

UNIVERSITE D'ALGER

14/75

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

lex

DEPARTEMENT ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكنية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكنية

SIMULATION DES MACHINES
A INDUCTION ALIMENTEES
A FREQUENCE VARIABLE

Proposée par

Etudiée par

M^r René LEDŒUF

M^r Abdélaziz FERGANI

JUIN 1975

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES

**SIMULATION DES MACHINES
A INDUCTION ALIMENTEES
A FREQUENCE VARIABLE**

Proposée par

M^r René LEDŒUF

Etudiée par

M^r Abdélaziz FERGANI

JUIN 1975

O
* A mes parents ,
*
* A mon oncle BENHORRA BACHIR.
*

AVANT-PROPOS

-o-o-o-

Cette étude a été réalisée au centre de calcul du C.E.R.I. à cause de l'indisponibilité de l'ordinateur de notre Ecole.

- Que Monsieur R. Le Duff trouve ici mon entière reconnaissance pour m'avoir suivi de près tout le long de ce travail.

- Que tout le personnel du centre de calcul du C.E.R.I. trouve ici mes remerciements pour son aimable collaboration

- Qu'il me soit permis de remercier tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

I N T R O D U C T I O N .

=====

Dans l'industrie, le réglage de la vitesse des machines électriques est un grand problème. L'apparition des convertisseurs statiques facilite beaucoup les commandes des machines électriques asynchrones alimentées à fréquence variable. Ces convertisseurs, de plus en plus utilisés nous permettent d'obtenir des tensions à fréquence variable et de fait, on peut faire varier la vitesse d'une machine asynchrone donnée. En conséquence, nous avons besoin de simuler la machine asynchrone à fréquence variable en régimes transitoire et permanent. Simuler une machine électrique revient à connaître les valeurs des courants de phases de la machine à chaque instant, ainsi que le couple électromagnétique qu'elle développe. L'utilisation des ordinateurs digitaux facilite l'étude des régimes de fonctionnement de la machines. Mais, il faut faire attention à la sélection de la méthode de calcul afin d'optimiser la solution, c-à-d de maximiser la précision de calcul et minimiser son temps.

Des études récentes montrent que la machine asynchrone alimentée à fréquence variable admet des zones d'instabilité . Il serait intéressant de savoir comment se manifeste cette instabilité de la machine .

E Q U A T I O N S G E N E R A L E S D E S
M A C H I N E S A I N D U C T I O N

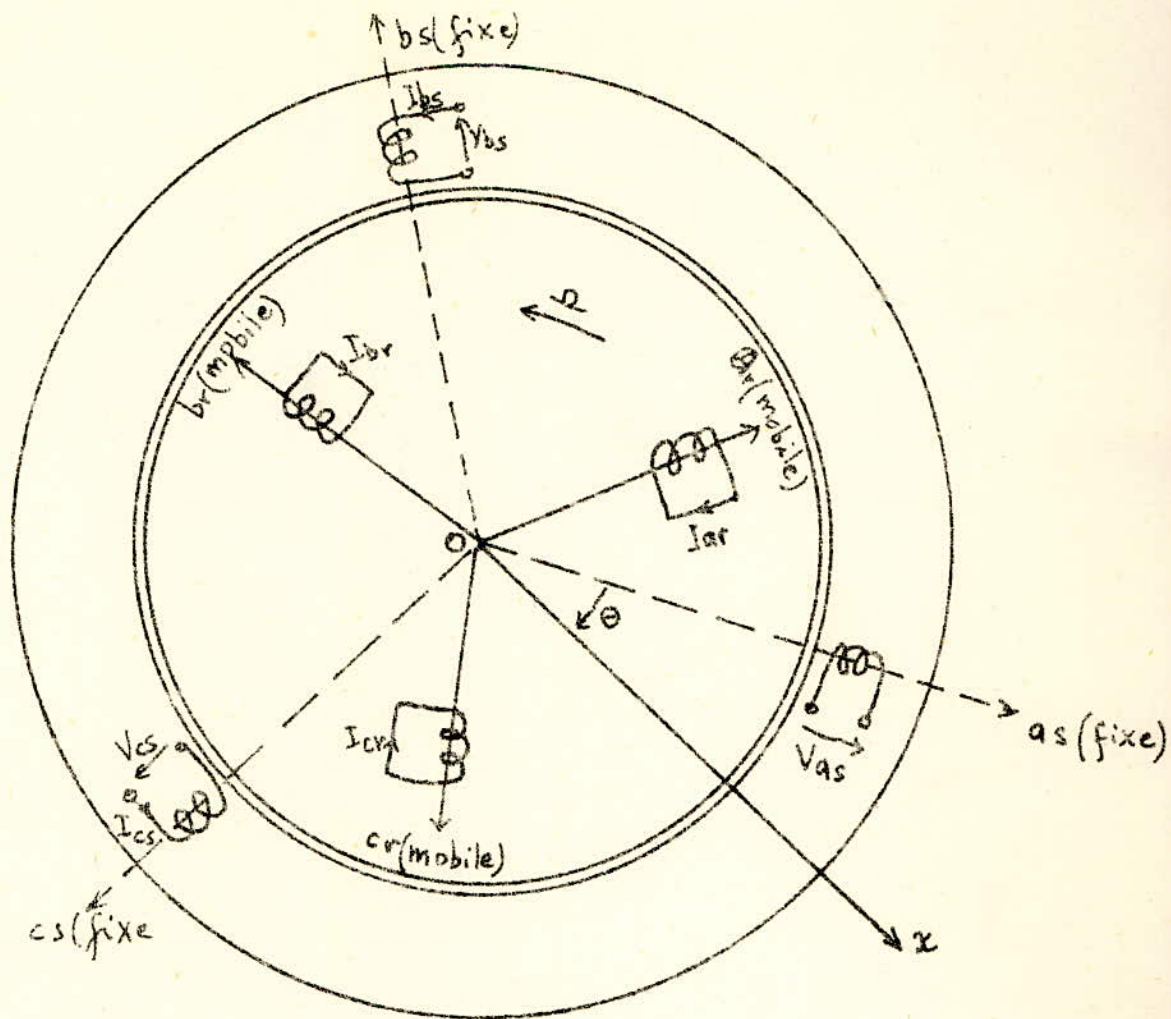
I-1 Description et conventions de signes :

Nous considérons une machine asynchrone triphasée ayant une armature fixe et une armature mobile. L'armature fixe est constituée d'un bobinage triphasé d'axes Oas, Obs et Ocs . L'armature mobile est constituée d'un bobinage triphasé d'axes Oar, Obr, Ocr . Ce dernier bobinage est court-circuité sur lui-même et constitue le secondaire de la machine. Le primaire, le premier bobinage, est alimenté par une source de tension. Les angles géométriques auront comme origine un axe quelconque Ox et seront comptés positivement dans le sens trigonométrique. Les axes des phases rotoriques occuperont les positions angulaires à un instant donné t :

$$\theta_{ar} = \theta \quad , \quad \theta_{br} = \theta - \frac{2\pi}{3} \quad , \quad \theta_{cr} = \theta - \frac{4\pi}{3}$$

Dans toute la suite du projet, la machine fonctionnera en régime moteur. Au stator, les tensions sont positives les courants positifs créent des flux d'enroulement positifs. Les f.e.m positives tendent des courants positifs. Au rotor, on supposera aussi que les courants positifs créent des flux d'enroulement positifs.

Schéma de principe : voir page suivante.



Principales notations:

- a, b, c = ordre de succession des phases
- L'indice "s" relatif au stator, r : au rotor.
- R : résistance d'une phase
- L : inductance " " "
- M_s, M_r : mutuelle entre 2 phases d'une même armature
- M_o : " " " " "s" et "r"
- M : " " le stator et le rotor.
- ω : vitesse de synchronisme Ω : vitesse de la machine (rotation)
- V : tension d'alimentation ; V_e : sa valeur efficace
- Φ : flux d'enroulement ; I : intensité de courant.

I-2 Etablissement des équations de la machine :

Soit θ l'angle électrique de la machine à un instant donné t .

Soient $\{\phi\}$: matrice flux de la machine.
 $\{L\}$: matrice inductance de la machine.
 $\{i\}$: " " Courant " " "

On a $\{\phi\} = \{L\} \{i\}$ avec $\{L\} = \begin{Bmatrix} \{L_s\} & \{L_{sr}\} \\ \{L_{rs}\} & \{L_r\} \end{Bmatrix}$

$$\{L_s\} = \begin{vmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{vmatrix}$$

$$\text{et } \{L_r\} = \begin{vmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{vmatrix}$$

$$\{L_{sr}\} = \{L_{rs}\} = M_0 \begin{vmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos\theta \end{vmatrix}$$

Les matrices courants statoriques et rotoriques auront les formes suivantes:

$$\{i\} = \begin{Bmatrix} \{i_s\} \\ \{i_r\} \end{Bmatrix}$$

$$\{i_s\} = \begin{vmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_s \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_s) \\ I_s \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ I_s \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_s - \frac{4\pi}{3}) \end{vmatrix}$$

$$\{i_r\} = \begin{vmatrix} I_r \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_r \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_r) \\ I_r \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_r - \frac{2\pi}{3}) \\ I_r \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_r - \frac{4\pi}{3}) \end{vmatrix}$$

La matrice du flux statorique est $\{\phi\} = \begin{vmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{vmatrix}$

$$\phi_{as} = L_s I_{as} + M_s I_{cs} + M_0 (\cos\theta \cdot I_{ar} + \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \cdot I_{br} + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cdot I_{cr})$$

La f.e.m. induite dans la phase "as" est

$$E_{as} = - \frac{d\phi_{as}}{dt}$$

La tension de la phase "as" est $V_{as} = R_s \cdot I_{as} - E_{as}$

d'où:

$$\begin{aligned}
 V_{as} = & R_s I_{as} + L_s \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \frac{dI_{bs}}{dt} + M_s \frac{dI_{cs}}{dt} + \\
 & + M_o (-\sin \theta - \Omega) I_{ar} + M_o \cos \theta \frac{dI_{ar}}{dt} + \\
 & + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{br} + M_o \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{dI_{br}}{dt} \\
 & + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{cr} + M_o \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{dI_{cr}}{dt}
 \end{aligned}$$

I
Les tensions des phases statoriques bs, cs s'obtiennent par permutation circulaire. :

Il faut toutefois remarquer que : $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$

$$\begin{aligned}
 V_{bs} = & R_s I_{bs} + L_s \frac{dI_{bs}}{dt} + M_s \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \frac{dI_{cs}}{dt} + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{ar} \\
 & + M_o \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{dI_{ar}}{dt} + M_o \left(-\sin \theta - \Omega\right) I_{br} + M_o \cos \theta \frac{dI_{br}}{dt} \\
 & + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{cr} + M_o \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{dI_{cr}}{dt}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{cs} = & R_s I_{cs} + L_s \frac{dI_{cs}}{dt} + M_s \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \frac{dI_{bs}}{dt} + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{ar} \\
 & + M_o \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{dI_{ar}}{dt} + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{br} + M_o \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{dI_{br}}{dt} \\
 & + M_o \left(-\sin \theta - \Omega\right) I_{cr} + M_o \cos \theta \frac{dI_{cr}}{dt}
 \end{aligned}$$

De la même façon on obtient les tensions rotoriques
V_{ar}, V_{br}, V_{cr} :

$$\begin{aligned}
 V_{ar} = & R_r I_{ar} + L_r \frac{dI_{ar}}{dt} + M_r \frac{dI_{br}}{dt} + M_r \frac{dI_{cr}}{dt} + M_o \left(-\sin \theta\right) \Omega I_{as} \\
 & + M_o \cos \theta \frac{dI_{as}}{dt} + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{bs} + M_o \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{dI_{bs}}{dt} \\
 & + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \Omega\right) I_{cs} + M_o \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{dI_{cs}}{dt} M_o = 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{br} = & R_r I_{br} + L_r \frac{dI_{br}}{dt} + M_r \frac{dI_{ar}}{dt} + M_r \frac{dI_{cr}}{dt} + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \Omega\right) \Omega I_{as} \\
 & + M_o \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{dI_{as}}{dt} + M_o \left(-\sin \theta\right) \Omega I_{bs} + M_o \cos \theta \frac{dI_{bs}}{dt} \\
 & + M_o \left(-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \Omega\right) \Omega I_{cs} + M_o \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{dI_{cs}}{dt} = 0.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{cs} = & R_r \dot{I}_{cr} + L_r \frac{d\dot{I}_{cr}}{dt} + M_r \frac{d\dot{I}_{ar}}{dt} + M_r \frac{d\dot{I}_{br}}{dt} + M_c (-\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \Omega I_{as} \\
 & + M_c \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \frac{dI_{as}}{dt} + M_c (-\sin(\theta - \frac{4\pi}{3})) \Omega I_{bs} + M_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \frac{dI_{bs}}{dt} \\
 & + M_c (-\sin\theta) \Omega I_{cs} + M_c \cos\theta \frac{dI_{cs}}{dt} = 0
 \end{aligned}$$

D'où l'on peut écrire sous forme matricielle les équations électriques de la machine: Voir page suivante.

I-3' Equation mécanique de la machine :

 Aux six équations électriques de la machine, s'ajoute l'équation mécanique qui fait le bilan des couples .

$$C_d + C_m - C_e = 0$$

avec $C_d = J \frac{d^2\theta}{dt^2}$: couple dynamique dû à l'inertie du rotor et à la charge qu'il entraîne.

$C_m = A + B \frac{d\theta_m}{dt} + C \frac{d^2\theta_m}{dt^2}$: couple mécanique (forme générale incluant toutes les pertes). Les coefficients A, B, C sont des constantes.

C_e : couple électromagnétique de la machine.

θ_m est l'angle mécanique de la machine: $\theta_m = \frac{\cdot}{p}$ avec p le nombre de paires de pôles.

Calcul du couple électromagnétique C_e :

La formule générale du couple C_e est:

$$C_e = \frac{1}{2} \left\{ \begin{matrix} \{i_s\}^t \\ \{i_r\}^t \end{matrix} \right\} \frac{d\{L\}}{d\theta} \begin{matrix} \{i_s\} \\ \{i_r\} \end{matrix}$$

La machine étant supposée à pôles lisses, alors:

$$\frac{d\{L\}}{d\theta} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{d\{L_{sr}\}}{d\theta} \\ \frac{d\{L_{rs}\}}{d\theta} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{d'où } C_e = \frac{1}{2} \{i_s\}^t \frac{d\{L_{sr}\}}{d\theta} \{i_r\} + \frac{1}{2} \{i_r\}^t \frac{d\{L_{rs}\}}{d\theta} \{i_s\}$$

$$\text{on obtient: } C_e = - (I_{ar} I_{as} + I_{br} I_{bs} + I_{cr} I_{cs}) \sin\theta -$$

$$\begin{aligned}
 & (I_{ar} I_{bs} + I_{br} I_{cs} + I_{cr} I_{as}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - (I_{as} I_{br} + I_{bs} I_{cr} \\
 & + I_{cs} I_{ar}) \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}).
 \end{aligned}$$

V_{as}	R_s	0	0	a	b	c	I_{as}
V_{bs}	0	R_s	0	c	a	b	I_{bs}
V_{cs}	0	0	R_s	b	c	a	I_{cs}
0	$-M_o \Omega \sin \theta = a$	c	b	R_r	0	0	I_{ar}
0	$-M_o \Omega \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) = b$	a	c	0	R_r	0	I_{br}
0	$-M_o \Omega \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) = c$	b	a	0	0	R_r	I_{cr}

L_s	M_s	M_s	a'	b'	c'	$\frac{dI_{as}}{dt}$
M_s	L_s	M_s	c'	a'	b'	$\frac{dI_{bs}}{dt}$
M_s	M_s	L_s	b'	c'	a'	$\frac{dI_{cs}}{dt}$
$M_o \cos \theta = a'$	c'	b'	L_r	M_r	M_r	$\frac{dI_{ar}}{dt}$
$M_o \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) = b'$	a'	a'	M_r	L_r	M_r	$\frac{dI_{br}}{dt}$
$M_o \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) = c'$	b'	a'	M_r	M_r	L_r	$\frac{dI_{cr}}{dt}$

de la forme $|V| = |K| \left| \frac{d\mathbf{i}}{dt} \right| + |F| \cdot \mathbf{i}$.

En résumé, on a comme équations de la machine, six équations électriques et une équation mécanique. Cette équation mécanique est une équation différentielle du 2^{ème} ordre en θ , d'où l'on peut tirer θ et ω ($\frac{d\theta}{dt} = \omega$) à un instant donné en se donnant des conditions initiales. Etant donné que l'on peut déterminer θ , ω et g (car $g = \frac{w/p}{\omega} - \omega$ à chaque instant), le système constitué par les w/p équations électriques de la machine est soluble. Donc à chaque instant, on peut déterminer les courants statoriques et rotoriques de la machine. Cependant ce calcul risque d'être trop long car pour résoudre le système (qui est de la forme $|V| = |K| \left| \frac{di}{dt} \right| + |F| |i|$), il faut le mettre sous la forme suivante $\left| \frac{di}{dt} \right| = |A| |i| + |C|$ pour avoir un système d'équations différentielles directement traitable sur un calculateur électronique. Donc à chaque pas de calcul, il faut inverser la matrice $|K|$. Pour réduire le temps de calcul, on élimine la dépendance du temps dans cette matrice $|K|$ en projetant les équations de la machine sur deux axes orthogonaux d-q.

Remarque: les équations de la machine que l'on ^{vient} d'établir sont générales; on peut les traiter quelque soit le signal d'entrée (V_{as}, V_{bs}, V_{cs}).

C H A P I T R E -II-

FORMULATION . DES EQUATIONS DE LA MACHINE .

II-1 Décomposition suivant deux axes :

Dans cette étude, on suppose que la machine est bipolaire, alimentée par une source triphasée équilibrée. (Pour le calcul, on peut donc utiliser l'opérateur de Laplace " p ". Les nouvelles équations de la machine peuvent se mettre sous la forme suivante :

Pour le stator :

Pour le rotor :

$$V_{as} = p \phi_{as} + R_s I_{as}$$

$$V_{ar} = p \phi_{ar} + R_r I_{ar} = 0$$

$$V_{bs} = p \phi_{bs} + R_s I_{bs}$$

$$V_{br} = p \phi_{br} + R_r I_{br} = 0$$

$$V_{cs} = p \phi_{cs} + R_s I_{cs}$$

$$V_{cr} = p \phi_{cr} + R_r I_{cr} = 0$$

Le repère d'axes d-q sera considéré comme étant lié au rotor de la machine et tournera donc à la vitesse Ω

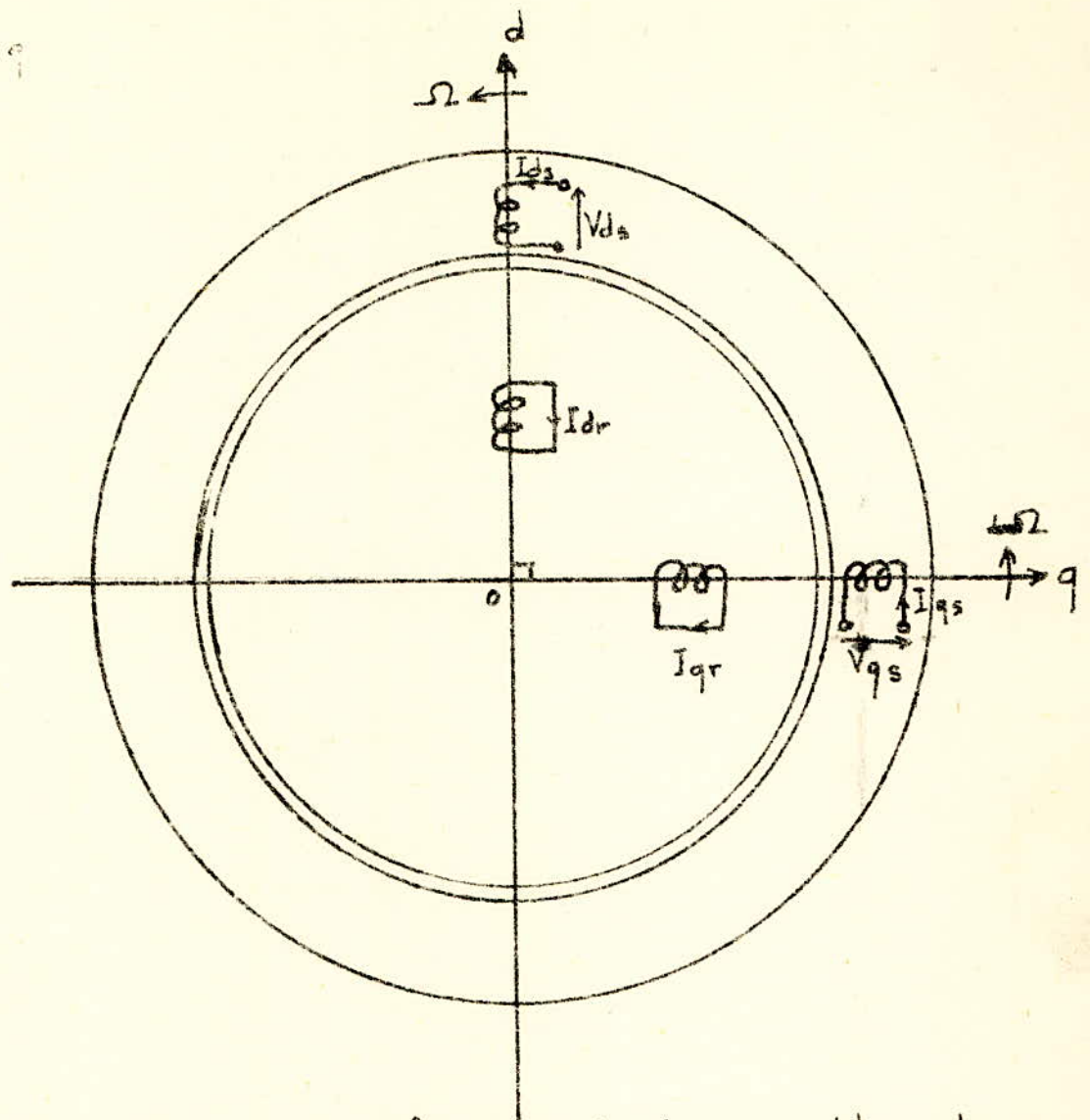
La décomposition (deux axes d-q) s'effectue avec le changement de variables suivant : (transformation de PARK)

$$A = (V, \phi, I)$$

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix}$$

Par ce changement de variables, la machine sera transformée en une machine équivalente qui comporte deux enroulements fictifs sur chaque armature liés en position aux axes d-q. La composante A_o est nulle, car elle ne participe pas à la création de la f.m.m. sinusoïdale tournante.



En appliquant le changement de variables et en remarquant que $p\theta = -\Omega$: vitesse relative du stator par rapport au rotor

$p\theta = 0$: vitesse relative du rotor par rapport à lui-même.

On obtient : $V_{ds} = \dot{\phi}_{qs} \cdot \Omega + p\phi_{ds} + R_s I_{ds}$.

$V_{qs} = -\dot{\phi}_{ds} \cdot \Omega + p\phi_{qs} + R_s I_{qs}$.

$0 = p\phi_{dr} + R_r I_{dr}$.

$0 = p\phi_{qr} + R_r I_{qr}$.

Les expressions des flux statoriques sont:

$$\phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr}$$

$$\phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds}$$

$$\phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr}$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}$$

D'où l'on tire:

$$V_{ds} = \Omega \cdot L_s \cdot I_{qs} + \Omega M \cdot I_{qr} + (p \cdot L_s + R_s) I_{ds} + p \cdot M \cdot I_{dr}$$

$$V_{qs} = -\Omega \cdot L_s \cdot I_{ds} - \Omega M \cdot I_{qr} + (p \cdot L_s + R_s) I_{qs} + p \cdot M \cdot I_{dr}$$

$$0 = (R_r + p \cdot L_r) I_{dr} + p \cdot M \cdot I_{qs}$$

$$0 = (R_r + p \cdot L_r) I_{qr} + p \cdot M \cdot I_{qs}$$

d'où

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\Omega L_s & 0 & \Omega M \\ -\Omega L_s & R_s & -\Omega M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p I_{ds} \\ p I_{qs} \\ p I_{dr} \\ p I_{qr} \end{bmatrix}$$

///
|L|

II-2 Transformation du système sous forme directement traitable:

Pour mettre ce système sous une forme directement traitable, on inverse la matrice |L|. Son déterminant est:

$$\Delta L = (L_s \cdot L_r - M^2)^2 = 1/K^2$$

$$|L|^{-1} = \frac{1}{K} \begin{vmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{vmatrix}$$

La nécessité de projeter les équations de la machine dans un repère d'axes rectangulaires apparaît ici, car la matrice $[L]$ ne dépend plus du temps t , on l'inverse une seule fois et ceci pour tout le reste du calcul. D'où l'on peut mettre le système d'équations sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} p I_{ds} \\ p I_{qs} \\ p I_{dr} \\ p I_{qr} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} -L_r R_s & -\Omega L_s L_r & M R_r & -\Omega M L_r \\ L_r L_s \Omega & -L_r R_s & \Omega M L_r & M R_r \\ M R_s & +L_s M \Omega & -L_s R_r & \Omega M^2 \\ M L_s \Omega & R_s M & -\Omega M^2 & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Expressions de V_{ds}, V_{qs} : Il nous reste à déterminer les expressions des tensions; d'après le changement de variables on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

or $V_{as} = \sqrt{2} V_t \cos(\omega t + \lambda)$
 $V_{bs} = \sqrt{2} V_t \cos(\omega t + \lambda - \frac{2\pi}{3})$
 $V_{cs} = \sqrt{2} V_t \cos(\omega t + \lambda - \frac{4\pi}{3})$ On suppose que $\lambda = 0$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{2}}{3} V_t \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

II-3 Equation mécanique :

L'équation mécanique tient compte de l'équilibre des couples :

$$C_d + C_m - C_e = 0$$

avec : $C_d = J \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2}$

$C_m =$ constante (on fait l'hypothèse que C_m est indépendant de θ).

C_e : couple électromagnétique :

$$C_e = -(\phi_{ds} \cdot I_{qs} - \phi_{qs} \cdot I_{ds}) \cdot 3/2 = \frac{3}{2} M (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr})$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = C_e - C_m$$

C'est une différentielle du 2^{ème} ordre en θ .

C H A P I T R E -III-

S I M U L A T I O N .

La résolution des équations sera d'ordre numérique et impliquera l'utilisation de formules d'intégration pour la détermination des variables dépendantes (y_i par exemple) correspondant aux points ~~aux~~ successifs dans le domaine de la variable indépendante (x_i par exemple) domaine dans lequel seules les grandeurs correspondant aux variables de y et de ses dérivées au point x_{i-1} sont nécessaires pour déterminer y_i et ses dérivées successives. Donc la fonction est entièrement exprimée à partir de termes obtenus au pas immédiatement précédant le calcul du pas suivant. Cette méthode nécessite donc la connaissance des conditions initiales et elle est d'autant plus précise que le pas de calcul h est petit. Toutefois, on est limité par la durée de calcul qui doit être aussi brève que possible.

III-1 Rappels:

a/ Résolution d'une équation différentielle du 2^{ème} ordre :

Soit l'équation suivante: $y'' = f(x, y, y')$

L'équation est réduite à deux équations du 1^{er} ordre en introduisant une variable auxiliaire z telle que $y' = z$.

d'où: $dz/dx = f(x, y, z)$

$dy/dx = z$

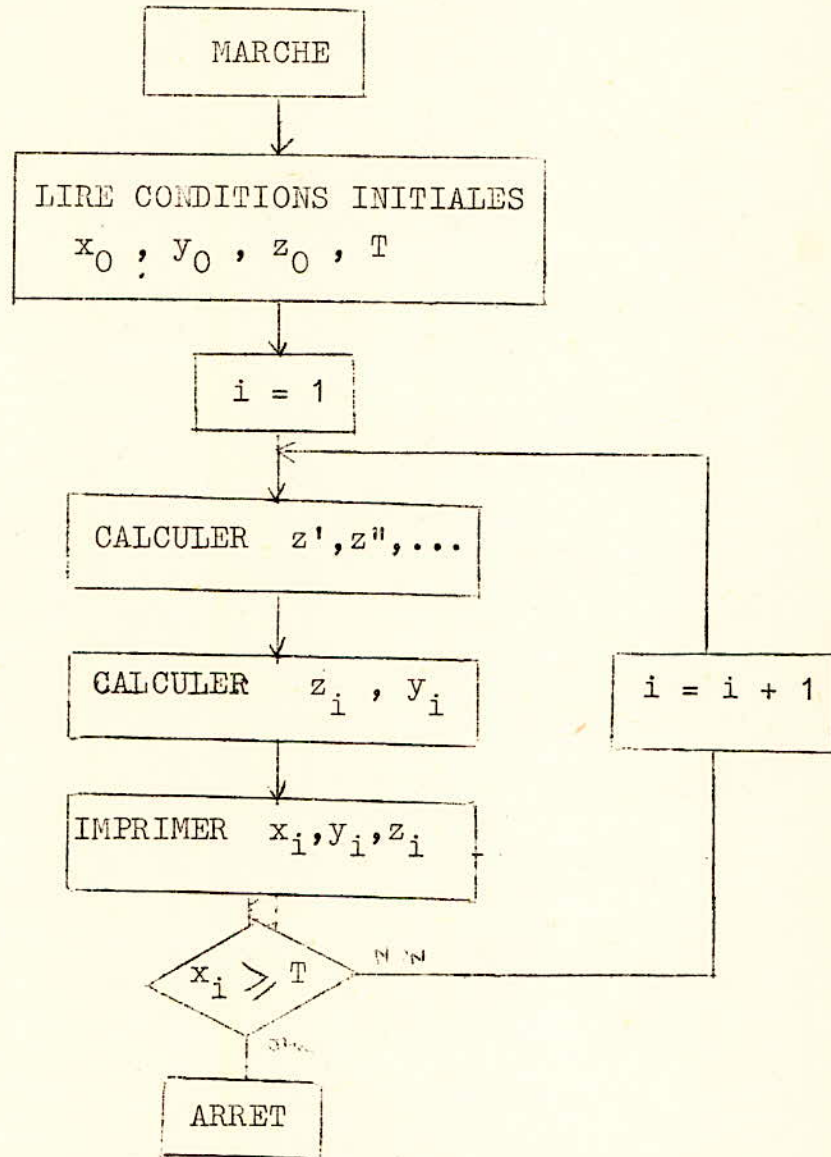
Les expressions au point x_1 des variables y et z écrites en utilisant les développements en séries de Taylor sont:

$$y_1 = y_0 + (x_1 - x_0) \left(\frac{dy}{dx} \right)_0 + \frac{(x_1 - x_0)^2}{2!} \left(\frac{d^2y}{dx^2} \right)_0 + \frac{(x_1 - x_0)^3}{3!} \left(\frac{d^3y}{dx^3} \right)_0 + \dots$$

$$z_1 = z_0 + (x_1 - x_0) \left(\frac{dz}{dx} \right)_0 + \frac{(x_1 - x_0)^2}{2!} \left(\frac{d^2z}{dx^2} \right)_0 + \frac{(x_1 - x_0)^3}{3!} \left(\frac{d^3z}{dx^3} \right)_0 + \dots$$

Organigramme de calcul :

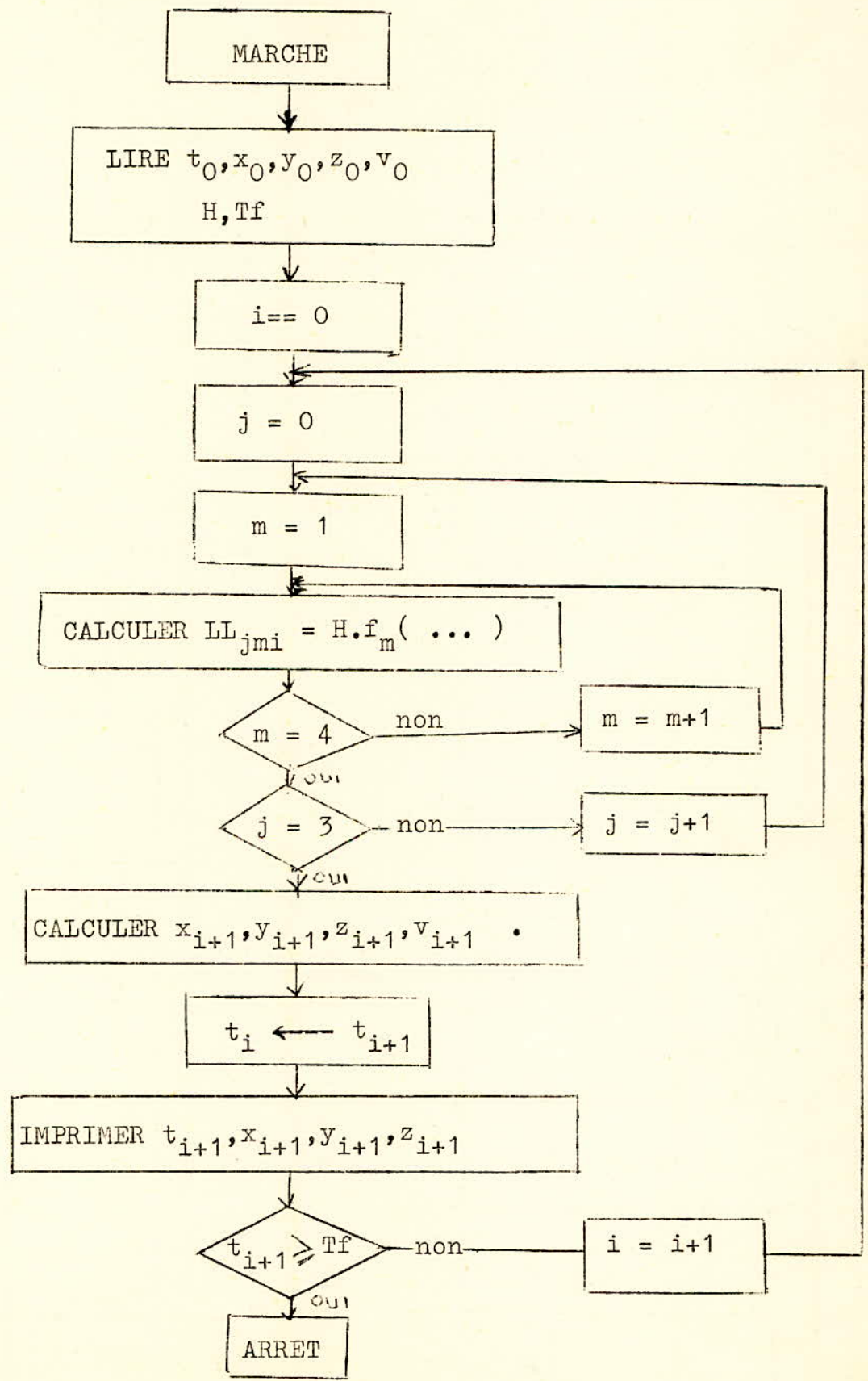
(T valeur finale de x avec laquelle on veut déterminer y)



b/ Résolution d'un système d'équations différentielles :

Parmi les différentes méthodes développées pour la résolution des systèmes d'équations différentielles, il semble que celles connues sous le nom de Runge-Kutta soient les plus directement utilisables. On utilise la méthode de Runge-Kutta du 4^{ème} degré.

ORGANIGRAMME :



III-2. Applications:

Nôtre étude portera, en premier lieu, sur le régime transitoire de la machine. A l'instant $t = 0$, toutes les variables relatives à la machine sont nulles (machine à l'arrêt)

$$\theta = 0 \quad \Omega = 0 \quad Ce = 0$$

$$I_{as} = I_{bs} = I_{cs} = I_{ar} = I_{br} = I_{cr} = 0$$

Ces conditions dans le repère d-q deviennent:

$$\theta = 0 \quad \Omega = 0 \quad Ce = 0$$

$$I_{ds} = I_{qs} = I_{dr} = I_{qr} = 0$$

La simulation nécessite le choix entre deux hypothèses différentes. La première hypothèse est que le couple électromagnétique reste constant durant le pas de calcul H. La deuxième hypothèse porte sur le fait que la vitesse de rotation de la machine Ω reste constante durant le pas H. L'expérience montre que les régimes transitoires mécaniques sont plus longs que les régimes transitoires électriques. Alors on choisit la dernière hypothèse.

Pour la résolution du système d'équations différentielles par Runge-Kutta les fonctions sont les suivantes:

(on pose $I_{ds} = x$; $I_{dr} = z$; $I_{qs} = y$; $I_{qr} = v$)

$$f_1(T, x, y, z, v) = (-L_r.R_s.x - \Omega.L_s.L_r.y + M.R_r.z - \Omega.M.L_r.v + L_r.V_{ds}).K$$

$$f_2(T, x, y, z, v) = (+L_s.L_r.\Omega.x - L_r.L_s.y + \Omega.M.L_r.z + M.R_r.v + L_r.V_{qs}).K$$

$$f_3(T, x, y, z, v) = (M.R_s.x + \Omega.L_s.M.y - L_s.R_r.z + \Omega.M^2.y - M.V_{ds}).K$$

$$f_4(T, x, y, z, v) = (-M.L_s.x + \Omega.R_s.M.y - \Omega.M^2.z - L_s.R_s.v - M.V_{qs}).K$$

Les tensions V_{ds} , V_{qs} apparaissent dans les expressions des fonctions f_m , on doit les calculer aux instants $t_i + H/2$ et $t_i + H$. Comme θ est en fonction du temps (constante durant H), on doit calculer aux instants $t_i + H/2$ ET $t_i + H$, pour déterminer V_{ds} , V_{qs} . $\theta(t_i + H/2) = \theta_i + \Omega \frac{H}{2}$; $\theta_{i+1} = \theta(t_i + H) + \Omega H$

Alors les nouvelles expressions des coefficients L_{jmi} sont:

(avec V_{d0}, V_{q0} les valeurs des tensions V_{ds} et V_{qs} à l'instant t_i ; V_{d1}, V_{q1} à l'instant $t_i + H/2$ et V_{d2}, V_{q2} à l'instant $t_i + H$)

$$L01_i = H.f_1(x_i, y_i, z_i, v_i, Vd0)$$

$$L02_i = H.f_2(" " " " , Vq0)$$

$$L03_i = H.f_3(" " " " , Vd0)$$

$$L04_i = H.f_4(" " " " , Vq0)$$

$$L11_i = H.f_1(x_i + \frac{1}{2}L01_i, y_i + \frac{1}{2}L02_i, z_i + \frac{1}{2}L03_i, v_i + \frac{1}{2}L04_i, Vd1)$$

$$L12_i = H.f_2(" " " " , Vd1)$$

$$L13_i = H.f_3(" " " " , Vd1)$$

$$L14_i = H.f_4(" " " " , Vq1)$$

$$L21_i = H.f_1(x_i + \frac{1}{2}L11_i, y_i + \frac{1}{2}L12_i, z_i + \frac{1}{2}L13_i, v_i + \frac{1}{2}L14_i, Vd1)$$

$$L22_i = H.f_2(" " " " , Vq1)$$

$$L23_i = H.f_3(" " " " , Vd1)$$

$$L24_i = H.f_4(" " " " , Vq1)$$

$$L31_i = H.f_1(x_i + \frac{1}{2}L21_i, y_i + \frac{1}{2}L22_i, z_i + \frac{1}{2}L23_i, v_i + \frac{1}{2}L24_i, Vd2)$$

$$L32_i = H.f_2(" " " " , Vq2)$$

$$L33_i = H.f_3(" " " " , Vd2)$$

$$L34_i = H.f_4(" " " " , Vq2)$$

Remarque : On aurait pu introduire les expressions des tensions dans les fonctions f_m , mais on laisse ceci comme ça car l'étude de la machine alimentée en déséquilibré se simplifie .

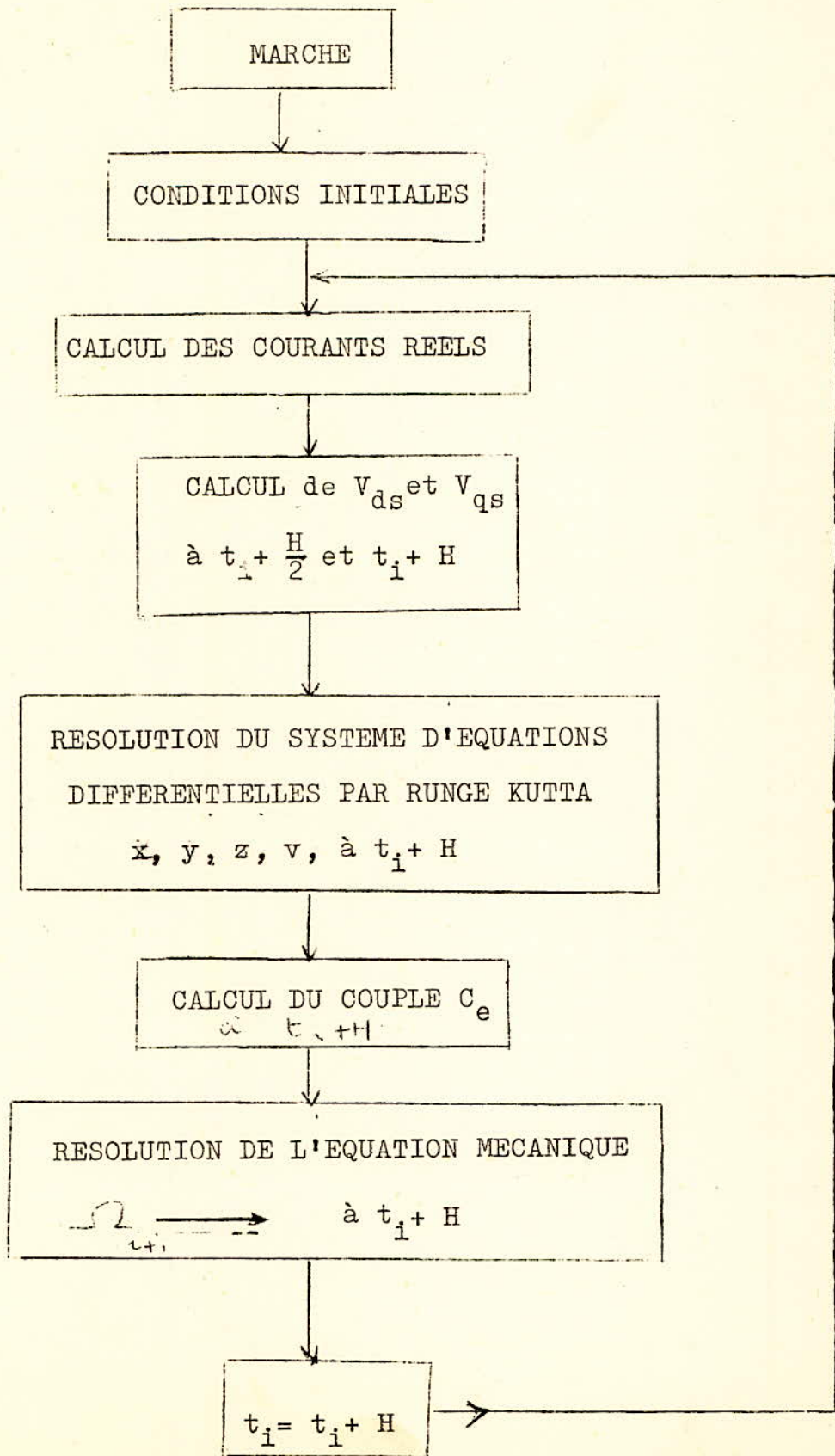
Du système d'équations différentielles, on tire les courants x, y, z, v et on calcule le couple C_e à l'instant $t_i + H$. Après avoir conservé constante, il faut la calculer pour le pas suivant; alors on utilise la méthode exposée précédemment (pages 14-15) qui se simplifie dans cas, car l'équation devient du 1^{er} ordre en :

$$\frac{d}{dt} = -\frac{1}{J}(C_e - C_m)$$

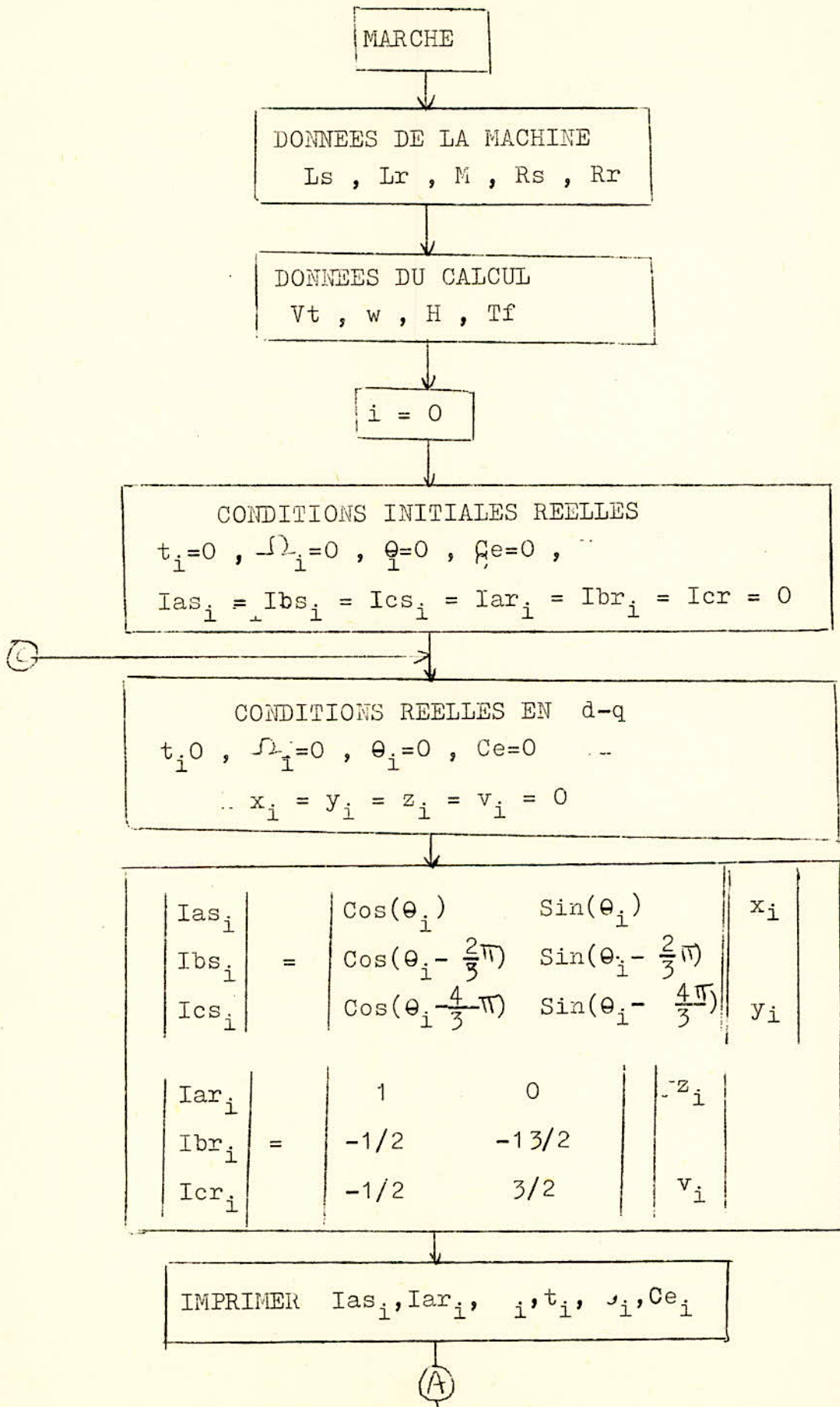
Seulement, C_e varie et n'est connu qu'aux instants t_i et $t_i + H$. Là on fait l'hypothèse que C_e à l'instant $t_i + H/2$ est à :

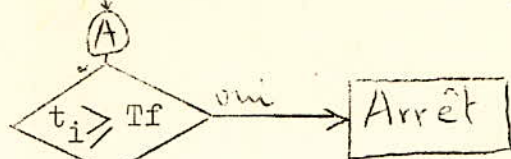
$$(C_{e_i} + C_{e_{i+1}}) / 2$$

==o ORGANIGRAMME GENERAL o==



ORGANIGRAMME GENERALE DETAILLE





$$T1 = t_i + H/2$$

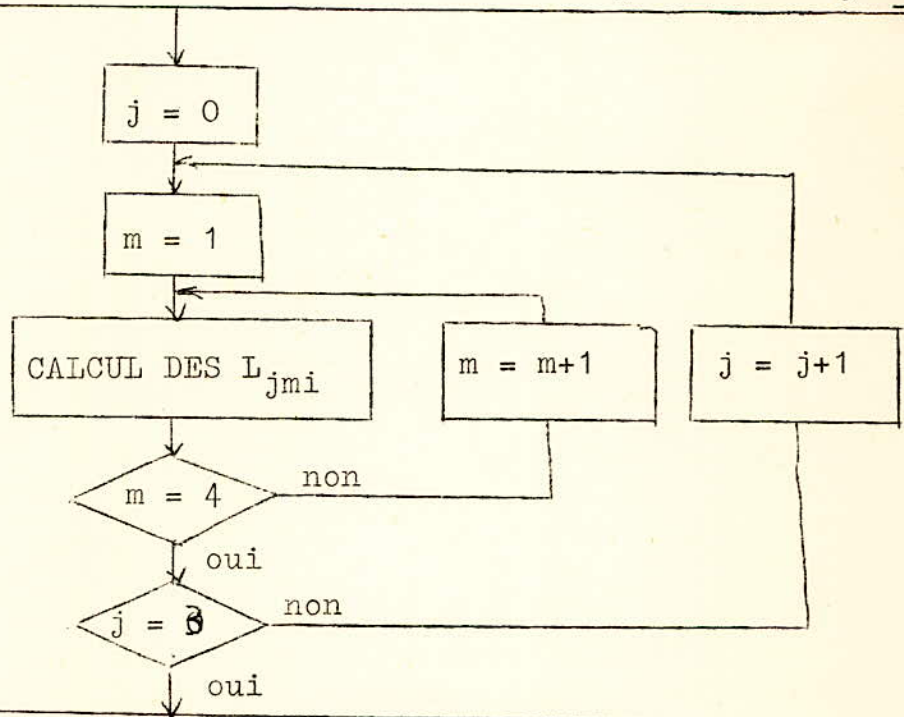
$$T2 = t_i + H$$

$$\theta(T1) = \theta1 = \theta_i + \Omega_i \cdot H/2$$

$$\theta(T2) = \theta2 = \theta_i + \Omega_i \cdot H$$

$$\begin{bmatrix} Vd1_i \\ Vq1_i \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\sqrt{3} \begin{bmatrix} \cos\theta1 & \cos(\theta1 - \frac{8\pi}{3}) & \cos(\theta1 - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta1 & \sin(\theta1 - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta1 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega T1) \\ \cos(\omega T1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega T1 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Vd2_i \\ Vq2_i \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\sqrt{3} \begin{bmatrix} \cos\theta2 & \cos(\theta2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta2 - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta2 & \sin(\theta2 - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta2 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega T2) \\ \cos(\omega T2 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega T2 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$



$$x_{i+1} = x_i + (L01_i + 2 \cdot L11_i + L21_i + L31_i) / 6$$

$$y_{i+1} = y_i + (L02_i + 2 \cdot L12_i + L22_i + L32_i) / 6$$

$$z_{i+1} = z_i + (L03_i + 2 \cdot L13_i + L23_i + L33_i) / 6$$

$$v_{i+1} = v_i + (L04_i + 2 \cdot L14_i + L24_i + L34_i) / 6$$

(B)

ⓑ

$$C_{e_{i+1}} = -\frac{3}{2} \cdot M(z_{i+1} \cdot y_{i+1} - v_{i+1} \cdot x_{i+1})$$

$$C_e(t_i + H/2) = (C_{e_i} + C_{e_{i+1}}) / 2$$

$$\Omega(t_i + H/2) = \Omega_i + \frac{(C_{e_i} - C_m) \cdot H}{2 \cdot J}$$

$$\Omega_{i+1} = \Omega(t_i + H/2) + \frac{(C_{e_{i+1}} - C_m) \cdot H}{2 \cdot J}$$

$$V_{d0} = V_{d2}$$

$$V_{q0} = V_{q2}$$

$$C_{e_i} = C_{e_{i+1}}$$

$$\theta_i = \theta_{i+1}$$

$$\Omega_i = \Omega_{i+1}$$

$$t_i = t_{i+1}$$

ⓒ ————— $i = i + 1$

III-3 Simulation d'une machine particulière. Résultats:

Dans le programme de la simulation de la machine (pages

) , on introduit les valeurs suivantes /: $H = 0,0001$
 $R_s = 0,276 \Omega$ $R_r = 0,141 \Omega$ $L_s = 0,0746 H$
 $L_r = 0,0367 H$ $M = 0,0461 H$ $J = 0,166 \text{ Kg m}^2$
 $C_m = 0,69 \text{ N.m}$ $w = 314,16 \text{ rd/s}$ $V_t = 440 V$

Le tracé des courbes du courant, de la vitesse et du couple en fonction du temps, se trouve aux pages suivantes.

Le courant de démarrage de la machine est assez élevé, et contrairement à ce que l'on pensait, le maximum du courant de démarrage n'est pas obtenu pendant la première période du courant. Les maximums et les minimums des sinusoïdes de courant admettent comme lieu deux sinusoïdes. Ce phénomène ondulatoire dure dans notre cas jusqu'à 0,8 seconde. Il est très important de noter que le régime permanent de la machine s'établit brusquement, en effet, on observe dans la courbe du courant une forme de bouteille: le courant passe de 115A (t=2s) à 26A (t=2,2s)

La vitesse de rotation de machine: La machine au début tourne en sens inverse pendant un bref temps pour enfin reprendre le sens de rotation normal de fonctionnement.

Ceci s'explique, car: On a l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_m) \quad \text{à l'instant } t = 0, C_e = 0 \text{ alors}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} < 0, \text{ comme à cette instant } \Omega = 0$$

donc $\Omega < 0$.

La vitesse de rotation augmente jusqu'à atteindre la vitesse de synchronisme de la machine et ceci à l'instant où le régime permanent s'établit. Ensuite elle oscille autour de cette vitesse avant de lui être égale.

On remarque que le régime permanent électrique (courant) s'établit bien avant le régime permanent mécanique (couple), ceci justifie l'hypothèse que l'on a faite lors de la simulation de la machine.

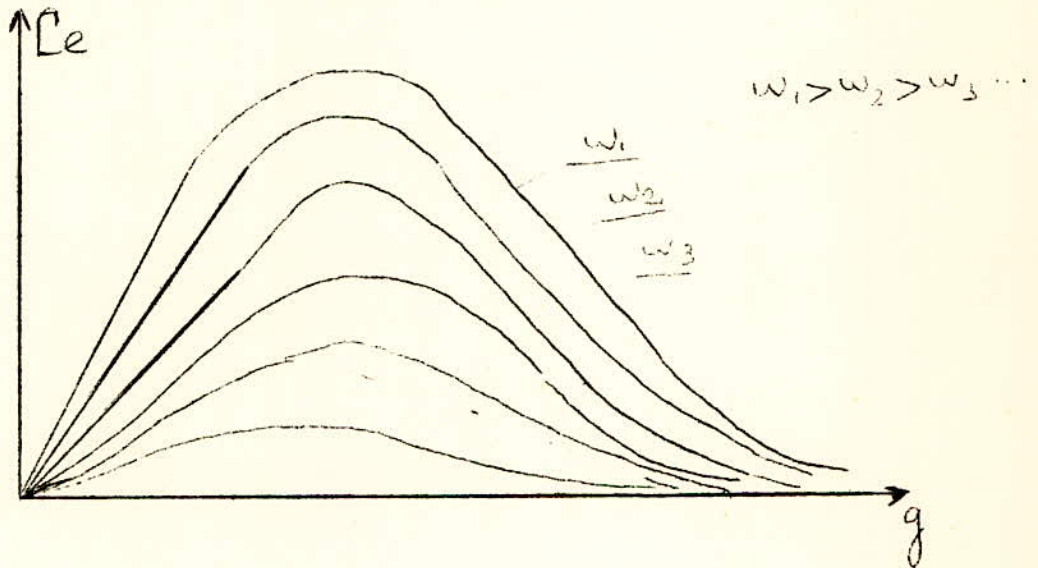
Le couple développé par la machine: Au démarrage, il est

oscillatoire, et son amplitude assez élevée; ceci s'explique par le fait qu'il y a un couple très grand pour mettre en mouvement le rotor de la machine et sa charge. Ensuite le mouvement oscillatoire s'amortit, et le couple augmente jusqu'à l'instant où la vitesse de la machine atteint la vitesse de synchronisme, enfin il diminue et oscille autour de la valeur de C_m avant de lui être égal.

C H A P I T R E IV

RAPPEL SUR LA THÉORIE DE LA MACHINE A FREQUENCE VARIABLE - APPLICATION .

Le couple électromagnétique développé par une machine asynchrone alimentée à fréquence variable admet la forme suivante :



Le couple maximum tend vers zéro pour des fréquence d'alimentation faibles. Ceci est dû au fait que les tensions statoriques ne sont plus négligeables, ce qui entraîne une diminution du flux d'entrefer. Il faut donc améliorer le fonctionnement de la machine à basse fréquence en conservant le flux d'entrefer constant. Ceci a d'autres avantages, car à flux d'entrefer constant, on obtient des valeurs intéressantes du rendement, du facteur de puissance et de la capacité de surcharge . . .

Le flux d'entrefer constant est obtenu pour $\frac{E}{w} = \text{constante}$ la force électromotrice E est alors proportionnelle à la fréquence d'alimentation. La loi de variation de la tension V_s pour obtenir un flux d'entrefer constant quelque soit la fréquence d'alimentation et le courant absorbé est :

$$V_s = C_1 \cdot w + C_2 \cdot I_s$$

avec $C_1 = E/w$

C_2 : est déterminé à partir de la tension et du courant nominaux de la machine.

La chute de tension statorique est alors proportionnelle au courant absorbé. Dans l'hypothèse d'un fonctionnement à flux d'entrefer constant, l'expression du couple électromagnétique exprimée en fonction des grandeurs du schéma équivalent par phase de la figure ci-dessous est: (avec $l_r = l_{r-M}$

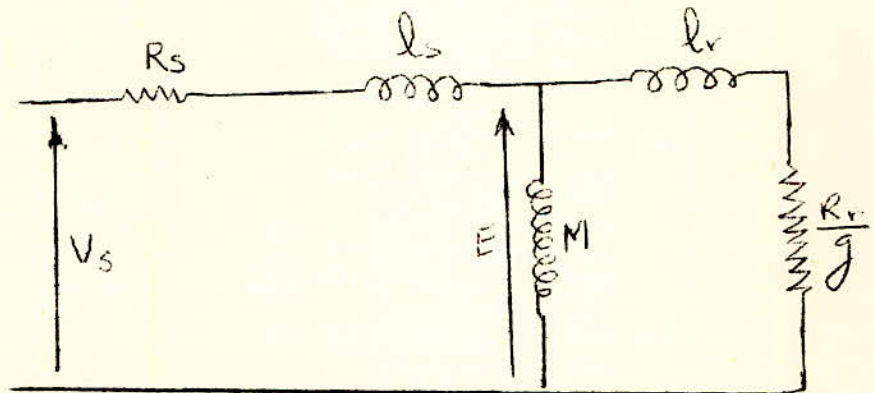
$l_s = l_{s-M}$)

$$C_e = 3 \left(\frac{E}{w} \right)^2 \frac{1}{l_r} \frac{1}{\frac{R_r}{l_r g w} + \frac{l_r g w}{R_r}}$$

le couple maximum est:

$$C_{e \max} = 3 \left(\frac{E}{w} \right)^2 \frac{1}{2 l_r}$$

Il est obtenu pour $g w = \frac{R_r}{l_r}$.



Applications - Comportement de la machine à basse fréquence:

On reprend la même machine que précédemment et on l'alimente

à a $\begin{cases} V_t = 7 \text{ volts} \\ w = 5 \text{ Rd/S} \end{cases}$ (voir courbes)

b $\begin{cases} V_t = 14 \text{ volts} \\ w = 10 \text{ Rd/S} \end{cases}$

On remarque que la fréquence d'alimentation est petite et plus la durée du régime transitoire de la machine est petit. On relève aussi que les courants de démarrage à basse fréquence sont faibles relativement au courant de démarrage de la machine à $\omega = 314,16 \text{ Rd/S}$. Ceci nous laisse prévoir un démarrage de la machine à fréquence variable c-à-d en variant la fréquence de 0 Rd/S à une certaine valeur voulue. La vitesse de rotation de la machine au voisinage de l'instant $t = 0$ est négative. Ceci apparaît très clairement aux basses fréquences -a-b- Ce phénomène est néfaste (cas d'une machine asynchrone entraînant un ascenseur). On peut éviter théoriquement cet effet en ajoutant dans le programme principal de la simulation de la machine le test suivant: (après le calcul de Ω) :

IF(OMEG2.LE.EPS) OMEG2=0

en définissant EPS=0,001

c-à-d si $\Omega < 0$, on prend $\Omega = 0$

C H A P I T R E V .

RAPPEL SUR LA STABILITE DE LA MACHINE A INDUCTION
A FREQUENCE VARIABLE.

Des études récentes montrent que la machine à induction alimentée à fréquence variable peut être instable pour certaines fréquences d'alimentation. Les zones d'instabilité définies dans le plan couple-fréquence, se situent généralement dans les basses fréquences. L'influence de certains paramètres de la machine sur les zones d'instabilité a été établie; on peut éviter l'instabilité de la machine en modifiant un des paramètres de la machine: résistance rotorique, inductance, moment d'inertie de la machine.... Pour la machine particulière que l'on étudie, on a un point d'instabilité défini par

$$C_m = 0,69 \text{ N.m}$$

$$\omega = 40 \text{ Rd/S}$$

(voir les courbes)

Un essai a été fait à la fréquence $\omega = 70 \text{ Rd/S}$, et on relève que le régime permanent de la machine s'établit à l'instant $t = 1,05$ secondes. En principe à $\omega = 40 \text{ Rd/S}$, le régime permanent s'établit à un instant $t < 1,05$ secondes mais du fait que la machine est instable à cette fréquence on relève que le courant a l'allure d'une sinusoïde qui oscille. Le couple électromagnétique C_e de la machine, au lieu de tendre vers la valeur de C_m oscille autour de celle-ci. L'instabilité de la machine se manifeste aussi par des oscillations de vitesse. En effet, la vitesse, au lieu de tendre vers ω , elle oscille autour de celle-ci.

Cet effet est évidemment néfaste pour un bon fonctionnement de la machine. on peut rendre la machine stable à la même fréquence en la chargeant. En effet, depuis le début du projet on a considéré une machine fonctionnant à vide en prenant $C_m = 0,69 \text{ N.m}$, alors on charge la machine en prenant

$$C_m = \text{ N.m} \quad (\text{voir courbes})$$

C H A P I T R E VI

APPERCU SUR LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE
EN DESEQUILIBRE .

La méthode pour l'établissement des équations de la machine reste pratiquement identique à la précédente sauf que les composantes homopolaires statoriques ne sont plus nulles mais ils ne participent toujours pas à la création de la f.m.m. sinusoïdale tournante et de ce fait, les composantes homopolaires rotoriques restent toujours nulles.

Alors $V_{or} = 0$

$I_{or} = 0$

Aux équations précédentes (en régime équilibré) s'ajoute l'équation

$$V_{os} = p.\phi_{os} + R_s.I_{os}$$

avec $\phi_{os} = L_s.I_{os} + M.I_{or} = L_s.I_{os}$

d'où : $V_{os} = p.L_s.I_{os} + R_s.I_{os}$

Le calcul se poursuit comme précédemment mais avec les tensions V_{ds} , V_{qs} , V_{os} .

$$\begin{vmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{vmatrix}$$

L'équation mécanique reste la même que la précédente ainsi que l'expression du couple électromagnétique car il ne dépend pas des composantes homopolaires.

En résumé, le régime déséquilibré pour la machine n'apporte aucun avantage mais présente plutôt un inconvénient : augmentation des pertes joules dues au courant homopolaire statorique I_{os} .

Programme en langage FORTRAN IV (IBM 10070) de la
simulation de la machine à induction à fréquence variable

```
!JOB,T POLYTECH,:POL,FERGANI
!LIMIT (CORE,50),(TIME,15),(PAGE,500)
!FORTRAN SI,LS,GO
C  FERGANI ABDELAZIZ -THESE DE FIN D'ETUDES-
C  SIMULATION DE LA MACHINE A INDUCTION A FREQUENCE VARIABLE
C  H: PAS DE CALCUL , OME:FREQUENCE D'ALIMENTATION
C  BJ:MOMENT D'INERTIE DE LA MACHINE , CM:COUPLE RESISTANT.
C  OMEG:VITESSE DE ROTATION DE LA MACHINE , TETA=θ , COUP2=CE
REAL LS,LR,M,K,LO1,LO2,LO3,LO4,L11,L12,L13,L14,L21,L22,L23,
L24,L31,L32,L33,L34
RS =
RR =
LS =
LR =
M =
OME =
TF =
VT =
BJ =
H =
CM =
TETA =
OMEG =
T =
X =
Y =
Z =
V =
COUPL =
K = 1/(LS*LR-M*M)
VDO=VT*(COS(TETA)*COS(OME*T)+COS(TETA-2.0944)*COS(OME*T-2.0944)
+COS(TETA-4.1888)*COS(OME*T-4.1888))*0.9428
```

```

VQO=VT*(SIN(TETA)*COS(OMEG*T)-SIN(TETA-2.0944)*COS(OMEG*T-2.0944)
+SIN(TETA-4.1888)*COS(OMEG*T-4.1888))*0.9428
8 CIAS=X*COS(TETA)+Y*SIN(TETA)
CIBS=X*COS(TETA-2.0944)+Y*SIN(TETA-2.0944)
CICS=X*COS(TETA-4.1888)+Y*SIN(TETA-4.1888)
CIAR=Z
CIBR=-(Z+V*SQRT(3.))/2.
CICR=-(Z-V*SQRT(3.))/2.
WRITE(108,1) T, OMEG, COUPL, CIAS, CIAR
1 FORMAT(2X, F5.3, 5X, 4(F16.4, 6X)///)
IF(T.GT.TF) STOP
T1=T+H/2.
T2=T+H
TETA1 =(TETA+OMEG*H/2.)
TETA2 =(TETA+OMEG*H)
VD1=VT*(COS(TETA1)*COS(OMEG*T)+COS(TETA1-2.0944)*COS(OMEG*T1-2.0944)
+COS(TETA1-4.1888)*COS(OMEG*T1-4.1888))*0.9428
VQ1=VT*(SIN(TETA1)*COS(OMEG*T1)+SIN(TETA1-2.0944)*COS(OMEG*T1-2.0944)
+SIN(TETA1-4.1888)*COS(OMEG*T1-4.1888))*0.9428
VD2=VT*(COS(TETA2)*COS(OMEG*T2)+COS(TETA2-2.0944)*COS(OMEG*T2-2.0944)
+COS(TETA2-4.1888)*COS(OMEG*T2-4.1888))*0.9428
VQ2=VT*(SIN(TETA2)*COS(OMEG*T2)+SIN(TETA2-2.0944)*COS(OMEG*T2-2.0944)
+SIN(TETA2-4.1888)*COS(OMEG*T2-4.1888))*0.9428
LO1=H*K*(-LR*RS*X-OMEG*LS*LR*Y+M*RR*Z-OMEG*M*LR*V+LR*VDO)
LO2=H*K*(LS*LR*OMEG*X-LR*RS*Y+OMEG*M*LR*Z+M*RR*V+LR*VQO)
LO3=H*K*(M*RS*X+LS*M*OMEG*Y-LS*RR*Z+OMEG*M*M*V-M*VDO)
LO4=H*K*(-M*OMEG*LS*X+RS*M*Y-OMEG*M*M*Z-LS*RR*V-M*VQO)
L11=H*K*(-LR*RS*(X+LO1/2.)-OMEG*LS*LR*(Y+LO2/2.)+M*RR*(Z+LO3/2.)
-OMEG*M*LR*(V+LO4/2.)+LR*VD1)
L12=H*K*(LR*LS*OMEG*(X+LO1/2.)-LR*RS*(Y+LO2/2.)+OMEG*M*LR*
(Z+LO3/2.)+M*RR*(V+LO4/2.)+LR*VQ1)
L13=H*K*(M*RS*(X+LO1/2.)+LS*M*OMEG*(Y+LO2/2.)-LS*RR*(Z+LO3/2.)
+OMEG*M*M*(V+LO4/2.)-M*VD1)
L14=H*K*(-M*OMEG*LS*(X+LO1/2.)+RS*M*(Y+LO2/2.)-OMEG*M*M*
(Z+LO3/2.)-LS*RR*(V+LO4/2.)-M*VQ1)

```



```
L21=H*K*(-LR*RS*(X+L11/2.)-OMEG*LS*LR*(Y+L12/2.)+M*RR*(Z+L13/2.)
-OMEG*M*LR*(V+L14/2.)+LR*VD1)
L22=H*K*(LS*LR*OMEG*(X+L11/2.)-LR*RS*(Y+L12/2.)+OMEG*M*LR*(Z+L13/2.)
+M*RR*(V+L14/2.)+LR*VQ1)
L23=H*K*(M*RS*(X+L11/2.)+LS*M*OMEG*(Y+L12/2.)-LS*RR*(Z+L13/2.)
+OMEG*M*M*(V+L14/2.)-M*VD1)
L24=H*K*(-M*OMEG*LS*(X+L11/2.)+RS*M*(Y+L12/2.)-OMEG*M*M*(Z+L13/2.)
-LS*RR*(V+L14/2.)-M*VQ1)
L31=H*K*(LR*RS*(X+L21/2.)-OMEG*LS*LR*(Y+L22/2.)+M*RR*(Z+L23/2.)
-OMEG*M*LR*(V+L24/2.)+LR*VD2)
L32=H*K*(LR*LS*OMEG*(X+L21/2.)-LR*RS*(Y+L22/2.)+OMEG*M*LR*
(Z+L23/2.)+M*RR*(V+L24/2.)+LR*VQ2)
L33=H*K*(M*RS*(X+L21/2.)+LS*M*OMEG*(Y+L22/2.)-LS*RR*(Z+L23/2.)
+OMEG*M*M*(V+L24/2.)-M*VD2)
L34=H*K*(-M*OMEG*LS*(X+L21/2.)+RS*M*(Y+L22/2.)-OMEG*M*M*(Z+L23/2.)
-LS*RR*(V+L24/2.)-M*VQ2)
X=X+(LO1+2.*(L11+L21)+L31)/6.
Y=Y+(LO2+2.*(L12+L22)+L32)/6.
Z=Z+(LO3+2.*(L13+L23)+L33)/6.
V=V+(LO4+2.*(L14+L24)+L34)/6.
COUP2=(Z*Y-X*V)*M*1.5
COUP1=COUPL+COUP2)/2.
OMEG2=OMEG+H*(COUP1+COUP2-2.*CM)/2.*BJ
VDO = VD2
VQO = VQ2
COUPL = COUP2
TETA = TETA2
OMEG = OMEG2
T = T+H
GO TO 8
END
```

!LINK

!RUN

C O N C L U S I O N

Dans ce travail, on a étudié les régimes transitoire et permanent d'une machine asynchrone . En partant des équations de la machine, on a réussi à obtenir les évolutions des courants (statoriques et rotoriques), du couple électromagnétique de la machine et de la vitesse de rotation de la machine et ceci grâce à un ordinateur digital.

Le comportement de la machine dans une zone d'instabilité a été établi : l'instabilité se manifeste par des oscillations de vitesse, de couple, de courant.

BIBLIOGRAPHIE



- 1- T. ROBERTSON & M. HEBBAR : "A digital model for three-phase induction machine" de la revue I.E.E.E. Transactions on power apparatus and systems 1969 (vol-88, n° 11) (pages : 1624 - 1634)
- 2- A. K. SARKAR & G. J. BERG : "Digital simulation of three phase induction motors" de la revue I.E.E.E. transactions on power apparatus and systems ; July/August 1970 (vol-89, n°6), (pages : 1031-1035).
- 3- H.E. JORDAN : "Digital computer analysis of induction machines **in dynamic systems** " de la revue I.E.E.E. Transactions on power apparatus and systems. June 1967 (vol-86, n°6), (pages : 722-728).
- 4- P. BARRET : Régimes transitoires des machines tournantes (Electrotechnique générale) tome IV .
- 5- M. DREYFUS : Fortran IV (CIRO).
- 6- J. GIRERD & W.J. KARPLUS : traitement des équations différentielles sur calculateurs électroniques (1968).