

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم التطبيقية
Departement d'Electrotechnique

المكتبة
PROJET DE FIN D'ETUDES
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

SUJET

Etude par simulation numerique du
Moteur asynchrone en regime variable

- Demarrage
- Defaut de tension d'alimentation

Proposé Par :
M. O Mahmoudi

Etudié Par :
MOULAI Hocine
ASSAM Foudil

Dirigé Par :
M. O Mahmoudi

PROMOTION
JUIN 1985

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Departement d'Electrotechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Etude par simulation numerique du
Moteur asynchrone en regime variable

- Demarrage
- Defaut de tension d'alimentation

Proposé Par :
M. O Mahmoudi

Etudié Par :
MOULAI Hocine
ASSAM Foudil

Dirigé Par :
M. O Mahmoudi

PROMOTION
JUIN 1985

D E D I C A C E S

A la Mémoire de ma grand - mère
A mes Parents
A mon Oncle Abdelouahab
Et à tous mes amis
Je dédie ce modeste travail

Hocine

A la mémoire de mon frère
A mes parents
A mon oncle Hocine A.A.
A mes frères et Soeurs
A tous les Collègues du C E M Ourida MEDDAD
A tous mes amis (es)
Je dédie ce modeste travail .

Toufik .

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

Nos remerciements s'adressent :

A Mr .M.O . MAHMOUDI (promoteur) pour nous avoir guidés et suivis dans l'élaboration de ce projet ainsi qu'aux responsables du Centre de calcul de l'E.N.P.A qui nous ont aidés par leurs précieux concours .

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

A Melle DJERIDI D E E M du C E M Ourida MEDDAD pour sa contribution au Tirage du Polycope .

A Messieurs les membres du Jury qui ont bien voulu nous honorer de leur présence à la présentation de ce travail.

H. MOULAI

F. A S S A M

TABLE DES MATIÈRES

	page
Introduction	1
Chapitre I : Moteur Biphase équivalent	2
I-1: Equations triphasées du moteur asynchrone	2
I-1-1 : Hypothèses simplificatrices	2
I-1-2 : Conventions de signes	3
I-1-3 : Mise en équations du moteur	3
I-1-4 : Equation mécanique	7
I-2: Equations de fonctionnement en régime établi	9
I-3: Equations de fonctionnement du moteur biphase équivalent	10
I-3-1 : Composantes de Concordia	10
I-3-2 : Transformation de Park	12
I-3-3 : Passage des équations triphasées aux équations diphasées équivalentes	15
I-4. Simulation numérique	17
I-4.1 : Choix du référentiel	17
I-4.2 : Ecriture des équations diphasées équivalentes dans un référentiel lié au stator	17
I-4.3 : Intégration du système d'équations	18
I-5: Equations de fonctionnement en grandeurs réduites	21
I-5.1 : Grandeurs réduites	21
Chapitre II : Etude du démarrage du moteur asynchrone	25

II.1:	Introduction	25.
II.2:	Résolution du système par la méthode de Runge-Kutta du 4 ^{em} ordre	26
II.3:	Algorithme de Runge-Kutta du 4 ^{em} ordre	27.
II.4:	Organigramme de la méthode de Runge-Kutta, 4 ^{em} ordre	28.
Chapitre III : Identification de la machine		29.
III.1:	Détermination des paramètres électriques de la machine	32.
III.2:	Détermination des paramètres mécaniques du moteur	32.
III.3:	Présentation des courbes	34
III.3.1:	Démarrage sans rhéostat	34.
III.3.2:	Démarrage avec rhéostat	34
III.4:	Interprétation des résultats	44.
Chapitre IV : Défauts de tension d'alimentation du moteur		45.
IV.1:	Défaut d'alimentation monophasé	45.
IV.2:	Défaut d'alimentation biphasé	54
IV.3:	Défaut d'alimentation triphasé	
IV.4:	Interprétation des résultats	
Chapitre V : Etude expérimentale		
V.1:	Introduction	
V.2:	Interprétation des résultats	
Conclusion		

NOTATIONS:

p : nombre de paires de pôles.

$R_1, (R_2)$: Résistance Ohmique d'un enroulement statorique (rotorique)

$L^s, (L^r)$: Inductance d'un enroulement statorique (rotorique).

$M^s, (M^r)$: Mutuelle entre deux enroulements statoriques (rotoriques).

M_0 : Mutuelle maximale entre un enroulement du stator et un enroulement du rotor.

$\mathbb{L}^s, (\mathbb{L}^r)$: Matrice de couplage entre les enroulements du stator (rotor)

$\mathbb{L}^{s,r}, (\mathbb{L}^{r,s})$: Matrice de couplage entre les enroulements du stator et du rotor (rotor et stator).

ω : pulsation de l'alimentation statorique.

θ : angle mécanique.

θ : angle électrique.

$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$: vitesse angulaire.

g : Glissement.

J : moment d'inertie des masses tournantes.

Γ_{em} : Couple électromagnétique.

Γ_r : Couple résistant.

f : coefficient de frottement.

$V, (I)$: Tensions (courants).

- Les trois phases statoriques sont désignées par 's' en exposant et a, b, c en indice.

- Les trois phases rotoriques sont désignées par 'r' en exposant et a', b', c' en indice.
- η : en indice, désigne une valeur efficace.
- $L_1, (L_2)$: Inductance cyclique statorique (rotorique).
- $M = \frac{3}{2} M_0$: Mutuelle cyclique maximale.
- $\mathbb{P}(\theta)$: Matrice de Park.
- α, β : désignent deux axes perpendiculaires liés au stator.
- α', β' : désignent deux axes perpendiculaires liés au rotor.
- Les composantes des tensions et courants diphasés statoriques (rotoriques) sont indiquées par 's'; ('r') en exposant et par $\alpha(\alpha')$ ou $\beta(\beta')$ en indice.

INTRODUCTION

La conception et l'exploitation des machines électriques au voisinage de leurs limites technologiques, ainsi que la mise au point et l'optimisation d'ensembles destinés à la commande de celles-ci nécessitent l'étude des états les plus sévères de ces machines. D'où l'importance d'étudier le démarrage et certains déséquilibres.

Dans cette orientation, notre travail porte sur l'étude par simulation numérique du démarrage avec et sans rhéostat, et de certains défauts de tension d'alimentation d'un moteur asynchrone à rotor bobiné.

La complexité des équations générales de fonctionnement du moteur en régime variable nécessite l'utilisation de certaines transformations permettant le passage à un référentiel convervable à notre étude et de réduire l'ordre de grandeur du système d'équations décrivant le moteur.

Les équations régissant le fonctionnement du moteur étant différentielles et non linéaires, la seule façon de procéder à leur étude est d'utiliser une méthode numérique, entre autres celle de Runge Kutta de quatrième ordre donnant des valeurs mieux approchées de la solution.

CHAPITRE I

Moteur Biphase Equivalent.

Introduction :

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation est une machine à rotor bobiné ; Celle-ci est constituée essentiellement par deux armatures coaxiales, à champ tournant ; l'une d'elles (le stator) comporte un enroulement triphasé relié à un réseau, l'autre armature comporte également un enroulement triphasé, toutefois celui-ci est fermé en court-circuit sur lui-même (le rotor).

- Dans la suite de notre étude, la machine fonctionnera en régime moteur.

- Nous allons introduire par la suite, les transformations de Park et de Concordia dans nos équations de fonctionnement dans le but de réduire l'ordre du modèle de connaissance du moteur.

I.1. Equations Triphasées Du Moteur Asynchrone.

I.1.1. Hypothèses simplificatrices :

Afin d'aboutir à un modèle simple à étudier, certaines hypothèses simplificatrices s'avèrent nécessaires dont :

- les enroulements statoriques et rotoriques sont régulièrement répartis

- Il n'est pas tenu compte des flux rémanents et le circuit magnétique du moteur est supposé non saturé.
- L'induction créée dans l'entrefer par chaque phase, tant au primaire qu'au secondaire est à répartition sinusoïdale.

I.1.2. Conventions de signes :

- Le stator est considéré comme récepteur et le rotor comme générateur.
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens horaire.
- Au stator les tensions sont positives, les courants positifs créent des flux d'enroulement positifs et les f.e.m positives tendent à créer des courants positifs.
- Au rotor, on supposera également que les courants positifs créent des flux d'enroulements positifs.

- I.1.3. Mise en équation du moteur :

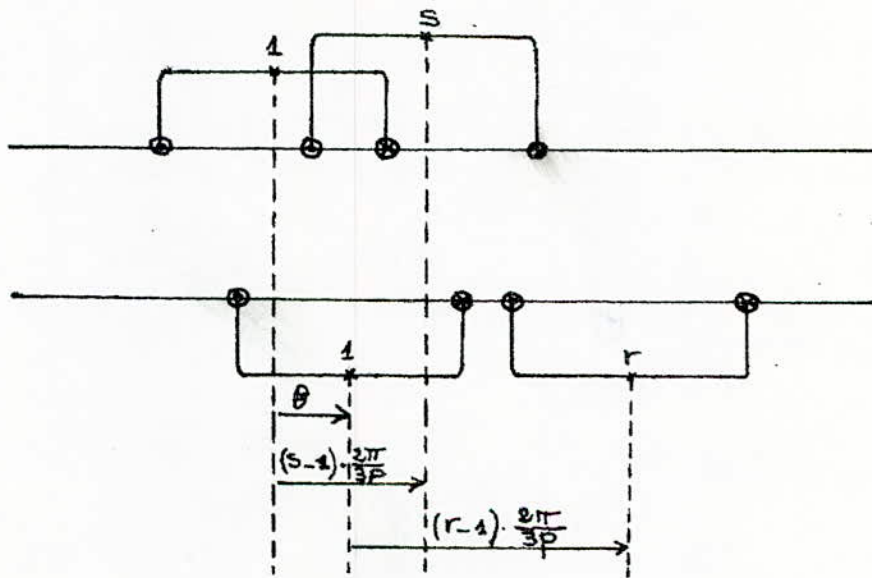
A partir de la notation citée en indexe et des hypothèses simplificatrices, les matrices de couplage du moteur s'écrivent :

$$\text{Au stator : } \mathbb{L}^s = \begin{pmatrix} L^s & M^s & M^s \\ M^s & L^s & M^s \\ M^s & M^s & L^s \end{pmatrix}$$

Au rotor :

$$\mathbb{L}^r = \begin{pmatrix} L^r & M^r & M^r \\ M^r & L^r & M^r \\ M^r & M^r & L^r \end{pmatrix}$$

Nous allons expliciter à partir de la figure ci-dessous la matrice de couplage entre différents enroulements statoriques et rotoriques



- Fig - I.1.a.

Par conséquent, l'angle " θ_{sr} " représente le décalage entre une phase "r" du rotor et une autre "s" du stator, s'écrit :

$$\theta_{sr} = \theta + (r-s) \frac{2\pi}{3p} \quad \text{avec : } \theta = \frac{\theta}{p}$$

Ainsi, l'expression générale de la mutuelle en fonction de l'angle électrique " θ " est donnée par :

$$M^{sr} = M_0 \cos \left[\theta + (r-s) \frac{2\pi}{3} \right] \dots \dots \dots (I-1)$$

La matrice de couplage " \mathbb{L}^{sr} " s'écrit donc, avec : $r, (s) = 1, 2, 3$:

$$\underline{L}^{s,r} = M_b \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Les tensions d'alimentation, équilibrées sont :

$$\underline{V}_{a,b,c}^s = \sqrt{2} \cdot V_{eff}^s \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \Phi_s) \\ \cos(\omega t + \Phi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \Phi_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Les courants statoriques :

$$\underline{I}_{a,b,c}^s = \sqrt{2} \cdot I_{eff}^s \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \Psi_s) \\ \cos(\omega t - \Psi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \Psi_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

De même, Les courants rotoriques triphasés sont :

$$\underline{I}_{a',b',c'}^r = \sqrt{2} \cdot I_{eff}^r \begin{bmatrix} \cos(g\omega t - \Psi_r) \\ \cos(g\omega t - \Psi_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(g\omega t - \Psi_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Le rotor étant en court-circuit :

$$\underline{V}_{a',b',c'}^r = 0$$

La relation entre flux et courants, compte tenu des hypothèses simplificatrices est :

$$(\Psi) = (\mathcal{L}) \cdot (I)$$

$$\text{avec : } (\Psi) = {}^t \begin{bmatrix} \Psi_a^s & \Psi_b^s & \Psi_c^s & \Psi_{a'}^r & \Psi_{b'}^r & \Psi_{c'}^r \end{bmatrix}$$

$$\text{et } (I) = {}^t \begin{bmatrix} I_a^s & I_b^s & I_c^s & I_{a'}^r & I_{b'}^r & I_{c'}^r \end{bmatrix}$$

I.1.4. Equation mécanique.

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = \Gamma_{em} - \Gamma_r \dots \dots \dots (I.8)$$

où le couple électromagnétique est déterminé par la relation

$$\Gamma_{em} = \frac{1}{2} {}^t(I) \cdot \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta} \right) \cdot (I).$$

avec :

$$\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta} \right) = -M_0 \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{d\theta} (\mathbb{L}^{s,r}) \\ \frac{d}{d\theta} ({}^t\mathbb{L}^{s,r}) & 0 \end{bmatrix}$$

d'où l'expression finale du couple électromagnétique :

$$\Gamma_{em} = {}^t I_{a,b,c}^s \cdot \frac{d}{d\theta} (\mathbb{L}^{s,r}) \cdot I_{a',b',c'}^r.$$

sachant que : $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ et $\theta = p \cdot \Omega t + \theta_0$.

En prenant comme origine des temps, l'instant où les axes du rotor et du stator sont confondus ($\theta_0 = 0$) ; l'équation mécanique (I.8) devient :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = {}^t I_{a,b,c}^s \cdot \frac{d}{d\theta} (\mathbb{L}^{s,r}) \cdot I_{a',b',c'}^r - \Gamma_r \dots \dots \dots (I.9)$$

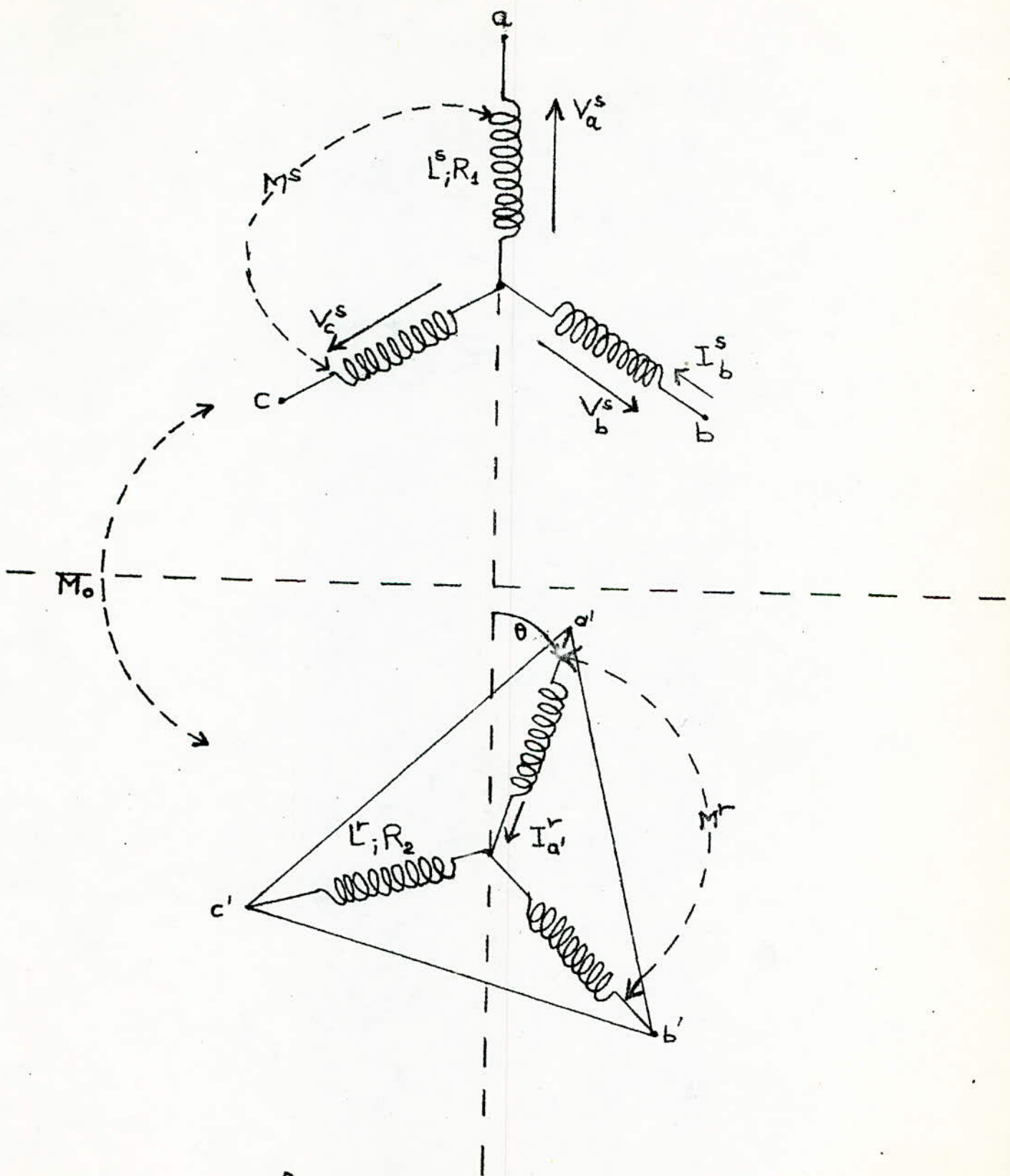


Fig-I.1.b

I.2 - Equations de fonctionnement en régime établi .

Nous allons développer les équations (I-6) et (I-7) pour une phase statorique et rotorique en vue de l'établissement des équations de fonctionnement en régime permanent .

Les équations générales (I-6) et (I-7) du moteur sont valables pour l'étude de tous les régimes, équilibrés ou déséquilibrés, permanents ou transitoire ; néanmoins, en régime permanent les valeurs efficaces des courants statoriques et rotoriques sont constantes .

les équations électriques en régime variable pour une phase statorique et rotorique, sont :

$$V_a^s = R_1 I_a^s + L_1 \frac{d}{dt} I_a^s + \frac{d}{dt} [M^{11} I_{a'}^r + M^{12} I_{b'}^r + M^{13} I_{c'}^r]$$

$$0 = R_2 I_{a'}^r + L_2 \frac{d}{dt} I_{a'}^r + \frac{d}{dt} [M^{11} I_a^s + M^{21} I_b^s + M^{31} I_c^s]$$

en remplaçant les mutuelles et les courants par leurs expressions et sachant que la valeur efficace des courants est constante, nous obtenons :

$$V_a^s = (R_1 + jL_1\omega) I_a^s + jM\omega I_{a'}^r \quad (\text{pulsent à } \omega) \dots \dots \dots (I-6-1)$$

$$0 = \left(\frac{R_2}{g} + jL_2\omega\right) I_{a'}^r + jM\omega I_a^s \quad (\text{pulsent à } g\omega) \dots \dots \dots (I-7-1)$$

I.3. Equations de fonctionnement du moteur biphasé équivalent :

I.3.1. Composantes de Concordia.

- Interprétation : Soient I_a, I_b et I_c , trois courants dans trois bobines identiques de N spires décalées entre elles de $\frac{2\pi}{3}$; Le diagramme des F.m.m est formé de trois vecteurs d'amplitudes : NI_a, NI_b et NI_c , dirigés suivant les axes des bobines.

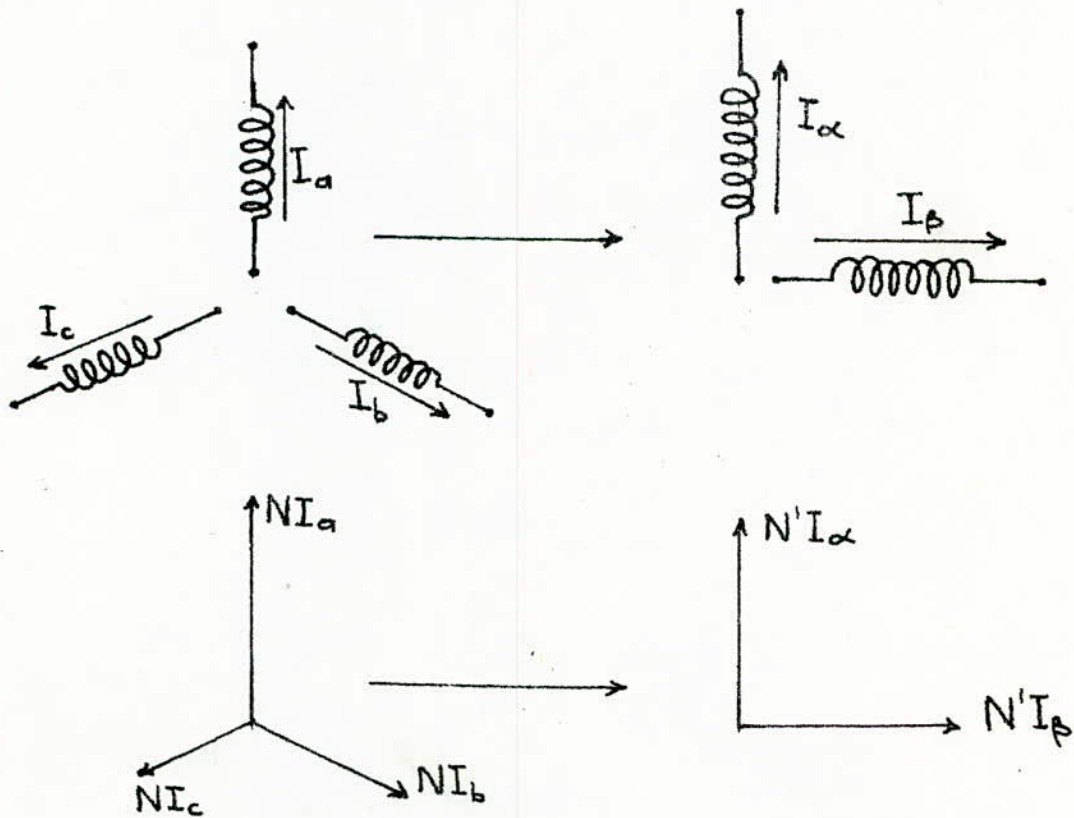


Fig. I.2.

Considérons un bobinage diphasé formé de deux bobines d'axes perpendiculaires comptant N' spires chacune et parcourues par des courants I_α et I_β ; d'où l'on a un diagramme de F.m.m formé de deux vecteurs orthogonaux d'amplitudes $N'I_\alpha$ et $N'I_\beta$. Pour que les deux bobinages (triphase et diphasé) donnent la même F.m.m résultante, il faut et il suffit que les composantes suivant deux axes perpendiculaires soient les mêmes.

$$\begin{aligned} \text{d'où l'on a : } N'I_\alpha &= NI_a - \frac{1}{2} NI_b - \frac{1}{2} NI_c \\ N'I_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{2} (NI_b - NI_c) \end{aligned}$$

en posant : $b = \frac{N}{N'}$, on obtient :

$$\begin{aligned} I_\alpha &= b \left(I_a - \frac{1}{2} I_b - \frac{1}{2} I_c \right) \\ I_\beta &= b \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_b - \frac{\sqrt{3}}{2} I_c \right) \end{aligned}$$

Pour pouvoir passer aux composantes triphasées, on doit introduire une troisième équation qui est l'équation homopolaire.

$$I_0 = d (I_a + I_b + I_c)$$

où d : est un coefficient de proportionnalité devant satisfaire l'orthogonalité de la matrice de passage des composantes I_0, I_α et I_β à I_a, I_b et I_c .

d'où l'on obtient :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b & b/2 & -b/2 \\ 0 & b\sqrt{3}/2 & -b\sqrt{3}/2 \\ d & d & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \dots (I.10-1)$$

Donc : $I_{\alpha,\beta,0} = C'_{32} \cdot I_{a,b,c}$

Pour avoir l'orthogonalité de C'_{32} ; on doit vérifier que :

$$C'_{32} \cdot {}^t C'_{32} = I$$

où I : est la matrice identité .

${}^t C'_{32}$: est la matrice transposée de C'_{32} .

On doit aboutir aux valeurs particulières suivantes de b et d

$$b = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{et} \quad d = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

d'où l'on a :
$$C'_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Par suite de l'équilibre des circuits électriques triphasés d'origine, les grandeurs homopolaires sont nulles .

On obtient ainsi, la matrice de passage d'un système triphasé à un système biphasé fixe par rapport à celui-ci .

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \dots \dots \dots (I.10.2)$$

I.3.2. Transformation de Park :

Elle permet le passage d'un repère lié au stator à un repère diphasé orthonormé lié au rotor .

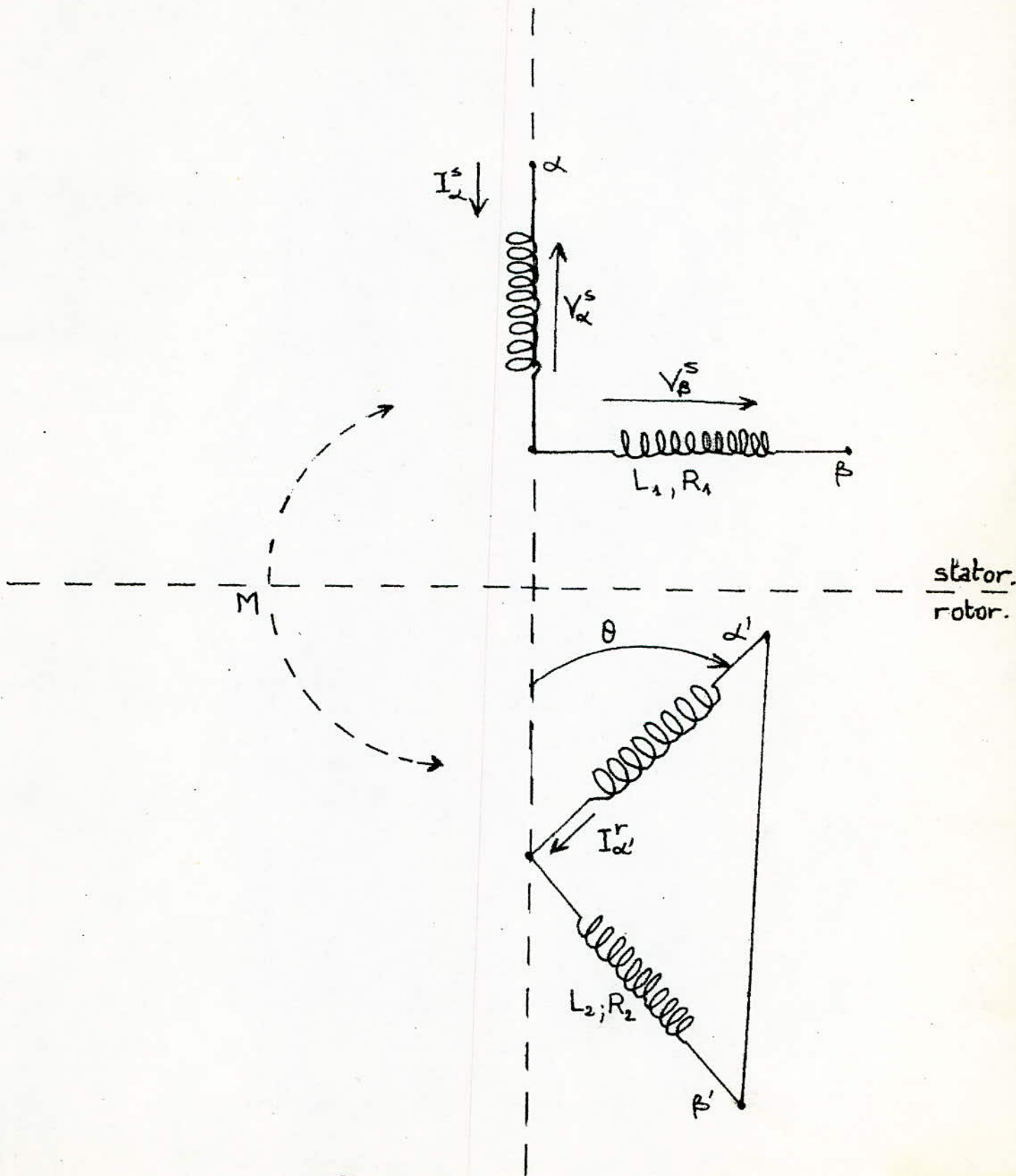


fig-I.3.a.

.Matrice de passage des composantes de Concordia à Celles de Park:

.On considère alors, un système d'axes α', β' en quadrature lié au rotor et décalé dans le sens horaire de l'angle θ par rapport aux axes α et β .

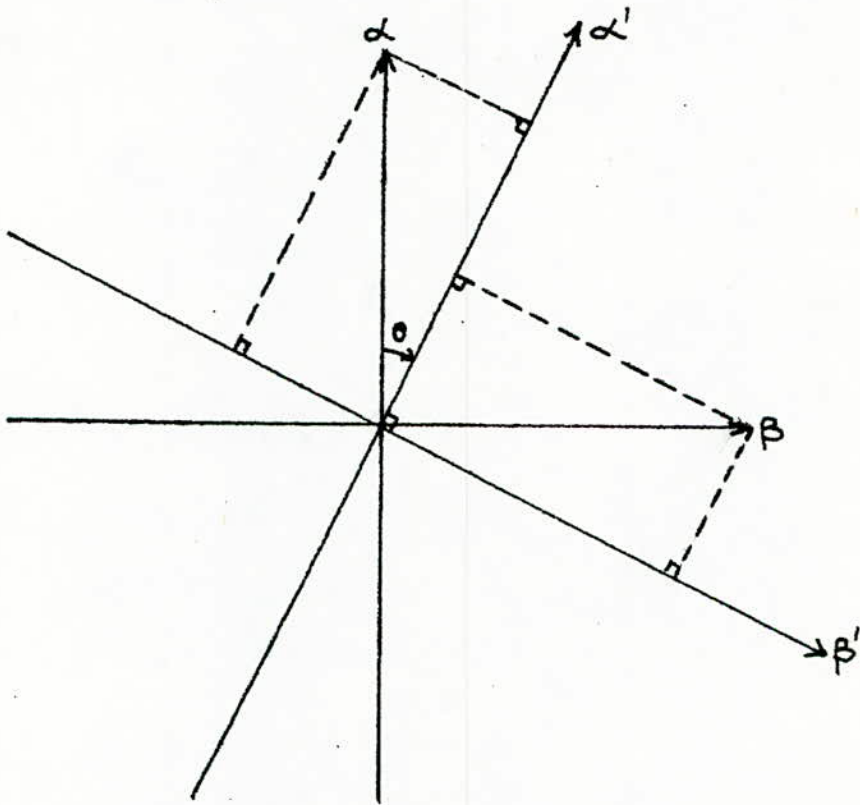


Fig. I.3. b.

.d'où l'on obtient la relation suivante en projetant les composantes en α et β sur les axes α' et β' .

$$\begin{pmatrix} I_{\alpha'} \\ I_{\beta'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{pmatrix}$$

soit :
$$P^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

Donc Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$I_{\alpha,\beta} = P(\theta) \cdot I'_{\alpha,\beta}$$
 où :
$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$P(\theta)$: étant la matrice de park.

I.3.3. Passage des équations triphasées aux équations diphasées équivalentes :

Le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement du moteur asynchrone se compose de sept équations dont six électriques et une mécanique .

considérant que le stator est alimenté par un système triphase où le neutre est non relié et le rotor court-circuité sur ses trois phases .

Sachant que les grandeurs homopolaires sont nulles et par conséquent les courants statoriques et rotoriques ont des sommes nulles ;

nous pouvons alors réduire l'ordre du système d'équations différentielles décrivant le fonctionnement du moteur asynchrone ; et ce , par l'application de la transformation de Concordia aux grandeurs électriques triphasées .

D'où en multipliant les équations rotoriques (I.7) et statoriques (I.6) par la matrice : C_{32} .

et sachant que :
$${}^t I_{a,b,c}^s = {}^t I_{\alpha,\beta}^s \cdot {}^t C_{32}^{-1}$$

On obtient un système diphase équivalent à cinq équations.

$$\begin{cases} V_{\alpha,\beta}^s = R_1 I_{\alpha,\beta}^s + \frac{d}{dt} (L_1 I_{\alpha,\beta}^s + \frac{3}{2} M_0 P(\theta) \cdot I_{\alpha',\beta'}^r) \dots \dots \dots (I-11) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = R_2 I_{\alpha',\beta'}^r + \frac{d}{dt} (\frac{3}{2} M_0 P(-\theta) I_{\alpha,\beta}^s + L_2 I_{\alpha',\beta'}^r) \dots \dots \dots (I-12) \end{cases}$$

$$\begin{cases} J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = \frac{3}{2} M_0^t I_{\alpha,\beta}^s \frac{d[P(\theta)]}{dt} \cdot I_{\alpha',\beta'}^r - \Gamma_r \dots \dots \dots (I-13) \end{cases}$$

Après avoir établi précédemment (I-1.3) les expressions instantanées des tensions et courants réels ; On applique à celles-ci la matrice de passage C_{32} ; ainsi nous obtenons les grandeurs instantanées diphassées équivalentes.

On rappelle que ces dernières ne sont que fictives ; et par suite de simples transformations, nous obtenons :

$$V_{\alpha,\beta}^s = \sqrt{3} \cdot V_{\text{eff}}^s \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \Phi_s) \\ \sin(\omega t + \Phi_s) \end{bmatrix}$$

$$I_{\alpha,\beta}^s = \sqrt{3} \cdot I_{\text{eff}}^s \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \Psi_s) \\ \sin(\omega t - \Psi_s) \end{bmatrix}$$

$$I_{\alpha',\beta'}^r = \sqrt{3} \cdot I_{\text{eff}}^r \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \Psi_r) \\ \sin(\omega t - \Psi_r) \end{bmatrix}$$

Où I_{eff}^s , I_{eff}^r , V_{eff}^s sont les valeurs efficaces des courants et tensions réelles triphasées, variant en fonction du temps pendant le démarrage et plus généralement pendant chaque régime transitoire.

I.4. Simulation numérique.

I.4-1. Choix de référentiel.

Trois types de référentiels sont utilisés en pratique.

- Le référentiel immobile par rapport au champ tournant.
- Le référentiel immobile par rapport au rotor.
- Le référentiel immobile par rapport au stator.

Le choix dépend de la caractéristique à étudier et de la simplification offerte par ce choix.

Notre étude est axée essentiellement sur l'étude des courants et de la vitesse de rotation du moteur, celui-ci étant alimenté à fréquence et à tension constantes ; Ce qui nous amène à choisir un référentiel lié au stator.

I.4-2. Ecriture des équations diphasées équivalentes dans un référentiel uniquement lié au stator.

Afin d'obtenir les équations de fonctionnement du moteur asynchrone écrites dans un référentiel lié au stator ; il suffit d'appliquer une rotation d'un angle θ au vecteur courant $I_{\alpha, \beta}^r$ en remplaçant $I_{\alpha, \beta}^r$ par $P^{-1}(\theta) \cdot I_{\alpha, \beta}^r$.

Ainsi, l'équation statorique (I.11) devient :

$$V_{\alpha, \beta}^s = R_s I_{\alpha, \beta}^s + \frac{d}{dt} (L_s I_{\alpha, \beta}^s + M I_{\alpha, \beta}^r) \dots \dots \dots (I.14)$$

sachant que: $P(-\theta) = P^{-1}(\theta)$

$$P(\pi/2) = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

et $\theta = p\Omega t + \theta_0$ avec: $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$

d'où $\theta = p\Omega t + \theta_0$.

en multipliant chaque membre de l'équation rotorique (I-12) par $P(\theta)$, on obtient:

$$0 = R_2 I_{\alpha, \beta}^r + M \left[\frac{dI_{\alpha, \beta}^s}{dt} - p\Omega P(\pi/2) I_{\alpha, \beta}^s \right] + L_2 \left[\frac{dI_{\alpha, \beta}^r}{dt} - p\Omega P(\pi/2) I_{\alpha, \beta}^r \right] \dots \dots \dots (I-15)$$

De même l'équation mécanique devient:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p M \cdot I_{\alpha, \beta}^s \cdot P(\pi/2) \cdot I_{\alpha, \beta}^r - \Gamma_r \dots \dots \dots (I-16)$$

I-4-3. Intégration du système d'équations.

Les équations de fonctionnement du moteur biphasé équivalent (I-14), (I-15) et (I-16) ne s'adaptent pas aux méthodes numériques d'intégration; ainsi doit-on les mettre sous la forme:

$$\frac{dy_j}{dt} = f_j(t, y_j, v)$$

Après avoir regroupé les équations (I-14) et (I-15), on obtient la forme matricielle suivante des équations électriques.

$$v = A \dot{J} + B \frac{dJ}{dt} \dots \dots \dots (I-17)$$

où: $v = {}^t(V_{\alpha}^s \ V_{\beta}^s \ 0 \ 0)$ et $J = {}^t(I_{\alpha}^s \ I_{\beta}^s \ I_{\alpha}^r \ I_{\beta}^r)$

$$A = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & pM\Omega & R_2 & pL_2\Omega \\ -pM\Omega & 0 & -pL_2\Omega & R_2 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & M & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & M \\ M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix}$$

La matrice "A" dépend de la vitesse " Ω " dont on s'intéresse à l'évolution pendant les régimes transitoires; d'où il est plus commode d'isoler " Ω "; et on obtient finalement.

$$\frac{d\vec{J}}{dt} = (A_1 + A_2\Omega)\vec{J} + B_2 V_{\alpha,\beta}^s \dots \dots \dots (I.18)$$

$$\text{avec: } A_1 = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} -L_2 R_1 & 0 & M R_2 & 0 \\ 0 & -L_2 R_1 & 0 & M R_2 \\ M R_1 & 0 & -L_1 R_2 & 0 \\ 0 & M R_1 & 0 & -L_1 R_2 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} 0 & M^2 & 0 & M L_2 \\ -M^2 & 0 & -M L_2 & 0 \\ 0 & -M L_1 & 0 & -L_1 L_2 \\ M L_1 & 0 & L_1 L_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{et: } B_2 = \frac{1}{S} \begin{bmatrix} L_2 & 0 \\ 0 & L_2 \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix} \quad \text{où: } S = L_1 L_2 - M^2.$$

Pour l'équation mécanique (I.16) ; la transformation s'obtient en divisant les deux membres de l'équation par "J" et en remplaçant $P(\frac{\pi}{2})$ par son expression ; d'où :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{J} (I_\beta^s I_\alpha^r - I_\alpha^s I_\beta^r) - \frac{\Gamma_r}{J} \dots \dots \dots (I.19).$$

Nous remarquons que les équations (I.18) et (I.19) caractérisant le moteur diphasé équivalent dans un référentiel lié au stator, ne font pas apparaître la pulsation statorique et le glissement ; donc la validité de nos équations s'étend à une alimentation du stator par n'importe quelle onde de tension (entre autres une tension délivrée par un onduleur).

Dans notre étude on s'est limité à une alimentation purement sinusoïdale.

I.5. Equations de Fonctionnement en grandeurs réduites.

L'utilisation des grandeurs réduites nous permet de comparer les grandeurs variables d'une machine électrique à des grandeurs fixes caractérisant celle-ci, ainsi on pourra rapidement estimer la sévérité des contraintes résultant du régime étudié.

Par ailleurs [3], les ordres de grandeurs des impédances en valeurs réduites d'une famille de machines sont peu variables d'une machine à l'autre, si bien que l'utilisation des valeurs réduites permet de mieux apprécier et interpréter les similitudes comme les différences de comportement des machines.

I.5.1. Grandeurs réduites.

La notion de grandeur réduite est liée à la notion de grandeur nominale associée à la grandeur variable considérée.

ainsi, nous avons choisi des grandeurs de base en raison de leur commodité dans les calculs, par lesquelles on divisera les grandeurs variables à étudier; sous réserve de respecter certaines règles de cohérence, notamment sur le plan de la conservation de l'énergie d'où l'on définit les grandeurs de base suivantes :

$$S_n = 3V_n^s \cdot I_n^s$$

$$\Gamma_n = \frac{S_n}{\Omega_s} = S_n \cdot \frac{P}{\omega}$$

$$T = \omega t$$

$$Z_{sn} = \frac{V_n^s}{I_n^s}$$

$$Z_{Rn} = \frac{V_n^r}{I_n^r}$$

$$Z_{mn} = \frac{V_n^s}{I_n^r} = \frac{V_n^r}{I_n^s}$$

$$I_{\alpha n}^s = I_{\beta n}^s = \sqrt{3} I_n^s$$

$$I_{\alpha n}^r = I_{\beta n}^r = \sqrt{3} I_n^r$$

$$V_{\alpha n}^s = V_{\beta n}^s = \sqrt{3} V_n^s$$

Les grandeurs réduites sont alors :

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_{sn}}$$

$$r_2 = \frac{R_2}{Z_{Rn}}$$

$$x_1 = \frac{L_1 \omega}{Z_{sn}}$$

$$x_2 = \frac{L_2 \omega}{Z_{Rn}}$$

$$x_m = \frac{X_m}{Z_{mn}}$$

$$\bar{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_s}$$

$$\gamma_{em} = \frac{P_{em}}{P_n}$$

$$i_{\alpha, \beta}^s = \frac{I_{\alpha, \beta}^s}{\sqrt{3} I_n^s}$$

$$i_{\alpha, \beta}^r = \frac{I_{\alpha, \beta}^r}{\sqrt{3} I_n^r}$$

$$\bar{V}_{\alpha,\beta}^s = \frac{V_{\alpha,\beta}^s}{\sqrt{3} V_n^s}$$

En introduisant ces valeurs réduites dans le système d'équations biphasées équivalentes (I.18) et (I.19); le système d'équations électriques devient :

$$\frac{d\bar{J}}{dT} = \frac{1}{S'} \left\{ (A'_1 + A'_2 - \bar{\Omega}) \bar{J} + B'_2 \bar{V}_{\alpha,\beta}^s \right\} \dots \dots \dots (I.20)$$

$$\text{où : } A'_1 = \begin{bmatrix} -r_1 x_2 & 0 & x_m r_2 & 0 \\ 0 & -r_1 x_2 & 0 & x_m r_2 \\ x_m r_1 & 0 & -r_2 x_1 & 0 \\ 0 & r_1 x_m & 0 & -r_2 x_1 \end{bmatrix}$$

$$A'_2 = \begin{bmatrix} 0 & x_m^2 & 0 & x_m x_2 \\ -x_m^2 & 0 & -x_2 x_m & 0 \\ 0 & -x_1 x_m & 0 & -x_1 x_2 \\ x_1 x_m & 0 & x_1 x_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B'_2 = \begin{bmatrix} x_2 & 0 & -x_m & 0 \\ 0 & x_2 & 0 & -x_m \\ -x_m & 0 & x_1 & 0 \\ 0 & -x_m & 0 & x_1 \end{bmatrix}$$

$$S' = x_1 x_2 - x_m^2$$

Les grandeurs contenant une barre (tel que \bar{J}) sont les grandeurs réduites de celles définies auparavant sans barre.

- l'expression instantanée de la valeur réduite de la tension d'alimentation du moteur biphasé équivalent est :

$$\bar{V}_\alpha^s = \frac{\sqrt{3} V_{\text{eff}}^s \cos T}{\sqrt{3} V_n^s} ; \quad \bar{V}_\beta^s = \frac{\sqrt{3} V_{\text{eff}}^s \sin T}{\sqrt{3} V_n^s}$$

ayant considéré une tension d'alimentation constante, il vient :

$$\bar{V}_\alpha^s = \cos T \quad \text{et} \quad \bar{V}_\beta^s = \sin T.$$

De même, le couple électromagnétique dont les variations sont nécessaires à étudier, est donné par :

$$\Gamma_{\text{em}} = pM (I_\beta^s I_\alpha^r - I_\alpha^s I_\beta^r)$$

après introduction des valeurs réduites, on obtient :

$$\gamma_e = x_m (i_\beta^s i_\alpha^r - i_\alpha^s i_\beta^r) \dots \dots \dots (I-21)$$

Pour l'équation mécanique, on divisera le couple résistant en un couple dû aux frottements et un autre dû à la charge ;

Nous supposons que tous deux varient linéairement en fonction de la vitesse.

$$\text{d'où : } \Gamma_r = k \cdot \Omega + f \cdot \Omega$$

ainsi, on obtient l'équation mécanique en grandeurs réduites :

$$\frac{d\bar{\Omega}}{dT} = \frac{\Gamma_n \cdot x_m \cdot P}{J \omega^2} (i_\beta^s i_\alpha^r - i_\alpha^s i_\beta^r) - \frac{f}{J \omega} \bar{\Omega} - \frac{k}{J \omega} \bar{\Omega} \dots \dots (I-22)$$

Remarque : nous introduirons certaines constantes caractérisant la machine, dans le programme de calcul, notamment l'expression de l'équation mécanique.

CHAPITRE II

Etude du Démarrage du Moteur Asynchrone.

II.1. Introduction.

Le démarrage, étant un régime transitoire inévitable, est parfois néfaste pour la machine lorsque certaines précautions n'ont pas été prises, celles-ci peuvent être dues à une mauvaise manipulation ou à l'inefficacité du système protégeant la machine. d'où l'utilité d'étudier le démarrage du moteur asynchrone avec et sans rhéostat de démarrage.

Pour cela on considère qu'à $t=0$, les courants tant au stator qu'au rotor et la vitesse sont nuls ; le moteur étant connecté à un réseau produisant une tension sinusoïdale de valeur efficace constante.

Les équations établies (I-20) et (I-22), décrivant le fonctionnement du moteur ne sont pas linéaires, d'où l'utilité et la nécessité d'utiliser une méthode d'analyse numérique permettant la résolution de celles-ci.

Pour la précision donnée par la méthode de Runge Kutta de 4^{ème} ordre et son adaptation aux programmes d'informatique ; notre choix s'est porté sur celle-ci. Sachant que cette méthode n'est applicable que si les conditions initiales du système à étudier sont connues.

II.2. Résolution du système par la méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre.

Nous avons à résoudre un système de cinq équations différentielles, de premier ordre, non linéaires, à valeurs initiales connues.

$$\text{à } T=T_0=0 ; i_{\alpha}^s = i_{\beta}^s = i_{\alpha}^r = i_{\beta}^r = \bar{\Omega} = 0$$

La méthode de Runge Kutta nous permet de résoudre simultanément les équations du système par un procédé itératif.

Elle consiste à utiliser les valeurs connues à $T=T_0$ des courants $i_{\alpha, \beta}^s$, $i_{\alpha, \beta}^r$ et de la vitesse $\bar{\Omega}$ pour le calcul des valeurs correspondant à $T=T_0+H$; ces dernières seront utilisées de nouveau pour le calcul de celles correspondant à $T=T_0+2H$, et ainsi de suite jusqu'à $T=T_f$

où: T_f : correspond au temps d'établissement du régime permanent.

H : est le pas de calcul, exprimé en radians.

On estime: pour le démarrage avec rhéostat: $T_f = 314$ [rad] et $H = 0,5$ [rad]
pour le démarrage sans rhéostat: $T_f = 1100$ [rad] et $H = 0,2$ [rad]

Notons que le pas de calcul "H" est rigoureusement choisi, compte tenu de l'allure de la caractéristique à tracer, de sa période pour les courants et de l'erreur admise dans les calculs.

II-3. Algorithme de Runge-Kutta du quatrième ordre.

Nous avons adopté une forme et des notations les mieux adaptables à la réalisation d'un programme en langage Basic.

$$y_{i+1}(j) = y_i(j) + \frac{H}{6} (K_1(j) + 2K_2(j) + 2K_3(j) + K_4(j))$$

avec: $K_1(j)$, $K_2(j)$, $K_3(j)$ et $K_4(j)$, des termes correctifs pondérés respectivement par les coefficients $\frac{1}{6}$, $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{3}$ et $\frac{1}{6}$.

$$K_1(j) = f_j(T_i; y_i(1); y_i(2); y_i(3); y_i(4); y_i(5))$$

$$K_2(j) = f_j\left(T_i + \frac{H}{2}; y_i(1) + \frac{K_1(1)}{2}; y_i(2) + \frac{K_1(2)}{2}; y_i(3) + \frac{K_1(3)}{2}; y_i(4) + \frac{K_1(4)}{2}; y_i(5) + \frac{K_1(5)}{2}\right)$$

$$K_3(j) = f_j\left(T_i + \frac{H}{2}; y_i(1) + \frac{K_2(1)}{2}; y_i(2) + \frac{K_2(2)}{2}; y_i(3) + \frac{K_2(3)}{2}; y_i(4) + \frac{K_2(4)}{2}; y_i(5) + \frac{K_2(5)}{2}\right)$$

$$K_4(j) = f_j\left(T_i + H; y_i(1) + K_3(1); y_i(2) + K_3(2); y_i(3) + K_3(3); y_i(4) + K_3(4); y_i(5) + K_3(5)\right)$$

où: (j) est un indice (conforme au programme établi) qui varie de 1 à 5.

$i = 0, 1, 2, \dots, n$; décrivant le nombre de points calculés.

$$y_i(1) = i^s$$

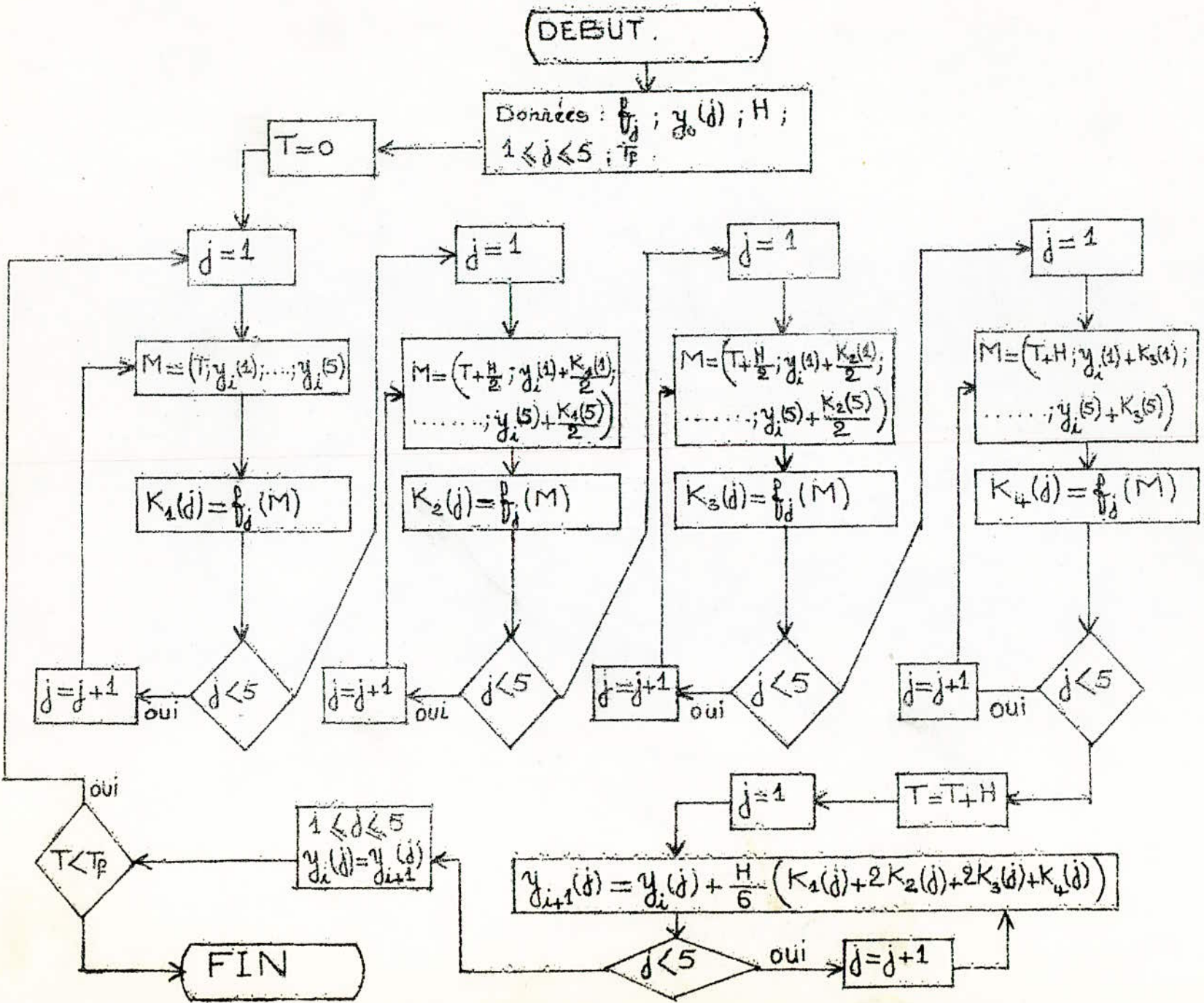
$$y_i(2) = i^p$$

$$y_i(3) = i^r$$

$$y_i(4) = i^p$$

$$y_i(5) = \bar{n}$$

$$f_j = {}^t [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4 \ f_5] = \frac{d}{dT} [i^s \ i^p \ i^r \ i^p \ \bar{n}]$$



CHAPITRE III

Identification de la machine

III.1. Détermination des paramètres électriques de la machine.

Plaque signalétique du moteur.

. Type de moteur : Leroy ; Rotor Bobiné.

. Puissance : 5 CV (3,7 kW)

. Vitesse : 1430 tr/min .

. Montage Δ : 220 V / 14,8 A.

. Montage Λ : 380 V / 8,54 A.

. $U_{rn} = 100 \text{ V}$.

. $I_{rn} = 32,5 \text{ A}$.

III.1.1. Mesure des résistances :

La mesure se fait à chaud par la méthode aval ; l'alimentation étant à courant continu.

- La mesure de la résistance statorique donne :

$$R_1 = 1,12 [\Omega]$$

- la mesure de la résistance rotorique donne :

$$R_2 = 0,11 [\Omega]$$

III.1.2. Mesure du rapport de transformation :

On alimente le stator sous tension nominale, le rotor étant ouvert et on mesure :

$$a = 3,7.$$

III-1.3. Mesure de l'inductance cyclique statique :

Il convient que lors de l'essai en transformateur à rotor ouvert, l'équation électrique soit :

$$V^s = (R_1 + jL_1\omega)I^s$$

on obtient par conséquent, en mesurant V^{s0} et I^s :

$$L_1 = 0,17 [H]$$

III-1.4. Mesure de l'inductance cyclique rotorique :

On alimente le rotor sous sa tension nominale, le stator étant ouvert. il convient également que l'équation électrique pour une phase rotorique soit :

$$V^r = (R_2 + jL_2\omega)I^r$$

d'où l'on obtient en mesurant I^r et V^{r0}

$$L_2 = 0,015 [H]$$

III-1.5. Mesure du coefficient de dispersion :

Le coefficient de dispersion peut être déterminé par deux méthodes.

a) Méthode des rapports de transformation :

le rapport a' est déterminé à partir de l'essai à stator ouvert et vaut : $a' = 0,30$.

Connaissant les deux rapports de transformation, nous déduisons à partir de la formule suivante :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} = 1 - \frac{1}{a \cdot a'} \quad \text{d'où : } \sigma = 10\%$$

by Méthode de Dreyfus :

Le moteur tourne à vide, on coupe une phase statorique et on mesure la tension V_c entre la phase coupée et le neutre.

L'essai a donné : $V_n = 220V$ et $V_c = 161V$.

On est donnée par la relation suivante :

$$\sigma = \frac{V_n - V_c}{V_n + V_c} = 10,8\%$$

Les deux méthodes ont donné des résultats peu différents.

on prend en définitive : $\sigma = 10\%$

III.1.6. Mesure de la mutuelle cyclique maximale.

à partir de la relation : $M = \sqrt{L_1 L_2 (1 - \sigma)}$

connaissant les valeurs de : L_1 , L_2 et σ .

$$M = 0,048 [H]$$

III.1.7. Schéma équivalent.

Le moteur étant identifié électriquement, est représenté par le schéma monophasé équivalent ci. dessous.

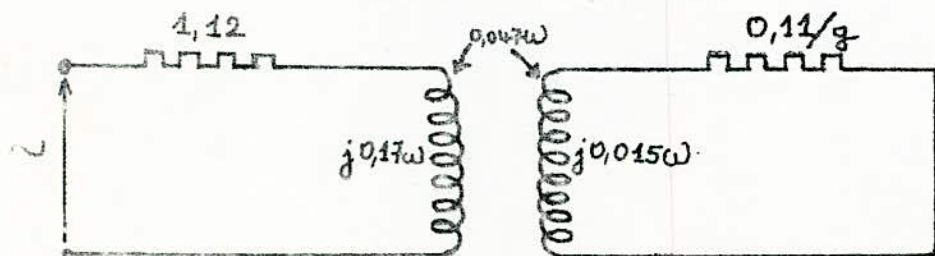


Fig. III-1.

III.2. Détermination des paramètres mécaniques du moteur.

III.2.1. Mesure du moment d'inertie.

Le moteur étant alimenté sous tension nominale, fonctionne à vide à la vitesse de 1480 tr/min ; à partir d'un certain instant on coupe l'alimentation du moteur et on enregistre sur table traçante les variations de la vitesse en fonction du temps jusqu'à l'arrêt total du moteur; Ce qui nous permet de mesurer la variation $\frac{\Delta \Omega}{\Delta t}$.

L'équation mécanique du moteur à vide étant :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = P_{em}$$

$$\text{ou : } P_{em} = \frac{P_m}{\omega} \cdot p$$

P_m : représente les pertes mécaniques déterminées à partir de la caractéristique à vide $P = f(\Omega)$; supposant que celles-ci sont constantes on a obtenu : $P_m = 195 \text{ watts}$.

$$\text{d'où : } J = 0,135 \left[\text{m.N.s}^2_{\text{rad}} \right]$$

III.2.2. Mesure du coefficient de frottement.

Le moteur alimenté sous sa tension nominale tourne à vide, l'équation mécanique devient alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = P_{em} - f \cdot \Omega$$

à vitesse constante, on obtient l'expression du coefficient de frottement :

$$f = \frac{P_m}{\Omega_s} \cdot \frac{1}{\Omega}$$

d'où l'on calcule : $f = 0,00812 \text{ [m.N.s/rad]}$

III_2.3. Détermination du coefficient du couple résistant .

Le moteur entraîne une génératrice de type Leroy à excitation indépendante, débitant sur une charge résistive .

On maintient l'excitation de la génératrice, constante .

Sachant que le couple résistant dû à la charge varie

linéairement en fonction de la vitesse, donc :

$$k = \frac{\Gamma_r'}{\Omega}$$

A une charge donnée donc à une vitesse donnée, on peut déterminer le couple résistant correspondant à partir de l'équation mécanique qui devient dans ce cas :

$$\Gamma_r' = \Gamma_{em} - f \cdot \Omega$$

$$\text{où : } \Gamma_{em} = \frac{P_{em}}{\omega}$$

$$\text{avec } P_{em} = P_{abs} - P_{js} - P_{fs} .$$

d'où, connaissant Ω et Γ_r' correspondant, on obtient :

$$k = 0,114 .$$

III.3. Présentation des courbes.

III.3.1. Démarrage sans rhéostat.

On étudiera le comportement du moteur lors du démarrage à vide et en charge sans résistances additionnelles dans le circuit rotorique. Les équations (I.20) et (I.22) régissent le fonctionnement du moteur en charge ; de même celles-ci décrivent le fonctionnement à vide en annulant uniquement le couple résistant dû à la charge.

L'organigramme permettant l'étude de ces deux modes de démarrage est donné par la figure (III.3).

III.3.2. Démarrage avec rhéostat.

Les équations (I.20) et (I.22) restent valables pour cette étude, en y incorporant à chaque phase rotorique des résistances additionnelles. On estime que ces résistances additionnelles sont mises hors circuit en un temps de trois secondes.

Le rhéostat utilisé est donné par la figure (III.2)

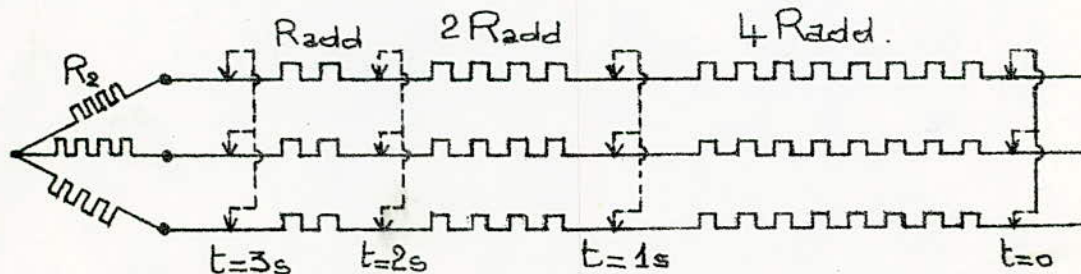
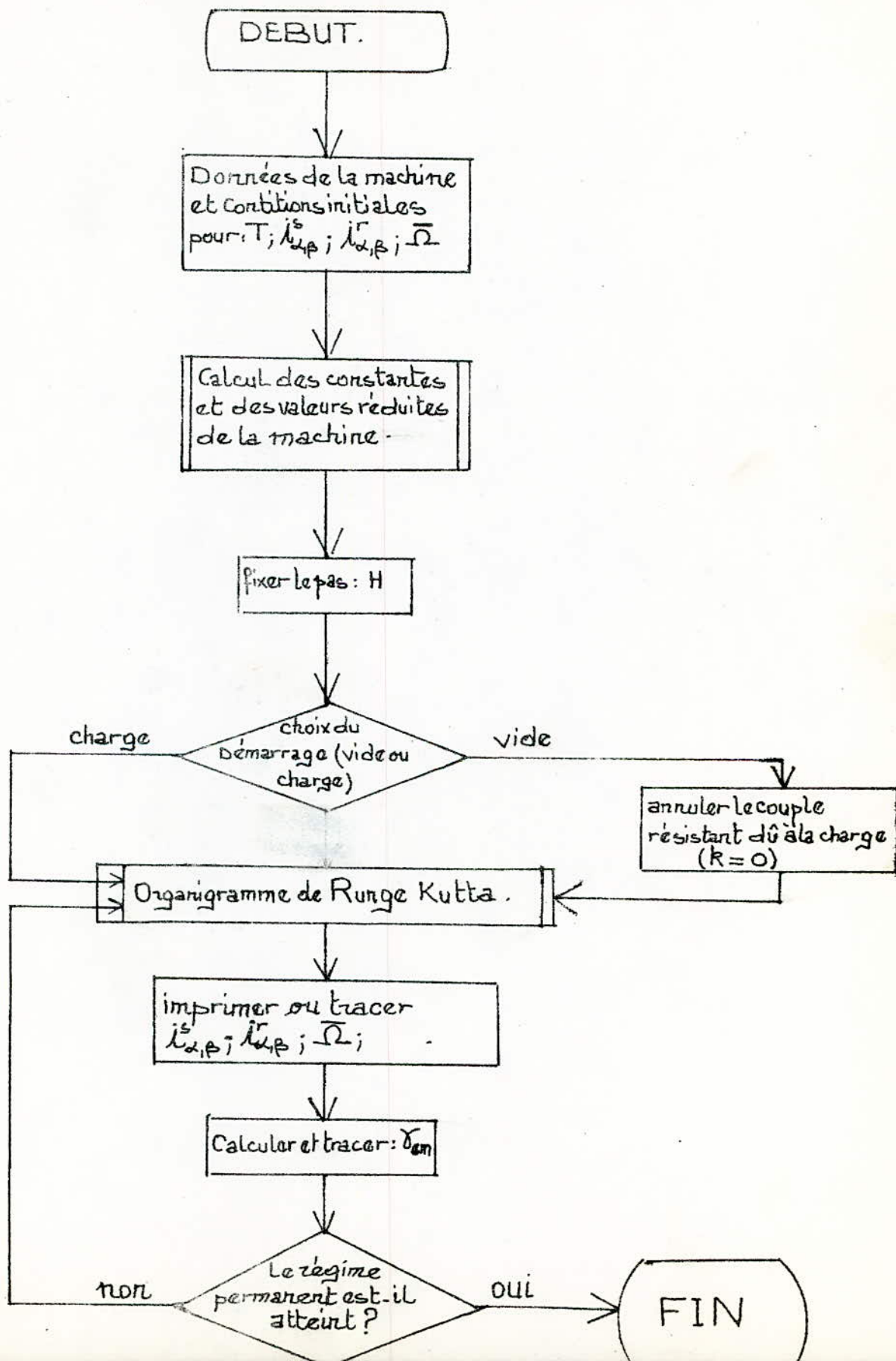


Fig-III-2-

la résistance R_{add} est mesurée en courant continu par la méthode aval et vaut : $R_{add} = 0,4 \Omega$

Fig-III.3 - Organigramme permettant l'étude du démarrage sans rhéostat.



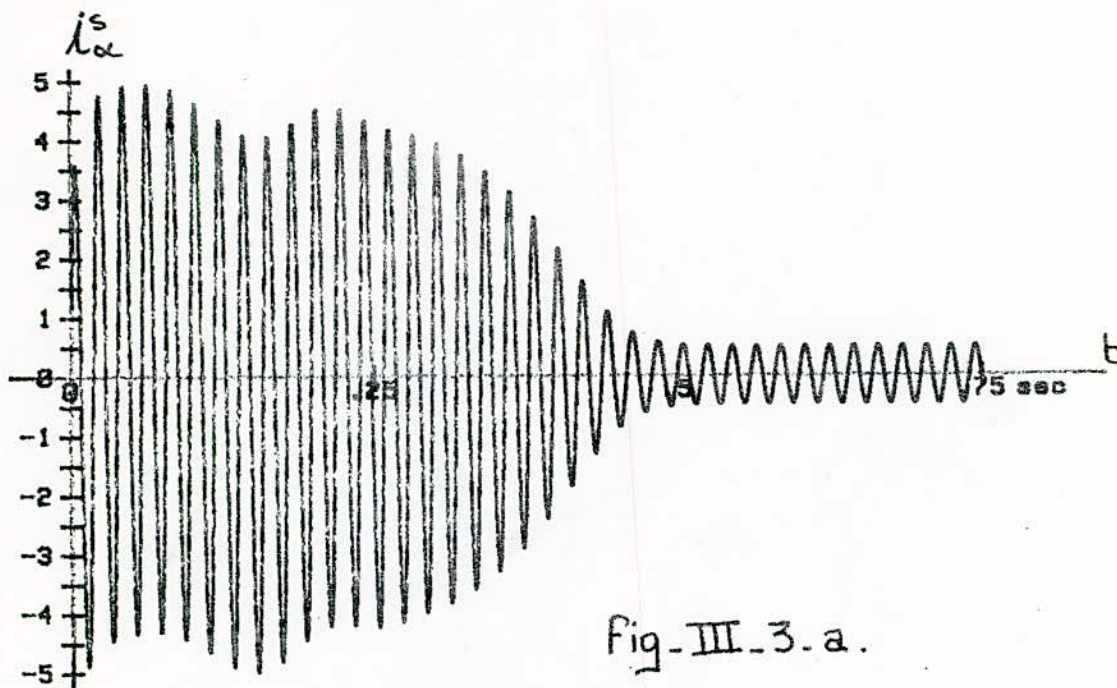


fig-III-3.a.

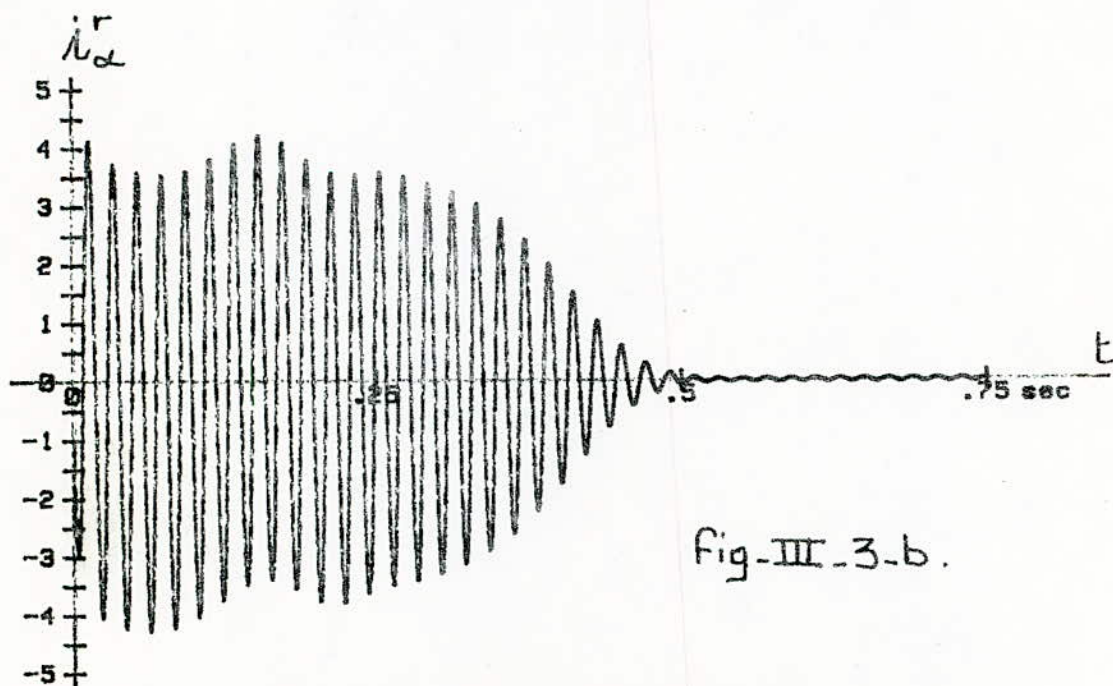


fig-III-3.b.

Démarrage du moteur asynchrone biphasé A VIDE
 Variation des composantes (i_s^d , i_r^d) des courants statorique
 et rotorique.

DEMARRAGE , SANS RHEOSTAT

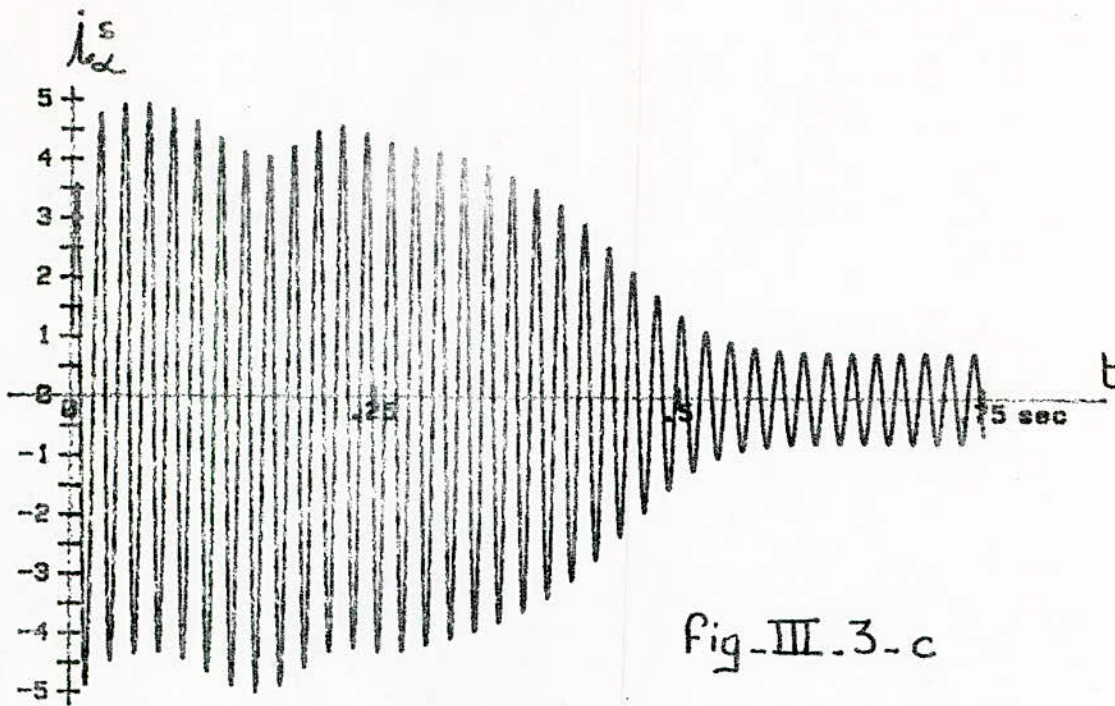


fig-III-3-c

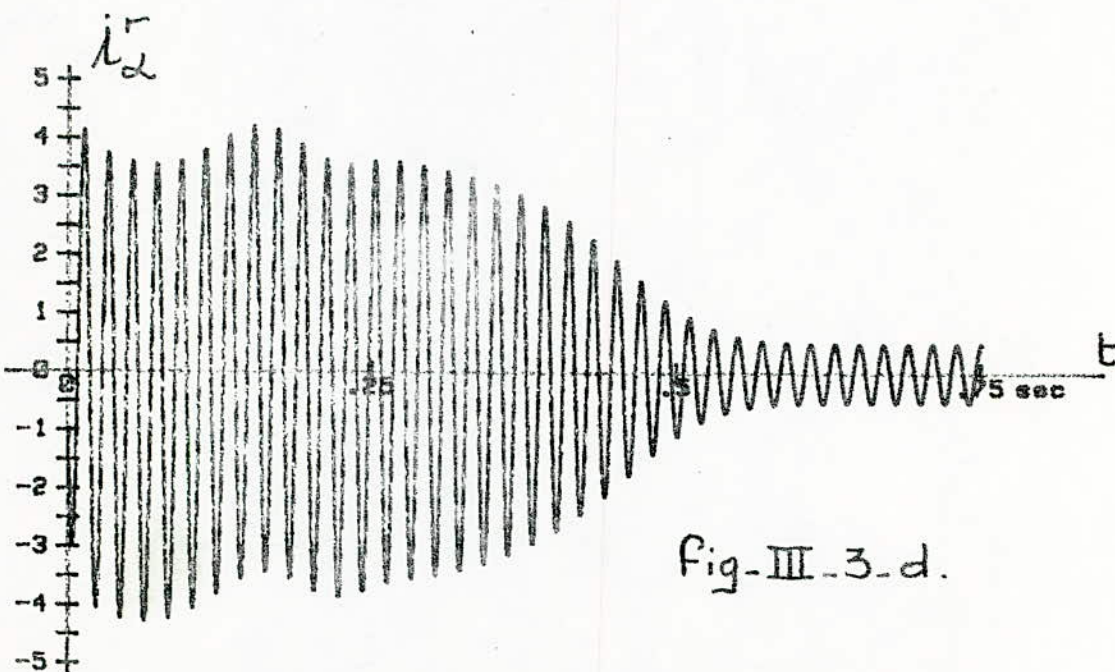


fig-III-3-d.

Démarrage du moteur asynchrone biphasé EN CHARGE
 Variation des composantes (i_s, i_r) des courants statorique
 et rotorique.

DEMARRAGE , SANS RHEOSTAT

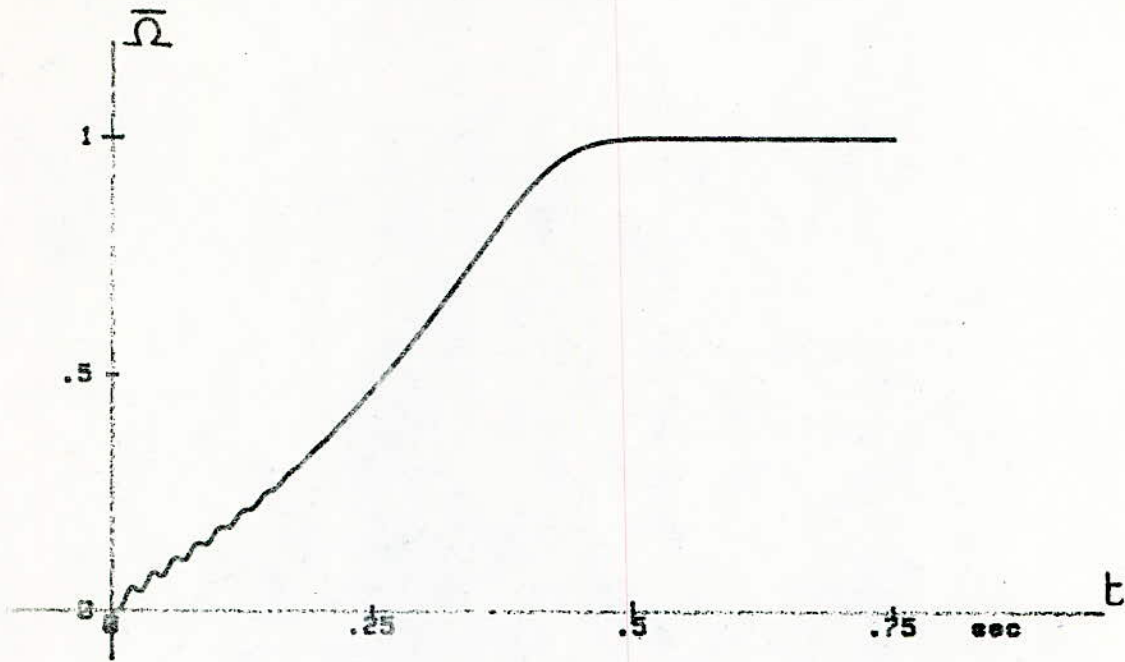


Fig-III-3-e.

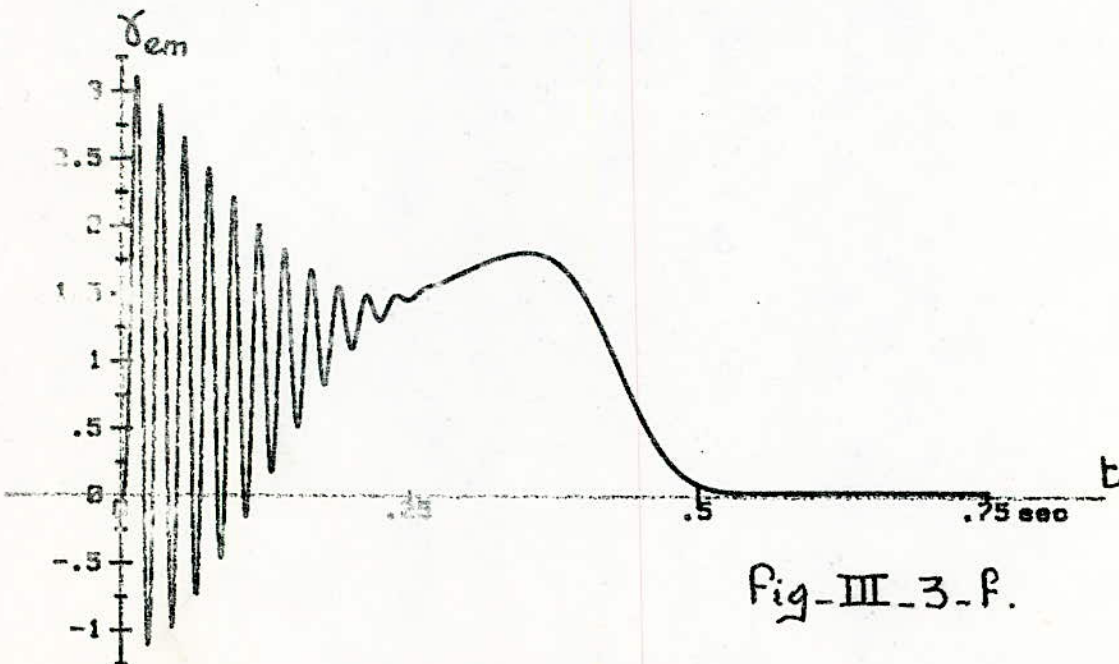


Fig-III-3-f.

Démarrage du moteur asynchrone biphasé A VIDE
 Variation de la vitesse et du couple électromagnétique

DEMARRAGE , SANS RHEOSTAT

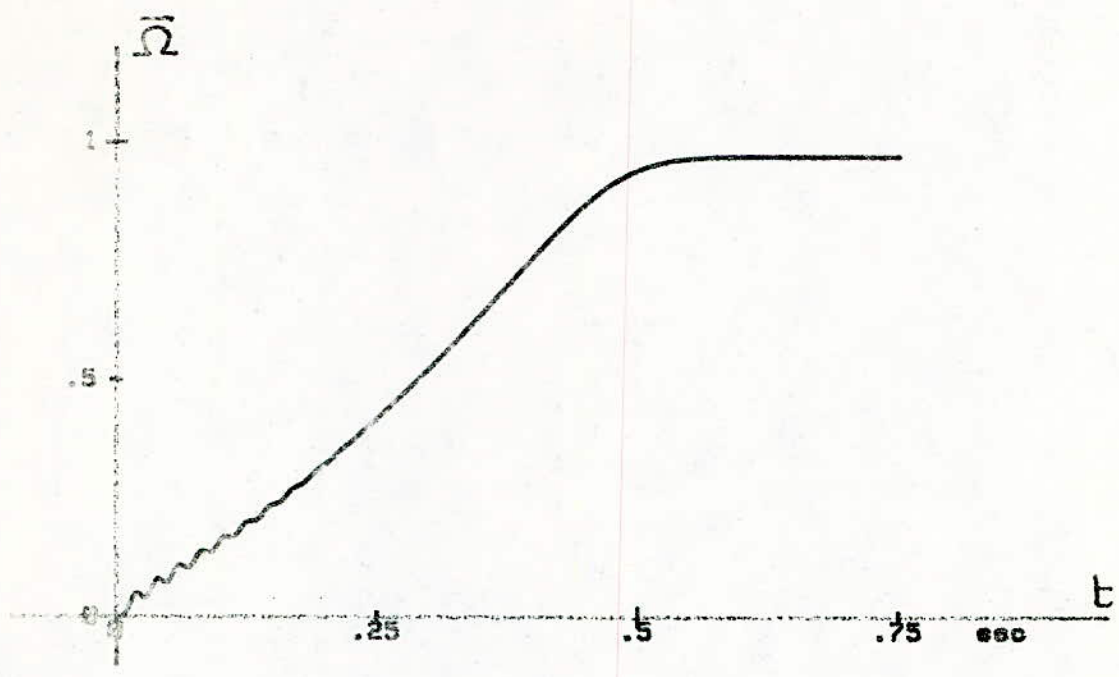


fig-III-3-g.

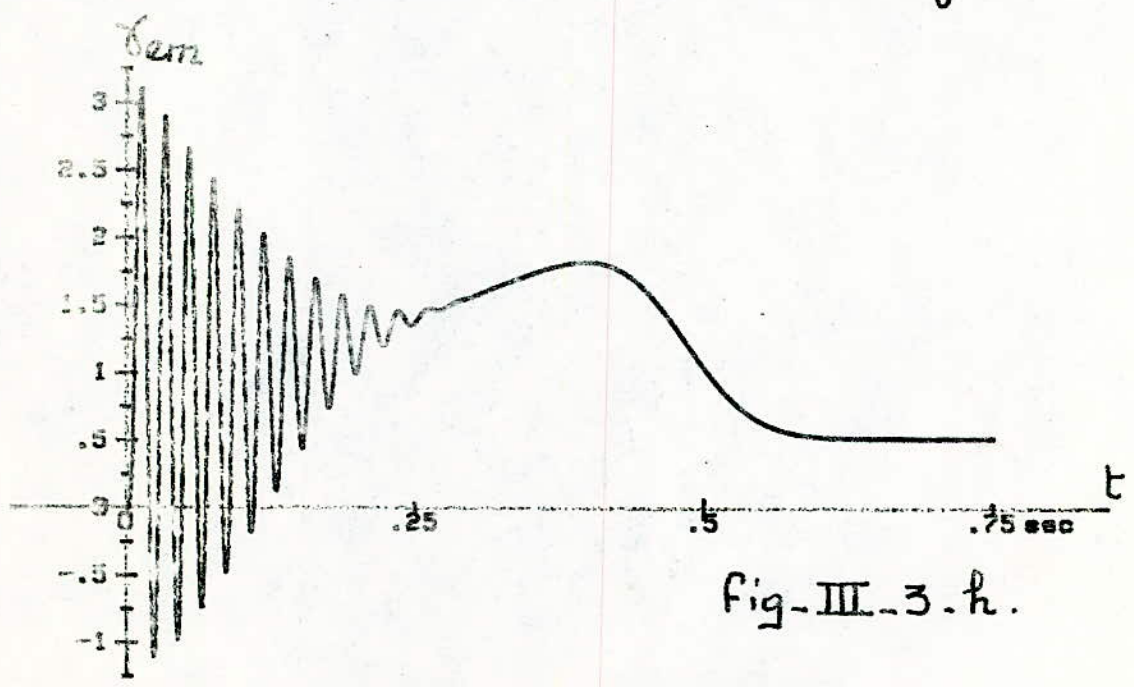
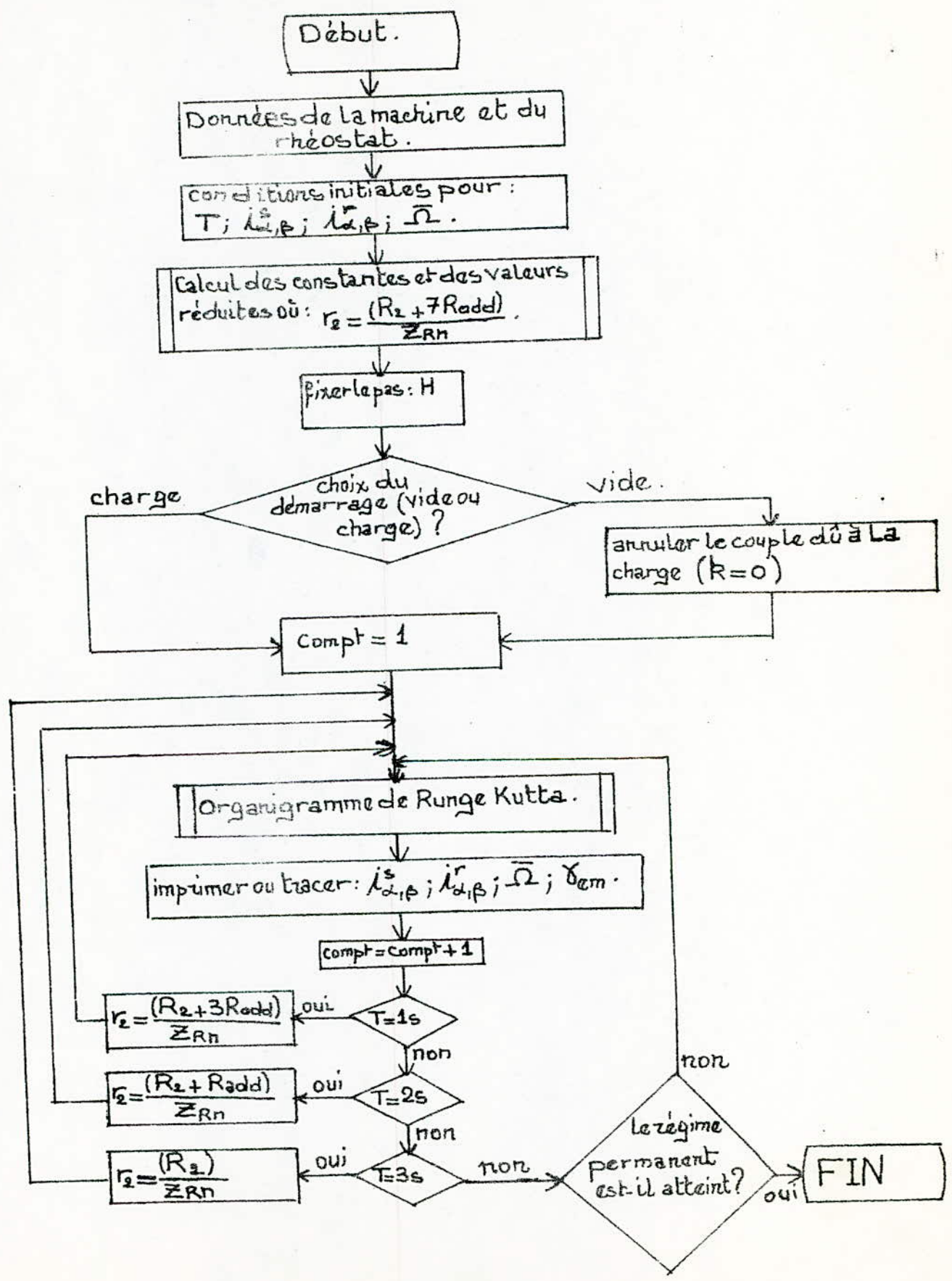


fig-III-3-h.

Démarrage du moteur asynchrone biphasé EN CHARGE
Variation de la vitesse et du couple électromagnétique

DEMARRAGE , SANS RHEOSTAT

Fig-III-4- Organigramme permettant l'étude du démarrage avec rhéostat.



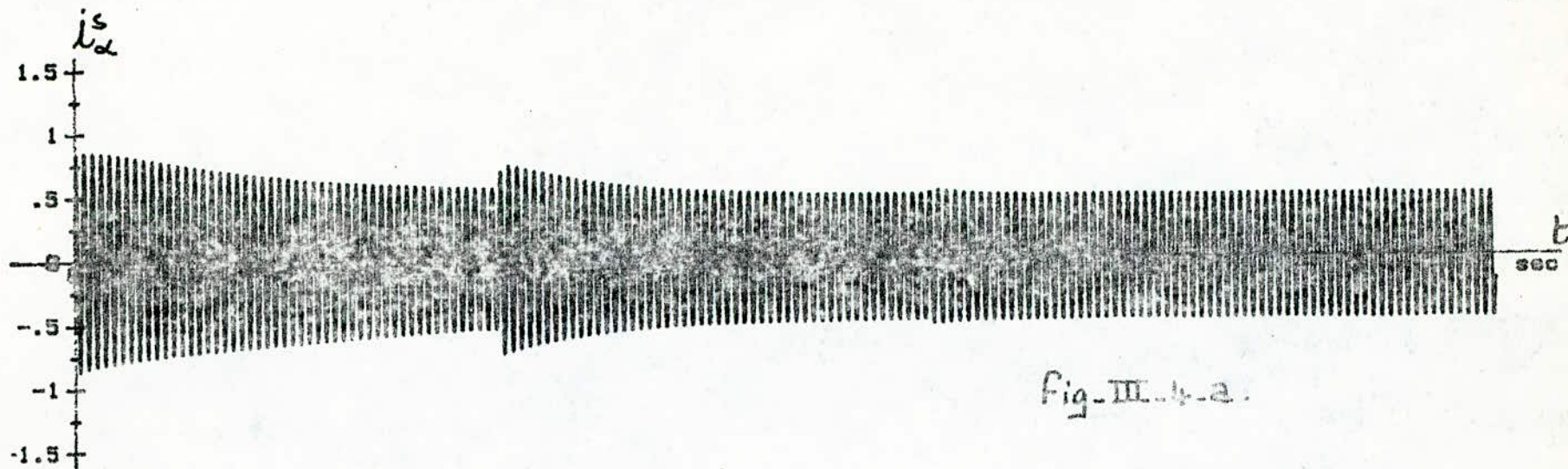


Fig-III-4-a.

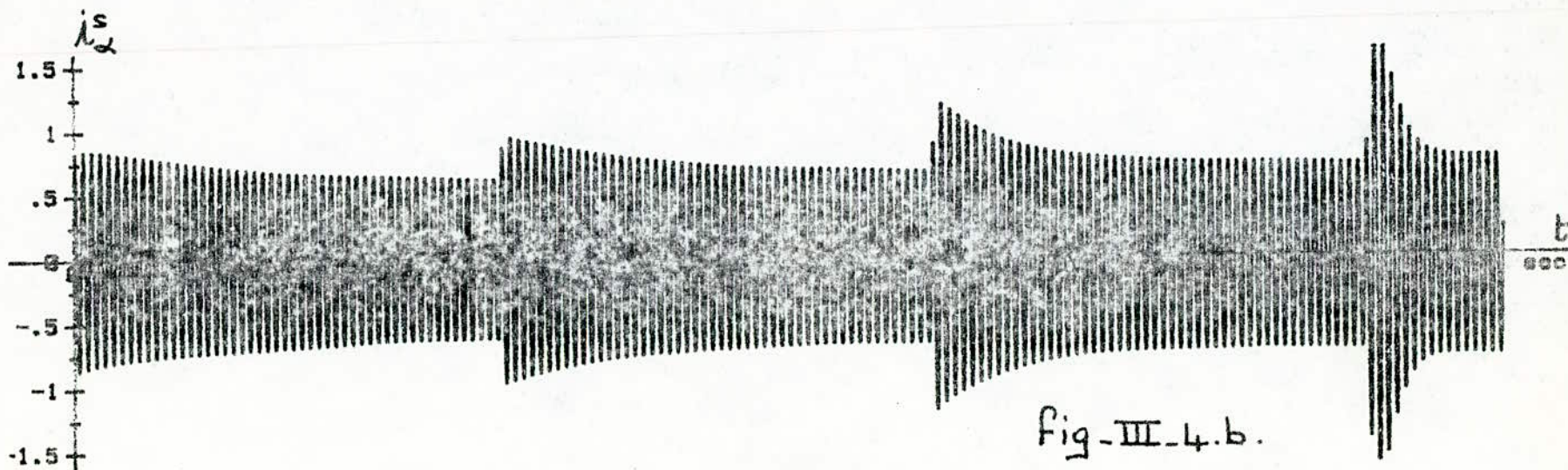


Fig-III-4.b.

DEMARRAGE AVEC RHEOSTAT
 Variation de la composante (i_{α}^s) des courants statoriques

a) A VIDE

b) EN CHARGE

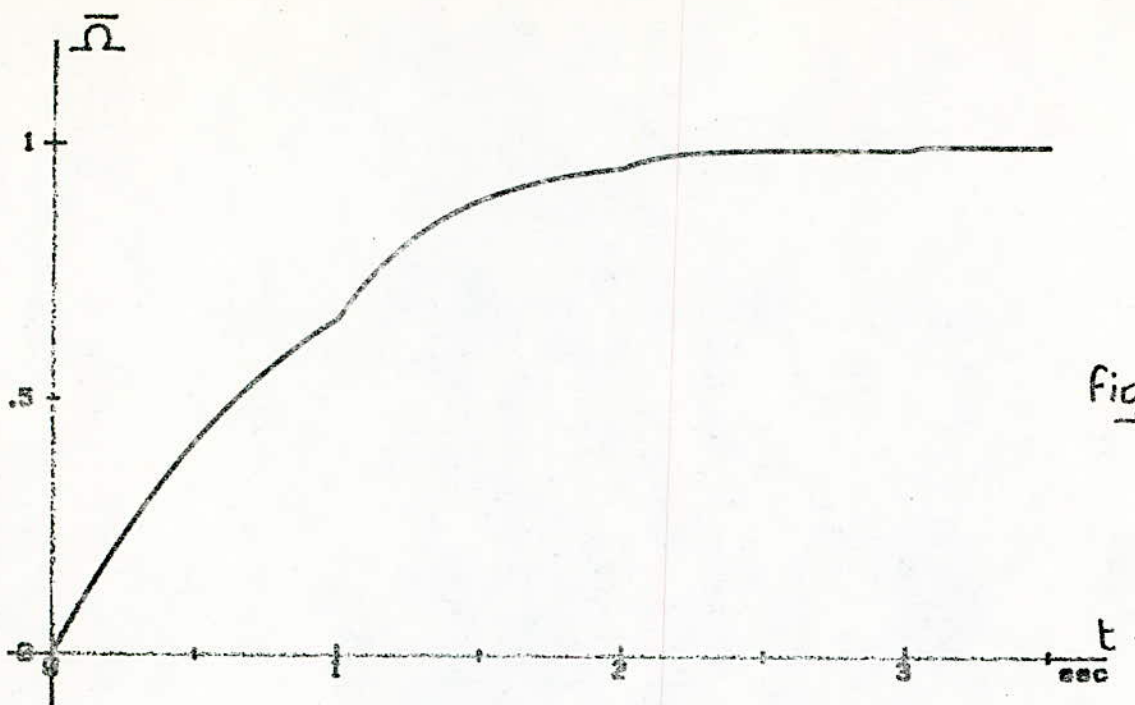


fig. III-4-c

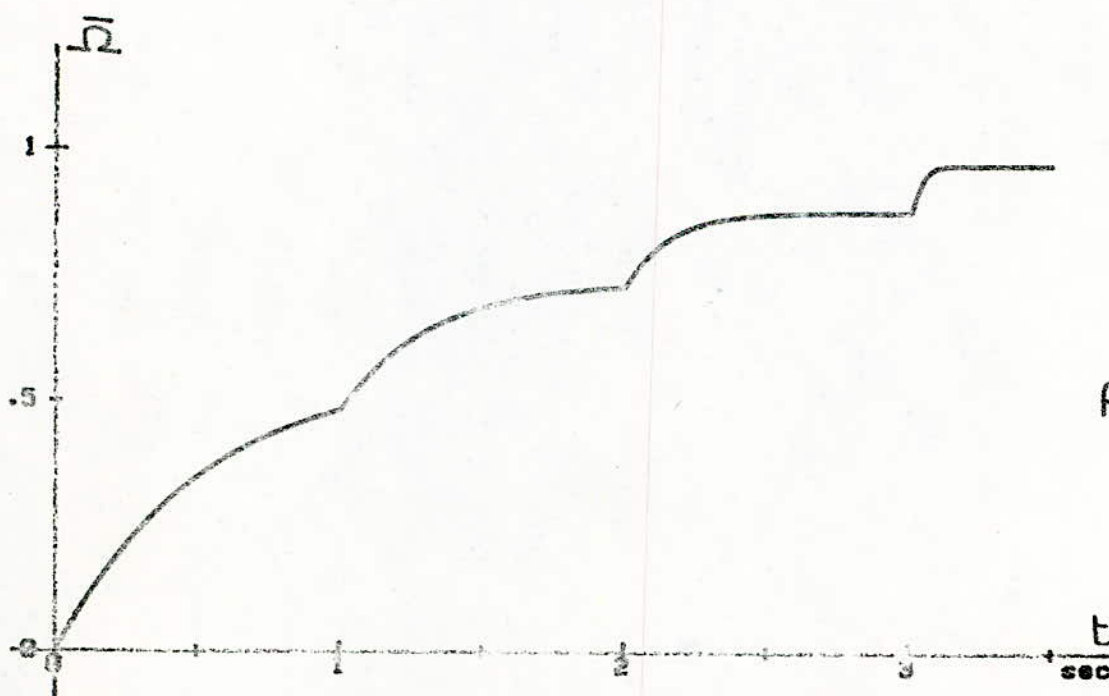


fig. III-4.d.

Démarrage du moteur asynchrone biphasé AVEC RHEOSTAT

Variation de la vitesse

c) A VIDE

d) EN CHARGE

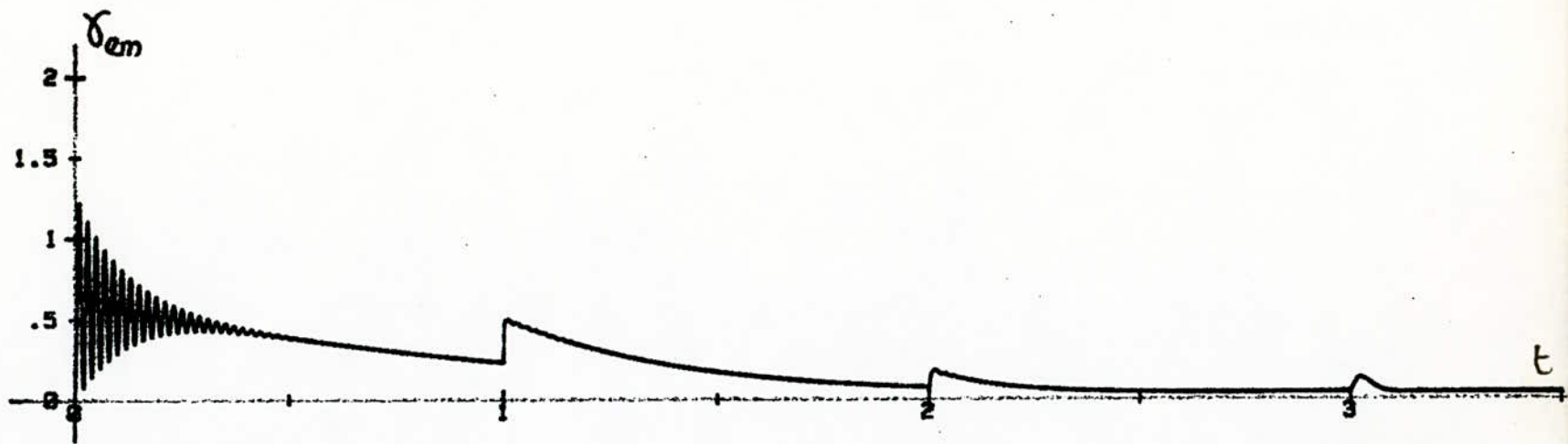


Fig-III-4-e

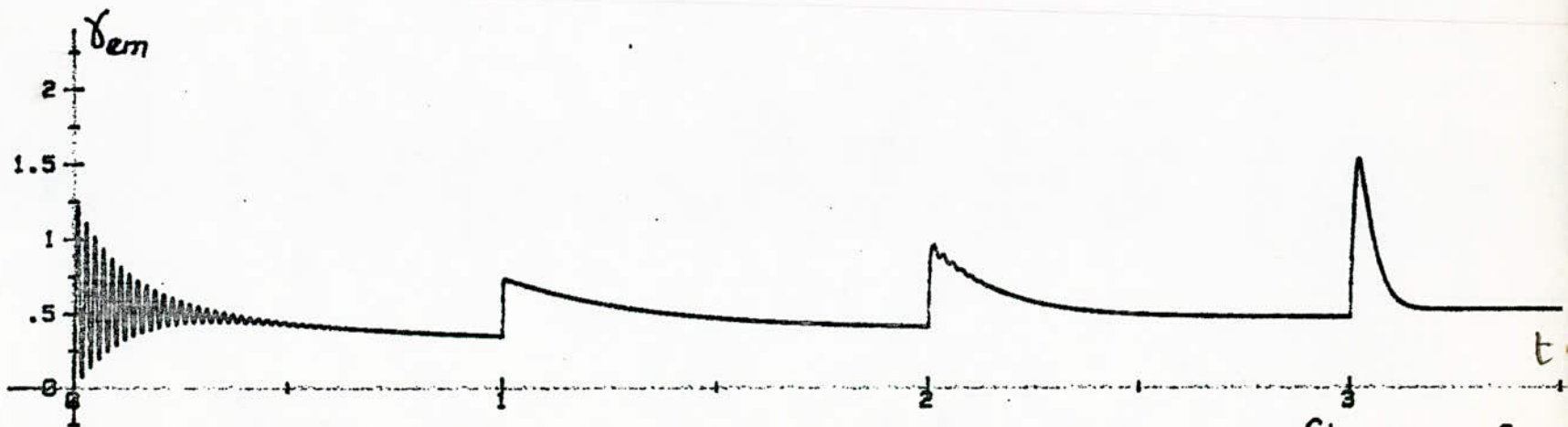


Fig-III-4-f

Démarrage du moteur asynchrone biph AVEC RHEOSTAT

Variation du couple électromagnétique

e) A VIDE

f) EN CHARGE

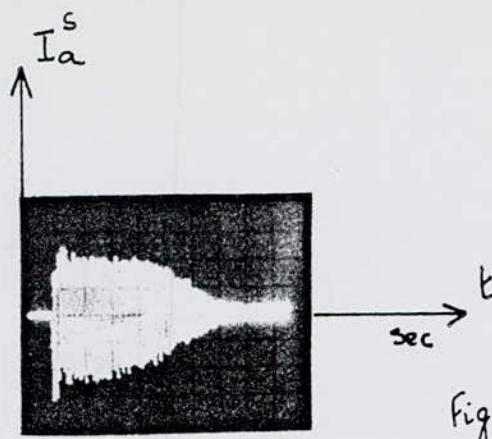


Fig. III. 5. a.

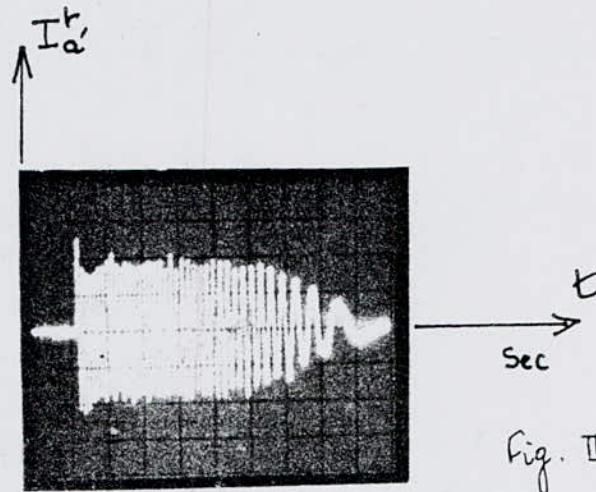


Fig. III. 5. b.

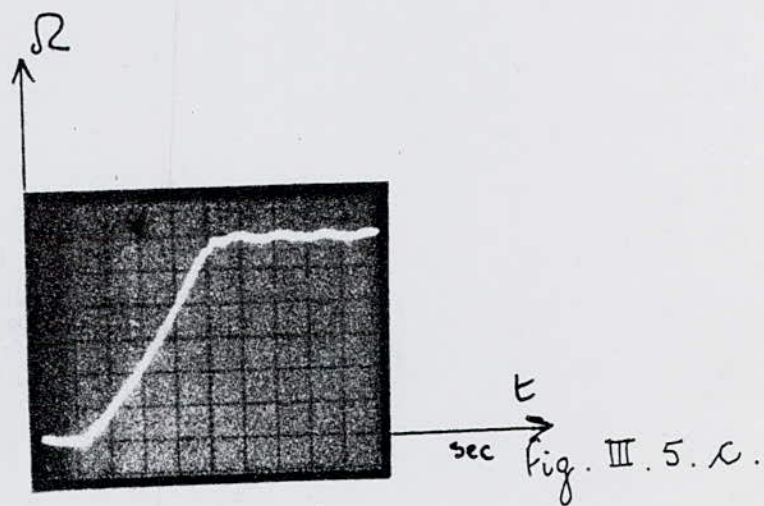


Fig. III. 5. c.

.. Caracteristiques ,enregistrées sur la machine réelle .

III.4. Interprétation des résultats.

Le passage des valeurs réduites aux grandeurs réelles des courants se fait en multipliant par $\sqrt{2} I_n^{r,s}$ la valeur crête de $i_2^{s,r}$ pour obtenir l'amplitude maximale du courant réel $I_a^{s,r}$.

La valeur réelle du couple électromagnétique s'obtient en multipliant la valeur lue de γ_{em} par le couple nominal de référence (Γ_n) égal à 36 m.N.

ainsi, les rapports $\frac{I_a^{s,r}}{I_n^{s,r}}$; $\frac{\Gamma_{em}}{\Gamma_n}$ des grandeurs réelles des courants statiques et rotatifs et du couple électromagnétique présentent respectivement pendant le démarrage sans rhéostat des pointes de l'ordre de 5 et 3 ; et ce indépendamment de la charge . Par ailleurs, les pointes de ces rapports subissent une réduction de l'ordre de 3 pendant le démarrage avec rhéostat .

CHAPITRE IV

Défaut de tension d'alimentation

- Introduction.

Dans ce chapitre, nous allons déterminer le comportement électrique et mécanique du moteur lorsque celui-ci est soumis à un déséquilibre statique où le neutre est non relié.

Ceci est réalisé sous défauts de tension d'alimentation pendant un certain temps au moteur initialement en fonctionnement stationnaire. Les conditions initiales n'étant pas nulles à l'instant initial; celles-ci ont été relevées à vide et en charge à partir de l'établissement du régime permanent des caractéristiques de démarrage.

IV-1 - Défaut d'alimentation, monophasé.

soit: $C.V_a^s$; V_b^s et V_c^s , les tensions du défaut monophasé de la machine réelle triphasée. Ainsi nous représentons les tensions déséquilibrées par la figure ci-dessous.

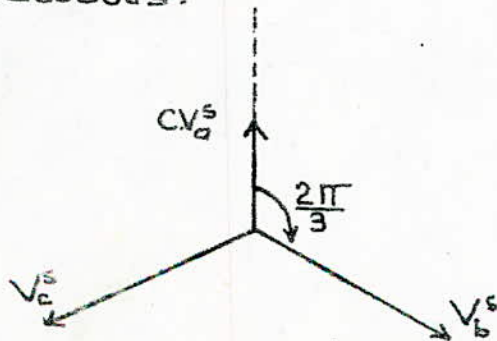


fig-IV-1-

nous avons donc :

$$\begin{pmatrix} C \cdot V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}^s \cdot \begin{bmatrix} C \cdot \cos(T + \phi_s) \\ \cos(T + \phi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(T + \phi_s - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

où C : est un nombre constant qui varie dans l'intervalle $[0; 1]$
par application de la transformation de Concordia "C₃₂", on obtient :

$$\begin{pmatrix} V_a^s \\ V_p^s \end{pmatrix} = \sqrt{3} V_{eff}^s \cdot \begin{pmatrix} \frac{2C+1}{3} \cos(T + \phi_s) \\ \sin(T + \phi_s) \end{pmatrix}$$

d'où l'on obtient une forme adaptable au programme établi, en valeurs réduites :

$$\begin{cases} v_a^s = \frac{2aC+2b}{3} \cos(T + \phi_s) \\ v_p^s = \sin(T + \phi_s) \end{cases} \dots \dots \dots (\text{IV} - 1)$$

avec : $a=1$ et $b=\frac{1}{2}$

Les résultats de calcul pour la coupure de phase ($C=0$) et pour une sous-alimentation ($C=0,5$) sont illustrés par les figures ci-après.

Nous donnerons à la page suivante, l'organigramme de calcul pour les trois cas de déséquilibre ; monophasé ; biphasé et triphasé, sachant que le régime permanent est caractérisé par : $a=\frac{3}{2}$, $b=0$ et $C=1$

Organigramme permettant l'étude du défaut de tension d'alimentation.

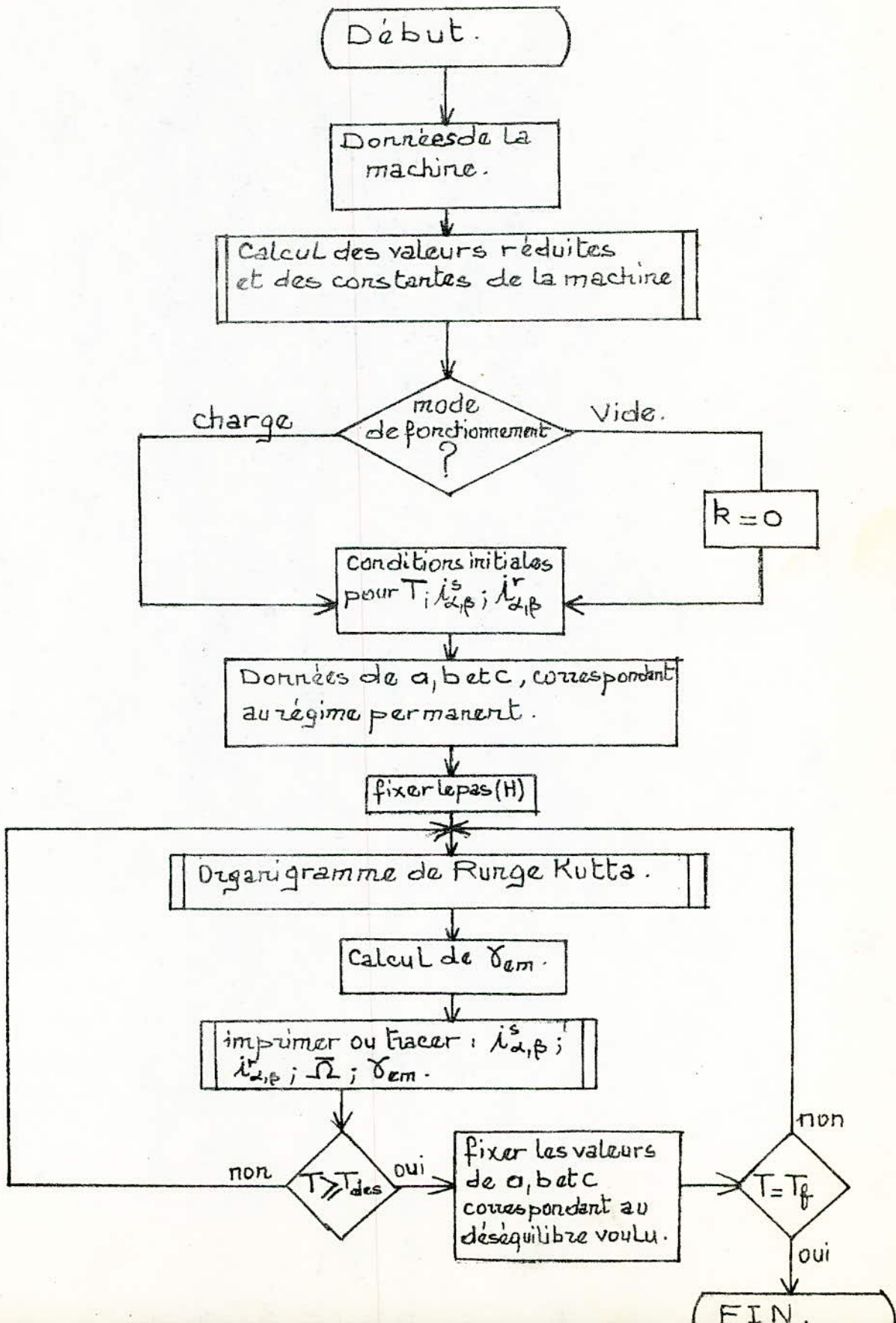


Fig-IV 1. c.

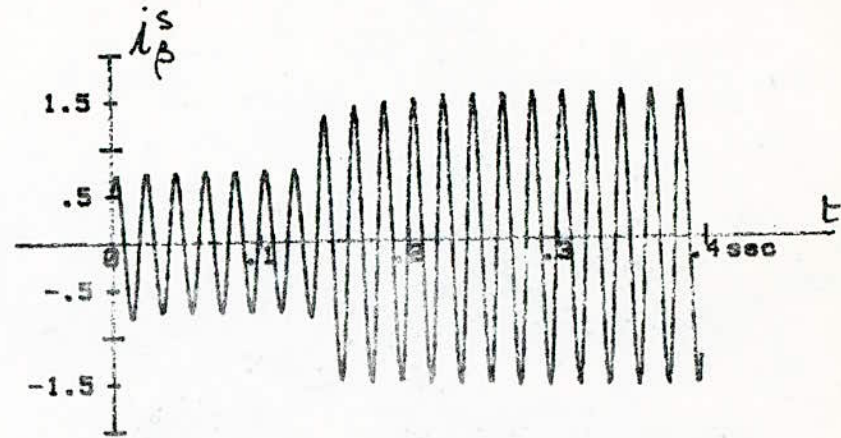
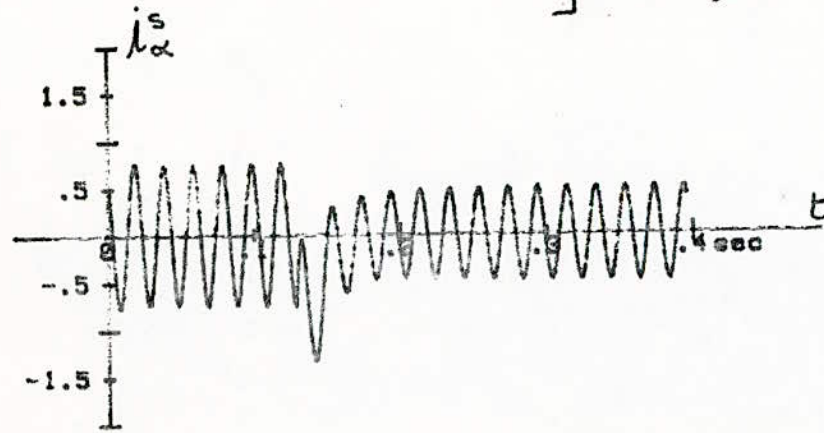
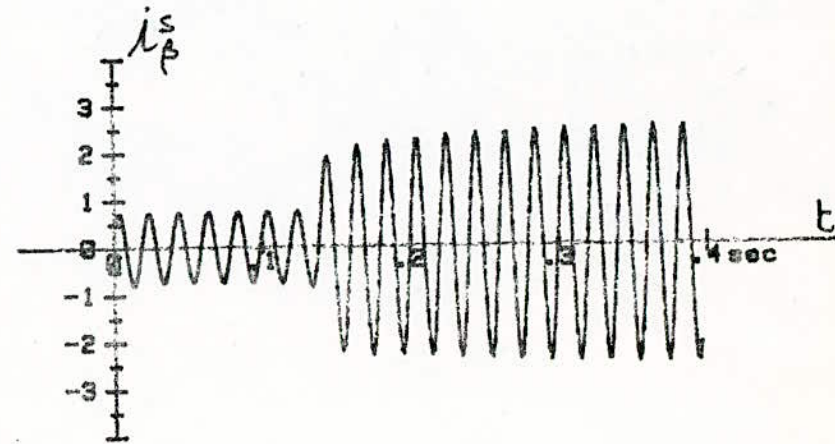
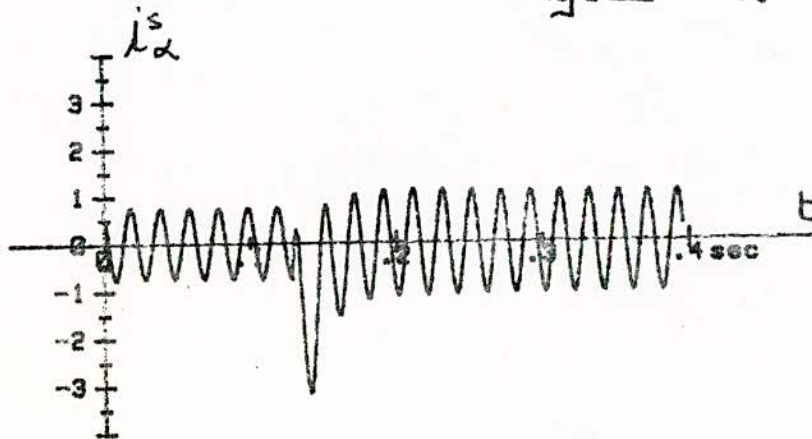


Fig-IV-1. d.



DEFAUT D'ALIMENTATION MONOPHASE, EN CHARGE

Variation des composantes ($i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s$) des courants statoriques

c) pour: $C=0.5$ ET d) $C=0$

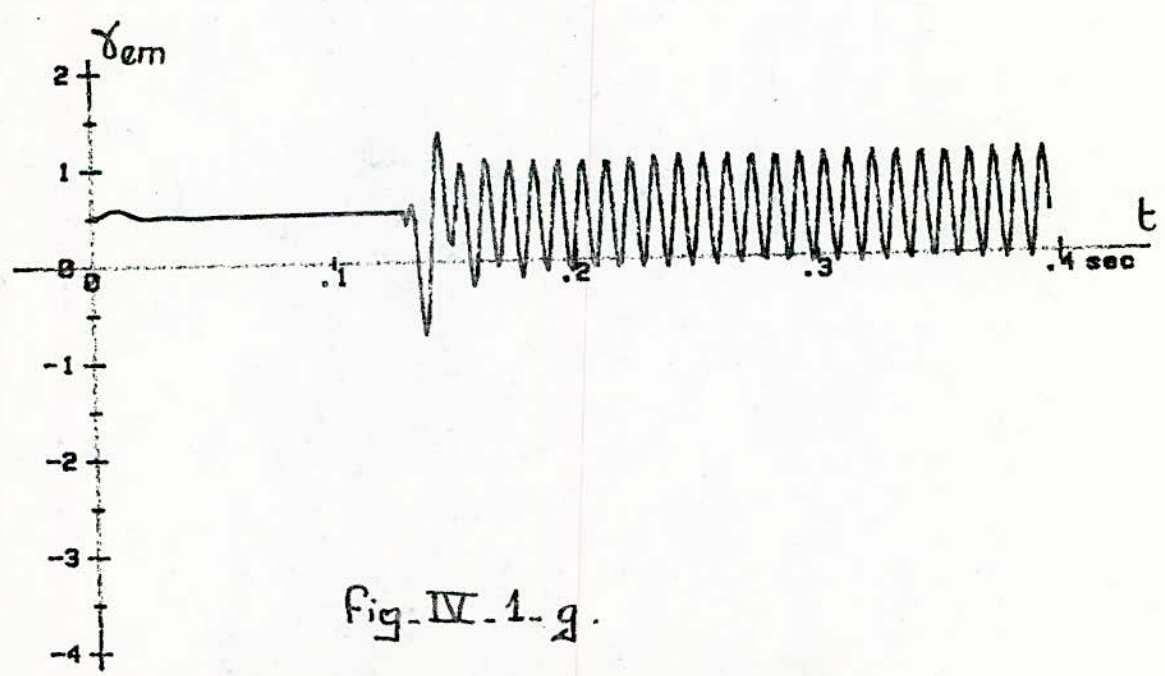
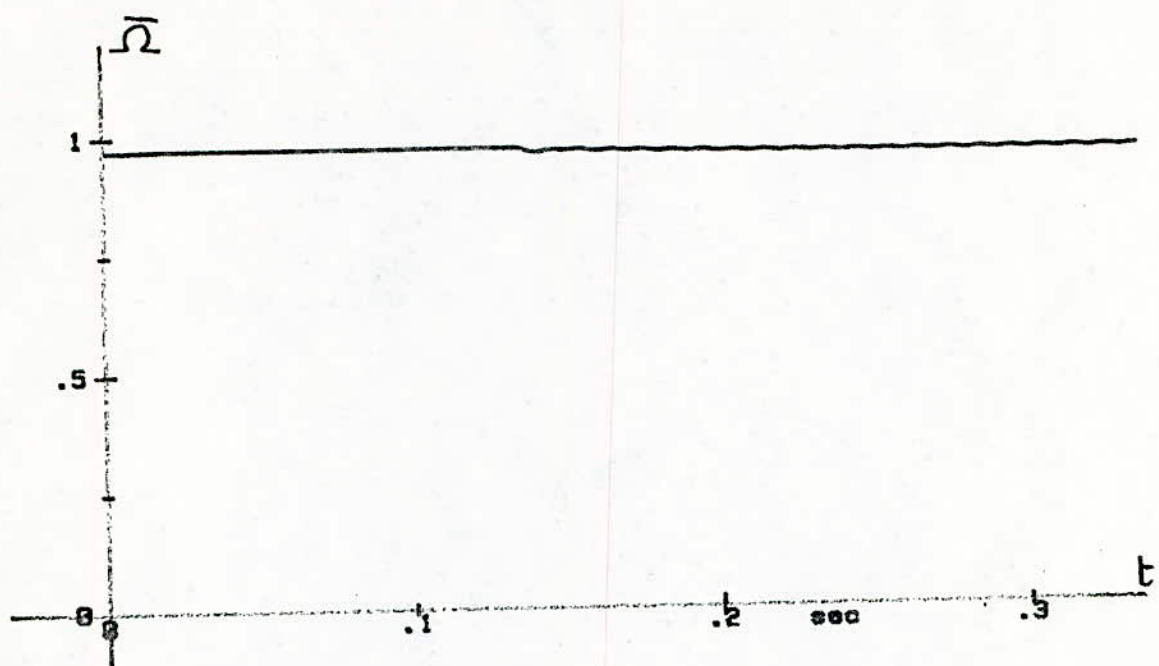


Fig-IV-1-g.

DEFAUT D'ALIMENTATION MONOPHASE, EN CHARGE
Variation de la vitesse et du couple électromagnétique
pour: C=0.5

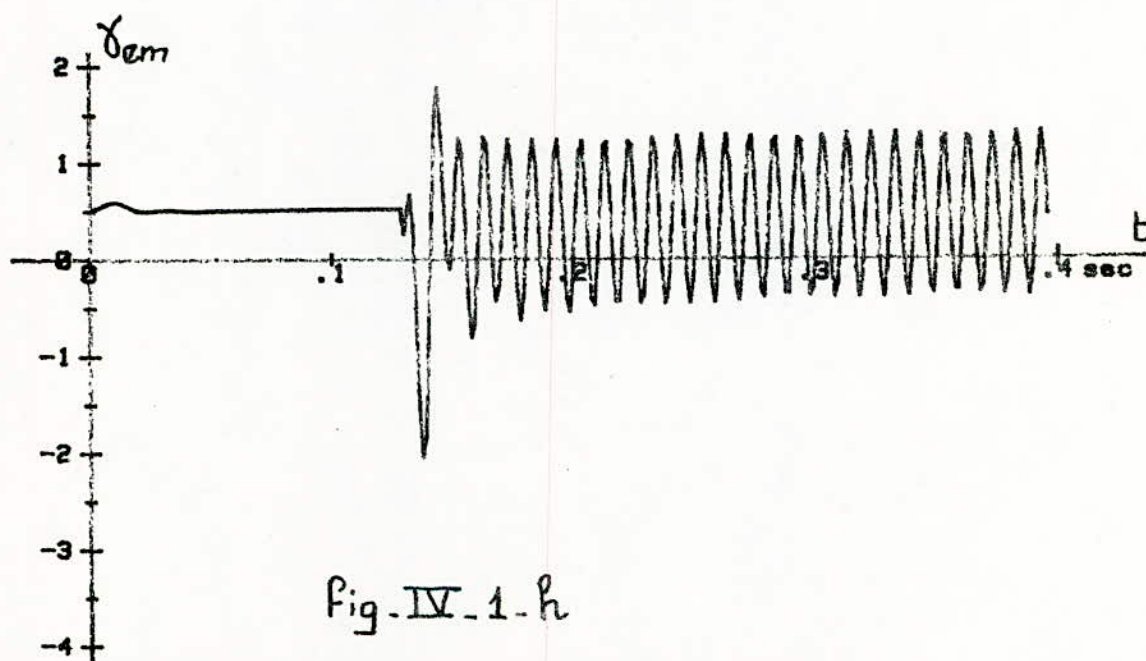
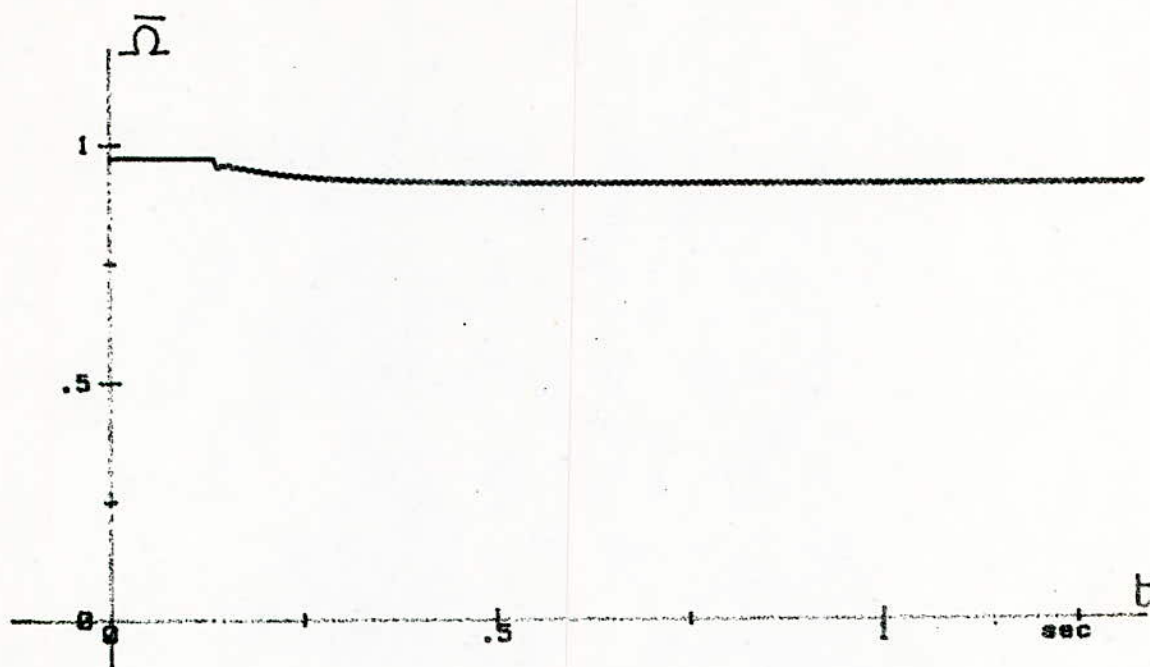


Fig. IV. 1. h

DEFAUT D'ALIMENTATION MONOPHASE, EN CHARGE

Variation de la vitesse et du couple électromagnétique

pour: C=0.

IV.2. Défaut d'alimentation, biphase.

Nous considérons les tensions du défaut biphase de la machine réelle triphasée par :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ C.V_b^s \\ C.V_c^s \end{bmatrix} = \sqrt{2} V_{\text{eff}}^s \cdot \begin{bmatrix} \cos(T + \phi_s) \\ C \cdot \cos(T + \phi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ C \cdot \cos(T + \phi_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

nous les représentons par la figure ci-dessous :

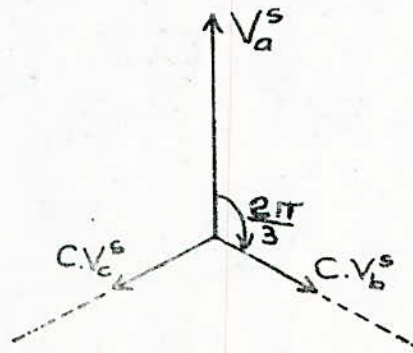


fig-IV-2-

où C : est une constante variant dans l'intervalle $[0; 1]$

Par application de la transformation de Concordia "C₃₂" aux tensions réelles ci dessus ; nous obtenons les valeurs des tensions réduites, biphases équivalentes

$$\begin{cases} V_\alpha^s = \frac{2 \cdot a \cdot C + 2b}{3} \cos(T + \phi_s) \\ V_\beta^s = C \cdot \sin(T + \phi_s) \end{cases} \dots \dots \dots (\text{IV-2}).$$

On représentera uniquement les courbes pour $C=0$ et $C=0,5$; sachant que : $a = \frac{1}{2}$ et $b=1$.

Fig. IV. 2. c

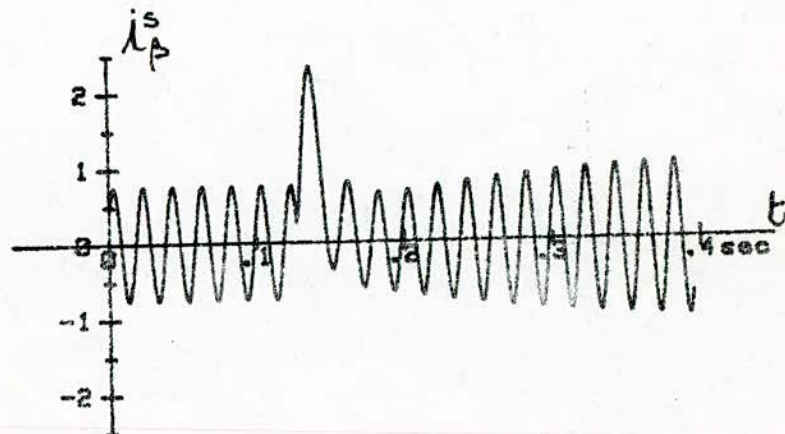
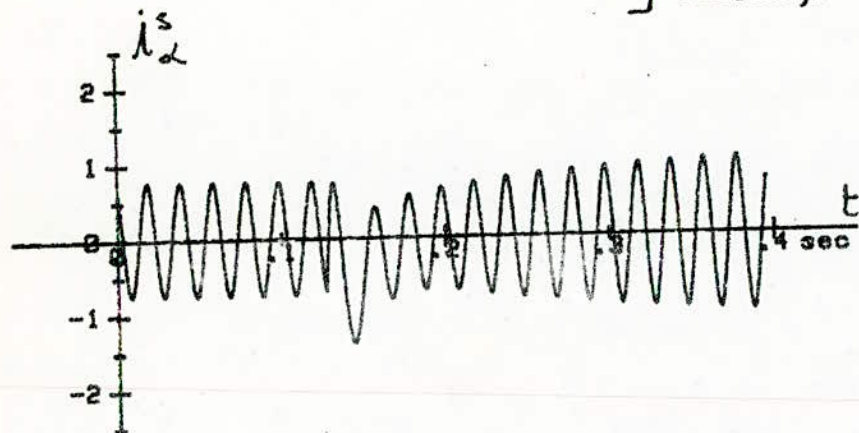
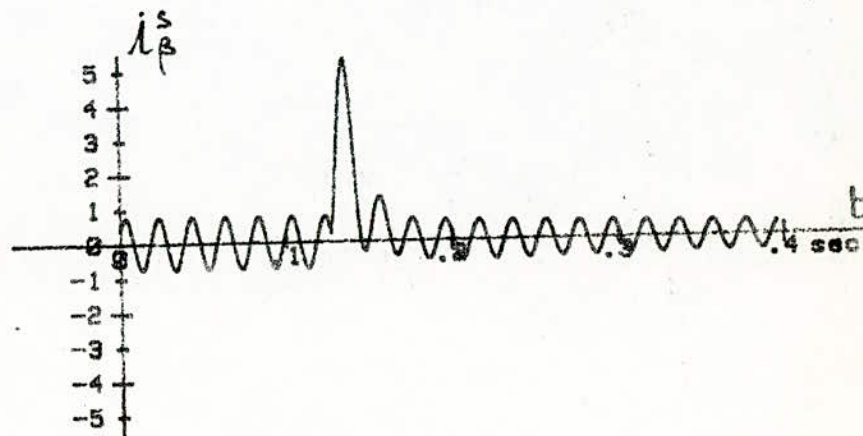
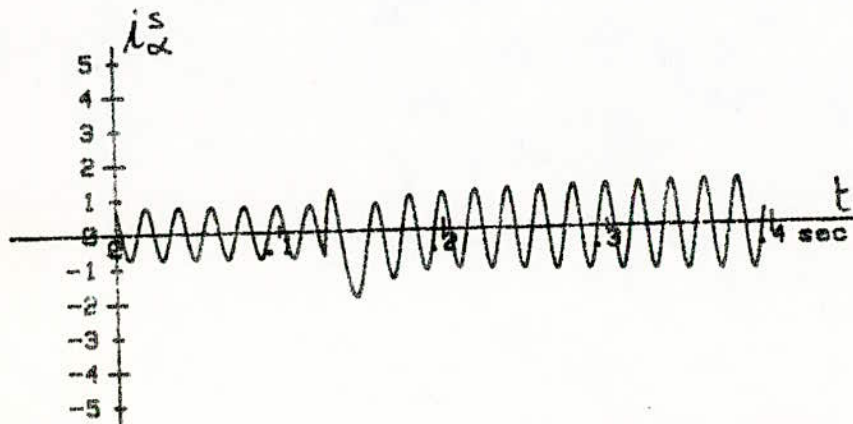


Fig. IV. 2. d.



DEFAUT D'ALIMENTATION BIPHASE, EN CHARGE

Variation des composantes $(i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s)$ des courants statoriques
 pour: c) $C=0.5$ ET d) $C=0$

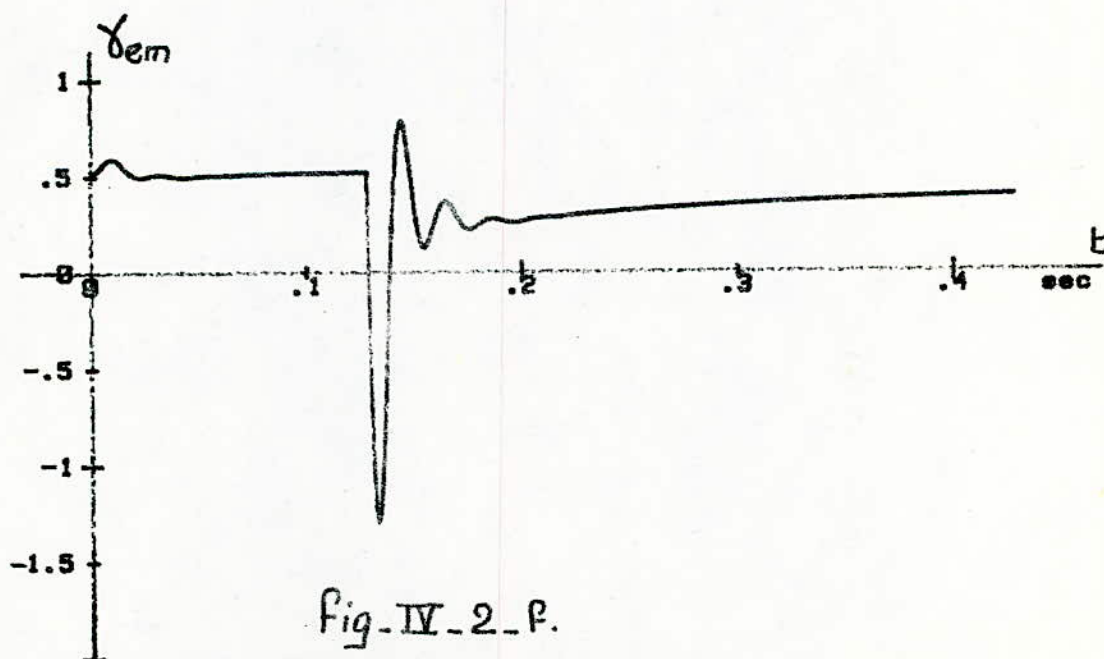
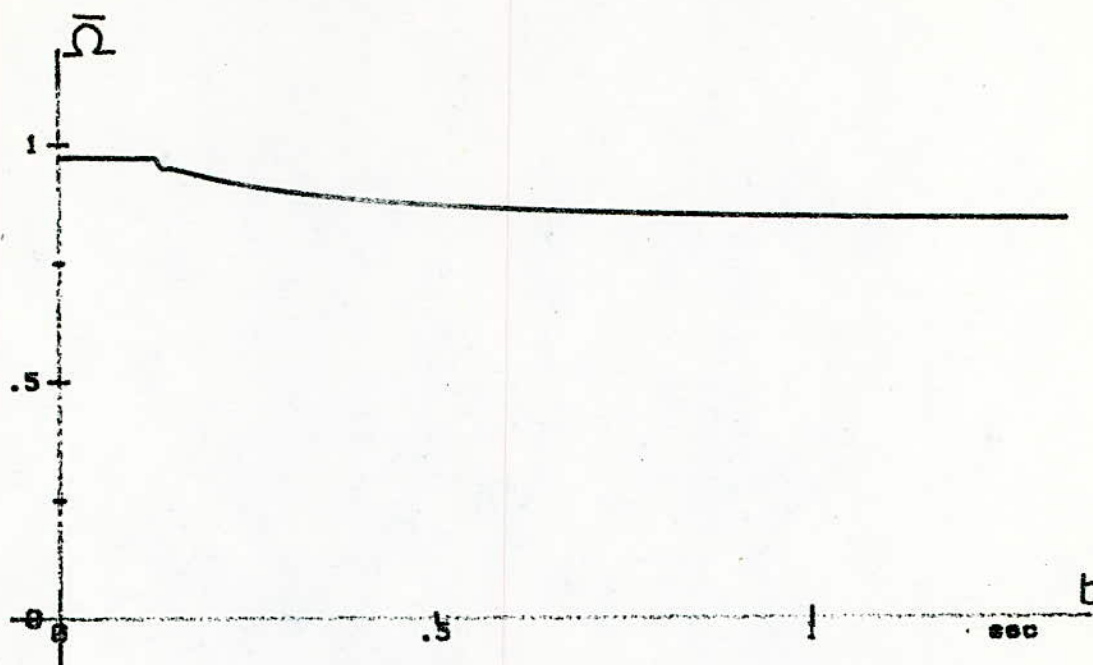


Fig-IV-2-P.

DEFAUT D'ALIMENTATION BIPHASE, EN CHARGE

Variation de la vitesse et du couple électromagnétique

pour: $C=0.5$

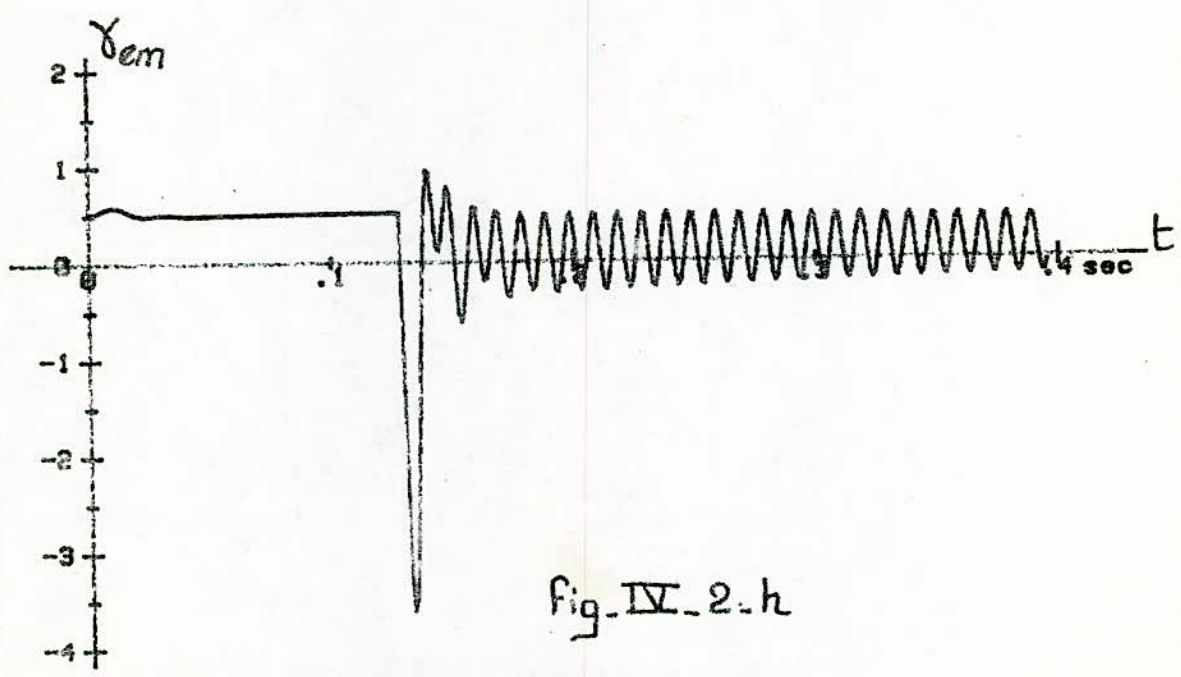
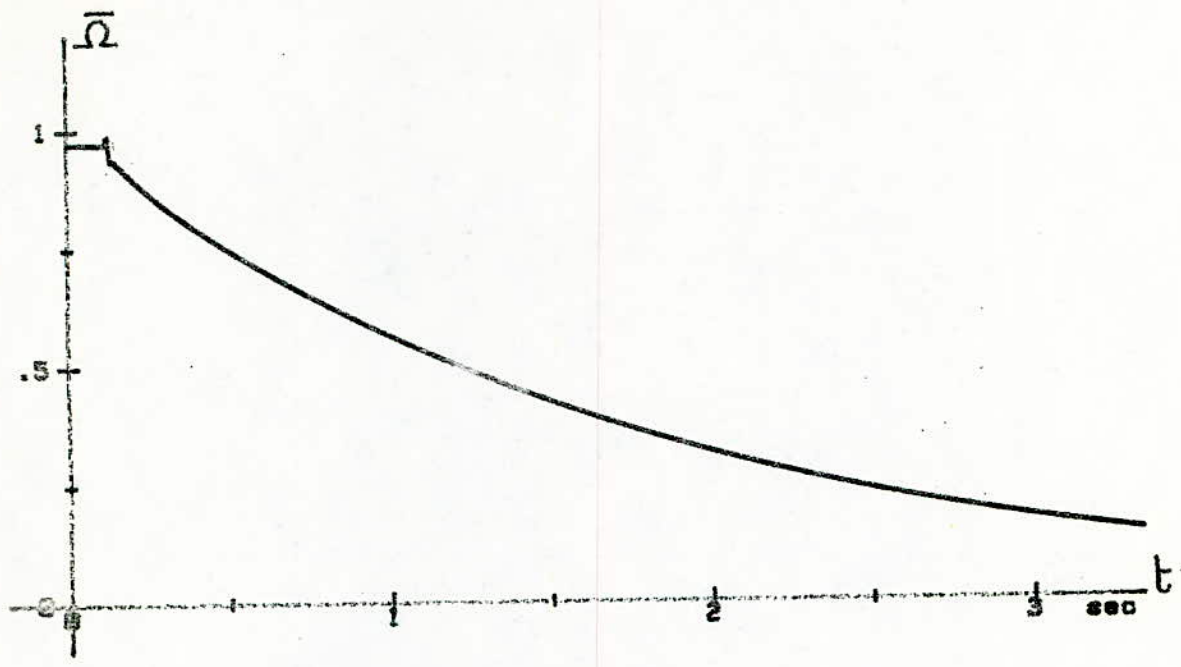


Fig. IV. 2. h

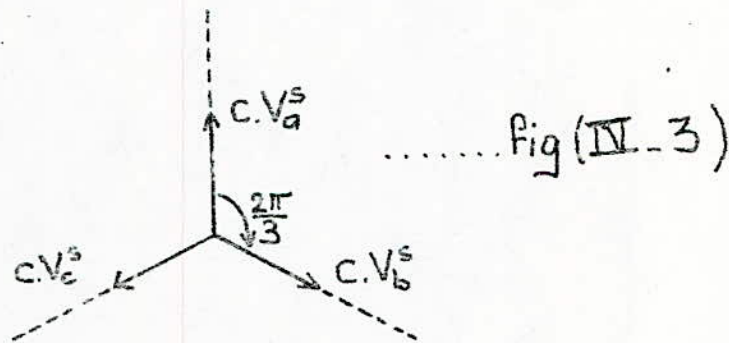
DEFAUT D'ALIMENTATION BIPHASE, EN CHARGE
Variation de la vitesse et du couple électromagnétique
pour: C=0

IV-3 - Défaut d'alimentation, triphasé.

nous considérons les tensions du défaut triphasé de la machine réelle triphasée par :

$$\begin{bmatrix} C.V_a^s \\ C.V_b^s \\ C.V_c^s \end{bmatrix} = \sqrt{3} V_{eff}^s \begin{bmatrix} C.\cos(T + \phi_s) \\ C.\cos(T + \phi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ C.\cos(T + \phi_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

ceci est exprimé par la figure ci-dessous.



avec C variant dans l'intervalle $[0, 1]$

De même, par application de la transformation " C_{32} " aux tensions triphasées réelles ci-dessus ; nous obtenons les expressions des tensions biphasées équivalentes en valeurs réduites.

$$\begin{cases} V_\alpha^s = C.\cos(T + \phi_s) = \frac{2a.C + 2b}{3}.\cos(T + \phi_s) \\ V_\beta^s = C.\sin(T + \phi_s) \end{cases} \dots\dots\dots (IV-3)$$

où : $a = \frac{3}{2}$ et $b = 0$

De même que (IV-2), on représentera uniquement les caractéristiques à vide et en charge pour : $C = 0$ et $C = 0,5$.

Fig-IV-3-c.

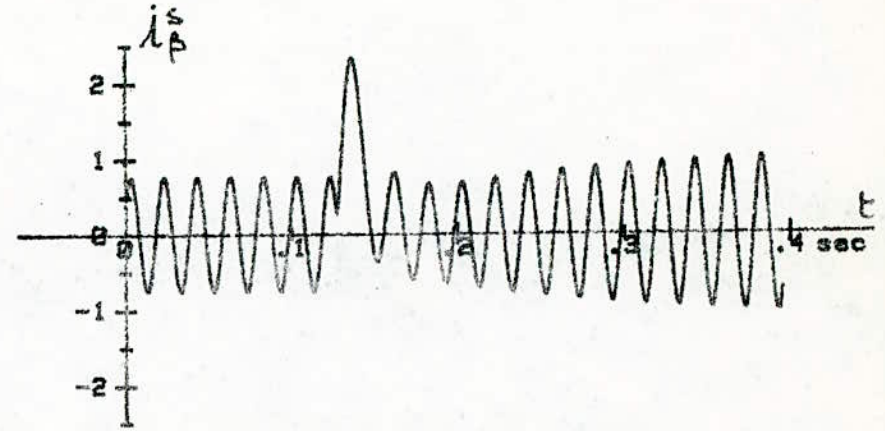
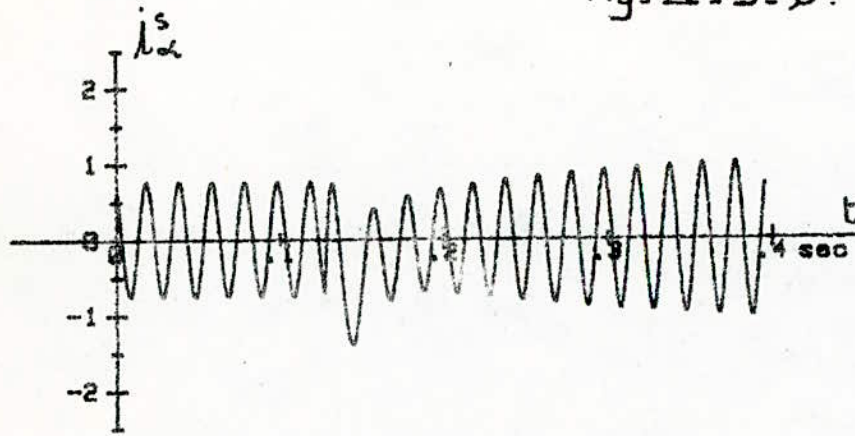
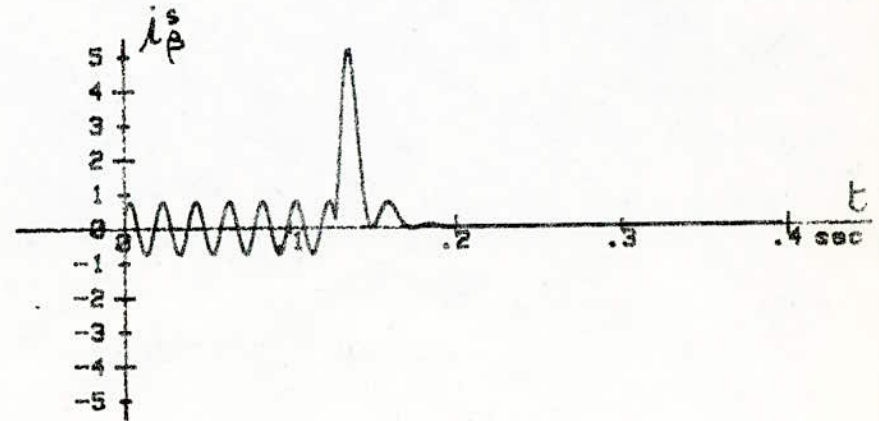
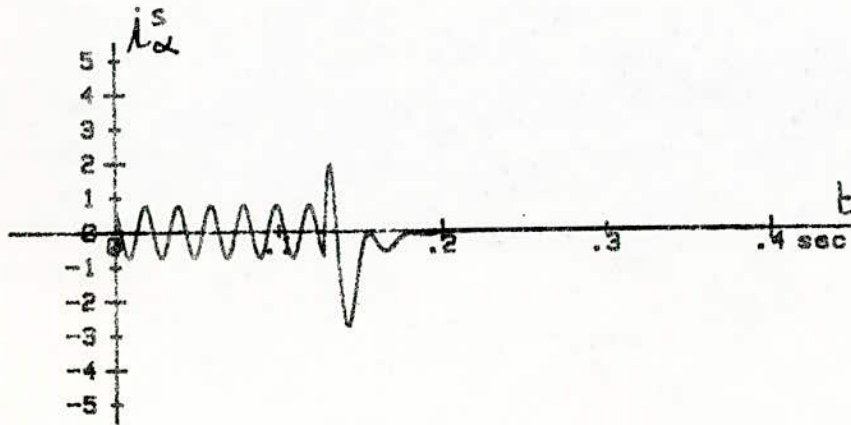


Fig-IV-3-d.



DEFAUT D'ALIMENTATION TRIPHASE, EN CHARGE

Variation des composantes $(i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s)$ des courants statoriques
 c) pour: $C=0.5$ ET d) $C=0$

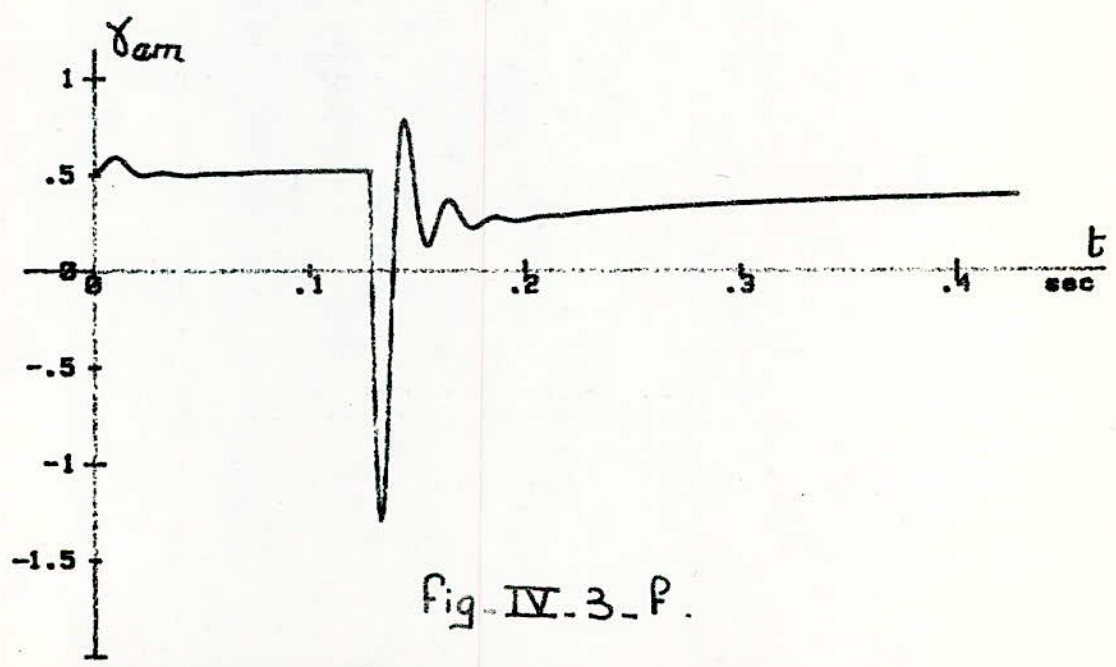
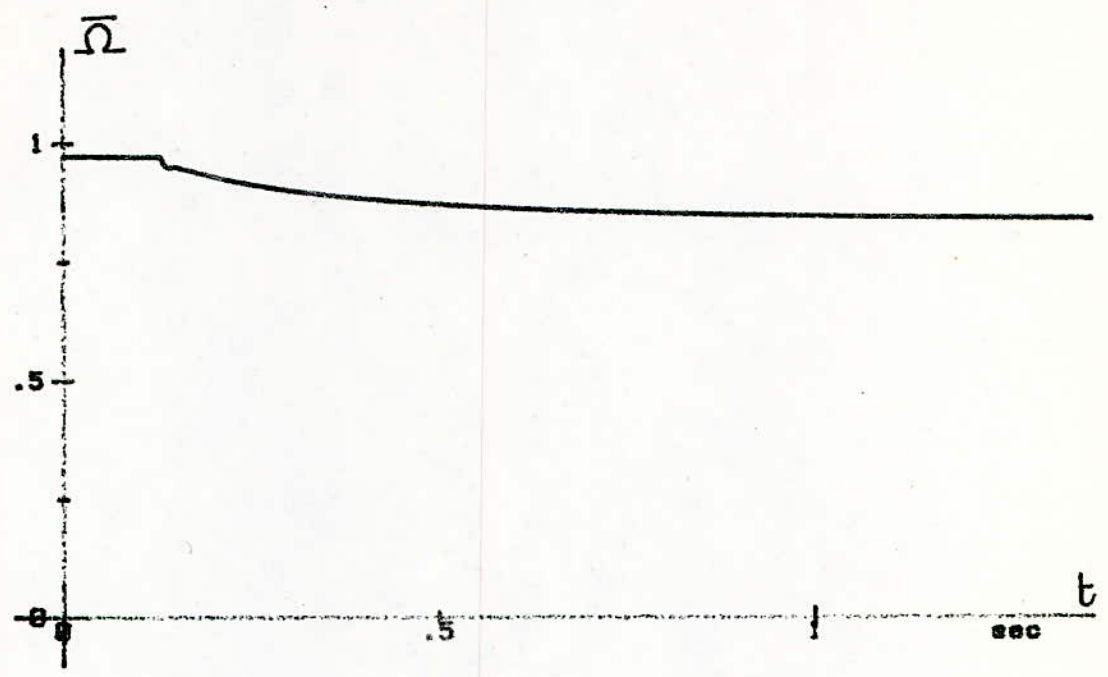


Fig-IV-3-P.

DEFAUT D'ALIMENTATION TRIPHASE, EN CHARGE
Variation de la vitesse et du couple électromagnétique
pour: C=0.5

IV.4. Interprétation des résultats.

Le passage des valeurs réduites aux grandeurs réelles se fait de la même manière que dans le paragraphe III-4.

Le temps de déséquilibre étant fixé à 0,3 secondes ; on constate à l'instant de la coupure ou du défaut de tension que les courants et le couple électromagnétique présentent des pointes importantes allant jusqu'à 5 fois leur valeur nominale ; néanmoins la durée de celles-ci est très faible.

Par la suite, les courants s'établissent à des valeurs ne dépassant pas le double de leur valeur nominale. Par contre dans certains cas notamment des déséquilibres monophasé et diphasé, le couple et la vitesse présentent des oscillations autour du point de fonctionnement du moteur initialement en régime équilibré.

CHAPITRE V

Etude expérimentale

V.1. Introduction.

Dans le but de justifier les résultats obtenus théoriquement et de comparer ceux-ci à ceux obtenus par un essai pratique sur le moteur étudié, nous avons visualisé sur oscilloscope à mémoire les variations des courants statoriques et rotoriques réels et de la vitesse en fonction du temps pendant le démarrage sans rhéostat du moteur à vide.

Le démarrage sans rhéostat n'étant pas possible sous tension nominale, on a réalisé cela sous tension réduite, sachant que le courant statorique est approximativement proportionnel à la tension d'alimentation du moteur.

V.2. Interprétation des résultats.

Les échelles nécessaires à l'interprétation des figures enregistrées en pratique sont obtenues en tenant compte de l'approximation citée en introduction ; Ainsi l'amplitude maximale du courant statorique réel atteint 64 Ampères ; sachant que celle obtenue par simulation est de 60[A] on peut dire alors qu'il y a une bonne concordance entre les résultats obtenus. Néanmoins, le temps d'établissement du régime permanent enregistré en pratique est supérieur à celui prévu par la simulation.

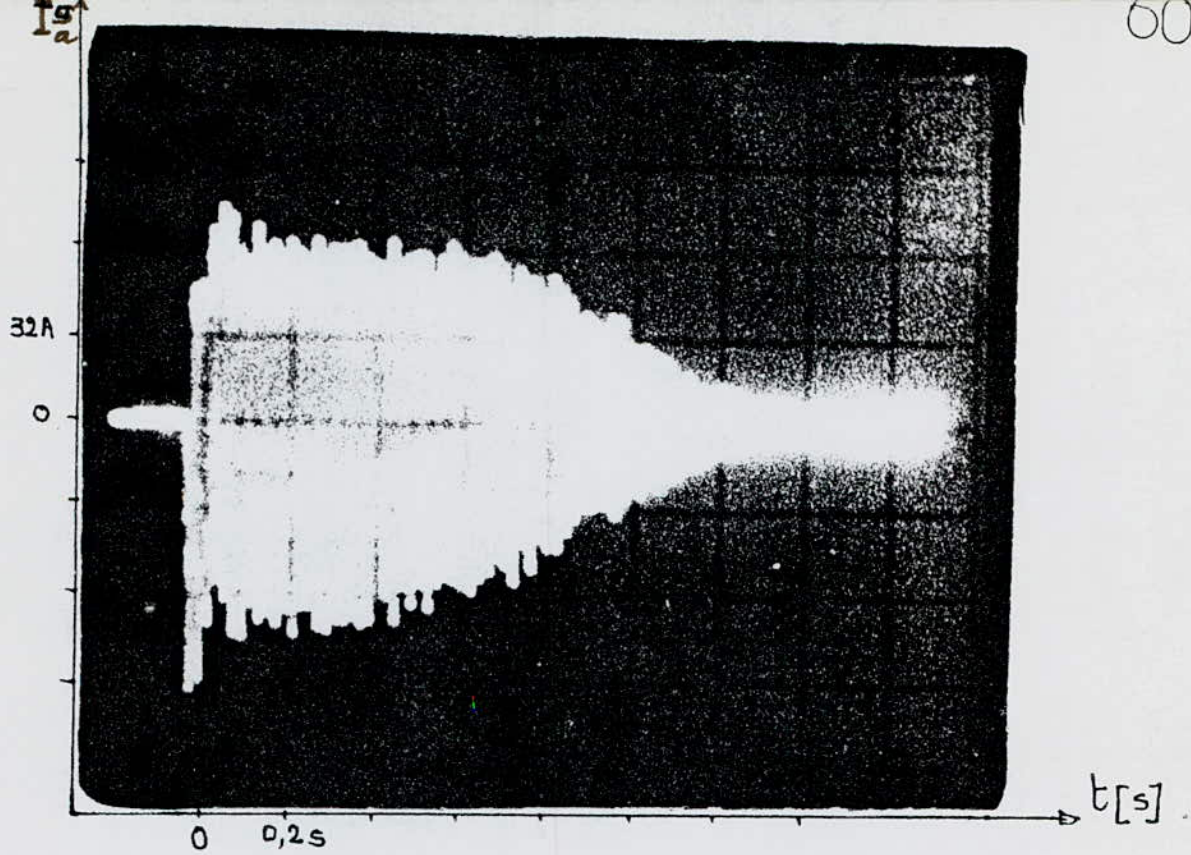


Fig-V-1. Variation du courant statérique à vide.

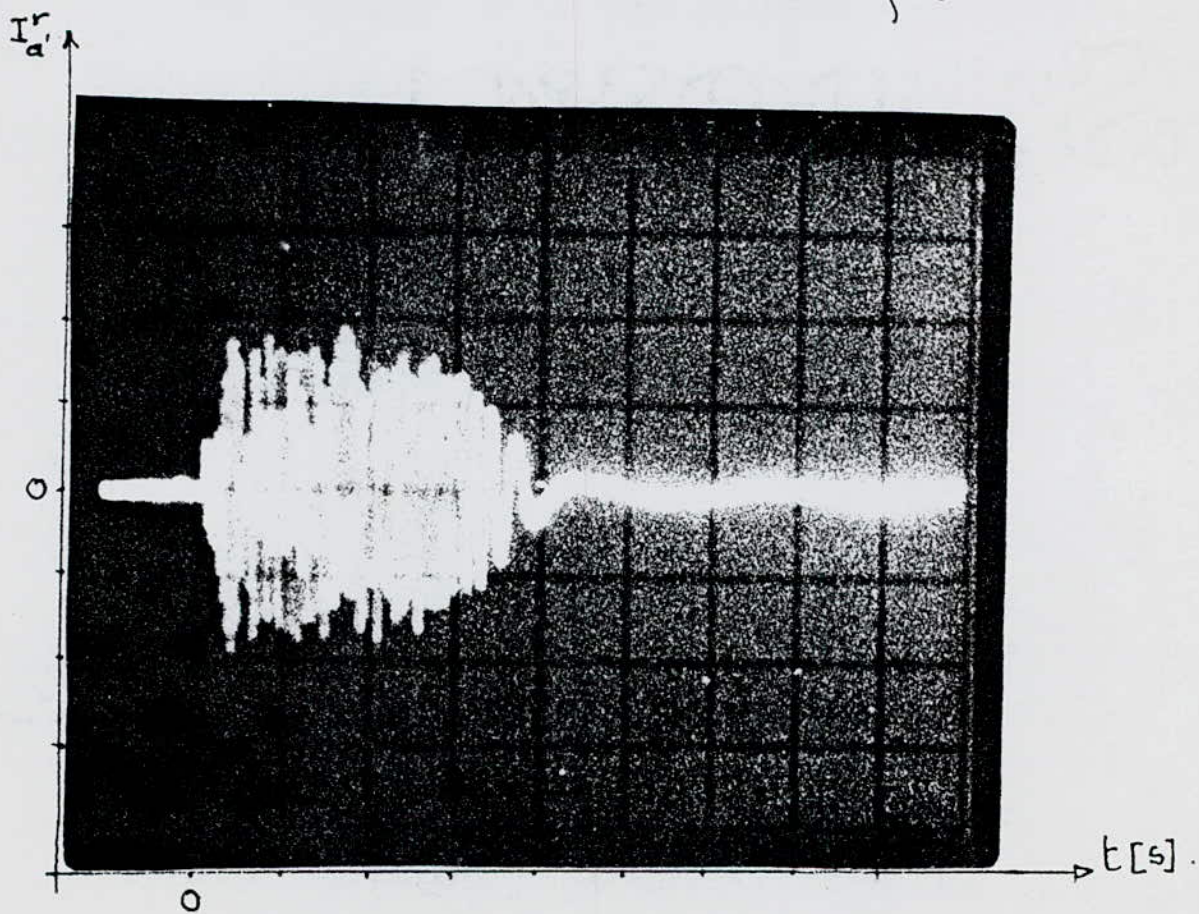


Fig-V-2. Variation du courant rotorique à vide.

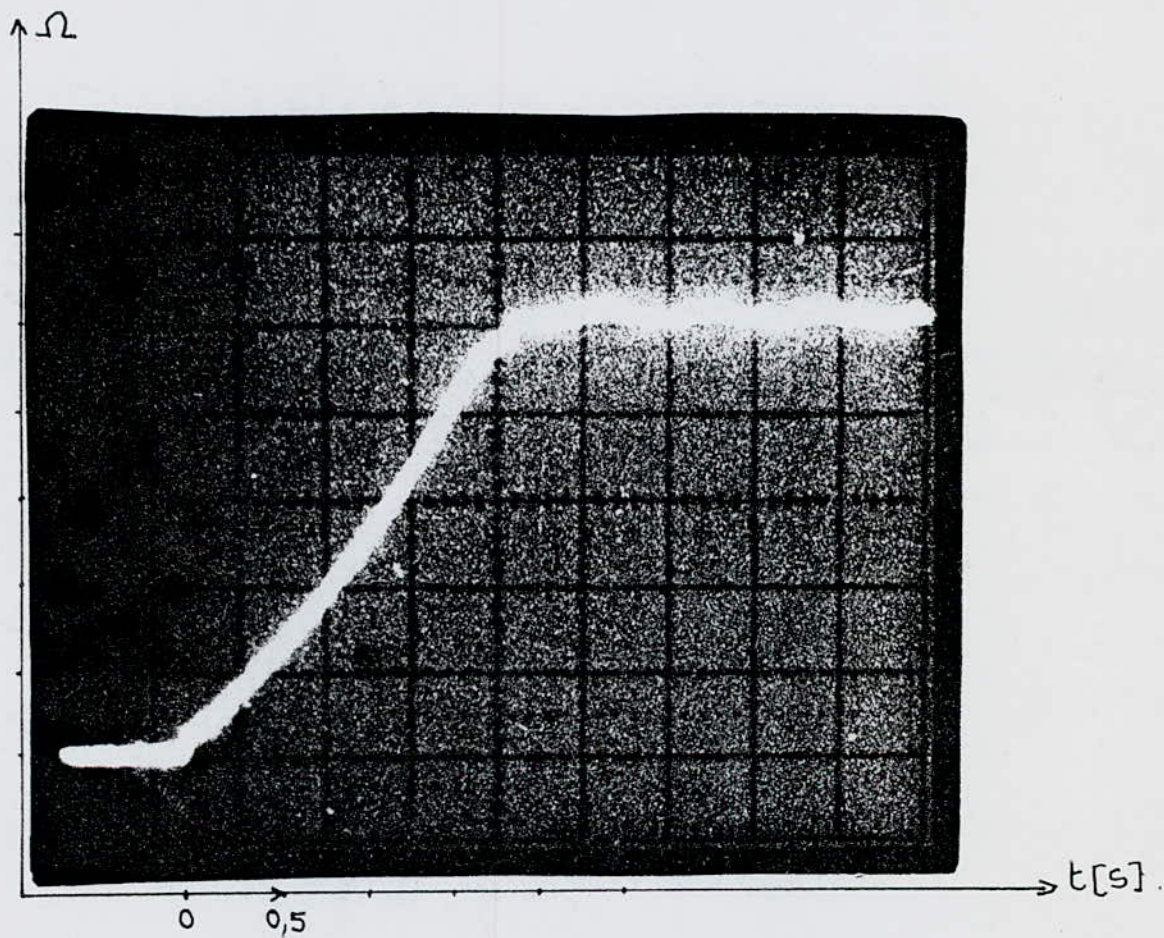


Fig-V-3 - Variation de la vitesse à vide.

CONCLUSION

- L'étude par simulation numérique d'un moteur asynchrone permet une détermination complète des contraintes électriques et mécaniques de celui-ci lors de certains régimes sévères sans autant avoir recours à de manipulations souvent nuisibles à l'état de la machine.
- Nous avons ainsi établi des programmes pouvant s'étendre à l'étude de bon nombre de cas de déséquilibre envisageables pour tous les types de moteurs asynchrones.
- L'évaluation des paramètres du moteur en valeurs réduites rend ceux-ci comparables et plus révélateurs des caractéristiques de fonctionnement.
- La précision donnée par la méthode de Runge-Kutta dépend essentiellement du pas de calcul, par conséquent du nombre de points. Vu le temps d'établissement du régime permanent dans le cas du démarrage et la période des paramètres électriques; le nombre de points est très élevé et nécessite l'utilisation d'un calculateur numérique avec table traçante.
- L'enregistrement sur la machine réelle fonctionnant sous tension réduite, du courant de phase statorique et rotorique et de la vitesse a montré la similitude entre le modèle de connaissance et le système réel.

- Nous espérons ainsi avoir mis à la disposition des étudiants un outil de travail dont les programmes sont enregistrés sur le disque dur du "H.P. 9836" de l'école, sous les noms: "DEM_PFE"; "DES_PFE"; "MOUL" et "DES_ASSAM".

PROGRAMME EN " BASIC " : PERMETTANT L'ETUDE
DU DEMARRAGE SUR H .P : 9836

```

10 - REM PARAMETRE REELS DE LA MACHINE
20 - Poil : Nb de paires de poles
30 - Jinert : Moment d'inertie
40 - Frot : coefficient de frottement
50 - Résist : coefficient du couple résistant.
60 - xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
70 - READ Vsn,Isn,Vrn, Irn, Pol
80 - Read ,Rs, Rr , Ls,Lr, Mm ,Jinert,Frot,Résist
90 - REM Calcul des valeurs Nominales
100 - SN= 3* Vsn* Isn
110 - Oméga = 100 * PI
120 - Gamam = Sn * Pol /Oméga
130 - Zsn = Vsn / Isn
140 - Zrn = Vrn / Irn
150 - Zmm=Vrn/ Ism
160 - *****
170 - Calcul des valeurs réduites
180 - R 1 = Rs / Zsn
190 - R2 = Rr / Zrn
200 - X 1 = Ls * Oméga / Zsn
210 - X2 = Lr* Oméga / Zrn
220 - Xm = Mm * Oméga / ZMm
230 - *****
240 - REM Calcul des Coefficients introduit dans le programme
250 - Sigma = 1 - Xm^2 / ( X1 * X2 )
260 - Coefficient = 1 / ( X1 * X2 * Sigma )
270 - H h = Jinert * Oméga / ( Gamam * Pol )
280 - C c = Résist * Oméga / (Gamam * Pol)
290 - G g = X m (Hh * Oméga)
295 - Ww = Ff / ( Hh * Oméga )
300 - Wr = G c / ( H h * Oméga )
310 - *****
320 - REM Données de la machine à étudier
330 - DATA 220 , 8.54 , 57.70, 32.5,2
340 - DATA 1.12, . 11, .1 70 , .015 , .0470,.135 ,.00812,.114
350- *****
360 - REM Prog démarrage de la machine a tension
      d'Alimentation sinusoidale
370 - Input ( Vide ou charge ), E xp$
380 - IF ex p $ = " Vide " Then 430
390 - IF exp $ =" Charge " Then 460
400 - Print

```

```

410 - Pause
420 - GOTO 370
430 - CF rot = 0
440 - TF = Oméga
450 - Goto 430
460 - CF ROT = Wr
470 - TF = 2 * Oméga
480 - REM Programme Runge - Kutta 4° Ordre
490 - Dim Y (5) , S (5), P(5)
500- READ T , S ( 1 ) , S ( 2 ) , S ( 3 ) , S ( 4 ) , S ( 5 )
510 - DATA 0,0,0,0,0,0
520?- ***** Choix de la courbe à tracer *****
530 - INPUT " COURBE A tracer est ", U
540 - IF U=5 Then Gosub 430
550 - IF U= 1 OR U=2 OR u= 3 Or U=4 And U ( ) 5 And W ( )6
560 - Then Gosub 460
570 - If U = 6 Then Gosub 430
580 - IF U > 6 Then 530
590 - H = 0,5
600 - Comt = 1
610 - If comt = 1 Then 660
620 - FOR J= 1 TO 5
630 - S (J) = Y (J)
640 - Next J
650 - GOTO 690
660 - FOR J=1 TO 5
670 - Y (J) = S (J)
680 - Next J
690 - GOSUB 4130
700 - FOR J= 1 TO 5
710 - P (J) = K (J)
720 - Y(J)= S (J) + 0,5* H* K (J)
730 -Next J
740 - T = T + 0,5 * H
750 - Gosub 4130
760 - For J = 1 TO 5
770 - P (J) = P (J) +2* K(J)
780 - Y (J) = S(J) + 0,5* H * K (J)
790 - Next J
800 - GOSUB 4130

810 - FOR J= 1 TO 5
820 - P (J) = P (J) + 2 * K (J)
830 - Y (J) = S (J) + H * K (J)
840 - Next J
850 - T = T + 0,5 * H
860-- GOSUB 4130
870 - For J = 1 to 5
880 - Y ( J ) = S ( J ) + ( H / 6 ) *(P ( J ) + K ( J ) )

```



```

890 - NEXT J
900 - GAMMA = X m * ( Y ( 2 ) * Y ( 3 ) - Y ( 1 ) * Y ( 4 ) )
910 - ! REM tracé des courbes.
920 - IF U = 5 Then 980
930 - IF U = 6 Then 960
940 - Plot T / ( 100 * Pi ) , Y ( U )
950 - Goto 990
960 - Plot T / ( 100 * Pi ) , Gamma
970 - Goto
980 - Plot T / ( 100 * Pi ) , Y ( 5 )
990 - IF T < T f Then 1060
1000 - Beep
1010 - Print " est il nécessaire d'imprimé ! "
1020 - Print " don't l'affirmative , appuyez ( continue )"
1030 - Pause
1040 - Goto 21 20
1050 - Stop
1060 - Compte = compte + 1
1070 - Goto 610
1080 - ! Subroutine du Prog . principale
1090 - *****
1100 - Equation de fonctionnement du moteur Biphase .
1110 - D'ordre 5 - AXES ALPHA & BETA
1120 - *****
1130 - DIM Z ( 5 ) , K ( 5 )
1140 - V 1 = COS ( T )
1150 - V 2 = SIN ( T )
1160 - FOR J = 1 TO 5
1170 - Z ( J ) = Y ( J )
1180 - NEXT J
1190 - T1 = X m * ( X m * Z ( 2 ) + X 2 * Z ( 4 ) )
1200 - T2 = - X m * ( X m * Z ( 1 ) + X 2 * Z ( 3 ) )
1210 - T3 = - X 1 / X m * T1
1220 - T4 = - T2 * X 1 / X m
1230 - K ( 1 ) = Coef * ( X 2 * V 1 - R 1 * X 2 * Z ( 1 ) + R 2 * X m * Z ( 3 ) ...
... + T 1 * Z ( 5 ) )
1240 - K ( 2 ) = Coef * ( X 2 * V 2 - R 1 * X 2 * Z ( 2 ) + R 2 * X m * Z ( 4 ) ...
... + T 2 * Z ( 5 ) )
1250 - K ( 3 ) = Coef * ( - X m * V 1 + R 1 * X m * Z ( 1 ) - R 2 * X 1 * Z ( 3 ) ...
... + T 3 * Z ( 5 ) )
1260 - K ( 4 ) = Coef * ( - X m * V 2 + R 1 * X m * Z ( 2 ) - R 2 * X 1 * Z ( 4 ) ...
... + T 4 * Z ( 5 ) )
1270 - K ( 5 ) = Gg * ( Z ( 2 ) * Z ( 3 ) - Z ( 1 ) * Z ( 4 ) ) - Ww * Z ( 5 ) - Cfr
... * Z ( 5 )
1280 - Return
1290 - *****
1300 - ! tracé des axes
1310 - *****
1320 - GINIT
1330 - GRAPHIQUE On
1340 - Plotter Is 805 , "HPGL"
1350 - View-Port 10 , 65 , 55 , 90
1360 - ! Tracé de la vitesse
1370 - Window - 0 , 1 , ( Tf / Omega ) + 02 , - 0 , 1 , 1 , 1

```

```

1380 - For I = 1 To 3
1390 - AXES 0 25 , 05 , 0, 0 , 2 , 2,1
1400 - NEXT I
1410 - LORG 6
1420 - CSIZE 1,5
1430 - For I= 0 to TF / Oméga Step 0,5
1440 - Move I , 0
1450 - LABEL I
1460 - NEXT I
1470 - CSIZE I,5
1480 - Lorg 8
1490 - For I = 0 to 1 STEP 0,5
1500 - Move 0,I
1520 - LABEL I
1520 - NEXT I
1530 - Lorg 6
1540 - CSIZE 1,5
1550 - Move Tf / Oméga, 0
1560 - LABEL " SEC "
1570 - Move 0,0
1580 - Return
1590 - !Tracé des courants
1600 - Ginit
1610 - Graphics on
1620 - Plotter is 805 , " HPGL"
1630 - Wiewport 72 ,114,30 ,53
1640 - Window - 0,1 , TF / Oméga , - 2 ,4,2,4
1650 - For I = 1 To 3
1660 - AXES 0,25, 0,25 , 0,0, 2,2,1
1670 - NEXT I
1680 - Lorg 6
1690 - CSIZE 1,5
1700 - For I = 0 To TF / Oméga Step 0,5
1710 - Move I ,0
1720 - LABEL , I
1730 - NEXT I
1740 - Lorg 8
1750 - CSIZE 1,5
1760 - For I = - 2 To 2
1770 - Move 0,1
1780 - LABEL I
1790 - NEXT I
1800 - IF W = 6 Then 2080
1810 - CSIZE 1,5
1820 - Lorg 6
1830 - Move T f / Oméga , 0
1840 - LABEL " Sec "
1850 - Mové 0,0
1860 - Return
1870 - ! tracé du couple
1880 - Ginit
1890 - GRAPHICS ON
1900 - Plotter Is 805 , " HPGL "
1910 - Viewport 10 , 65,15,52
1920 - Window - 0,1 , TF / Oméga , - 1,2, 4
1930 - AXES 0,25 , 0,25 ,0,0,2,2,1
1940 - Lorg 6
1950 - CSIZE 1,5

```

```

1960--FOR I=0 TO Tf/Omega Step 0.5
1970 -MOVE I,0
1980--LABEL I
1990--NEXT I
2000--CSIZE 1.5
2010 -LORG 8
2020- FOR I = - 1 to 2 Step 0 ,5
2030 - Move 0,I
2040 - LABEL I
2050 - NEXT I
2060 - Lorg 6
2070 - CSIZE 1,5
2080 - Move Tf / Oméga, 0
2090 - LABEL " SEC "
2100 - Move 0,0
2110 - Return
2120 - Ginit
2130 - Graphics on
2140 - Plotter is 805 , " Hp GL "
2150 - Viewport 10,70, 0,15
2160 - Lorg 2
2170 -CSIZE 1.5
2180--MOVE 10,12
2190 -LABEL "Demarrage du moteur Asyn..Biphase A Vide "
2200 -LABEL "Variation de la vitesse et du couple Electromagnétique"
2210 -LABEL "Varition de composantes( , ) des courants Statorique
2220 -LABEL "ET Rotorique."
2230 -MOVE 35,25
2240 -LORG 2.5
2250 -CSIZE 1.6
2260 -LABEL " A VIDE ; EN CHARGE "
2270 -END

```

N.B / Programme enregistré sur le disque dur du B H.P.9836"
sous le nom : "DEM_PFE" ; au centre de calcul
de L'E.N.P.A à El Harrach ...

ANNEXE 2

BIBLIOGRAPHIE.

- [1] G. Segquier ; F. Notelet ; J. Lesenne
« Introduction à l'électrotechnique approfondie »
Edition: Technique et documentation (Année 1981).
- [2] F. Cahen .
« Machines tournantes à courants alternatifs »
Edition: Gautier-Villars - (Année 1970) (Tome IV)
- [3] P. Barret .
« Régimes transitoires des machines tournantes électriques. »
Edition: Eyrolles - (Année 1982)
- [4] G. Segquier , F. Notelet .
« Electrotechnique Industrielle »
Edition: Technique et documentation
- [5] R. Théodor.
« Initiation à l'analyse numérique »
Edition: Masson ; (Année 1982)
- [6] P. Florent ; G. Lavton ; M. Lavton .
« Equations et systèmes différentiels »
Edition : Vuibert (Année 1978) (Tome IV)

[7] .A. Fergani .

« Simulation des machines à induction, alimentés
à fréquences variables »

Projet de fin d'étude ; E.N.P juin 1975 .

[8] .H. Klahi

« Etude par simulation numérique du moteur
asynchrone en régime variable . »

Thèse du Docteur-Ingenieur (Nancy) .

