
- Une f.e.m. positive fait circuler un courant positif.
- L'induit et l'inducteur sont considérés comme récepteurs (convention moteur).
- Le sens positif de la vitesse et des angles est le sens des aiguilles d'une montre.
- La position de l'inducteur est caractérisé par l'angle que fait Oa avec Od soit θ_a ou encore θ . Les axes ob et oc sont respectivement en avance de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport à Oa , d'où les relations :

$$\begin{aligned} \theta_a &= (\theta_a, \theta_d) = \theta \\ \theta_b &= (\theta_b, \theta_d) = \theta - 2\pi/3 \\ \theta_c &= (\theta_c, \theta_d) = \theta - 4\pi/3 \end{aligned} \quad \text{et} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

I. 3. a. Equations générales de la machine synchrone idéalisée :

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

$$\begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} & V_f &= R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ V_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} & 0 &= R_{Kd} i_{Kd} + \frac{d\psi_{Kd}}{dt} \\ V_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} & 0 &= R_{Kq} i_{Kq} + \frac{d\psi_{Kq}}{dt} \end{aligned}$$

Avec $R_a = R_b = R_c = R_s$: résistance d'une phase d'induit.
 R_f, R_{kd}, R_{kq} : résistance de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d et de l'amortisseur d'axe q.

$\Psi_j = (j = a, b, c, f, kd, kq)$ flux traversant l'enroulement j.

I. 3. b. Relations entre flux et courants.

En vertu de l'hypothèse de non-saturation et du feuilletage du circuit magnétique, les flux sont liés aux courants par la relation matricielle suivante.

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_f \\ \Psi_{kd} \\ \Psi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cf} & M_{ckd} & M_{ckq} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f & M_{fkd} & M_{fkq} \\ M_{akd} & M_{bkd} & M_{ckd} & M_{fkd} & L_{kd} & M_{kqd} \\ M_{akq} & M_{bkq} & M_{ckq} & M_{fkq} & M_{kqd} & L_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[\Psi] = [L][i]$$

Avec les notations suivantes adoptées pour les diverses inductances :

- L_a, L_b, L_c : inductance propre de chaque phase d'induit.
- M_{ab}, M_{bc}, M_{ca} : inductance mutuelle entre phases.
- M_{af}, M_{bf}, M_{cf} : inductance mutuelle de chaque phase avec l'enroulement inducteur.
- $M_{akd}, M_{akq}, M_{bkd}, M_{bkq}, M_{ckd}, M_{ckq}$: inductance mutuelle de chaque phase avec l'enroulement de l'axe direct et de l'axe en quadrature.
- L_f : inductance propre de l'inducteur.
- L_{kd}, L_{kq} : inductance propre de chacun des amortisseurs.
- M_{fkd}, M_{fkq} : inductance mutuelle de l'enroulement inducteur avec l'amortisseur de l'axe direct et de l'axe en quadrature.
- $M_{kd}, M_{kq} = M_{kq}, M_{kd}$: inductance mutuelle entre les 2 circuits d'amortisseurs.

I. 3. c. Expressions des différents coefficients d'inductance propre et mutuelle :

Explicitons d'abord les coefficients en l'absence d'hypothèse sinusoidale :

Dans une machine à pôles saillants, l'entrefer varie de façon cyclique le long de la périphérie; la réductance rencontrée par le flux du stator dépend donc de θ , ce qui entraîne d'après le caractère symétrique de la machine:

L_a est une fonction périodique de θ , de période π , dont le développement en série de Fourier peut s'écrire:

$$L_a(\theta) = L_{a0} + L_{a2} \cos 2\theta + L_{a4} \cos 4\theta + \dots$$

L_{b1} et L_{c1} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

M_{ab} est une fonction périodique de θ , de période π , extrémale pour $\theta = \pi/3$, d'où son développement en série de Fourier:

$$M_{ab} = M_{ab0} + M_{ab2} \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) + M_{ab4} \cos 4(\theta - \frac{\pi}{3}) + \dots$$

M_{bc} et M_{ca} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

M_{af} est une fonction périodique de θ , de période 2π extrémale pour $\theta = k\pi$, dont le développement en série de Fourier peut s'écrire:

$$M_{af} = M_{af1} \cos \theta + M_{af3} \cos 3\theta + \dots$$

M_{bf} et M_{cf} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

De même:

$$M_{akd} = M_{akd1} \cos \theta + M_{akd3} \cos 3\theta + \dots$$

M_{bkd} et M_{ckd} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

$$M_{akq} = -M_{akq1} \sin \theta - M_{akq3} \sin 3\theta + \dots$$

M_{bkq} et M_{cqk} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

Les coefficients d'inductance propre et mutuelle relatifs au rotor seul sont tous des constantes dont certains sont nulles.

On écrit donc:

$$L_{ff} = L_f ; \quad M_{fk} = M_{kf} ; \quad L_{kd} = L_{dk} ; \quad L_{kq} = L_{qk}$$

$$M_{fkq} = M_{kqf} = 0 \quad (\text{en quadrature}).$$

L'hypothèse de distribution sinusoïdale de f.m.m d'induit, nous amène à ne considérer, dans tous les développements en série de Fourier, que les termes constants et les fondamentaux. On démontre de même que :

$$- \frac{L_{ao}}{2} = M_{abo} = M_{aco} = M_{bco}$$

$$\text{et } M_{ab2} = M_{ace} = M_{bce} = L_{a2} = L_{b2} = L_{c2}$$

La relation matricielle liant flux et courants devient :

$$[\Psi] = [L] [i] \quad \text{avec } [L] =$$

$L_{aa} + L_{a2} \cos 2\theta$	$M_{abo} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$M_{bco} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	$M_{af} \cos \theta$	$M_{ak} \cos \theta - M_{kq} \sin \theta$	0
$M_{abo} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$L_{aa} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	$M_{bco} + L_{a2} \cos 2\theta$	$M_{af} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$M_{ak} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - M_{kq} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	0
$M_{abo} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	$M_{bco} + L_{a2} \cos 2\theta$	$L_{aa} + L_{a2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$M_{af} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	$M_{ak} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) - M_{kq} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$	0
$M_{af} \cos \theta$	$M_{af} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$M_{af} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	L_f	M_{fk}	0
$M_{ak} \cos \theta$	$M_{ak} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$M_{ak} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$	M_{fk}	L_k	0
$-M_{kq} \sin \theta$	$-M_{kq} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$-M_{kq} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$	0	0	L_k

I. 4. Transformation de PARK.

I. 4. a. Décomposition selon les 2 axes de la f.m.m créée par l'induit :

La f.m.m résultante des 3 phases a, b, c, somme des 3 distributions sinusoïdales, est elle-même sinusoïdale; son amplitude et sa position sont donc obtenues à un instant par addition des 3 vecteurs $\vec{F}_a, \vec{F}_b, \vec{F}_c$ comme sur la (fig. I.3).

Les projections F_d et F_q de la f.m.m résultante sur les axes d et q ont pour valeurs :

$$F_d = A [i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})]$$

$$F_q = A [-i_a \sin \theta - i_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_c \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})]$$

Les 2 équations forment un système irrésolvable en i_a, i_b, i_c (2 équations pour 3 inconnues). On remarque qu'en ajoutant une même quantité à i_a, i_b et i_c les F_d et F_q restent inchangées. Ceci est en accord avec le fait bien connu que la composante homopolaire ne participe pas à la création de la f.m.m sinusoïdale d'entrefer.

I. 4. b. Transformation de PARK :

Elle consiste à faire correspondre aux

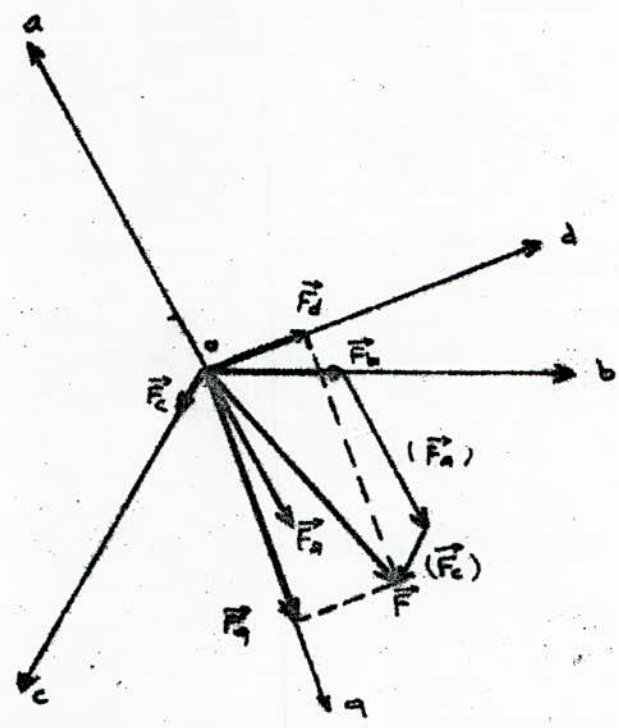


Fig. I.3. - Décomposition selon les axes d et q de la force magnétomotrice triphasée.

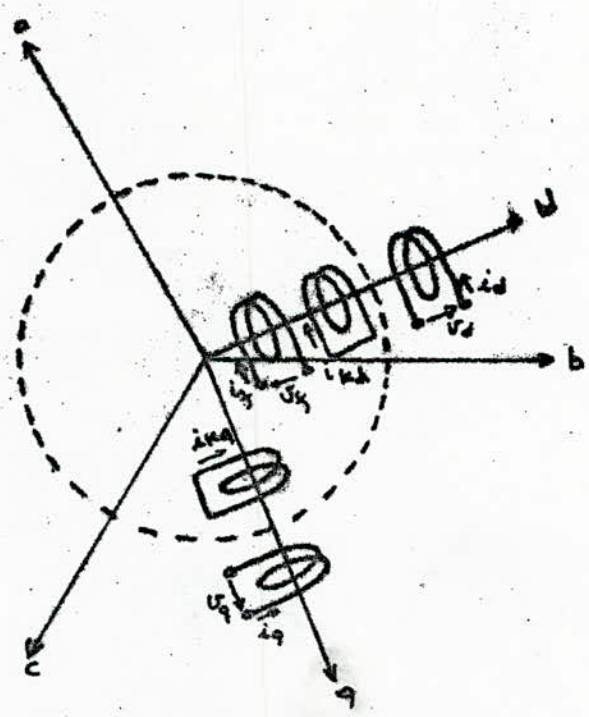


Fig. I.4. - Image d'une machine synchrone triphasée à induit fixe après transformation de Park

variables réelles leurs composantes :

- homopolaire (indice 0).
- d'axe direct (indice d).
- d'axe en quadrature (indice q).

Pour un système de courant elle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1 & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

soit $[i] = [A_1(\theta)][i_c]$

La transformation inverse est :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

soit $[i_c] = [A_1(\theta)]^{-1} [i]$

Le changement de variables relatif aux flux et aux tensions est défini par la même (matrice) transformation.

I. 4. c Forme modifiée de la transformation de PARK:

les matrices $[A_1(\theta)]^{-1}$ et $[A_1(\theta)]_t$ sont différentes; la matrice de passage indiquée par PARK n'est pas orthogonale. mais on remarque que le produit scalaire de 2 vecteurs colonnes de $[A_1(\theta)]$ est nul. En divisant chacun de ces vecteurs par sa norme, on obtient la matrice de transformation modifiée qui est orthogonale et qui s'écrit :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[A_1(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

- Ainsi écrite, la transformation :
- conserve l'invariance de la puissance instantanée.
 - conduit à des schémas où les inductances mutuelles sont réciproques.

I.5.a. Equations électriques dans les axes d et q.

En explicitant les expressions des flux et en mettant les équations (1) sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \} \end{aligned} \quad (2)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} ; [R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} ; [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{af} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{bf} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{cf} & M_{ckd} & M_{ckq} \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fkd} & 0 \\ M_{fkd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix}$$

I. 5. b. Application de la transformation de PARK modifiée:

En appliquant la transformation de PARK modifiée au système (2) et en multipliant la 1^{ère} équation du système obtenue il vient:

$$\begin{aligned} [V_{cs}] &= [R_s] [i_{cs}] + [A_1]^{-1} \left[\frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [A_1] [i_{cs}] + [M_{sr}] [i_r] \} \right] \\ [V_r] &= [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [A_1] [i_{cs}] \} - [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] \end{aligned} \quad (3)$$

Après avoir effectué les différents produits matriciels et en remplaçant l'opérateur différentiel $\frac{d}{dt}$ par P , $\frac{d\theta}{dt}$ par ω , on obtient la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_0 P & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_d P & -L_q \omega & M_f P & M_{KOP} & -M_{KQ} \omega \\ 0 & L_d \omega & R_s + L_q P & M_f \omega & M_{KOW} & M_{KQP} \\ 0 & M_f P & 0 & R_f + L_f P & M_{fOP} & 0 \\ 0 & M_{KOP} & 0 & M_{fOP} & R_{kd} + L_{Kq} P & 0 \\ 0 & 0 & M_{KQP} & 0 & 0 & R_{Kq} + L_{Kq} P \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{Kq} \end{bmatrix}$$

Avec $L_d = L_{a0} - M_{ab0} + \frac{3}{2} L_{a2}$

$L_q = L_{a0} - M_{ab0} - \frac{3}{2} L_{a2}$

$L_0 = L_{a0} + 2M_{ab0}$

$M_f = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{af} ; M_{KO} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{akd}$

$M_{fO} = M_{fkd} ; M_{KQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{akq}$

I. 6. Equations et impédances opérationnelles suivant les 2 axes :

La transformation de PARK ayant conduit à un système d'équations différentielles, à coefficients constants, (système (4)) dans ces équations P peut représenter l'opérateur symbolique de Heaviside, à condition que les valeurs initiales des variables soient nulles.

Des équations écrites sous forme opérationnelle on déduit les impédances opérationnelles

Suivant les 2 axes direct et en quadrature.

Les impédances nous permettront de déterminer les constantes de temps et les réactances intervenant dans tous les régimes transitoires.

En négligeant la composante monopolaire qui est d'ailleurs totalement découplée des autres, le système (4) mis sous forme opérationnelle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d P & -L_q \omega & M_f P & M_{kd} P & -M_{kq} \omega \\ L_d \omega & R_s + L_q \omega & M_f \omega & M_{kd} \omega & M_{kr} P \\ M_f P & 0 & R_f + L_f P & M_{fd} P & 0 \\ M_{kd} P & 0 & M_{fd} P & R_{kd} + L_{kd} P & 0 \\ 0 & M_{kr} P & 0 & 0 & R_{kq} + L_{kq} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} \quad (4)$$

En désignant par :

- V_f : la transformée de la tension réelle v_f .
- V_d, V_q et I_d, I_q les transformées des composantes relatives v_d, v_q et i_d, i_q
- I_{kd}, I_{kq} les transformées des courants dans les amortisseurs k_d, k_q .

On peut décomposer ce système matriciel en 15 sous-matrices grâce au découplage indiqué en traits interrompus :

$$\begin{bmatrix} [A] & [B] & [C] \\ [D] & [F] & [G] \\ [H] & [O] & [J] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} [A]I_1 + [B]I_2 + [C]I_3 = [V_1] \\ [D]I_1 + [F]I_2 = [V_2] \\ [H]I_1 + [J]I_3 = [0] \end{cases} \quad (5)$$

On tire $[I_2]$ de la 2^{ème} des relations (5), I_3 de la 3^{ème} et en les reportant dans la 1^{ère}, il vient en classant les termes :

$$\{ [A] - [B][F]^{-1}[D] - [C][J]^{-1}[H] \} [I_1] = [V_1] - [B][F]^{-1}[V_2]$$

En effectuant les différents produits matriciels, on aboutit à la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d - P G(P) V_f \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + P L_d(P) & -\omega L_q(P) \\ \omega L_d(P) & R_s + P L_q(P) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Avec $Z_d(p)$, $Z_q(p)$: inductances opérationnelles suivant les 2 axes ; elles ont pour expressions :

$$Z_d(p) = L_d - \frac{p^2(L_{Kd}M_f^2 + L_f M_{Kd}^2) + p(R_{Kd}M_f^2 + R_f M_{Kd}^2) - 2p^2 M_f M_{fd} M_{Kd}}{p^2(L_f L_{Kd} - M_{fd}^2) + p(R_f L_{Kd} + R_{Kd} L_f) + R_f R_{Kd}}$$

$$Z_q(p) = L_q - \frac{p M_{Kq}^2}{p L_{Kq} + R_{Kq}}$$

$$\left. \begin{aligned} X_d(p) &= \omega Z_d(p) \\ X_q(p) &= \omega Z_q(p) \end{aligned} \right\} \text{réactances opérationnelles.}$$

$G(p)$: quantité opérationnelle.

$$G(p) = \frac{R_{Kd} M_f + p(M_f L_{Kd} - M_{fd} M_{Kd})}{R_f R_{Kd} + p(R_f L_{Kd} + R_{Kd} L_f) + p^2(L_f L_{Kd} - M_{fd}^2)}$$

Les impédances opérationnelles suivant les 2 axes sont alors :

$$Z_d(p) = R_s + p Z_d(p)$$

$$Z_q(p) = R_s + p Z_q(p)$$

I. 7. a Définitions des régimes subtransitoire, transitoire et permanent :

I. 7. a. 1 Régime subtransitoire :

c'est le régime qui s'établit au premier instant d'un phénomène transitoire. Il dure jusqu'à l'extinction des courants dans les circuits d'amortisseurs.

I. 7. a. 2 Régime transitoire :

Il débute à l'extinction des courants dans les amortisseurs et dure jusqu'à l'extinction du courant variable dans l'inducteur.

I. 7. a. 3 Régime permanent :

c'est le régime qui s'établit lorsque tous les courants variables se sont éteints dans le circuit de l'inducteur. Cela correspond à l'amortissement de toutes les composantes aperiódiques.

I. 7. b. Réactances subtransitoires, transitoires et permanentes :

I. 7. b. 1. Réactance subtransitoire de l'axe direct X_d'' :

c'est la réactance opérationnelle $X_d(p)$ au temps $t=0$ soit $X_d'' = X_d(\infty)$.

$$X_d'' = \omega \left(L_d - \frac{L_{Kd} M_f^2 + L_f M_{Kd}^2 - 2 M_f M_{fd} M_{Kd}}{L_f L_{Kd} - M_{fd}^2} \right)$$

Résultat que l'on peut obtenir en négligeant toutes les résistances dans l'expression de $Z_d(p)$.

- I. 7. b. 2. Réactance transitoire de l'axe direct X'_d :
C'est la valeur de X_d'' quand on peut négliger l'influence de l'amortisseur K_D . Pour ce faire, il suffit de faire tendre L_{kd} vers ∞ .

$$X'_d = \omega \left(L_d - \frac{M_f^2}{L_f} \right).$$

- I. 7. b. 3. Réactance synchrone de l'axe direct :
C'est la réactance obtenue en ouvrant dans l'axe direct, le circuit de l'inductance et de l'amortisseur.

$$X_d = \omega L_d.$$

- I. 7. b. 4. Réactance subtransitoire de l'axe transversal X''_q :
C'est la réactance opérationnelle $X_q(p)$ à l'instant initial, soit $X''_q = X_q(\infty)$, $X''_q = \omega \left(L_q - \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \right)$. Résultat que l'on peut obtenir en négligeant toutes les résistances dans l'expression de $Z_{qk}(p)$.

- I. 7. b. 5. Réactance synchrone de l'axe transversal X_q :
C'est la réactance qu'on obtient en ouvrant dans l'axe transversal le circuit d'amortisseur.
soit $X_q = \omega L_q$.

- I. 7. b. 6. Réactance inverse X_i :
C'est la réactance apparente de la machine alimentée par un système de tensions inverses.
On adopte une valeur moyenne : $X_i = \frac{X'_d + X''_q}{2}$.

- I. 7. b. 7. Réactance homopolaire X_0 :
C'est la réactance apparente de la machine alimentée par un système de tensions homopolaires. Elle est due aux seuls flux de fuite. Elle n'a une valeur finie que si l'induit est connecté en étoile avec fil neutre.

- I. 7. c. Constantes de temps usuelles :
Leur définition est fonction du régime perturbé considéré.
En pratique, dans les calculs des charges, on demande plus particulièrement les constantes de temps intervenant dans les perturbations symétriques notamment les courts-circuits triphasés.

- I. 7. c. 1. Constantes de temps de l'axe direct :
Le dénominateur de $Z_d(p)$ s'écrit :

$$R_f R_{kd} \left[1 + p \left(\frac{L_f}{R_f} + \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \right) + p^2 \frac{L_f L_{kd}}{R_f R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{fd}^2}{L_f L_{kd}} \right) \right]$$

Il diffère peu de $R_f R_{kd} (1 + T'_{do} p) (1 + T''_{do} p)$.

$$\text{Avec : } T'_{do} = \frac{L_f}{R_f} ; \quad T''_{do} = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{fd}^2}{L_f L_{kd}} \right)$$

L'erreur commise porte sur le terme en p . Elle revient à négliger la constante de temps L_{kd}/R_{kd} de l'amortisseur d'axe direct devant celle, beaucoup plus grande, du bobinage inducteur.

On définit alors les constantes de temps suivantes :

- T'_{do} : constante de temps de l'amortisseur K_d , l'enroulement f étant en court-circuit et d ouvert, c'est la constante de temps subtransitoire d'axe direct en circuit ouvert.

- T''_{do} : constante de temps de l'inducteur, les autres enroulements d'axe direct (K_d et d) étant supposés ouverts : c'est la constante de temps transitoire d'axe direct en circuit ouvert.

* Le numérateur de $L_d(p)$ peut s'écrire :

$$L_d R_f R_{kd} \left\{ 1 + p \frac{R_f (L_{kd} L_d - M_{fd}^2) + R_{kd} (L_f L_d - M_{fd}^2)}{L_d R_f R_{kd}} + p^2 \frac{L_f L_{kd} L_d - L_d M_{fd}^2}{L_d R_f R_{kd}} + \frac{-L_{kd} M_{fd}^2 - L_f M_{kd}^2 + 2 M_{fd} M_{kd} M_{fd}}{L_d R_f R_{kd}} \right\}$$

qui peut être décomposé sous la forme :

$$L_d R_f L_{kd} (1 + p T'_d) (1 + p T''_d).$$

$$\text{Avec : } T'_d = \frac{L_f}{R_f} \left(1 - \frac{M_{fd}^2}{L_f L_d} \right) ; \quad T''_d = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left[1 - \frac{L_d M_{fd}^2 + L_f M_{kd}^2 - 2 M_{fd} M_{kd} M_{fd}}{L_{kd} (L_d L_f - M_{fd}^2)} \right]$$

Les relations ci-dessous définissent deux constantes de temps :

- T'_d : constante de temps de l'amortisseur d'axe direct, l'inducteur et l'enroulement d étant supposés en court-circuit : c'est la constante de temps subtransitoire d'axe direct en court-circuit.

- T''_d : constante de temps de l'inducteur en présence de l'enroulement d de l'induit en court-circuit (l'amortisseur K_d étant supposé ouvert) : c'est la constante de temps transitoire d'axe direct en court-circuit.

L'impédance opérationnelle $Z_{od}(p)$ d'axe direct peut donc se mettre sous la forme :

$$Z_{od}(p) = L_d \frac{(1 + T'_d p) (1 + T''_d p)}{(1 + T'_{do} p) (1 + T''_{do} p)} \quad (7)$$

I.F.C. 2. Constantes de temps de l'axe en quadrature :
L'inductance opérationnelle suivant l'axe en quadra-

ture a pour expression :

$$Z_{q}(p) = L_{q} - \frac{p M_{kq}^2}{R_{kq} + p L_{kd}} = L_{q} \left[\frac{1 + p \frac{L_{kq}}{R_{kq}} \left(1 - \frac{M_{kq}^2}{L_{q} L_{kq}}\right)}{1 + p \frac{L_{kq}}{R_{kq}}}\right]$$

Qui peut se mettre sous la forme : $Z_{q}(p) = L_{q} \frac{1 + p T_{q}''}{1 + p T_{q_0}''}$ (8)

$$\text{Avec : } T_{q_0}'' = \frac{L_{kq}}{R_{kq}} ; \quad T_{q}'' = \frac{L_{kq}}{R_{kq}} \left(1 - \frac{M_{kq}^2}{L_{q} L_{kq}}\right)$$

- T_{q_0}'' : C'est la constante de temps de l'amortisseur K_{q} , l'induit ouvert : constante de temps subtransitoire transversale en circuit ouvert.

- T_{q}'' : C'est la constante de temps de l'amortisseur K_{q} , l'induit en court-circuit : c'est la constante de temps subtransitoire en court-circuit (transversale).

Expression de $G(p)$:

$$G(p) = \frac{R_{kd} M_{f} + p (M_{f} L_{kd} - M_{fd} M_{kD})}{R_{f} R_{kd} + p (R_{f} L_{kd} + R_{kd} L_{f}) + p^2 (L_{f} L_{kd} - M_{fd}^2)}$$

Qui peut s'écrire :

$$G(p) = \frac{M_{f} R_{kd}}{R_{f} R_{kd}} \left[\frac{1 + p \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{fd} M_{kD}}{L_{kd} M_{f}}\right)}{(1 + p T_{do}'')(1 + p T_{do}'')} \right] = \frac{M_{f}}{R_{f}} \frac{1 + p T_{kD}}{(1 + T_{do}'' p)(1 + p T_{do}'')}$$

Avec : $T_{kD} = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{fd} M_{kD}}{L_{kd} M_{f}}\right)$; Constante de temps des fuites de l'amortisseur K_{D}

I. 7. d. Relations entre constantes de temps et réactances :

$$\frac{T_{do}'}{T_{d}'} = \frac{1}{1 - \frac{M_{fd}^2}{L_{d} L_{f}}} = \frac{L_{d}}{L_{d} - \frac{M_{fd}^2}{L_{f}}} = \frac{X_{d}}{X_{d}'} \quad \text{d'où} \quad \frac{T_{do}'}{T_{d}'} = \frac{X_{d}}{X_{d}'}$$

De même :

$$\begin{aligned} \frac{T_{do}''}{T_{d}''} &= \frac{L_{f} L_{kd} - M_{fd}^2}{L_{f} L_{kd}} \frac{L_{kd} (L_{d} L_{f} - M_{f}^2)}{L_{f} L_{d} L_{kd} - L_{kd} M_{f}^2 - L_{d} M_{fd}^2 - L_{f} M_{kD}^2 + 2 M_{f} M_{fd} M_{kD}} \\ &= (L_{d} - \frac{M_{f}^2}{L_{f}}) \frac{1}{L_{d} - \frac{L_{kd} M_{f}^2 + L_{f} M_{kD}^2 - 2 M_{f} M_{fd} M_{kD}}{L_{f} L_{kd} - M_{fd}^2}} = \frac{X_{d}'}{X_{d}''} \end{aligned}$$

$$\text{D'où} \quad \frac{T_{do}''}{T_{d}''} = \frac{X_{d}'}{X_{d}''}$$

De ces 2 relations, on déduit : $\frac{T_{do}'}{T_{d}'} = \frac{T_{do}''}{T_{d}''} = \frac{X_{d}}{X_{d}''}$

En ce qui concerne l'axe en quadrature, on obtient la relation suivante :

$$\frac{T_{q0}''}{T_q''} = \frac{X_q}{X_q''}$$

I. 8. Schémas électriques équivalents :

A partir des impédances opérationnelles suivant les 2 axes, on peut représenter par deux schémas équivalents. L'un suivant l'axe direct, l'autre suivant l'axe en quadrature.

L'impédance opérationnelle suivant l'axe direct s'écrit :

$$Z_d(p) = R_s + pL_d - \frac{p^2(L_{kd}M_f^2 + L_f M_{fd}^2) + p^2(R_{kd}M_f^2 + R_f M_{fd}^2) - 2p^3 M_f M_{fd}}{p^2(L_f L_{kd} - M_{fd}^2) + p(R_s L_{kd} + R_{kd} L_f) + R_s R_{kd}}$$

Elle peut s'écrire :

$$Z_d(p) = R_s + p(L_d - \frac{M_f M_{kd}}{M_{fd}}) + Z'_d(p) \quad \text{avec :}$$

$$Z'_d(p) = \frac{p[R_s M_{kd}^2 + p(L_f M_{fd}^2 - M_f M_{kd} M_{fd})][R_{kd} M_f^2 + p(L_{kd} M_f^2 - M_f M_{fd} M_{kd})]}{M_f M_{fd} M_{kd} [R_s R_{kd} + p(R_s L_{kd} + R_{kd} L_f) + p^2(L_f L_{kd} - M_{fd}^2)]}$$

Qui est de la forme : $Z_d(p) = \frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3}$

Avec :

$$Z_1 = p \frac{M_f M_{kd}}{M_{fd}} ; \quad Z_2 = R_f \frac{M_{fd}^2}{M_{fd}^2} + p \left(L_f \frac{M_{kd}^2}{M_{fd}^2} - \frac{M_f M_{kd}}{M_{fd}} \right)$$

$$Z_3 = R_{kd} \frac{M_f^2}{M_{fd}^2} + p \left(L_{kd} \frac{M_f^2}{M_{fd}^2} - \frac{M_f M_{kd}}{M_{fd}} \right)$$

On peut donc représenter l'impédance opérationnelle :

$Z_d(p)$ à l'aide du schéma équivalent de la figure (I.5) où en série avec $R_s + p(L_d - \frac{M_f M_{kd}}{M_{fd}})$, on a placé les 3 impédances Z_1, Z_2, Z_3 en parallèle.

On pose : $\alpha = \frac{M_{kd}}{M_{fd}} ; \quad \beta = \frac{M_f}{M_{fd}}$

* L'impédance opérationnelle suivant l'axe en quadrature s'écrit :

$$Z_q(p) = R_s + pZ'_q(p) = R_s + pL_q - \frac{p^2 M_{kq}}{R_{kq} + pL_{kq}}$$

$$= R_s + p(L_q - M_{kq}) + \frac{p M_{kq} [R_{kq} + p(L_{kq} - M_{kq})]}{p M_{kq} + [R_{kq} + p(L_{kq} - M_{kq})]}$$

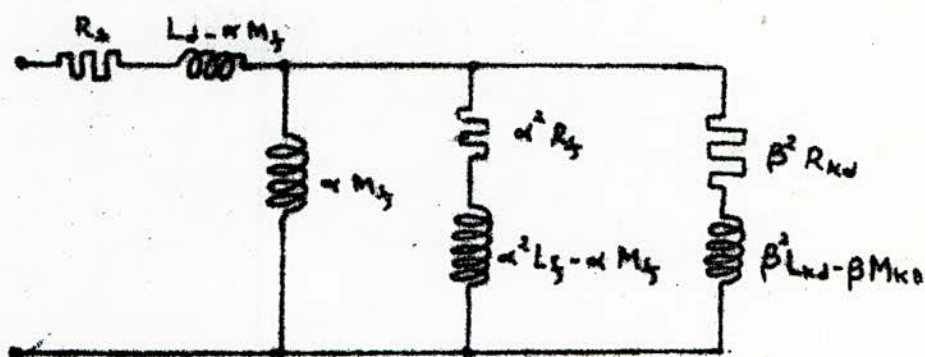


fig. I.5 - Schéma électrique équivalent suivant l'axe direct (d).

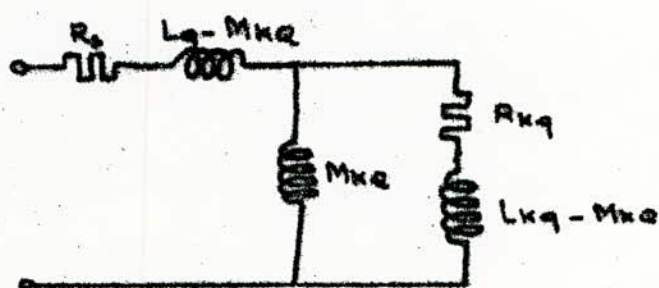


fig. I.6 - Schéma électrique équivalent suivant l'axe en quadrature (q)

Cette impédance peut être représentée par le schéma de la (figure I. 6) où, en série avec $R_s + p(L_s - MKA)$, on a placé en parallèle $pMKa$ et $RKq + p(LKq - MKa)$.

Ces deux schémas équivalents permettent de retrouver les diverses constantes de temps et les diverses réactances.

I. 9. Equations de PARK en régime permanent synchrone :

Les régimes permanents, avec rotation à la vitesse synchrone correspondent à l'étude classique de la machine. Aussi nous limiterons-nous à établir les équations simplifiées de PARK qui nous permettront, dans certains cas, une obtention rapide des conditions initiales dont nous aurons besoin pour l'étude des régimes transitoires.

Pour cela, on considérera la marche en alternateur et dans les équations déjà établies pour un fonctionnement moteur, on inverse le sens des tensions stator.

Les tensions aux bornes de l'alternateur ainsi que les courants débités par les 3 phases, si φ est le déphasage entre eux s'écrivent :

$$V_a = V\sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_a = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$V_b = V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$i_b = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)$$

$$V_c = V\sqrt{2} \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

$$i_c = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3)$$

En leur appliquant la transformation de PARK modifiée, en désignant par δ l'angle que fait l'axe polaire avec l'axe de la phase a à $t=0$. On aboutit à :

$$V_d = -\sqrt{3} V \sin \delta \quad ; \quad I_d = -\sqrt{3} I \sin(\delta + \varphi)$$

$$V_q = -\sqrt{3} V \cos \delta \quad ; \quad I_q = -\sqrt{3} I \cos(\delta + \varphi)$$

V_d , V_q , I_d et I_q sont des grandeurs constantes pour un régime donné.

De ce fait, les relations (4') de PARK se réduisent

$$-V_d = R_s i_d - X_q i_q$$

$$-V_q = R_s i_q + X_d i_d + M_q \omega i_f \quad (8)$$

$$V_f = R_f i_f$$

Ce qui donne :

$$V \cos \delta = E - R_s I \cos(\delta + \varphi) - X_d I \sin(\delta + \varphi) \quad (8)$$

$$V \sin \delta = -R_s I \sin(\delta + \varphi) + X_q I \cos(\delta + \varphi)$$

Avec $E = M_f \omega i_f / \sqrt{2}$ représente la f.e.m induite à vide dans les phases statoriques par l'inducteur.

Remarque : A partir de ces deux équations, on peut construire le diagramme de Blondel permettant de déterminer la f.e.m E pour V, I, φ donnés.

I. 10. Régimes transitoires à la vitesse synchrone :

Quand une perturbation (à-coup de couple, brusque variation de la charge, mise en court-circuit) tend à faire varier la f.m.m de l'induit ou la position de ses pôles par rapport à ceux de l'inducteur, le passage d'un fonctionnement à l'autre ne pouvant être instantané, il y a régime transitoire.

Les phénomènes transitoires qui se produisent dans les machines synchrones au cours de leur utilisation normale et en cas d'accidents sont très variés.

Nous nous placerons dans le cas d'une variation brusque des conditions électriques aux bornes de la machine, survenant à partir d'un régime permanent synchrone et lorsque l'on s'intéresse surtout aux premiers instants suivant la perturbation, c'est à dire lorsque les variations de vitesse peuvent être négligées dans les équations de PARK.

Les régimes transitoires correspondants sont principalement les variations brusques de tension : court-circuits, l'étude est importante pour la connaissance des contraintes subies par le matériel, ainsi que les variations de courant consécutives à un déclenchement.

Tous les régimes étudiés concernent les trois phases de l'induit de la même manière, d'où il résulte qu'il n'y a pas de composante monophasée.

La méthode d'étude est le calcul opérationnel et les conditions initiales étant des constantes, on utilise la méthode de superposition, permettant de poursuivre le calcul assez loin sans introduire de conditions initiales dans les transformées de Laplace.

I. 10. a Etablissement de la tension à vide d'un alternateur :

Soit un alternateur bipolaire à vide, entraîné à la vitesse ω , non excité. A l'instant $t=0$, on applique une tension V_f à son inducteur.

L'étude du régime transitoire consiste à suivre la croissance des tensions et des courants.

Les courants de ligne étant nuls, leurs composantes i_d et i_q le sont également. Les équations opérationnelles (6) se réduisent à :

$$\begin{cases} -V_d = p G(p) V_f \\ -V_q = \omega G(p) V_f \end{cases} \quad \text{avec } V_f = \frac{V_f}{p}$$

On a affecté V_d et V_q du signe moins puisqu'on consid
un fonctionnement en alternateur.

De la définition de $G(P)$ on déduit :

$$-V_d = P \frac{M_f}{R_f} \frac{1 + T_{KO} P}{(1 + T'_{do} P)(1 + T''_{do} P)} \frac{V_f}{P}$$

$$-V_q = \omega \frac{M_f}{R_f} \frac{1 + T_{KO} P}{(1 + T'_{do} P)(1 + T''_{do} P)} \frac{V_f}{P}$$

Détermination de $V_d(t)$ et de $V_q(t)$:

$V_d(P)$ peut être décomposé en éléments simples de la ma
suivante :

$$-V_d = \frac{A}{P + \frac{1}{T'_{do}}} + \frac{B}{P + \frac{1}{T''_{do}}}$$

$$\text{Avec : } A = \frac{M_f}{R_f} \frac{V_f}{T'_{do}} \cdot \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}} \quad ; \quad B = \frac{M_f}{R_f} \frac{V_f}{T''_{do}} \cdot \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}}$$

D'où en passant aux originaux :

$$-V_d(t) = \frac{M_f}{R_f} \frac{V_f}{T'_{do} - T''_{do}} \left[\frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do}} e^{-t/T'_{do}} - \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T''_{do}} e^{-t/T''_{do}} \right]$$

De même, $V_q(P)$ peut s'écrire :

$$-V_q = \omega \frac{M_f}{R_f} \frac{V_f}{2} \left(\frac{1}{P} + \frac{A'}{P + \frac{1}{T'_{do}}} + \frac{B}{P + \frac{1}{T''_{do}}} \right) \quad \text{Avec :}$$

$$A = -\frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}} \quad \text{et} \quad B' = \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}}$$

$$-V_q(t) = \frac{\omega M_f V_f}{R_f} \left[1 - \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}} e^{-t/T'_{do}} + \frac{T'_{do} - T_{KO}}{T'_{do} - T''_{do}} e^{-t/T''_{do}} \right]$$

• Expressions des tensions simples :

La tension simple apparaissant aux bornes de la phase A
donnée par :

$$V_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_d(t) \cos \theta - V_q(t) \sin \theta \right]$$

On applique la tension V_f à l'inducteur au moment où
l'axe polaire est l'axe de la phase A, fait un angle θ_0 d'
 $\theta = \omega t + \theta_0$.

En désignant par E_m l'amplitude des f.e.m indu

En régime établi, soit $E_m = \frac{M_f \omega V_f \sqrt{3}}{\sqrt{3} R_f}$ on a bien :

$$V_a(t) = E_m \sin \omega t - E_m \frac{T_{d0}'' - T_{K0}}{T_{d0}'' - T_{d0}} e^{-t/T_{d0}''} (\sin(\omega t + \theta_0) + \frac{1}{\omega T_{d0}''} \cos(\omega t + \theta_0)) \\ + E_m \frac{T_{d0}'' - T_{K0}}{T_{d0}'' - T_{d0}} e^{-t/T_{d0}''} (\sin(\omega t + \theta_0) + \frac{1}{\omega T_{d0}''} \cos(\omega t + \theta_0))$$

Les constantes de temps T_{d0}'' et T_{K0} sont très faibles devant T_{d0}'' de sorte que $(T_{d0}'' + T_{K0}) / (T_{d0}'' - T_{d0})$ est négligeable et que $(T_{d0}'' - T_{K0}) / (T_{d0}'' - T_{d0})$ diffère peu de l'unité. De sorte qu'on peut écrire :

$$V_a = E_m (1 - e^{-t/T_{d0}''}) \sin \omega t$$

L'amplitude de V_a part de zéro et tend vers E_m avec la constante de temps T_{d0}'' du seul inducteur.

I.10. b Court-circuit triphasé d'un alternateur :

On réunit brusquement les trois phases de l'induit d'un alternateur bipolaire tournant à vide à la vitesse de synchronisme ω , son inducteur étant alimenté par une tension constante V_f .

La relation matricielle $[V(p)] = [Z(p)][I(p)]$ nous permettra la détermination des courants.

Le régime transitoire dû à la brusque annulation des tensions aux bornes de l'induit peut être considéré comme étant la superposition :

- D'un régime permanent antérieur.
- Et d'un régime transitoire né de l'application à l'induit des tensions d'une valeur égale et opposée à leur valeur antérieure.

I.10. b.1. Expression du courant dans l'induit :

Avant le court-circuit, le seul courant non nul est i_f égal à V_f/R_f et constant.

Les relations (4) montrent que dans ce cas les seules tensions non nulles sont :

$$V_q = M_f \omega i_f = E \sqrt{3} \quad \text{et} \quad V_f = R_f i_f$$

A $t=0$, la mise en court-circuit correspond à l'application des tensions :

$$V_0 = 0 ; \quad V_d = 0 ; \quad V_q = -E \sqrt{3} ; \quad V_f = 0 \quad (A)$$

L'étude du court-circuit triphasé se fera en posant dans les équations opérationnelles de la machine (6), les relations (4)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [Z(p)] \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \text{d'où} \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = [Z(p)]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{E\sqrt{3}}{P} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[Z(p)] = \begin{bmatrix} R_s + pL_d(p) & -\omega L_q(p) \\ \omega L_d(p) & R_s + pL_q(p) \end{bmatrix}$$

$$[Z(p)]^{-1} = \frac{1}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} R_s + pL_q(p) & \omega L_q(p) \\ -\omega L_d(p) & R_s + pL_d(p) \end{bmatrix}$$

Avec : $\Delta(p) = (R_s + pL_d(p))(R_s + pL_q(p)) + \omega^2 L_d(p)L_q(p)$.

qui peut se mettre sous la forme :

$$\Delta(p) = L_d(p)L_q(p) \left[p^2 + p \left(\frac{R_s}{L_d(p)} + \frac{R_s}{L_q(p)} \right) + \omega^2 + \frac{R_s^2}{L_d(p)L_q(p)} \right]$$

Au voisinage de la vitesse synchrone, les résistances étant faibles devant les réactances, on aura donc :

$$\Delta(p) = L_d(p)L_q(p) \left[p^2 + p \left(\frac{R_s}{L_d(p)} + \frac{R_s}{L_q(p)} \right) + \omega^2 \right]$$

En faisant apparaître les réactances subtransitoires à la vitesse ω , on aboutit à :

$$[Z(p)]^{-1} = \frac{1}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} \left(p + \frac{\omega R_s}{X''_q} \right) L_q(p) & \omega L_q(p) \\ -\omega L_d(p) & \left(p + \frac{\omega R_s}{X''_d} \right) L_d(p) \end{bmatrix}$$

Avec, $\Delta(p) = L_d(p)L_q(p) \left(p + \frac{\omega R_s}{X''_d} + j\omega \right) \left(p + \frac{\omega R_s}{X''_q} - j\omega \right)$

$$X''_h = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right]$$

On peut écrire :

$$\Delta(P) = \mathcal{L}_d(P) \mathcal{L}_q(P) [(P - P_1)(P - P_2)]$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{-\omega R_s}{X_d''} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega R_s}{X_d''}\right)^2 - \omega^2}$$

$\frac{R_s}{X_d''}$ étant faible devant ω , on néglige $(\omega R_s / X_d'')^2$ devant ω^2 et écrit :

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{-\omega R_s}{X_d''} \pm j\omega$$

$$\text{D'où : } \Delta(P) = \mathcal{L}_d(P) \mathcal{L}_q(P) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} + j\omega\right) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} - j\omega\right)$$

La relation matricielle de départ devient :

$$I_d = \frac{-E\sqrt{3}}{P} \frac{\omega}{\mathcal{L}_d(P) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} + j\omega\right) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} - j\omega\right)}$$

$$I_q = \frac{-E\sqrt{3}}{P} \frac{P + \frac{\omega R_s}{X_d''}}{\mathcal{L}_q(P) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} + j\omega\right) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} - j\omega\right)}$$

En explicitant $\mathcal{L}_d(P)$ et $\mathcal{L}_q(P)$ (relations (7) et (8)) on trouve :

$$I_d = \frac{-E\sqrt{3}}{L_d} \frac{1}{P} \frac{(1 + T_{d0}' P)(1 + T_{d0}'' P)}{(1 + T_d' P)(1 + T_d'' P) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} + j\omega\right) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} - j\omega\right)} \quad (12)$$

$$I_q = \frac{-E\sqrt{3}}{L_q} \frac{1}{P} \frac{(1 + T_{q0}' P)(P + \omega R_s / X_d'')}{(1 + T_q' P) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} + j\omega\right) \left(P + \frac{\omega R_s}{X_d''} - j\omega\right)} \quad (13)$$

On arrive ainsi aux originales de $I_d(P)$ et $I_q(P)$ en les décomposant en fonctions simples et en effectuant certaines approximations.

$$I_d(t) = -E\sqrt{3} \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X_d'} + \frac{1}{X_d''}\right) e^{-t/T_d} + \left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d''}\right) e^{-t/T_d''} - \frac{1}{X_d''} \cos \omega t \cdot e^{-t/T_d} \right]$$

$$I_q(t) = -\frac{E\sqrt{3}}{X_q''} \sin \omega t \cdot e^{-t/T_a}$$

$T_a = \frac{X_d''}{\omega R_s}$: constante de temps en court-circuit de l'induit.

A l'aide de la transformation de PARK modifiée :

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) \quad \text{avec} \quad \theta = \omega t + \theta_0$$

Le courant dans la phase A s'écrit :

$$i_a(t) = -E_m \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T_d'} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-t/T_d''} \right] \cos(\omega t + \theta_0) \\ + E_m e^{-t/T_d} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d'} + \frac{1}{x_q'} \right) \cos \theta_0 + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q'} \right) \cos(2\omega t + \theta_0) \right]$$

Les courants i_b, i_c s'obtiennent en remplaçant dans l'expression de i_a θ_0 par $\theta_0 - 2\pi/3$ et $\theta_0 - 4\pi/3$.

L'expression du courant de court-circuit est la somme de cinq termes qu'on peut regrouper en 3 composantes :

- 1 - La composante alternative fondamentale qui est la somme :
 - du terme permanent d'amplitude E_m/x_d non amorti.
 - du terme transitoire d'amplitude initiale $E_m \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right)$ amorti avec la constante de temps T_d' .
 - du terme subtransitoire d'amplitude initiale $E_m \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right)$ amorti avec la constante de temps T_d'' .
 - 2 - La composante asymétrique, terme aperiodique amorti avec la constante de temps T_a , de valeur initiale $E_m \cos \theta_0 \left(\frac{1}{x_d'} + \frac{1}{x_q'} \right) / 2$.
 - 3 - La composante de pulsation 2ω , d'amplitude initiale $E_m \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q'} \right) / 2$ amortie avec la constante de temps T_a .
- * L'amplitude initiale de la composante alternative est E_m/x_d' .
 S'il n'y avait pas de terme subtransitoire, cette amplitude serait $\frac{E_m}{x_d}$.
- La composante asymétrique dépend de l'instant de fermeture du court-circuit et varie d'une phase à l'autre.
- Dans le cas le plus défavorable sa valeur initiale diffère peu de E_m/x_d' .
- La composante du second harmonique est négligeable du fait que x_d'' est proche de x_q' .

I.10. b.2. Expression du courant dans l'inducteur :

Le courant d'excitation est la somme du courant $i_{f0} = \frac{V_f}{R_f}$ en régime permanent antérieur et de i'_f dû à l'application à la machine pour $t=0$, du système de tensions :

$$V_d = 0 ; V_q = -E\sqrt{3} ; V_f = 0.$$

A partir de la 2^{ème} équation matricielle (5) :

$$[D][I_1] + [F][I_2] = [V_2]$$

Avec :

$$[D] = \begin{bmatrix} M_{fp} & 0 \\ M_{kdP} & 0 \end{bmatrix} ; [F] = \begin{bmatrix} R_f + L_f P & M_{fd} P \\ M_{fd} P & R_{kd} + L_{kd} P \end{bmatrix}$$

$$[I_1] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} ; [I_2] = \begin{bmatrix} I'_f \\ I_{kd} \end{bmatrix} ; [V_2] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

puisque l'on applique $V_f = 0$, la relation devient :

$$[I_2] = -[F]^{-1}[D][I_1]$$

$$[F]^{-1}[D] = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} M_{fp}(R_{kd} + L_{kd}P) - M_{fd}M_{kd}P^2 & 0 \\ -M_{fd}M_{fp}P^2 + M_{kd}P(R_f + L_fP) & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec } \Delta = (R_f + L_fP)(R_{kd} + L_{kd}P) - M_{fd}^2P^2$$

$$\text{D'où } I'_f = -\frac{1}{\Delta} [(L_{kd}M_{fp} - M_{fd}M_{kd})P^2 + M_{fp}R_{kd}P] I_d.$$

En faisant apparaître les constantes de temps T'_{do} , T''_{do} et T_{kd} , on trouve :

$$I'_f = \frac{M_{fp}}{R_f} \frac{P(1 + T_{kd}P)}{(1 + T'_{do}P)(1 + T''_{do}P)} I_d.$$

On remplace alors I_d par son expression (12) en remarquant que $E\sqrt{3} = M_{fd}i_{f0}$. Il vient :

$$I'_f = \frac{M_{fp}^2 i_{f0}}{R_f L_d} \omega^2 \frac{1 + T_{kd}P}{(1 + T'_{do}P)(1 + T''_{do}P)(P + \frac{\omega R_s}{X'_d} - j\omega)(P + \frac{\omega R_s}{X''_d} + j\omega)}$$

En faisant certaines approximations, on arrive à l'originale de $I_f(p)$, à laquelle on ajoute I_{f0} , on obtient :

$$I_f = I_{f0} \left\{ 1 + \frac{x_d - x'_d}{x_d} \left[e^{-t/T'_d} - \left(1 - \frac{I_{k0}}{T'_d} \right) e^{-t/T''_d} - \frac{I_{k0}}{T'_d} e^{-t/T_a \cos \omega t} \right] \right\}$$

Le courant i_f est la somme de 4 termes :

- le courant d'excitation i_{f0} qui subsiste à la fin du régime transitoire.
 - Un courant aperiodique subtransitoire s'amortissant avec la constante de temps T''_d .
 - Un courant aperiodique transitoire s'amortissant assez lentement avec T'_d .
 - Un courant de pulsation ω s'amortissant avec la constante de temps T_a .
- Si on négligeait les premières periodes : la composante aperiodique totale aurait une valeur initiale égale à :

$$i_{f0} \left(1 + \frac{x_d - x'_d}{x_d} \right) = i_{f0} \frac{x_d}{x'_d}$$

Remarque : Dans notre étude, on a traité le cas d'un court-circuit triphasé l'essai à vide ; pour un court-circuit en charge, on écrira le courant dans une phase de l'induit est la somme de :

- i_{q0} ; courant existant avant le court-circuit.
- i_{q1} ; courant obtenu en appliquant à l'induit les tensions $V_d = -V_{d0}$; $V_q = 0$; $V_f = 0$.
- i_{q2} ; courant obtenu en appliquant à l'induit les tensions $V_d = 0$; $V_q = -V_{q0}$; $V_f = 0$.

I. 10. c. Tension de rétablissement à l'ouverture d'un court-circuit triphasé.

Le régime transitoire des tensions aux bornes de l'induit à l'ouverture du court-circuit s'obtient en superposant au régime initial de ces tensions (qui sont nulles) celui obtenu en appliquant à la machine, pour $t=0$ les courants : i_{d0} et $-i_{q0}$.

Si on suppose qu'avant l'ouverture le régime permanent en court-circuit était établi, les équations (4) dans lesquelles on fait :

$$V_d = 0, V_q = 0, i_f = i_{f0}, i_{kd} = 0, i_{kq} = 0 \text{ et } p = 0$$

$$\begin{cases} 0 = R_s i_{d0} - L_q \omega i_{q0} \\ 0 = R_s i_{q0} + L_d \omega i_{d0} + M_f \omega i_{f0} \\ V_f = R_f i_{f0} \end{cases}$$

En négligeant la résistance R_s devant les réactances X_d et X_q , on trouve :

$$I_{q0} = 0 ; I_{d0} = -M_f \omega I_{f0} / X_d = -E\sqrt{3} / X_d$$

Puisque I_q et V_f sont nuls, les équations opérationnelles (6) donnent :

$$V_d(p) = Z_d(p) p I_d = Z_d(p) \sqrt{3} E / X_d$$

$$V_q(p) = \omega Z_q(p) I_d = Z_q(p) \omega \sqrt{3} E / X_d p$$

En explicitons $Z_d(p)$ et $Z_q(p)$ relations (7) et (8) on trouve :

$$V_d(p) = \frac{\sqrt{3} E}{\omega} \frac{X_d''}{X_d} \frac{(p + 1/T_d')(p + 1/T_d'')}{p(p + 1/T_{d0}')(p + 1/T_{d0}'')}$$

$$V_q(p) = \sqrt{3} E \frac{X_d'}{X_d} \frac{(p + 1/T_d')(p + 1/T_d'')}{p(p + 1/T_{d0}')(p + 1/T_{d0}'')}$$

En tenant compte du fait que T_d' est inférieur à T_d'' , T_{d0}'' très inférieur à T_{d0}' , il vient :

$$V_d(p) = \frac{\sqrt{3} E}{\omega} \frac{X_d'}{X_d} \left(\frac{A}{p + 1/T_{d0}'} + \frac{B}{p + 1/T_{d0}''} \right)$$

Avec :

$$A \neq \frac{1}{T_{d0}''} \frac{X_d}{X_d''} \left(1 - \frac{X_d'}{X_d} \right) ; B \neq -\frac{1}{T_{d0}'} \left(1 - \frac{X_d'}{X_d} \right)$$

De la même façon :

$$V_q(p) = \sqrt{3} E \frac{T_d' T_d''}{T_{d0}' T_{d0}''} \left(\frac{A'}{p} + \frac{B'}{p + 1/T_{d0}'} + \frac{C'}{p + 1/T_{d0}''} \right)$$

Avec :

$$A' = \frac{X_d}{X_d'} ; B' \neq -\frac{X_d}{X_d'} \left(1 - \frac{X_d'}{X_d} \right) ; C' \neq 1 - \frac{X_d}{X_d'}$$

D'où en passant aux originales de $V_d(p)$ et $V_q(p)$:

$$V_d(t) = \sqrt{3} E \left[\frac{1}{\omega T_{d0}''} \left(1 - \frac{X_d'}{X_d} \right) e^{-t/T_{d0}''} + \frac{1}{\omega T_{d0}'} \left(\frac{X_d'}{X_d} - \frac{X_d''}{X_d} \right) e^{-t/T_{d0}'} \right]$$

$$V_q(t) = \sqrt{3} E \left[1 - \left(1 - \frac{X'_d}{X_d}\right) e^{-t/T'_{do}} - \left(\frac{X'_d}{X_d} - \frac{X''_d}{X_d}\right) e^{-t/T''_{do}} \right]$$

L'expression de $V_a(t)$ se déduit de celles de $V_d(t)$ et $V_q(t)$ par :

$$V_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d \cos \theta - V_q \sin \theta) \quad \text{avec } \theta = \omega t + \theta_0.$$

Il vient donc :

$$V_a(t) = E_m \left\{ \left[\frac{1}{\omega T'_{do}} \left(1 - \frac{X'_d}{X_d}\right) e^{-t/T'_{do}} + \frac{1}{\omega T''_{do}} \left(\frac{X'_d}{X_d} - \frac{X''_d}{X_d}\right) e^{-t/T''_{do}} \right] \times \right.$$

$$\left. \cos(\omega t + \theta_0) - \left[1 - \left(1 - \frac{X'_d}{X_d}\right) e^{-t/T'_{do}} - \left(\frac{X'_d}{X_d} - \frac{X''_d}{X_d}\right) e^{-t/T''_{do}} \right] \sin(\omega t + \theta_0) \right\}.$$

Aux fréquences normales $\omega T'_{do}$ est beaucoup plus grand que 1 et $1/\omega T'_{do}$ multiplié par $(X'_d - X''_d)/X_d$ est nettement inférieur à l'unité.

D'où :

$$V_a(t) = E_m (\sin(\omega t + \theta_0)) \left[-1 + \left(1 - \frac{X'_d}{X_d}\right) e^{-t/T'_{do}} + \left(\frac{X'_d}{X_d} - \frac{X''_d}{X_d}\right) e^{-t/T''_{do}} \right]$$

* L'amplitude de la tension de rétablissement a une valeur initiale égale à $E_m X'_d/X_d$, une valeur finale égale à E_m .

Si on néglige les premières périodes cette amplitude serait $E X'_d/X_d$.

* $V_a(t)$ est la somme de 3 tensions sinusoïdales :

- La 1^{ère} non amortie.
- La 2^{ème} amortie avec T'_{do} .
- La 3^{ème} amortie avec T''_{do} .

Remarque 1 :

Il nous a paru pas très utile de faire figurer dans l'expression de $V_d(p)$ une constante dont l'original est l'impulsion unité (grandeur infinie pendant un temps infiniment court); cette impulsion résulte de la

Coupage du circuit inductif et cela du fait qu'en pratique, la surtension est limitée par l'arc qui apparaît entre les pôles du disjoncteur et sa durée est très brève.

I.10. d. Courts-circuits déséquilibrés :

Difficulté du problème :

La principale difficulté rencontrée lors de l'étude des régimes transitoires déséquilibrés des machines synchrones provient de ce que la dissymétrie des conditions électriques imposées aux 3 phases du stator fait disparaître les simplifications apportées par la transformation de PARK.

En effet, la transformation de PARK appliquée aux conditions exprimant la perturbation fait apparaître des fonctions sinusoïdales du temps dans les équations différentielles rendant ainsi leur résolution très compliquée. Les conditions exprimant la perturbation sont simplifiées si on renonce aux axes tournant et si on exprime les tensions, courants et flux en composantes de CONCORDIA; mais la complication est alors reportée au niveau des relations entre flux et courants dans lesquelles les coefficients d'inductance propre et mutuelle restent fonctions sinusoïdales de l'angle θ , puisque les axes comportant les enroulements fictifs α et β sont immobiles par rapport au stator.

* On trouvera un résumé très bref des calculs faits par B. ADKINS dans (Monographie n°55 proceeding of I.E.E. Vol 701 part IV, 1954).

Nous nous limiterons dans notre projet à l'exploitation des résultats obtenus.

1) Court-circuit diphasé :

L'alternateur tournant à vide ayant ses phases réglées de f.e.m d'amplitude E_m et de pulsation ω , à l'instant $t=0$, où l'axe de inducteurs fait un angle θ_0 avec celui de la phase A, on reunit brusquement les bornes B et C. La perturbation exprimée en grandeurs de phases, consiste à imposer à $t=0$:

$$V_b = V_c ; \quad I_b + I_c = 0 ; \quad I_a = 0 .$$

Le courant de court-circuit a pour expression :

$$i_c = -i_B = \frac{\sqrt{3} E_m [g_1(t) \sin(\omega t + \theta_0) - \sin \theta_0 e^{-t/T_{a1}}]}{X_d'' + X_q'' + (X_q'' - X_d'') \cos 2(\omega t + \theta_0)}$$

Avec :

$$g_1(t) = \frac{X_d'' + X_{m1}}{X_d + X_{m1}} + \left(\frac{X_d'' + X_{m1}}{X_d' + X_{m1}} - \frac{X_d'' + X_{m1}}{X_d + X_{m1}} \right) e^{-t/T_{d1}} + \left(1 - \frac{X_d'' + X_{m1}}{X_d' + X_{m1}} \right) e^{-t/T_{d1}''}$$

$$\text{où : } X_{m1} = \sqrt{X_d'' X_q''} ; T_{d1} = \frac{X_d + X_{m1}}{X_d' + X_{m1}} T_{d0} ;$$

$$T_{d1}'' = \frac{X_d'' + X_{m1}}{X_d' + X_{m1}} T_{d0}'' ; T_{a1} = \frac{X_{m1}}{\omega R_s}$$

Comme dans le cas du court-circuit triphasé à vide, on constate, en négligeant le terme de pulsation 2ω que cette expression comporte un terme aperiodique, associé à la constante de temps T_{a1} , un terme subtransitoire associé à T_{d1} et un terme synchrone

$$\frac{E_m \sqrt{3}}{X_d'' + X_q''} ; \text{ amplitude initiale du régime subtransitoire.}$$

$$\frac{E_m \sqrt{3}}{X_d' + X_{m1}} ; \text{ amplitude initiale du régime transitoire.}$$

$$\frac{E_m \sqrt{3}}{X_d + X_{m1}} ; \text{ amplitude du régime permanent final.}$$

$$\frac{E_m \sqrt{3}}{X_q'' + X_d''} \sin \theta_0 ; \text{ amplitude initiale du régime aperiodique.}$$

2) Court-circuit monophasé :

L'alternateur à vide produisant des f.e.m. d'amplitude E_m et de pulsation ω à l'instant $t=0$, tel que $\theta(0) = \theta_0$, on relie la borne A au neutre.

La perturbation, exprimée en grandeur de phases consiste à imposer à l'instant initial :

$$\begin{cases} V_a = 0 \\ i_b = i_c = 0 \end{cases}$$

Le courant de court-circuit i_A est donné par :

$$i_A = \frac{-3 E_m [g_2(t) \cos(\omega t + \theta_0) - \cos \theta_0 e^{-t/T_{d2}}]}{X_d'' + X_q'' + X_0 - (X_q'' - X_d'') \cos 2(\omega t + \theta_0)}$$

Avec :

$$g_2(t) = \frac{X_d' + X_{m2} + X_0}{X_d + X_{m2} + X_0} + \left(\frac{X_d'' + X_{m2} + X_0}{X_d' + X_{m2} + X_0} - \frac{X_d' + X_{m2} + X_0}{X_d + X_{m2} + X_0} \right) e^{-t/T_{d2}'} + \\ + \left(1 - \frac{X_d'' + X_{m2} + X_0}{X_d' + X_{m2} + X_0} \right) e^{-t/T_{d2}''}$$

où :

$$X_{m2} = \sqrt{(X_d' + \frac{1}{2}X_0)(X_q'' + \frac{1}{2}X_0)} - \frac{1}{2}X_0$$

$$T_{d2}' = \frac{X_d' + X_{m2} + X_0}{X_d + X_{m2} + X_0} T_{d0}'$$

$$T_{d2}'' = \frac{X_d'' + X_{m2} + X_0}{X_d' + X_{m2} + X_0} T_{d0}''$$

$$T_{d2} = \frac{2X_{m2} + X_0}{\omega(2R_s + R_0)}$$

On constate en négligeant le terme de pulsation 2ω que le courant de court-circuit i_A est la somme d'une composante aperiodique d'amplitude initiale :

$$\frac{3 E_m \cos \theta_0}{X_d'' + X_q'' + X_0} \text{ et d'une composante pseudo-periodique}$$

d'amplitude initiale : $\frac{3 E_m}{X_d'' + X_q'' + X_0}$ et d'amplitude finale :

$$\frac{3 E_m}{X_d'' + X_q'' + X_0} \frac{X_d' + X_{m2} + X_0}{X_d + X_{m2} + X_0}$$

Remarque 1: si on prend $X_d^e = X_q^e = X_i$ on trouve en régime permanent, les expressions classiques de Court - Circuit établies par la méthode des composantes de Fortescue.

Remarque 2:

En pratique on est souvent amené à considérer le cas où cette machine est raccordée au milieu extérieur par l'intermédiaire d'une impédance en série; lors des perturbations affectant la machine et intéressant aussi cette impédance, les régimes transitoires sont modifiés par sa présence. Pour tenir compte de cette impédance caractérisée par une résistance r_e en série avec une réactance X_e , il suffit de considérer la machine synchrone et l'impédance comme une nouvelle machine dont l'induit aurait la résistance augmentée de r_e et la réactance de fuite de X_e .

Les réactances synchrones, transitoires et sub-transitoires sont toutes augmentées de la quantité X_e .

En ce qui concerne les constantes de temps: T_{d0} , T'_{d0} , T''_{d0} ne sont pas affectées.

Seules les constantes de temps: T'_d , T''_d , T'_q et T_a s'en trouveront modifiées.

CHAPITRE II.

METHODE STATIQUE DE MESURE
DE PARAMETRES.

II.4. Essais indicieles - Interpretation des réponses :

En soumettant les bobinages de l'ia. à des échelons de tension continue, on peut déterminer l'ensemble de leur paramètres à partir des relevés des réponses indicieles.

Pour cela on a exploité les trois essais suivants :

II.4.a. Essai 1 :

le circuit inducteur ouvert, on applique une tension continue E à la phase A et on registre le courant i_A qu'elle absorbe

Dans cette position, l'inductance propre de la phase A et ses inductances mutuelles avec les enroulements f et K_D sont :

$$L_{ad} = L_{a0} + L_{a2} ; M_{af} ; M_{aKD}$$

les équations opérationnelles régissant le système sont alors :

$$\frac{E}{p} = (R_a + pL_{ad}) I_a + M_{aKD} p L_{KD} I_{KD}$$

$$0 = M_{aKD} I_a + (R_{KD} + pL_{KD}) I_{KD}$$

Par élimination de I_{KD} entre ces deux équations, on obtient $I_a(p)$.

$$I_a(p) = \frac{E (R_{KD} + pL_{KD})}{p [L_{ad} L_{KD} - M_{aKD}^2] p^2 + (R_a L_{KD} + R_{KD}) p + R_a R_{KD}}$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$I_a(p) = K \frac{p + A}{p(p + B)(p + C)}$$

$$\text{Avec : } K = E \frac{L_{KD}}{L_{ad} L_{KD} - M_{aKD}^2} ; A = \frac{R_{KD}}{L_{KD}} ; B, C = \frac{R_a R_{KD}}{L_{ad} L_{KD} - M_{aKD}^2}$$

$$\text{et } B + C = \frac{R_a L_{KD} - R_{KD} L_{ad}}{L_{ad} L_{KD} - M_{AKD}^2}$$

En prenant la transformée inverse du courant $I_a(p)$ on trouve :

$$i_a(t) = Y_0 - Y_1 e^{-t/T_1} - Y_2 e^{-t/T_2}$$

Avec :

$$Y_0 = K \frac{A}{BC} ; Y_1 = K \frac{A-B}{B(C-B)} ; Y_2 = K \frac{A-C}{C(B-C)}$$

$$T_1 = \frac{1}{B} ; T_2 = \frac{1}{C}$$

* on montrera plus tard comment, à partir de l'enregistrement du courant obtenu Y_0, Y_1, Y_2, T_1, T_2 .

* on peut trouver l'expression de L_{ad} et R_a en fonction de Y_0, Y_1, Y_2, T_1, T_2 en considérant les relations ci-dessus :

$$L_{ad} = R_a T_2 \frac{1 + \frac{Y_2}{Y_1} \frac{T_2}{T_1}}{1 + \frac{Y_2}{Y_1}} ; R_a = \frac{E}{Y_0}$$

- La constante de temps T_{ado} , l'amortisseur KD et l'inducteur étant ouverts, aura pour expression :

$$T_{ado} = \frac{L_{ad}}{R_a} = T_1 \frac{1 + (Y_2/Y_1)(T_2/T_1)}{1 + Y_2/Y_1}$$

- De même la constante de temps de l'amortisseur KD T_{KDo} vaudra :

$$T_{KDo} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} = T_1 \frac{(Y_2/Y_1) + (T_2/T_1)}{1 + (Y_2/Y_1)}$$

- On peut aussi évaluer le coefficient de couplage entre la phase A et l'induit et l'amortisseur KD .

$$K_{AKD}^2 = \frac{M_{AKD}^2}{L_{ad} L_{KD}} = \frac{(Y_2/Y_1) (1 - T_2/T_1)^2}{(Y_2/Y_1 + T_2/T_1) (1 + Y_2/Y_1) (T_2/T_1)}$$

II. 1. b. Essai 2 :

Dans la même position que précédemment l'inducteur en court-circuit, on applique un échelon de tension d'amplitude, E' à la phase A et on relève le courant. Les équations régissant le système sont :

$$\frac{E'}{p} = (R_a + pL_{ad}) I_a + M_{af} p I_f + M_{akD} p I_{kD}$$

$$0 = M_{af} p I_a + (R_f + pL_f) I_f + M_{fkD} p I_{kD}$$

$$0 = M_{akD} p I_a + M_{fkD} p I_f + (R_{kD} + pL_{kD}) I_{kD}$$

En tirant I_f et I_{kD} des deux dernières équations et en remplaçant dans la première, on trouve l'expression de $I_a(p)$ dont l'originale, comme pour la précédente, se met sous la forme :

$$i_a(t) = Y_0 + Y_1 e^{-t/T_1'} - Y_2 e^{-t/T_2'} - Y_3 e^{-t/T_3'}$$

En procédant de la même façon que pour le premier essai, on peut montrer que les coefficients de couplage entre les enroulements, A, f, kD pris deux à deux sont donnés par les relations :

$$K_{af}^2 = \frac{M_{fkD}^2}{L_f L_{ad}} = \frac{T_{kD0}}{T_{f0}} (1 - K_{ad, kD}^2) + \frac{T_{kD0}}{T_{ad0}} (1 - K_{f, kD}^2) + \frac{T_1' T_2' + T_1' T_3' + T_2' T_3'}{T_{f0} \cdot T_{ad0}} + 1$$

$$K_{f, kD}^2 = \frac{M_{fkD}^2}{L_f L_{kD}} = \frac{R_a Y_1}{E'} \cdot \frac{(T_1' - T_2')(T_1' - T_3')}{T_{f0} T_{kD0}} + \left(\frac{T_1'}{T_{f0}} - 1\right) \left(\frac{T_2'}{T_{kD0}} - 1\right)$$

$$\text{On a de plus : } T_1' + T_2' + T_3' = T_{ad0} + T_{f0} + T_{kD0}$$

II. a. 3. Essai 3 :

Le rotor mis dans la 2^{ème} position, on applique à la phase A un échelon de tension continue E'' et onregistre le courant qu'elle absorbe.

$$L_{Aq} = L_{A0} - L_{A2} ; M_{A, Kq} ; M_{A\phi} = 0$$

les équations régissant le système sont :

$$\begin{cases} \frac{E''}{P} = (R_s + PL_{Aq}) I_a + M_{A, Kq} P I_{Kq} \\ 0 = M_{A, Kq} P I_a + (R_{Kq} + PL_{Kq}) I_{Kq} \end{cases}$$

$$\text{D'où : } I_a(P) = \frac{K'' (P+A'')}{P (P+B'')(P+C'')}$$

$$\text{Avec : } K'' = E \frac{L_{Kq}}{L_{Aq}L_{Kq} - M_{A, Kq}^2} ; A'' = \frac{R_{Kq}}{L_{Kq}}$$

$$B''C'' = \frac{R_a R_{Kq}}{L_{Aq}L_{Kq} - M_{A, Kq}^2} \text{ et } B''+C'' = \frac{R_a L_{Kq} + R_{Kq} L_{Aq}}{L_{Aq}L_{Kq} - M_{A, Kq}^2}$$

L'origine de $I_a(P)$ s'écrit :

$$I_a(t) = Y_0'' - Y_1'' e^{-t/T_1''} - Y_2'' e^{-t/T_2''}$$

Avec :

$$Y_0'' = K'' \frac{A''}{B''C''} ; Y_1'' = K'' \frac{A''-B''}{B''(C''-B'')}$$

$$Y_2'' = K'' \frac{A''-C''}{C''(B''-C'')} ; T_1'' = \frac{1}{B''} ; T_2'' = \frac{1}{C''}$$

Y_0'' , Y_1'' , Y_2'' , T_1'' et T_2'' sont donnés par l'enregistrement du courant i_a .

On trouve :

$$* L_{Aq} = R_a T_1'' \frac{1 + (Y_2''/Y_1'')(T_2''/T_1'')}{1 + (Y_2''/Y_1'')}$$

La constante de temps de la phase A face à l'inducteur et l'amortisseur ouverts :

$$T_{Aq0} = \frac{L_{Aq}}{R_a} = T_1'' \frac{(Y_2''/Y_1'') + (T_2''/T_1'')}{1 + (Y_2''/Y_1'')} ; T_{Kq0} = \frac{L_{Kq}}{R_{Kq}} = \frac{3/2 L_{Aq}}{R_{Kq}}$$

$$K_{a,ka}^2 = \frac{(Y_2''/Y_1'') (1 - (T_2''/T_1''))^2}{((Y_2''/Y_1'') + (T_2''/T_1'')) (1 + (Y_2''/Y_1'') (T_2''/T_1''))}$$

Compte-tenu de l'approximation $M_{ab0} = -\frac{L_{a0}}{2}$,
on peut en déduire toutes les réactances et constantes
de temps.

- Réactance synchrone longitudinale :

$$X_d = L_d \omega = (L_{a0} - M_{ab0} + \frac{3}{2} L_{a2}) \approx \frac{3}{2} (L_{a0} + L_{a2}) \omega \\ = \frac{3}{2} \omega L_{ad}$$

- Réactance synchrone transversale :

$$X_q = L_q \omega = (L_{q0} - M_{ab0} - \frac{3}{2} L_{a2}) \omega \\ \approx \frac{3}{2} (L_{a0} - L_{a2}) \omega = \frac{3}{2} \omega L_{aq}$$

- Réactance transitoire longitudinale :

$$X_d' = L_d \omega \left(1 - \frac{M_f^2}{L_d L_f} \right) = L_d \omega \left[1 - \frac{(3/2) M_{fs}^2}{(3/2) L_{ad} L_f} \right] \\ = \frac{3}{2} \omega L_{ad} (1 - K_{af}^2)$$

- Réactance subtransitoire longitudinale :

$$X_d'' = L_d \omega \left[1 - \frac{L_{kd} M_f^2 + L_f M_{kd}^2 - 2 M_f M_{kd} M_{fd}}{L_d L_{kd} L_f \left(1 - \frac{M_{fd}^2}{L_f L_{kd}} \right)} \right] \\ = \frac{3}{2} L_d \omega \left[1 - \frac{K_{af}^2 + K_{a,kd}^2 - 2 K_{af} K_{fd} K_{a,kd}}{1 - K_{f,kd}^2} \right]$$

- Réactance subtransitoire transversale :

$$X_q'' = L_q \omega \left(1 - \frac{M_{ka}^2}{L_q L_{ka}} \right) = L_q \omega \left(1 - \frac{(3/2) M_{ka,s}^2}{(3/2) L_{aq} L_{ka}} \right) \\ = \frac{3}{2} L_{aq} \omega (1 - K_{a,ka}^2)$$

* Constantes de temps :

- constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert ;

$$T'_{do} = \frac{L_f}{R_f} = T_{fo}$$

- constante de temps subtransitoire à circuit ouvert ;

$$T''_{do} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} \left(1 - \frac{M_{FD}^2}{L_f L_{KD}} \right) = T_{KDo} (1 - K_{f,KD}^2)$$

- constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit ;

$$T'_d = \frac{L_f}{R_f} \left(1 - \frac{M_f^2}{L_d L_f} \right) = T_{fo} (1 - K_{af}^2)$$

- constante de temps subtransitoire longitudinale en court-circuit ;

$$T''_d = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} \left[1 - \frac{1}{1 - \frac{M_f^2}{L_d L_f}} \left(\frac{M_{FD}^2}{L_{KD} L_f} + \frac{M_{KD}^2}{L_d L_{KD}} - 2 \sqrt{\frac{M_f^2}{L_d L_f}} \sqrt{\frac{M_{FD}^2}{L_f L_{KD}}} \sqrt{\frac{M_{KD}^2}{L_d L_{KD}}} \right) \right]$$

$$T''_d = T_{KDo} \left(1 - \frac{K_{f,KD}^2 + K_{a,KD}^2 - 2 K_{af} K_{f,KD} K_{a,KD}}{1 - K_{af}^2} \right)$$

- constante de temps subtransitoire transversale en circuit-ouvert ;

$$T''_{qo} = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}} = T_{KQo}$$

- constante de temps subtransitoire transversale en court-circuit ;

$$T''_q = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}} \left(1 - \frac{M_{RQ}^2}{L_q L_{KQ}} \right) = T_{KQo} (1 - K_{a,KQ}^2)$$

- constante de temps de fuites de l'amortisseur direct :

$$TKD = \frac{LKD}{RKD} \left(1 - \frac{M_{FD} M_{KD}}{M_f LKD} \right) = \frac{LKD}{RKD} \left(1 - \sqrt{\frac{M_{FD}^2 \cdot L_d L_f \cdot M_{KD}^2}{L_f LKD \cdot M_f^2 \cdot L_d LKD}} \right)$$

$$TKD = TKD_0 \left(1 - \frac{K_{f,KD} K_{a,KD}}{K_{a,f}} \right)$$

CHAPITRE III: ETUDE PRATIQUE

La machine synchrone à pôles saillants sur laquelle sont effectués nos essais a les caractéristiques suivantes :

Nombre de paires de pôles : $P = 2$.

$S_n = 2 \text{ kVA}$

$U_n = 380 \text{ V}$ en montage étoile.

$= 220 \text{ V}$ en montage triangle.

$\cos \varphi_n = 0,8$.

$N_n = 1500 \text{ tr/mn}$

$f = 50 \text{ Hz}$

$J_n = 5,25 \text{ A}$.

Elle est couplée à une machine à courant continu dont les caractéristiques sont les suivantes :

$P_n = 3 \text{ kW}$

$U_n = 110 \text{ V}$

$N_n = 1500 \text{ tr/mn}$

Les pôles de l'inducteur sont fixes et sont portés par le stator, l'enroulement d'induit est logé dans des encoches pratiquées sur le rotor.

Cette configuration étant inverse à celle de la machine étudiée dans la partie théorique, il suffira, pour retrouver les équations électriques et magnétiques régissant son fonctionnement :

- de conserver les mêmes conventions de signe relatives aux grandeurs électriques et magnétiques.

- de conserver pour les axes d et q la même orientation relative, mais d'adopter pour le comptage des angles et vitesses le sens positif contraire c'est à dire le sens trigonométrique. (voir figure III. 1)

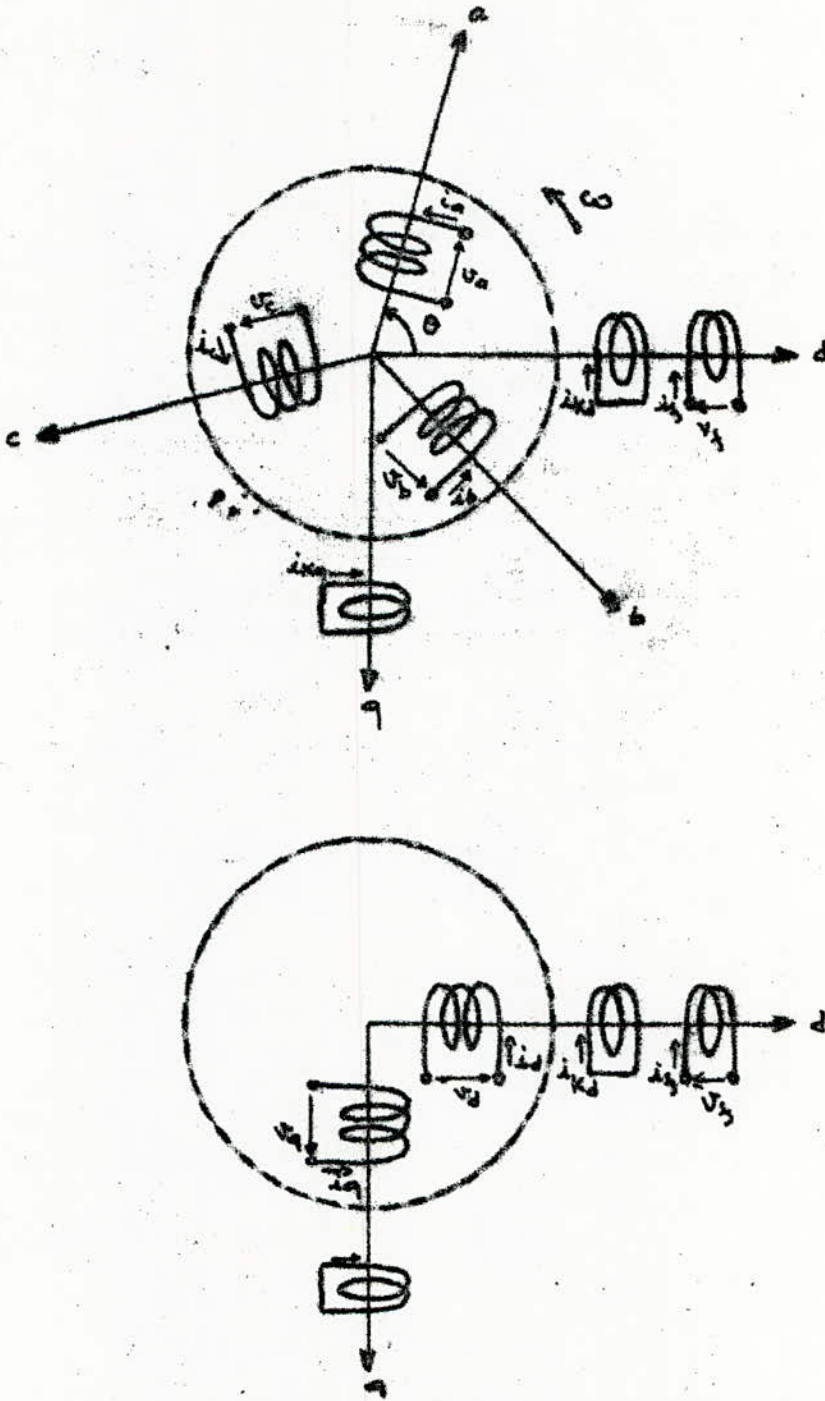


fig III.4 - Machine synchrone triphasée à induit tournant
et son image après transformation de Park

III. 1. Mise en oeuvre et exploitation des essais indicels.

Comme nous l'avons établi précédemment, les équations régissant les réponses indicelles des bobinages soumis à des échelons de tension sont de la forme :

$$Y(t) = Y_0 - \sum_{i=1}^n Y_i e^{-\frac{t}{T_i}}$$

L'exploitation de ces différentes courbes relevées à l'oscilloscope nécessiterait donc la connaissance des paramètres Y_i et T_i . Il existe plusieurs méthodes pour l'identification de ces derniers. Dans le cadre de notre projet, nous nous limiterons à l'application de la méthode graphique.

- Méthode graphique : sur papier semi-logarithmique.

Exemple : soit $Y(t)$ la fonction à identifier avec :

$$Y(t) = Y_0 - Y_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - Y_2 e^{-\frac{t}{T_2}} - Y_3 e^{-\frac{t}{T_3}}$$

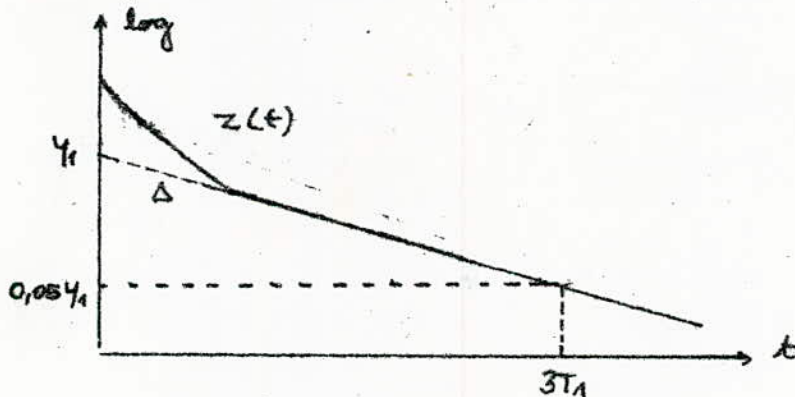
La méthode est d'autant plus précise que les T_i sont différents. C'est à dire on peut négliger T_2 devant T_1 et T_3 devant T_2 .

Le tracé de $Y(t)$ dans un repère d'unités simple nous fournit facilement Y_0 ($Y_0 \neq Y(t)$ pour t grand).

On trace ensuite sur papier semi-logarithmique

$$Z(t) = Y_0 - Y(t)$$

$$Z(t) = Y_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + Y_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + Y_3 e^{-\frac{t}{T_3}}$$



Après un certain temps, la courbe $Z(t)$ est confondue avec une droite Δ dont l'extrapolation

à $t=0$ fournit Y_2 et l'ordonnée 5% Y_1 correspond à l'abscisse $3T_1$.

On déduit ensuite graphiquement la courbe :

$$Z'(t) = Z(t) - Y_1 e^{-t/T_1} \text{ sur la figure } (Z(t) - \Delta)$$

pour t assez grand, T_3 étant négligeable devant

T_2 , $Z'(t) \approx Y_2 e^{-t/T_2}$ qui est une droite dont l'extré-

polation à $t=0$ fournit Y_2 d'où T_2 . On reporte

ensuite la courbe $Z'(t) - Y_2 e^{-t/T_2} = Y_3 e^{-t/T_3}$ qui

donne par le même procédé Y_3 et T_3 .

Essai 1: fig III. 2 et tableau III. 1.

$$E = 6V$$

$$Y_0 = 4 A$$

$$Y_1 = 1,5 A \quad T_1 = 240 \text{ ms}$$

$$Y_2 = 2,5 A \quad T_2 = 14 \text{ ms}$$

$$L_{ad} = R_s T_1 \frac{1 + \frac{Y_2 T_2}{Y_1 T_1}}{1 + Y_2/Y_1} = 0,15 \text{ H}$$

$$T_{Ado} = \frac{L_{ad}}{R_s} = 100 \text{ ms}$$

$$T_{K00} = T_1 \frac{(Y_2/Y_1) + (T_2/T_1)}{1 + (Y_2/Y_1)} = 155 \text{ ms}$$

$$R_a = \frac{E}{Y_0} = 1,5 \Omega$$

$$K_{a, K0}^2 = \frac{(Y_2/Y_1) \left(1 - (T_2/T_1) \right)^2}{\left((Y_2/Y_1) + (T_2/T_1) \right) \left(1 + (Y_2 T_2 / Y_1 T_1) \right)} = 0,78$$

$t(\text{ms})$	10	20	30	40	50	60	80	100	120	130
$i_a(\text{A})$	1,33	1,39	2,38	2,63	2,70	2,80	2,89	3	3,09	3,13

150	170	200	240
3,19	3,26	3,35	3,45

Tableau III.1 : Essai 1 - Courant absorbé par la phase a
(circuit inducteur ouvert).
Position longitudinale.

$t(\text{ms})$	5	10	20	30	40	50	60	70	80	100
$i_a(\text{A})$	0,5	0,94	1,43	1,79	1,79	1,82	2,32	2,53	2,7	3,06

150	160	170	200	210	220
3,38	2,42	3,45	3,54	3,56	3,58

Tableau III.2 : Essai 2 - Courant absorbé par la phase a
(inducteur en court-circuit).
Position longitudinale

$t(\text{ms})$	25	35	40	45	50	75	100	150	200	250
$i_a(\text{A})$	2,46	2,88	2,99	3,07	3,12	3,31	3,4	3,54	3,66	3,74

300	350	400	500	600
3,80	3,84	3,88	3,93	3,96

Tableau III.3 : Essai 3 - Courant absorbé par la phase a
(inducteur ouvert).
Position transversale.

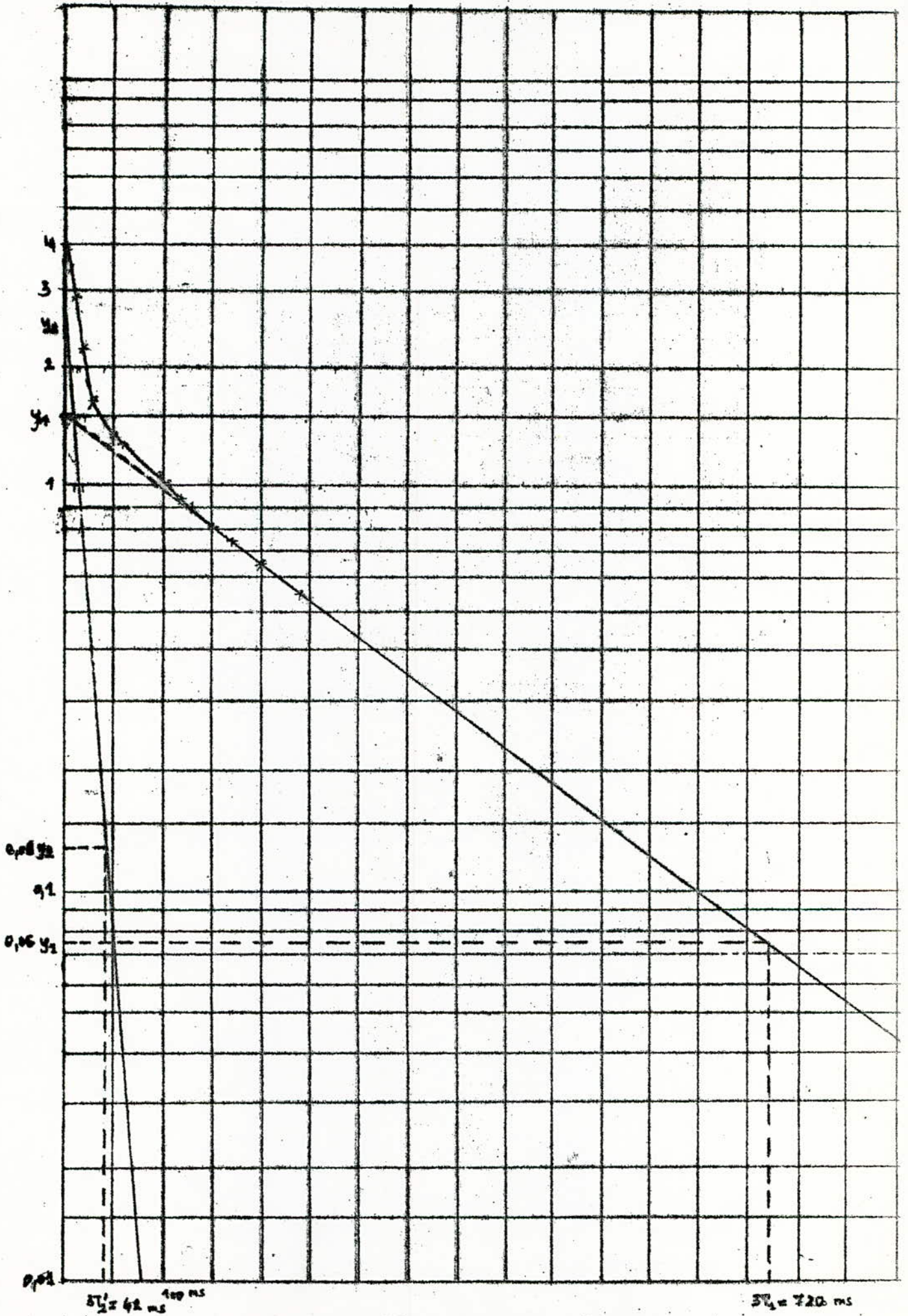


fig III.2 Exai 1 : $y_1 = 1,5 - T_1 = 240 \text{ ms}$
 $y_2 = 2,5 - T_2 = 14 \text{ ms}$

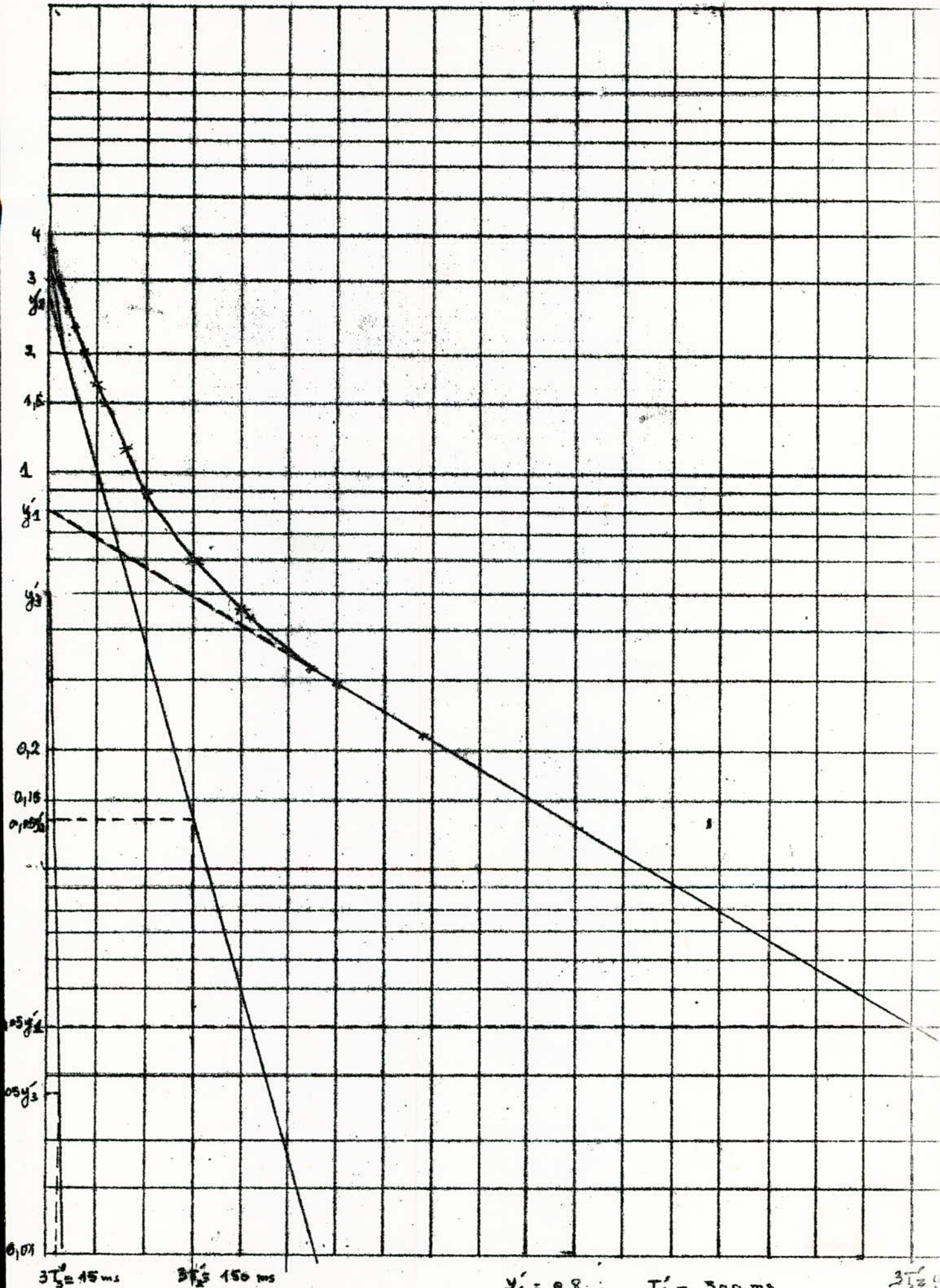
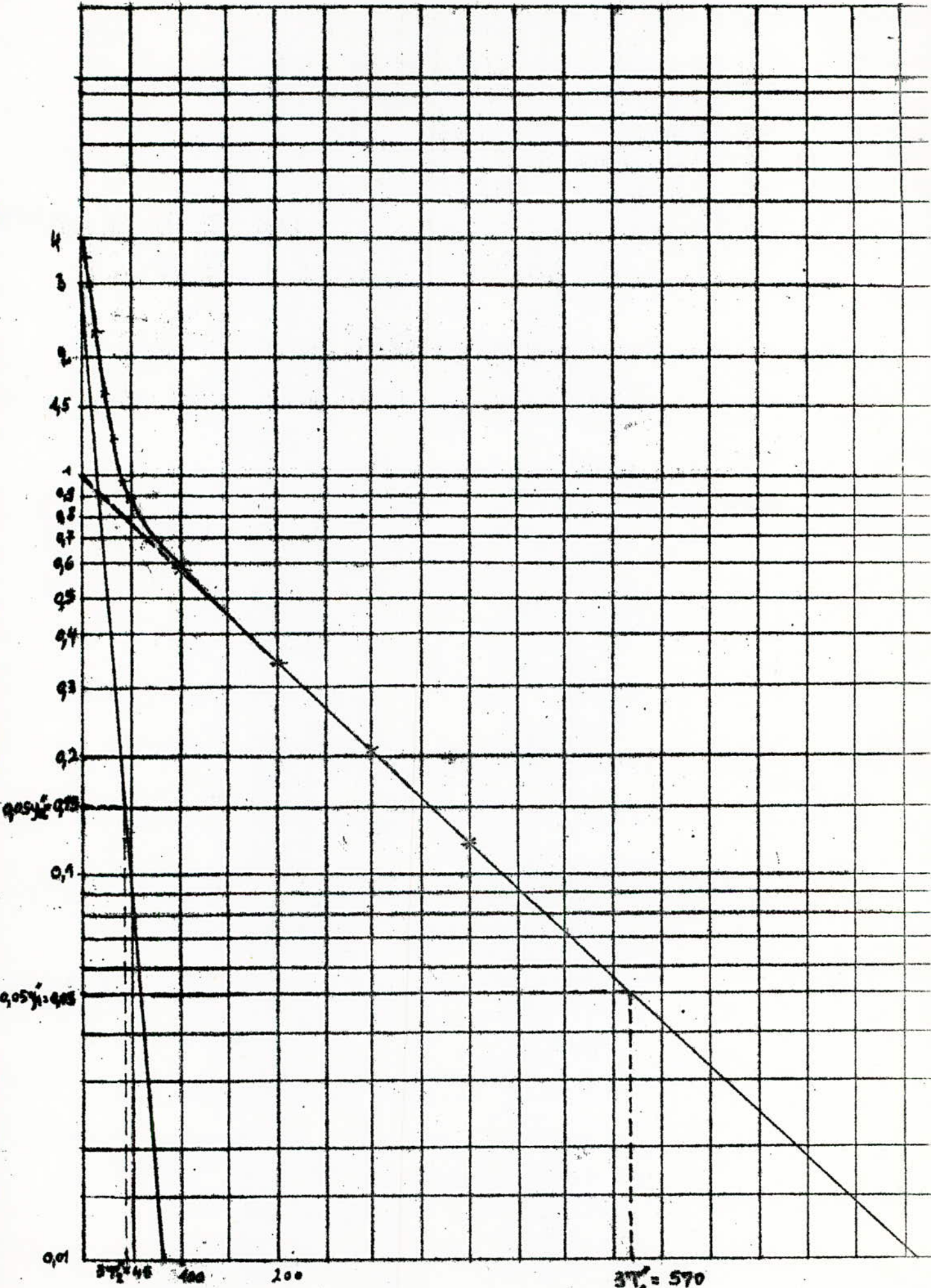


fig III.3 - Exai 2 :

$$\begin{aligned}
 y'_1 = 0,8 & - T'_1 = 300 \text{ ms} \\
 y'_2 = 2,7 & - T'_2 = 50 \text{ ms} \\
 y'_3 = 0,5 & - T'_3 = 5 \text{ ms}
 \end{aligned}$$

 $3T_2 = 150 \text{ ms}$



Sig III. 4 - Exai 3 : $Y_1'' = 1 - T_1'' = 190 \text{ ms}$
 $Y_2'' = 3 - T_2'' = 45 \text{ ms}$

Essai 2: fig III.3 et tableau III.2.

$$E' = 6V$$

$$Y_0' = 4$$

$$Y_1' = 0,8 \quad T_1' = 300 \text{ ms}$$

$$Y_2' = 2,7 \quad T_2' = 50 \text{ ms}$$

$$Y_3' = 0,5 \quad T_3' = 5 \text{ ms}$$

$$K_{af}^2 = \frac{M_{af}^2}{L_{af} L_f} = \frac{T_{KDO}}{T_{fo}} (1 - K_{a,KD}^2) + \frac{T_{KDO}}{T_{AD0}} (1 - K_{f,KD}^2) - \frac{T_1' T_2' + T_1' T_3' + T_2' T_3'}{T_{fo} T_{AD0}} + 1$$

$$= 0,7$$

$$K_{fKD}^2 = \frac{M_{f,KD}^2}{L_f L_{KD}} = \frac{R_a Y_1'}{E'} \cdot \frac{(T_1' - T_2')(T_1' - T_3')}{T_{fo} T_{KDO}} + \left(\frac{T_2'}{T_{fo}} - 1\right) \left(\frac{T_3'}{T_{KDO}} - 1\right) = 0,9$$

$$T_{fo} = (T_1' + T_2' + T_3') - (T_{AD0} + T_{fo}) = 100 \text{ ms}$$

Essai 3: fig III.4 et tableau III.3. $E'' = 6V$

$$Y_0'' = 4$$

$$Y_1'' = 1 \quad T_1'' = 190 \text{ ms}$$

$$Y_2'' = 3 \quad T_2'' = 15 \text{ ms}$$

$$L_{eq} = R_a T_1'' \frac{1 + (Y_2''/Y_1'')(T_2''/T_1'')}{1 + (Y_2''/Y_1'')} = 0,088 \text{ H}$$

$$T_{a90} = \frac{L_{eq}}{R_a} = T_1'' \frac{(Y_2''/Y_1'') + (T_2''/T_1'')}{1 + Y_2''/Y_1''} = 58 \text{ ms}$$

$$T_{K90} = \frac{L_{K90}}{R_{K90}} = T_1'' \frac{(Y_2''/Y_1'')(1 - (T_2''/T_1''))^2}{((Y_2''/Y_1'') + (T_2''/T_1''))(1 + (Y_2''/Y_1''))(T_2''/T_1'')} = 146 \text{ ms}$$

$$K_{a,KR} = \frac{(Y_2''/Y_1'') (1 - (T_2''/T_1''))}{[(Y_2''/Y_1'') + (T_2''/T_1'')] [1 + (Y_2''/Y_1'') (T_2''/T_1'')]} = 0,68$$

D'après les relations du chapitre II. on déduit toutes les reactances et constantes de temps. (voir tableau III. 4).

III. 3. Mesures de paramètres déjà effectuées (voir projet de messieurs BENZAÏD et MERICHED promotion juin 83).

1. Mesure de X_d :

a) Essai utilisant les caractéristiques à vide et en court-circuit :

Pour une même valeur de l'excitation, $X_d = \frac{E}{I_{cc}} = 75 \Omega$

b) Essai à faible glissement :

$X_d = \frac{V}{I_{min}}$, la valeur moyenne trouvée est $X_d = 80,6 \Omega$

2. Mesure de X_q :

a) Essai à faible glissement :

$X_q = \frac{V}{I_{max}}$, la valeur moyenne trouvée est $X_q = 40,4 \Omega$

b) Essai d'excitation négative :

$X_q = \frac{X_d}{1 - \frac{E}{V}}$ pour $X_d = 75 \Omega$ on trouve

une valeur moyenne $X_q = 45,3 \Omega$.

3. Mesure de la reactance homopolaire :

a) Méthode de la mesure directe :

la valeur moyenne trouvée est $X_0 = 4,19 \Omega$.

b) Méthode du court-circuit permanent entre 2 phases et neutre.

la valeur moyenne trouvée est $X_0 = 4 \Omega$.

4. Mesure de X_d' et X_q' :

Reactances exprimées en (—) ω	X_d	X'_d	X''_d	X_q	X''_q
	70	21	14	41,5	13,7

Constantes de temps exprimées en (ms)	T'_{do}	T''_{do}	T'_d	T''_d	T''_{qo}	T''_q	T_{KD}
	100	15	30	10	146	48	8

Tableau : III.4 - Réactances et constantes de temps déterminées à l'aide des essais individuels

Reactances exprimées en (—) ω	X_d	X'_d	X''_d	X_q	X''_q	X_0
	70	21	7	41,5	11,4	4

Constantes de temps exprimées en (ms)	T'_{do}	T''_{do}	T'_d	T''_d	T''_{qo}	T''_q	T_{KD}
	100	15	30	10	146	48	8

T_a
26

Tableau : III.5 - Réactances et constantes de temps retenues.

Méthode statique de mesure :

- Dans la position longitudinale (I_{max}) on obtient la valeur moyenne $X_d'' = 7 \Omega$.
- Dans la position transversale (I_{min}) on obtient la valeur moyenne $X_q'' = 11,4 \Omega$.

III. Choix des paramètres :

En la grande précision avec laquelle nous avons relevé les réponses indicelles, on a retenu la plupart des paramètres obtenus par ces réponses. Pour les réactances X_d'' , X_q'' et X_0 on a retenues celles déterminées :

- Pour X_d'' , X_q'' : méthode d'application de la tension
- Pour X_0 : méthode du court-circuit entre 2 phases et neutre, d'où le tableau III.5

Ces réactances et constantes de temps nous ont servi pour le calcul des valeurs théoriques qui se rapportent aux divers régimes transitoires étudiés.

Voir le sous chapitre III. (4). Pour ce faire nous avons négligé, dans les différentes formules finales le terme de pulsation 2ω .

III. 4. Etude pratique des régimes transitoires :

III. 4. 1. Etablissement de la tension pour $\theta_0 = 180^\circ$ électriques. (fig III. 5).

* Tableau des valeurs théoriques :

$U_a (V)$	-10	+24	-34	+50	-60	+72	-82	+88	-100	+104	-118	+122	-126	+130	-132
$t (ms)$	5	15	25	35	45	55	65	75	85	95	105	115	125	135	145

$$V_{amp} = 170 \text{ V}$$

* Tableau des relevés pratiques :

$U_a (V)$	+16	-44	+80	-100	+118	-128	+142	-146	+152	-154	+156	-158	-160	+160	-162
$t (ms)$	1,5	7	15	25	35	45	55	65	75	85	95	105	125	135	145

$$V_{amp} = 170 \text{ V.}$$

- Tableaux III. 6 -

III. 4. 2. a) Court - circuit triphasé : $\theta_0 = 205^\circ$ électriques. (fig III. 6. a) $E_{m} = 170 \text{ V}$

* Tableau des valeurs théoriques :

$I_a (A)$	-22,8	+0,6	-2,4	+1,4	-4,8	+2,1	-3,5	+2,6	-2,7	+4,45	-2,6	+3,6	-3,42	+3,7
$t (ms)$	11	21	31	41	51	61	71	81	91	101	111	121	131	141

$$I_{amp} = 2,4 \text{ A}$$

* Tableau des relevés pratiques.

$I_a (A)$	-2,1	-1,5	-2,0	-5	-1,2	+1	-6,2	+2	-4	2,8
$t (ms)$	8	12	16	23	30	43	52	64	72	82

-3,2	3,2	-3	3,1	-3	3
92	102	112	122	132	143

$$I_{amp} = 2,6 \text{ A}$$

- Tableaux III. 7. a

II.4.2.b) Court-circuit triphasé : $\theta_0 = 383^\circ$ électriques.
(fig III.6.b) $E_m = 170 \text{ V}$

* Tableau des valeurs théoriques :

$I_a \text{ (A)}$	+20,82	-0,65	+8,25	-1,6	+4,8	-2,4	4,8	-2,4	2,8	-2,6
$t \text{ (ms)}$	11,5	21,5	31,5	42,5	51,5	61,5	71,5	81,5	91,5	101,5

+2,88	-2,65	+2,6	-2,6
111,5	121,5	131,5	141,5

$$I_{amp} = 2,4 \text{ A}$$

* Tableau des relevés pratiques :

$I_a \text{ (A)}$	+21	+15,1	+19,9	+4,95	+11,96	-1,5	+6,25	-2,0	+4,3	-2,8
$t \text{ (ms)}$	8	11,5	16,5	23,5	30,5	43,5	52,5	64,2	72,5	82

+3,35	-3,2	+3,15	-3,2
92	102	113	122

$$I_{amp} = 2,6 \text{ A}$$

- Tableaux III.7.b

III.4.2.c) Variations du courant dans l'inducteur lors du court-circuit triphasé.
(fig III.7)

* Tableau des valeurs théoriques :

$$\begin{cases} I_f = I_f - I_{f0} \\ I_{f0} = 1,13 \text{ A} \end{cases}$$

$I_f \text{ (A)}$	3,75	0,3	1,6	0,25	0,8	0,15	0,4	0,1	0,2	0,06
$t \text{ (ms)}$	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100

0,43	0,04
110	120

* Tableau de relevés pratiques.

$I_f (A)$	4,65	0,5	2	0,5	1	0,25	0,50	0,1	0,25	0,05
$t (ms)$	7	16,5	27	37	47	56,5	67	77	87	97

0,22	0,05	0,15
108	118	128

- Tableau II. 8 -

III. 4. 3. Rétablissement de la tension U_a pour $\theta_0 = 36^\circ$ (électrique)
(fig III. 2)

* Tableau de valeurs théoriques:

$V_a (V)$	26	-52	+68	-82	+90	-100	+105	-112	+118	-122
$t (ms)$	3	13	23	34	43	55	63	73	83	93

+126	-126	138	-140	+140
104	114	124	134	143

$$V_{amp} = 170 V$$

* Tableau de relevés pratiques:

$V_a (V)$	-64	+52	-84	+102	-118	+124	-136	+138	-144	146
$t (ms)$	3	7	15	25	35	45	55	65	74	84

-150	+152	-152	+154	-154	+154
95	105	112	125	134	144

$$V_{amp} = 170 V$$

- Tableau III. 3

III. 4. 4. Court-circuit diphasé pour $\theta_0 = 228^\circ$ électriques.
* Tableau de valeurs théoriques. $E_0 = 170 V$

$I_c (A)$	-3,4	+14,8	-2,8	+7,6	-3,6	+3,2	-3,6	+4	-3,6	+3,8
$t (ms)$	3	11,5	22	32	42	52	62	73	82	93

-3,4	+3,4	-3,4	+3,2
103	113	122	133

$$I_{amp} = 3,2 \text{ A}$$

* Tableau des relevés pratiques:

$I_c \text{ (A)}$	-6,8	+17,4	+1,6	+8	+3,2	+5,2	-4	-4,8	-4,2	-4,2
$t \text{ (ms)}$	6	14	28	35	46	55	68	76	87	99

Tableaux III. 10 $I_{amp} = 3,8 \text{ A}$.

(Voir fig III. 9).

III. 4. 5. Court-circuit monophasé : $\left\{ \begin{array}{l} \theta_0 = 338^\circ \text{ électriques} \\ E_m = 170 \text{ V} \end{array} \right.$
(fig III. 10).

* Tableau des valeurs théoriques:

$I_a \text{ (A)}$	-1,6	24,8	-5,2	+8,4	-6,4	+8,8	-6,4	+7,2	-6	+6,4
$t \text{ (ms)}$	1	13	21,5	33	42	52	62	72	82	92

-6	+6
102	112

$$I_{amp} = 6,4 \text{ A}$$

* Tableau des relevés pratiques

$I_a \text{ (A)}$	-7,2	34	-2,8	+14,4	-6,8	+11,2	-8,4	+8,8	-8,4	+8,4
$t \text{ (ms)}$	1,5	12	23	32	42	52	62	72	83	92

-8	+8,4
102	113

$$I_{amp} = 6,8 \text{ A}$$

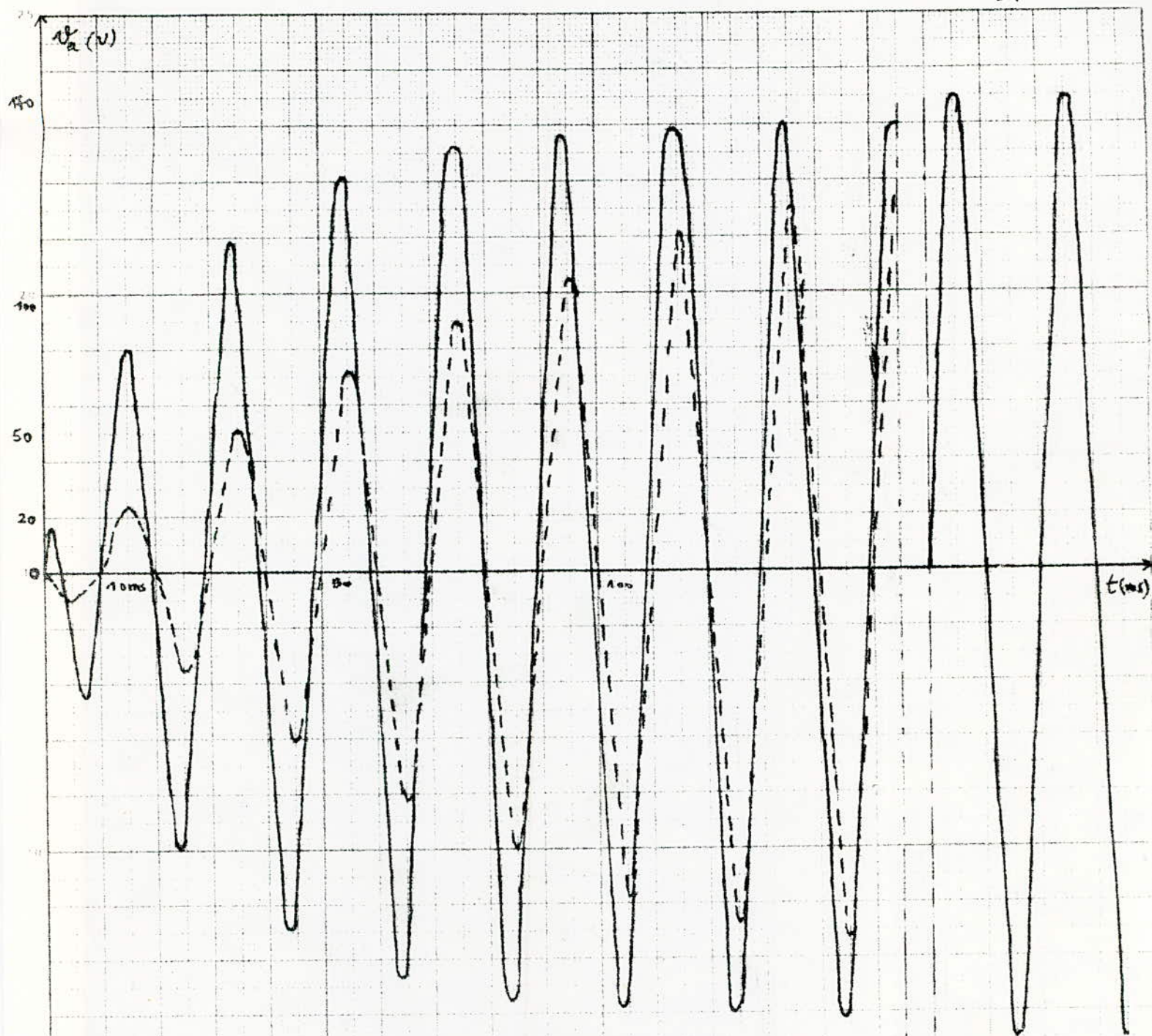


fig III. 5 - courbes de variation de la tension simple de la phase a
de l'induit lors de l'établissement de la tension
 --- courbe théorique
 — courbe pratique } pour $\theta_0 = 180^\circ$ électriques

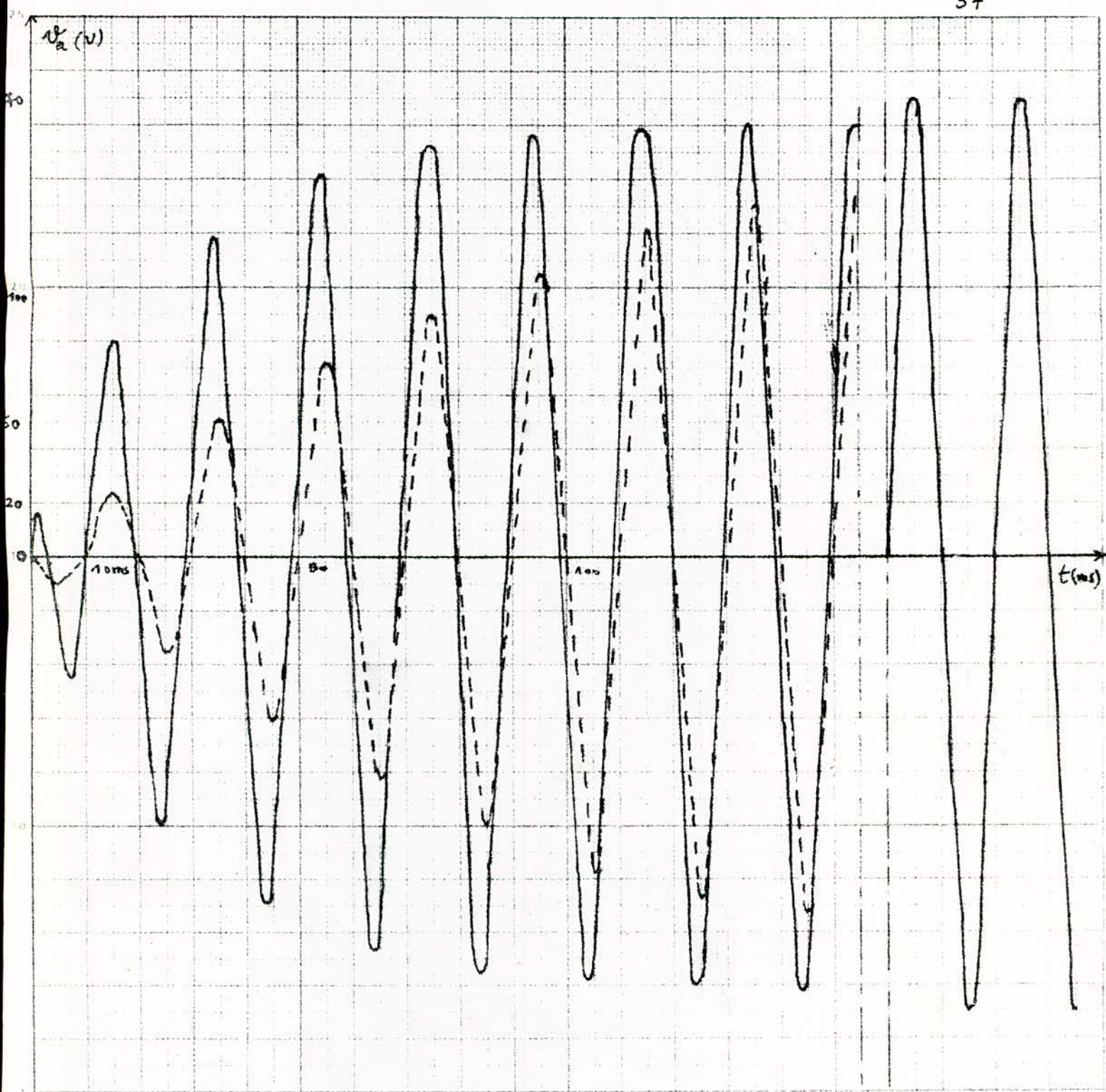


fig III.5 - courbes de variation de la tension simple de la phase a de l'induit lors de l'établissement de la tension
--- courbe théorique
— courbe pratique } pour $\theta_0 = 180^\circ$ électriques

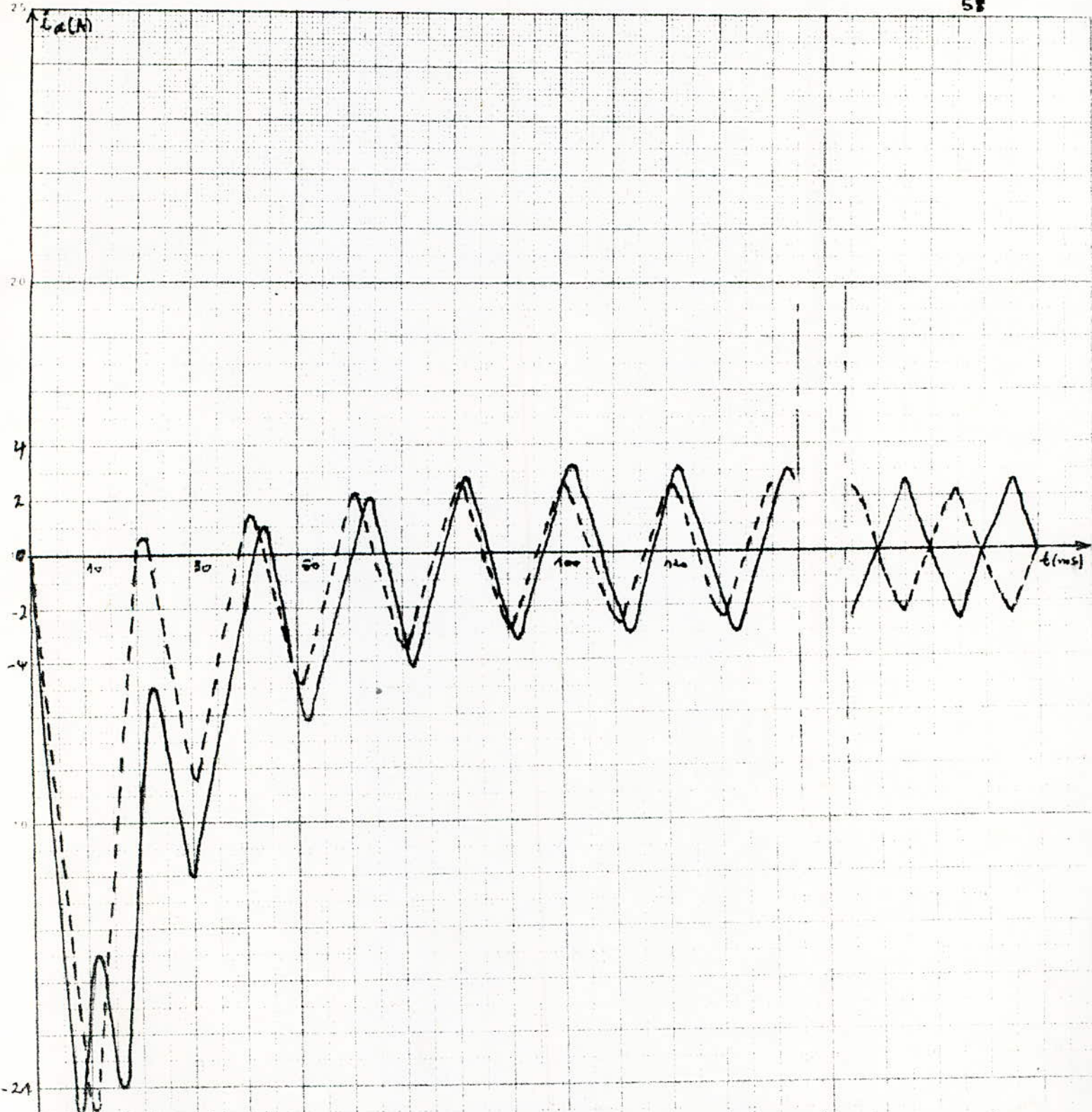


fig III.60. courbes de variation du courant dans la phase a de l'induit lors d'un court-circuit triphasé brusque
--- courbe théorique
— courbe pratique } pour $\theta_0 = 205^\circ$ électriques

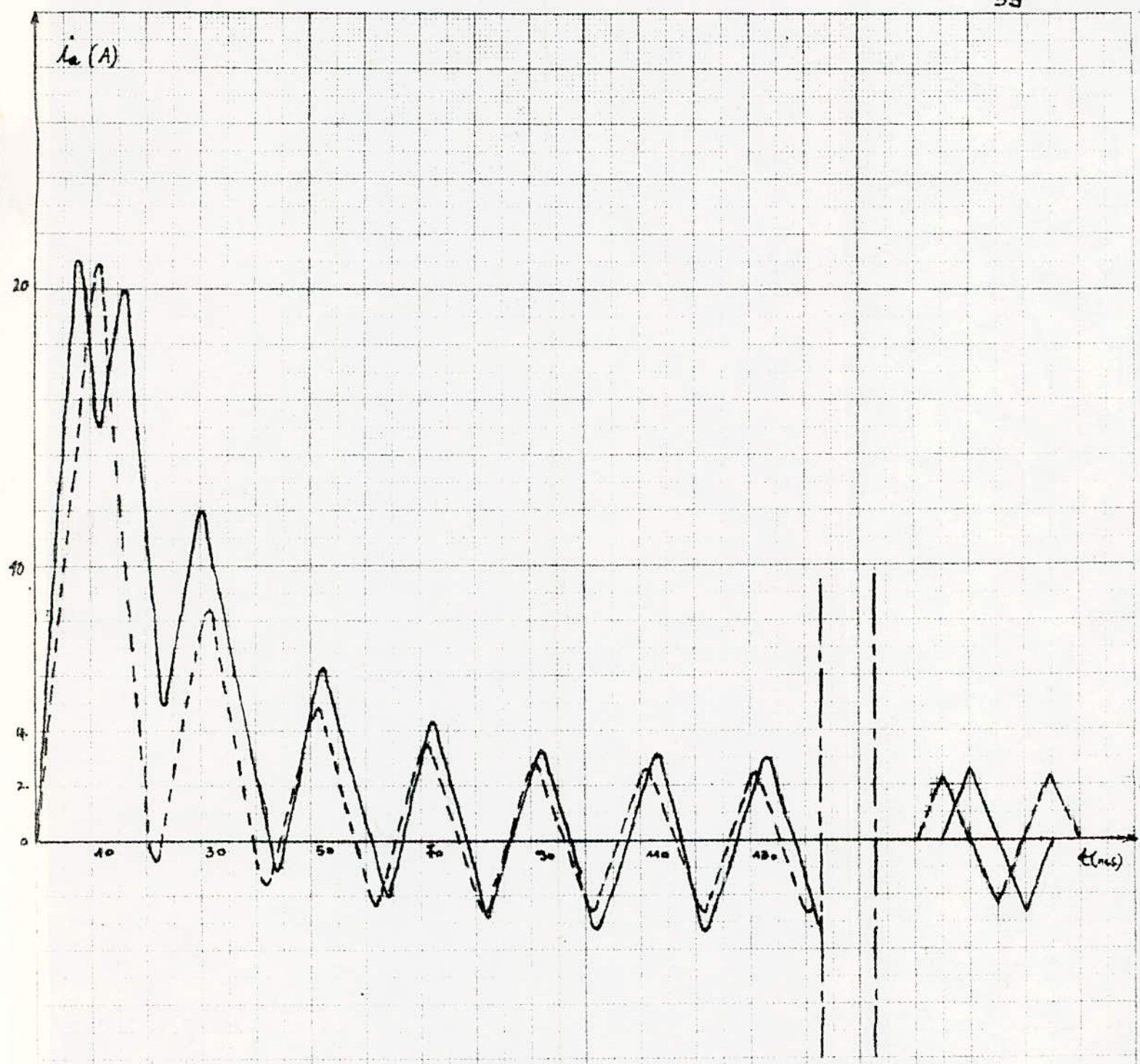


fig. III.6.b - Courbes de variation du courant dans la phase a de l'induit
lors du court-circuit triphasé brusque pour $\theta_0 = 335^\circ$ électriques

----- courbe théorique
—— courbe pratique

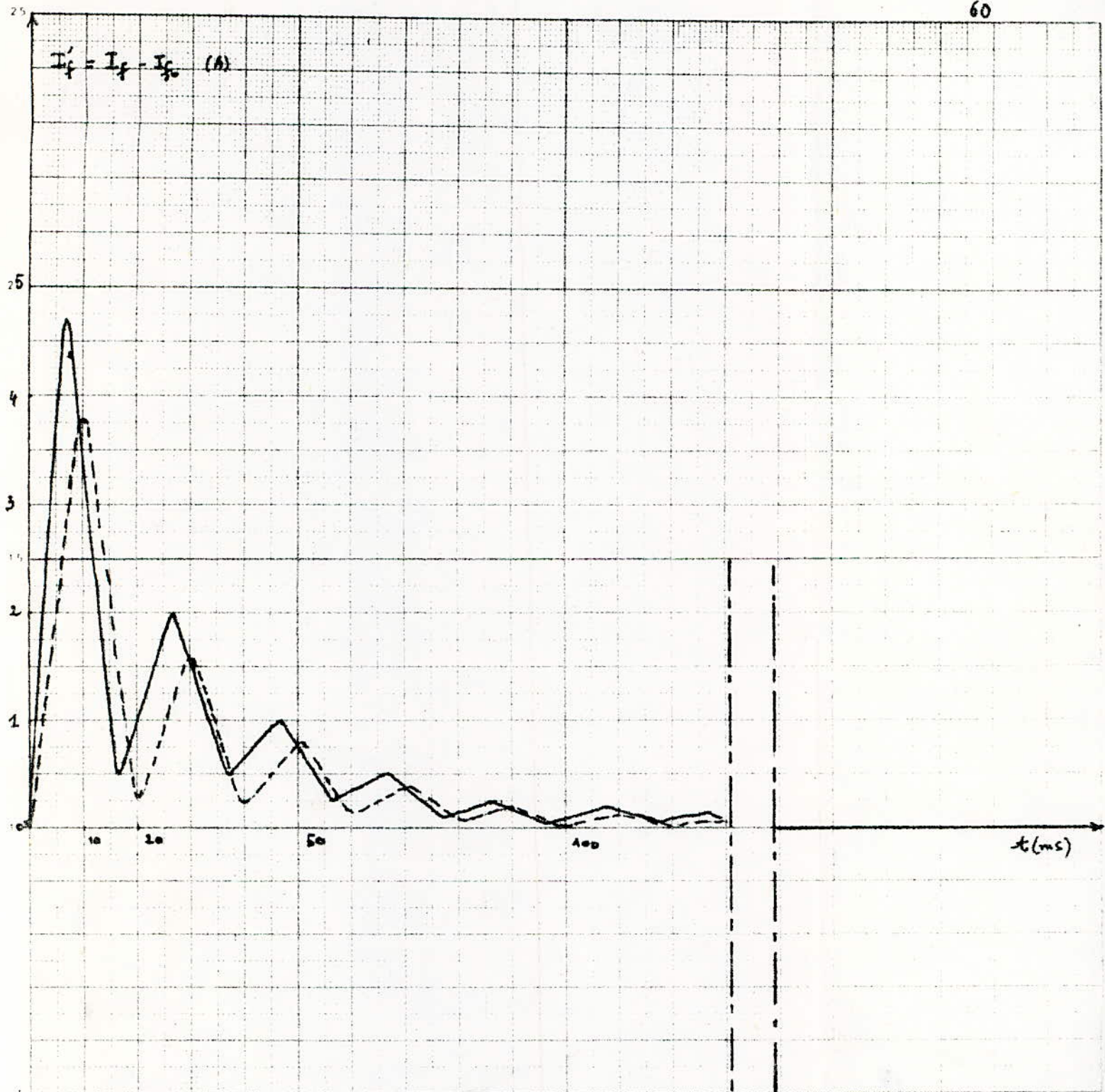


fig III.7 - courbes de variation du courant dans l'inducteur lors
 du court-circuit triphasé brusque ; $I_{f0} = 1,13$ A
 ---- courbe théorique
 ——— courbe pratique

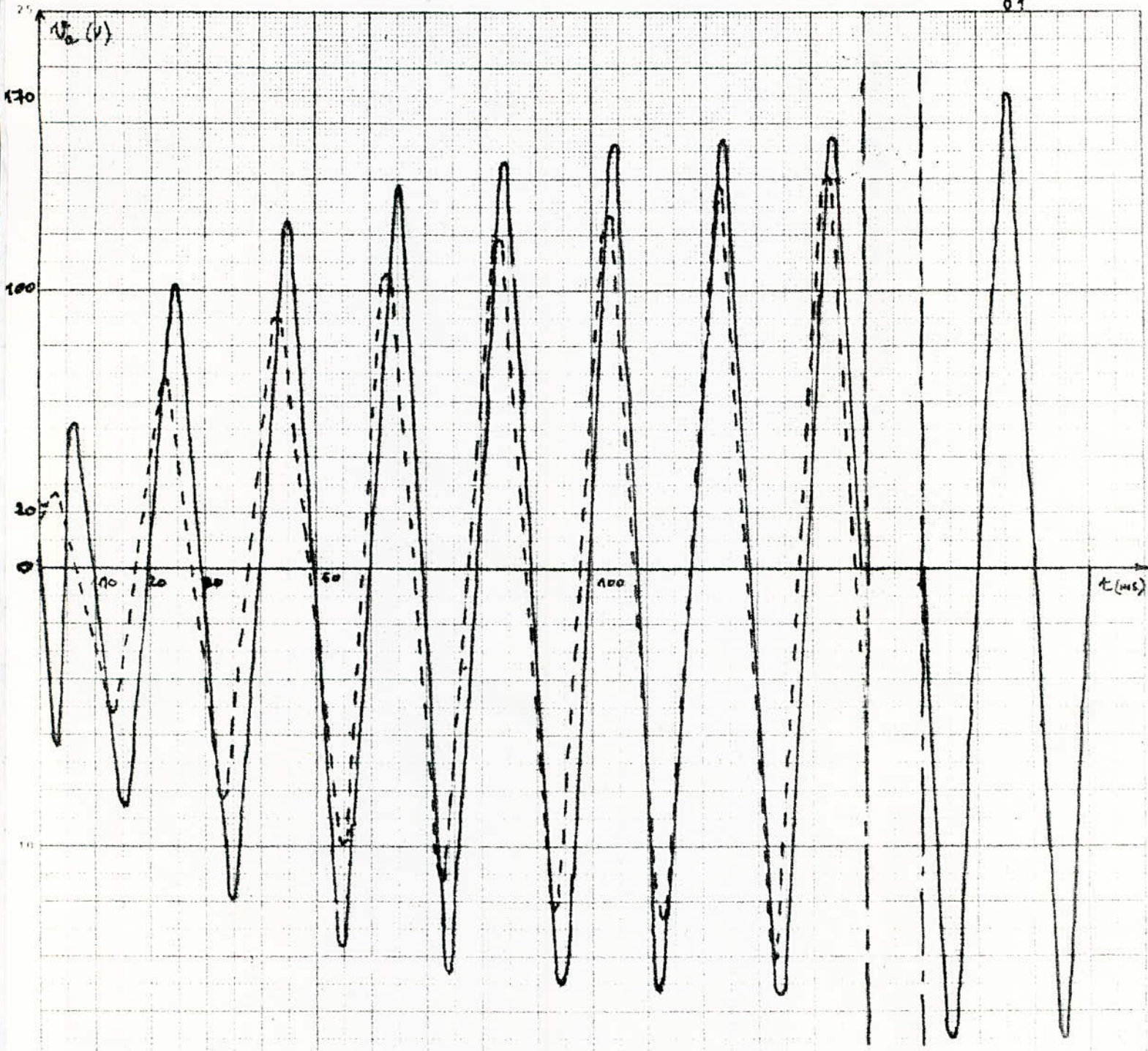


fig III.8. Courbes de variation de la tension U_a de la phase a de l'induit
lors du rétablissement de la tension pour $\theta_0 = 36^\circ$ électriques

--- courbe théorique
— courbe pratique

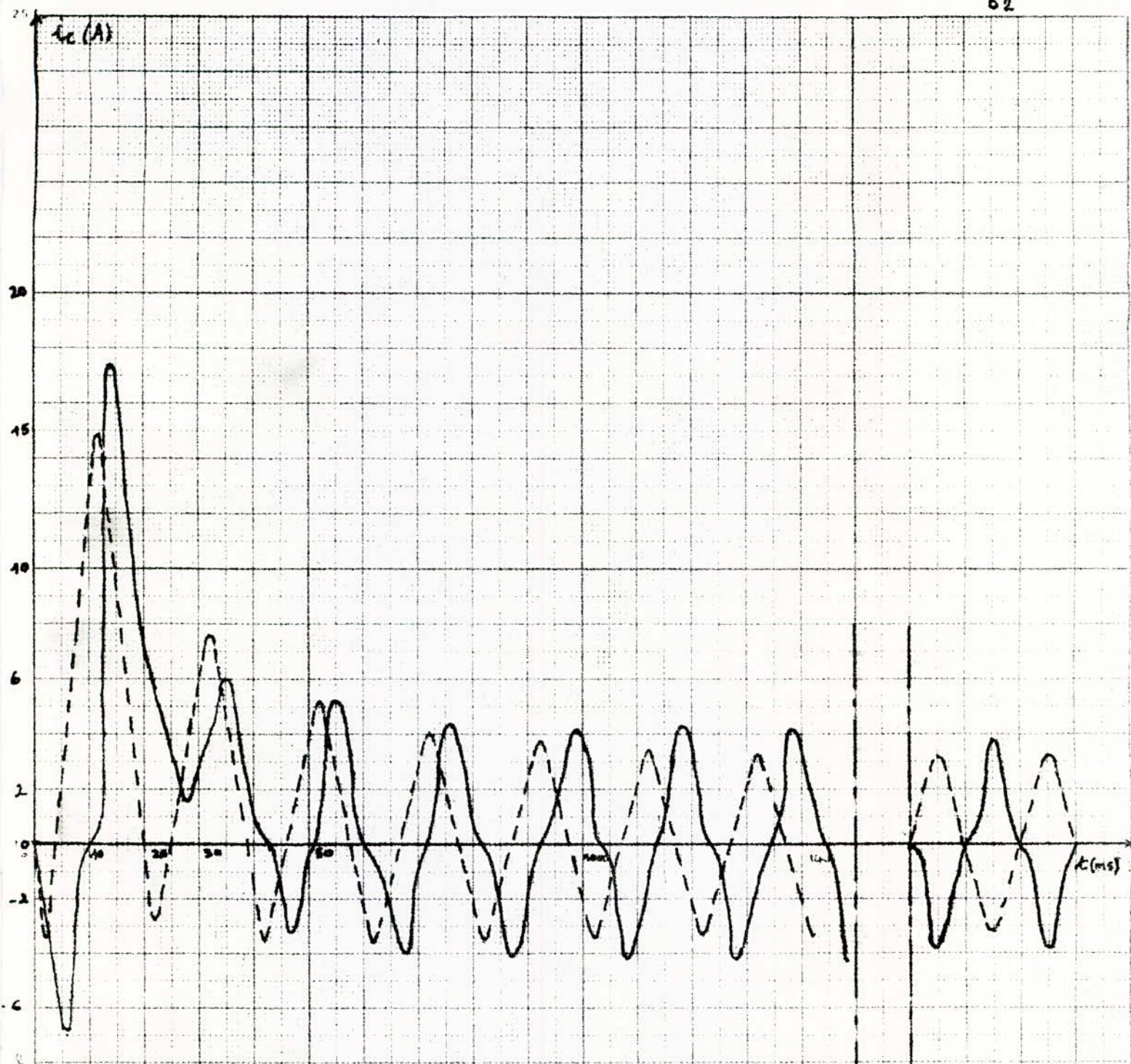


fig III. 2 - Courbes de variation du courant dans la phase c de l'induit
 lors d'un court-circuit déphasé, la phase a étant ouverte

--- courbe théorique

— courbe pratique

} pour $\theta_0 = 228^\circ$ électriques

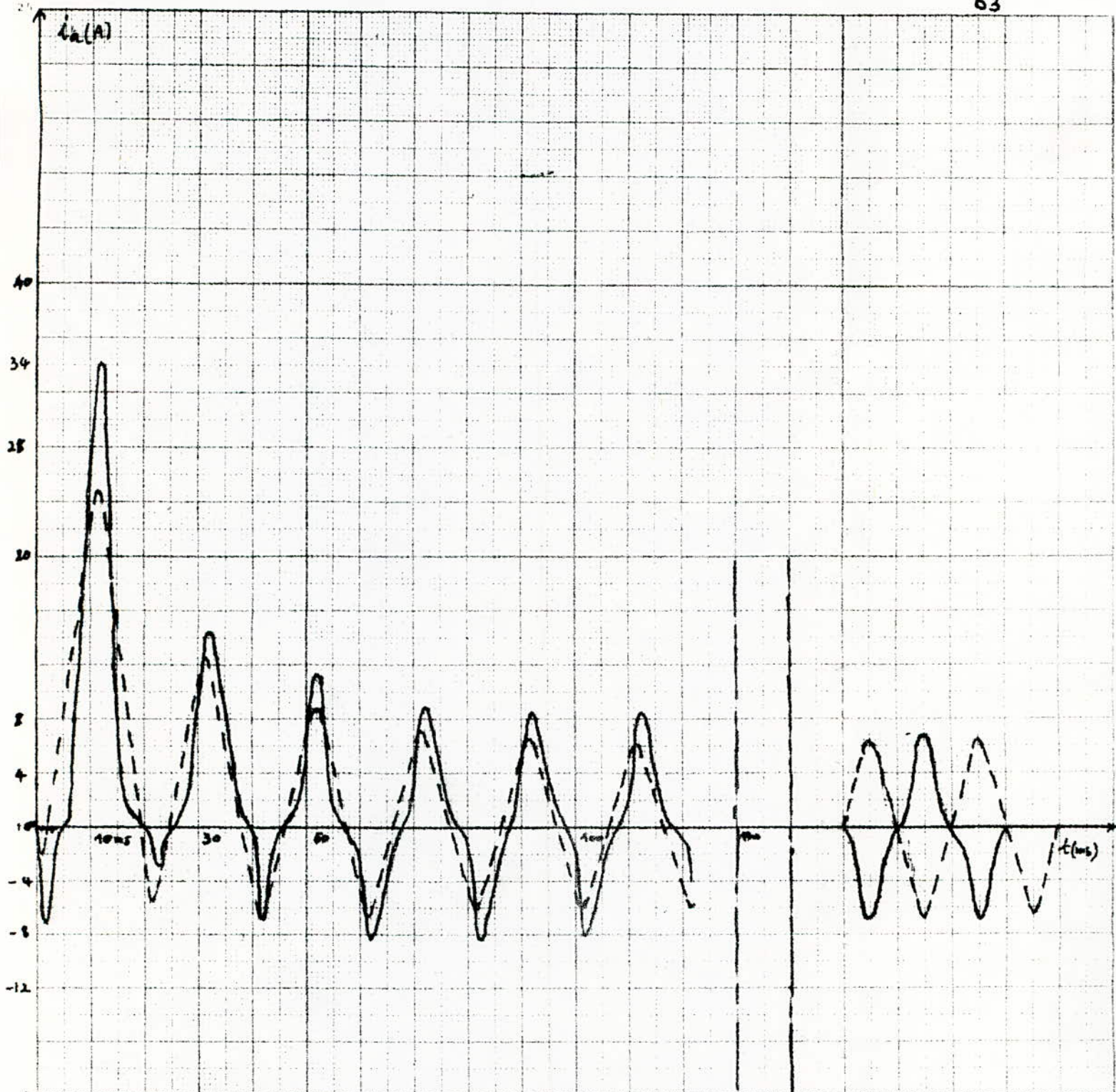


fig II-10. Courbes de variation du courant dans la phase a lors d'un court-circuit monophasé, les phases b, c étant ouvertes

--- courbe théorique

— courbe pratique

} pour $\theta_0 = 338^\circ$ électriques.

CHAPITRE IV. ETUDE COMPARATIVE ET COMPLEMENTS.

Dans ce présent chapitre, nous allons faire pour chacun des régimes étudiés une comparaison entre les courbes théoriques et celles relevées à l'aide du scope digital.

- Etablissement de la tension :

De la courbe pratique figure III.5, on peut déduire que la tension V_a ne part pas de zéro avec la constante de temps transitoire à circuit ouvert du seul inducteur et qu'il y a un régime subtransitoire quoique relativement court.

La valeur de la constante de temps transitoire à circuit ouvert prédéterminée est grande comparativement à celle mesurée.

- Court-circuit triphasé brusque :

Comme on peut le voir sur les figures III.6, les valeurs théoriques et pratiques du courant de choc coïncident. Néanmoins, on relève un certain écart surtout en ce qui concerne le régime transitoire.

On en déduit que la valeur de la réactance subtransitoire d'axe direct X''_d mesurée à l'aide de la méthode d'application de la tension est la valeur qui permet d'avoir une meilleure approche du régime subtransitoire.

La valeur initiale du courant de court-circuit dépend beaucoup de la valeur à cet instant là de la composante aperiodique qui elle même dépend de l'angle θ_0 que l'axe des inducteurs avec la phase A de l'induit prise comme référence.

Dans le cas le plus défavorable, la valeur initiale du courant diffère peu du double de la valeur de la composante subtransitoire à l'instant initial.

- Courant dans l'inducteur :

D'après la figure III.7, on peut voir que la courbe relevée expérimentalement se situe au dessus de la courbe théorique. Dans les 2 cas la durée totale d'amortissement du courant est approximativement la même. On voit aussi que le courant dans l'inducteur peut atteindre quatre fois la valeur du courant permanent I_{f0} .

- Ouverture d'un court-circuit triphasé :

Les valeurs des paramètres ayant servi pour le tracé de la courbe théorique approche d'une manière assez bonne la courbe pratique (voir fig. III. 8). Néanmoins la valeur initiale de la tension de rétablissement trouvée théoriquement est assez faible devant celle relevée expérimentalement. Ceci vient du manque de précision dans la mesure de la réactance synchrone longitudinale X_d .

- Court-circuit diphasé brusque :

Comme le montre la figure III. 9, les valeurs initiales théorique et pratique du courant dans la phase C diffèrent. Ceci provient de la valeur de la réactance inverse. Dans la méthode utilisée pour la mesure de cette réactance, on doit tenir compte des harmoniques non négligeables, mesurer avec précision les puissance active et réactance.

Comme on le voit d'après la courbe pratique figure que les composantes périodiques du courant dans la phase C comportent de nombreuses harmoniques. L'apparition de ces harmoniques s'explique par le fait que la f. m. m. pulsatoire de l'enroulement d'induit produit non seulement un champ synchrone mais aussi un champ inverse qui en l'absence d'un système amortisseur total au rotor, crée un courant de fréquence double dans l'enroulement d'excitation et un courant de troisième harmonique dans l'enroulement d'induit qui à leur tour provoqueront l'apparition dans l'enroulement d'excitation d'une série d'harmoniques paires et dans l'enroulement d'induit d'une série d'harmoniques impaires de courant.

- Court-circuit monophasé brusque :

D'après la figure III. 10, on constate que la valeur du courant de choc relevée expérimentalement est grande devant celle calculée théoriquement.

Nous pouvons dire qu'en plus de la valeur de la réactance inverse qui est assez élevée, la réactance homopolaire mesurée est aussi élevée. Dans la méthode de court-circuit permanent entre 2 phases et neutre, on doit déterminer la résistance homopolaire R_0 et la réactance homopolaire X_0 avec une meilleure précision quand les harmoniques de courant ou de tension ne sont pas négligeables.

On remarque aussi que le courant transitoire relevé expérimentalement est plus élevé que celui déterminé théoriquement.

Comme dans le cas d'un court-circuit déphasé, l'enroulement d'induit crée une f.m.m. pulsatoire, ce qui donne naissance à un champ synchrone ainsi qu'à un champ synchrone inverse qui engendre dans les enroulements du rotor des courants de fréquence double, ce qui donne l'apparition de ces harmoniques que l'on voit sur la courbe relevée expérimentalement.

On voit que dans des cas étudiés les relations théoriques conduisent bien à formes d'ondes ayant l'allure de celles relevées expérimentalement, mais on relève des écarts sensibles entre les valeurs prédéterminées et celles mesurées. Ces écarts augmentent avec la saturation.

Pour tenir compte de l'effet des pièces massives, on doit compliquer un peu le modèle mathématique de la machine synchrone.

Pour clore ce chapitre, nous donnerons l'intérêt pratique de la connaissance des réactances :

- La valeur de X_d indique la pointe maximale instantanée de courant que la machine doit pouvoir supporter. La risque n'est pas l'effet Joule, à cause de l'inertie thermique des conducteurs mais les forces électrodynamiques entre les conducteurs de l'induit qui entraîne la dislocation des têtes de bobines car l'action de ces forces est instantanée et il est fonction du carré de la valeur instantanée du courant.

Le constructeur est donc amené à accroître la seule réactance qui limite le courant de court-circuit initial: par exemple en utilisant des encoches fermées et à consolider les têtes de bobines.

- La valeur de X_d indique le courant que l'appareil de protection doit pouvoir couper.

- La connaissance de la réactance homopolaire X_0 est utile, en particulier, pour la détermination des protections qui sont basées sur la valeur du courant de défaut circulant dans le neutre.

- Une application de la connaissance de la réactance inverse concerne l'étude des conséquences

des déséquilibres permanents existant dans les réseaux. Ce déséquilibre permanent engendre dans le rotor des machines synchrones des courants de pulsation 2ω qu'il est nécessaire de savoir évaluer en vue de dimensionner correctement les circuits destinés à véhiculer ces courants, notamment, les circuits amortisseurs. La connaissance de la réactance inverse des machines synchrones est nécessaire pour cette évaluation.

CONCLUSION

Le projet nous a permis de connaître le comportement de la machine synchrone lors de certains régimes transitoires.

L'étude faite sur la machine permet en effet d'évaluer l'amplitude maximale et l'évolution au cours du temps de grandeurs telles que courants et tensions; d'où la connaissance des contraintes de diverses natures: thermiques, diélectriques et mécaniques, conduisant à choisir les dispositions constructives adéquates et à prévoir des modalités d'exploitation propres à limiter ces contraintes, à ajuster le réglage des protections.

Nous concluons notre travail par les remarques suivantes :

- La manque de précision dans certains relevés effectués précédemment peut provenir des appareils de mesure.

- L'étude pratique des régimes transitoires a été effectuée à la vitesse synchrone sous des tensions réduites et ce, afin de réduire les contraintes de diverses natures et d'éviter la saturation, hypothèse faite au départ pour l'établissement des équations de la machine.

- Pour les régimes transitoires au cours desquels la vitesse ne peut être considérée comme constante, les lois exactes de variation ne peuvent être déterminées qu'à l'aide de calculateurs analogiques ou digitaux.

- L'étude des régimes transitoires de la machine synchrone raccordée au réseau est un problème important à envisager. Il serait intéressant de faire une extension de ce projet.

- BIBLIOGRAPHIE -

- [1] - B. ADKINS - The general theory of electrical machines.
Chapmann and hall, Londres, 1937.
- [2] - B. ADKINS - The general theory of alternating current machines.
Chapmann and hall, Londres, 1975.
- [3] - P. BARRET - Régimes transitoires des machines tournantes
Editions : Eyrolles.
- [4] - J. LESENNE
G. SEQUIER - Introduction à l'électrotechnique approfondie.
N. NOTET
Technique et Documentation.
- [5] - G. SEQUIER - Electrotechnique industrielle.
Technique et Documentation.
- [6] - R. DAUVET - Techniques de l'ingénieur (D512).
Calcul des résistances, réactances et
constantes de temps des machines.
- [7] - M. KOSTENKO et L. PIETROVSKI.
Machines électriques (tome II)
Editions Moscou.
- [8] - A. IVANOV. SMOLENSKI.
Machines électriques (tome II)
Editions Moscou.
- [9] - PROJET de M^{rs} Meriched et Benzaid promotion Juin 83
proposé par M^e KORRELI.
-