

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

10/89

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

«O»
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

Projet de Fin d'Etudes

S U J E T

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE
A FREQUENCE - VARIABLE PAR PWM

Proposé par :
M.O. MAHMOUDI

Etudié par :
DJ. ZIDANE
N. LAAOUAD

Dirigé par :
M.O. MAHMOUDI

Promotion Juin 1989

E.N.P. : 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH - ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

«O»

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

Projet de Fin d'Etudes

S U J E T

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE
A FREQUENCE - VARIABLE PAR PWM

Proposé par :
M.O. MAHMOUDI

Etudié par :
DJ. ZIDANE
N. LAAOUAD

Dirigé par :
M.O. MAHMOUDI

Promotion Juin 1989

E.N.P. : 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH - ALGER

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي

عِلْمًا

كَتَبَهُ اللَّهُ الْعَظِيمُ

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

Nous remercions notre promoteur M. M.O MAHMOUDI qui a proposé et dirigé ce travail . Nous lui exprimons nos vives gratitudees pour ces consignes et ces directives qui nous ont été d'un intérêt remarquable .

Nos remerciements vont également à tous les enseignants du département GENIE ELECTRIQUE de l'ENP particulièrement aux MM ZAIM , H. MAAZI et O. TOUHAMI qui n'ont pas cessé de nous aider et de nous encourager durant la préparation de ce travail .

Nous remercions également les membres de Jury qui ont bien voulu examiner ce travail .

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent ici , l'expression de nos profondes reconnaissances .

D E D I C A C E S

A ceux que j'aime le plus dans ce monde :

MES PARENTS

A

-MES FRERES ET MES SOEURS

-MA FAMILLE

-MES AMIS

-A. CHAIB-EDDOUR et sa FAMILLE

ET à

-Tous les petits enfants

Je dédie ce commode travail

DJ. ZIDANE

Je dédie ce modeste travail à

- Mes parents que j'aime profondément .
- Mes frères et soeurs
- Qui j'éprouve de l'affection et de la tendresse
- Tous ceux qui me sont chers

N.LAAOUAD

- NOTATIONS
- INTRODUCTION
- CHAPITRE 1 MOTEUR EQUIVALENT3
 - INTRODUCTION3
 - I. Transformations utilisées dans l'étude de la machine d'induction3
 - 1. Equivalence des F.M.M4
 - 2. Equivalence de puissances électrique5
 - 3. Equivalence énergétique magnétique5
 - 4. Transformation de PARK6
 - II. Etude de la machine d'induction6
 - INTRODUCTION6
 - 1. Définition6
 - 2. Principe de fonctionnement7
 - 3. Définition du glissement7
 - 4. Equations de tension en grandeurs de phase7
 - 5. Transformation de PARK appliquée à la machine d'induction8
 - 6. Equation de puissance et de couple9
 - 7. Valeurs relatives10
 - 8. Régime permanent12
- CHAPITRE 2 ASSOCIATION MLI-MAS16
 - INTRODUCTION16
 - I. Etude du MLI16
 - 1. Principe et stratégie des PWM16
 - 2. Calcul de la tension de sortie d'un PWM17
 - 3. Courant délivré par le PWM19
 - Conclusion & perspectives19
 - II. Modèle de connaissance du MAS22
 - 1. Equations de fonctionnement22
 - 2. Méthode de RUNGE-KUTTA au 4^o ordre24
 - III. DEMARRAGE DU MAS27
 - 1. Données numériques27
 - 2. Détermination du comportement27
- CHAPITRE 3 : COMMANDE A FLUX CONSTANT32
 - INTRODUCTION32
 - I. Fonctionnement à $U_s=f(F_s)$ 32
 - 1. Tension strictement proportionnelle à la fréquence33
 - 2. Compensation de la chute de tension33
 - II. Fonctionnement à $U_s=f(F_s, F_r)$ 35

1.	Modèle d'étude	35
2.	régime établi	36
3.	régime transitoire	38
- CHAPITRE 4 . REGLAGE DE LA VITESSE		40
INTRODUCTION		40
I.	Modèle électromécanique	41
1.	Modèle statique	41
2.	Equations de perturbations	43
3.	Modèle dynamique	43
4.	Fonctions de transfert	45
5.	Introduction des constantes de temps	46
II.	Etude d'un montage pratique	47
1.	Schéma de principe	47
2.	Simulation du système	51
CONCLUSIONS		
ANNEXES		
BIBLIOGRAPHIE		

NOTATIONS

Symbôle	Indice	Désignation	Unité
	a,b,c	phases statoriques	-
	A,B,C	phases rotoriques	-
C		couple	N.m
	em	électromagnétique	-
F		fréquence	Hz
Fv		coefficient de frottements	N.m.s/rd
	d	axe direct	-
g		glissement	-
I		courant	A
j		unité imaginaire	-
J		moment d'inertie	Kg.m
Kc		coefficient du couple résistant ...	N.m.s/rd
L		inductance	H
M		mutuelle stator-rotor	H
n		vitesse de rotation	p.u
	n	valeur nominale	-
	o	homopolaire	-
P		puissance	W
p		nombre de paires de pôles	-
	q	axe transversal	-
	r	grandeur rotorique	-
	réf	grandeur de référence	-
R		résistance	-
	s	grandeur statorique	-
S		opérateur de dérivation (d/dt)	-
t		temps	s
U		tension aux bornes d'un enroulement.	V
X		réactance	-
Δ		accroissement ou écart	-
θ		angle électrique	rd
σ		coefficient de dispersion	-
ψ		flux	Wb
ω		vitesse angulaire	rd/s
ε		pulsation	rd/s

INTRODUCTION

Les variateurs de vitesse composés de moteurs à courant alternatif associés à des convertisseurs statiques, de fréquence ont connu un grand développement ces dernières décennies .

Les moteurs asynchrones sont les moteurs les plus utilisés dans toutes applications industrielles et domestiques de l'électricité du fait de leur facilité d'installation , de leur bon rendement , leur robustesse et leur excellente fiabilité .

D'autre part les moteurs à courant continu se caractérisent par la simplicité de commande et présentent des performances très satisfaisantes . C'est pourquoi la plupart des études des différentes associations onduleur-moteur asynchrone visent à adopter la machine asynchrone aux performances de la machine à courant continu .

Dans ce sens la recherche est occupée , en permanence , par l'amélioration des onduleurs en vue de trouver une méthode de commande optimale .

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) apporte une contribution significative dans ce sens .

Actuellement la majorité des analyses de l'ensemble convertisseur-machine a recours à la simulation numérique , à partir de modèles , plus au moins , complexes de la machine .

Beaucoup d'études ont montré les avantages des entraînements à flux constant . En effet , le meilleur moyen d'obtenir une vitesse variable , dans une plage large et continue , pour les machines à champs tournants (synchrones et asynchrones), consiste à agir sur la fréquence d'alimentation (et simultanément sur la tension) .

L'objectif visé par notre projet est l'étude , par **SIMULATION** numérique , de l'association **MLI-MOTEUR ASYNCHRONE** et le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à fréquence et tension variables .

Cette étude a été divisée en quatre chapitres se présentant de la manière suivante :

CHAPITRE 1 :

Ce chapitre comporte deux parties ; dans la première partie nous déterminons les transformations susceptibles de simplifier l'étude de la machine d'induction par simulation numérique . La deuxième partie est consacrée à l'étude de la machine .

CHAPITRE 2 :

On traite l'association PWM-MAS , après l'étude du convertisseur nous déterminons les caractéristiques de démarrage du moteur asynchrone alimenté par MLI .

CHAPITRE 3 :

Nous présentons dans ce chapitre les différentes approches qui permettent un fonctionnement à flux constant , nous présentons aussi un modèle de connaissance en régime libre , puis nous déterminons une commande susceptible de maintenir le flux constant .

CHAPITRE 4 :

Dans ce chapitre nous présentons un modèle électromécanique, qui permet le calcul des fonctions de transfert et par la suite nous étudions les réponses indicielles et les tracés de Bode .

Enfin , nous terminons l'étude par une conclusion tirée à partir des différents axes de ce travail .

CHAPITRE 1

MOTEUR ASYNCHRONE EQUIVALENT

INTRODUCTION

La bonne mise en service d'un moteur asynchrone exige l'analyse des conditions auxquelles il aura à faire face .

Deux facteurs ,non complètement indépendant ,sont particulièrement à surveiller :

* Le couple utile qui doit être supérieur au couple résistant à tout instant ,particulièrement , pendant le démarrage .

** Le courant qui peut valoir jusqu'à dix fois sa valeur nominale ,lors d'un démarrage à pleine tension /1/,/2/,/3/ provoquant des chutes de tensions importantes perturbant ainsi les installations électriques voisines .

La connaissance de ces contraintes exige la détermination du comportement dynamique du moteur .

L'analyse d'un tel comportement est complexe avec le modèle polyphasé ordinaire .L'étude exige ,en général ,le recours à des modèles équivalents plus aptes à traiter .Dans ce sens ,le modèle orthogonal facilite beaucoup les calculs .

Ce chapitre traite le passage d'un système particulièrement triphasé à son équivalent en coordonnées orthogonales . Ensuite nous établirons les équations de fonctionnement du moteur asynchrone selon le modèle orthogonal équivalent .

I. TRANSFORMATION D'UN ENROULEMENT TRIPHASE EN TROIS ENROULEMENTS à AXES ORTHOGONAUX

Soit un enroulement triphasé a,b,c (fig 1.I.1) et que l'on désire transformer en trois enroulements orthogonaux suivant les axes O_d, O_q, O_o dénommés :

- # O_d : Axe direct selon X
- # O_q : Axe transversal selon Y
- # O_o : Axe homopolaire selon Z

Soit N_d, N_q, N_o les nombres de spires efficaces et I_d, I_q, I_o les courants qui circulent, respectivement, dans les enroulements d, q, o (fig 1.1.1) on a :

$$I_d = (N/N_d) \left[I_a \cos \theta + I_b \cos(\theta - 2\pi/3) + I_c \cos(\theta + 2\pi/3) \right]$$

$$I_q = -(N/N_q) \left[I_a \sin \theta + I_b \sin(\theta - 2\pi/3) + I_c \sin(\theta + 2\pi/3) \right]$$

$$I_o = (N/N_o) \left[I_a + I_b + I_c \right]$$

Où N est le nombre de spires de chacun des enroulements a, b et c .

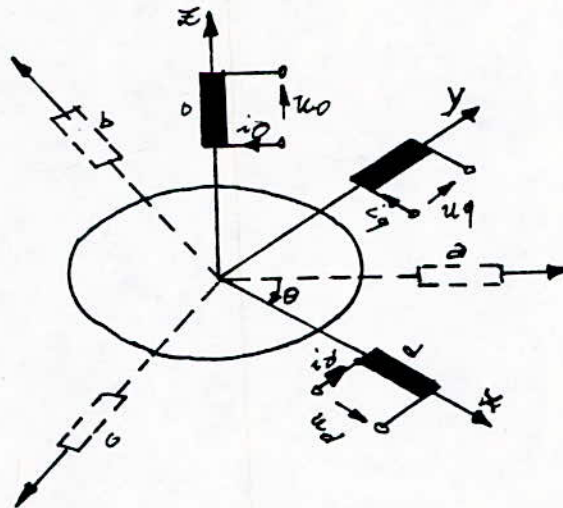


Fig 1.1.1 Transformation d'un enroulement triphasé en trois enroulements équivalents.

Les équations ci-dessus sont obtenues par projection des F.M.M des phases a, b et c sur les axes X, Y et Z .

Les rapports $N/N_d, N/N_q$ et N/N_o peuvent être choisis arbitrairement. Cependant pour que les courants I_d, I_q et I_o soient égaux aux courants de phases en régime établi, on fixe :

$$N/N_d = N/N_q = 2/3 ; N/N_o = 1/3$$

Dans ces conditions, la transformation des courants s'écrit :

$$[I_{dqo}] = [T] [I_{abc}] \dots \dots \dots (1.1)$$

avec :

$$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]$$

$$[I_{dqo}] = [I_d \ I_q \ I_o]$$

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

La transformation inverse est fournie par :

$$[Iabc] = [T]^{-1} [Idqo] \dots \dots \dots (1.2)$$

avec :

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

I.2 Equivalence énergétique (transformation des tensions)

Les énergies électriques instantanées doivent être égales donc :

$$(U_a I_a + U_b I_b + U_c I_c) dt = (U_d I_d + U_q I_q + U_o I_o) dt$$

$$d'où : {}^t [Uabc] [Iabc] = {}^t [Udqo] [Idqo]$$

$$[Udqo] = {}^t [T]^{-1} [Uabc] = [W] [Uabc] \dots \dots \dots (1.3)$$

Où [W] : matrice de transformation des tensions

$$[W] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est fournie par :

$$[Uabc] = [W]^{-1} [Udqo] \dots \dots \dots (1.5)$$

$$[W]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/2 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/2 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/2 \end{bmatrix}$$

I.3 Equivalence énergétique magnétique (transformation de flux)

Pour l'obtention de la matrice de transformation de flux on doit évaluer les énergies magnétiques emmagasinées dans les deux systèmes d'enroulements :

$$(1/2)(\psi_a I_a + \psi_b I_b + \psi_c I_c) = (1/2)(\psi_d I_d + \psi_q I_q + \psi_o I_o)$$

$${}^t [\psi abc] [Iabc] = {}^t [\psi dqo] [Idqo]$$

$$[\psi dqo] = [W] [\psi abc] \dots \dots \dots (1.6)$$

$$et [\psi abc] = [W]^{-1} [\psi dqo] \dots \dots \dots (1.7)$$

I.4 Transformation de PARK

On définit ,une matrice unique appelée matrice de PARK notée $P(\theta)$, selon laquelle l'on transforme les grandeurs d'un système triphasé en un système orthogonal d,q,o à savoir :

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

$$\text{On a ainsi : } [I'_{dqo}] = P(\theta) [I_{abc}] \dots\dots\dots(1.8)$$

$$[U'_{dqo}] = P(\theta) [U_{abc}] \dots\dots\dots(1.9)$$

$$[\psi'_{dqo}] = P(\theta) [\psi_{abc}] \dots\dots\dots(1.10)$$

La correspondance entre les différentes grandeurs transformées selon (I.1, I.2 et I.3) et selon PARK est la suivante :

$$[I'_{dqo}] = [I_{dqo}]$$

$$[U'_{dqo}] = (2/3) [U_{dqo}]$$

$$[\psi'_{dqo}] = (2/3) [\psi_{dqo}]$$

N.B : Dans tout ce qui suit on utilisera la transformation de PARK pour passer d'un système triphasé à un système orthogonal d,q,o les grandeurs transformées seront indicées d,q,o sans apostrophe .

II. ETUDE DE LA MACHINE D'INDUCTION

II.1 Définition

Selon le vocabulaire électrotechnique international /1/ :
 " une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau auquel elle est connectée , ne sont pas dans un rapport constant " .

(VEI 411-01-07)

II.2 Principe de fonctionnement

Soit une machine asynchrone alimentée au stator par un système de courants symétriques , lequel génère une onde de tension magnétique tournant à $\Omega_s = \omega_s/p$ par rapport au stator .

Les enroulements rotoriques court-circuités tournent à la vitesse Ω du rotor . La vitesse relative du champ tournant statorique par rapport au rotor vaut : $\Omega'_s = \Omega_s - \Omega$

Les conducteurs rotoriques balayés par cette onde tournante sont le siège d'une tension induite de pulsation :

$$\omega_r = p\Omega'_s = \omega_s - \omega$$

Où ω_s et ω_r représentent les pulsations des courants statoriques et rotoriques, ω correspond à la pulsation mécanique du moteur qui est égale à $p\Omega$.

Les enroulements rotoriques court-circuités, sont parcourés par des courants induits de pulsation ω_r qui génèrent une onde de tension magnétique tournant à la vitesse $\Omega_r = \omega_r/p$.

La vitesse relative de l'onde rotorique par rapport au stator est donnée par : $\Omega_r = \Omega_r + \Omega = \Omega_s$.

Les ondes statoriques et rotoriques étant synchrones la machine est susceptible de délivrer un couple à n'importe quelle vitesse de rotation, sauf à la vitesse de synchronisme Ω_s . Pour laquelle le phénomène d'induction au rotor disparaît.

Dans la machine asynchrone, la condition de fréquence est constamment satisfaite : $\omega_s = \omega + \omega_r$.

II.3 Définition du glissement

La quantité $g = (N_s - N) / N_s = (\omega_s - \omega) / \omega_s$ est appelée glissement.

où : $N_s = 60 F_s / p$ est la vitesse de synchronisme (tr/mn).

$F_r = g F_s$ est la fréquence de glissement (Hz).

p : nombre de paires de pôles de la machine.

II.4 Equations de tension en grandeurs de phase

Considérons une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée par la fig 1.11.1. Les phases statoriques sont notées a, b et c, celles du rotor sont notées A, B et C.

La position entre les axes magnétiques de la phase a et la phase A est repérée à tout instant par l'angle θ .

$$[U_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \dots \dots \dots (1.11.a)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\psi_{ABC}] \dots \dots \dots (1.11.b)$$

où :

$$[U_{abc}] = \begin{matrix} t \\ [U_a \quad U_b \quad U_c] \end{matrix}$$

$$[U_{ABC}] = \begin{matrix} t \\ [U_A \quad U_B \quad U_C] \end{matrix}$$

$$[I_{abc}] = \begin{matrix} t \\ [I_a \quad I_b \quad I_c] \end{matrix}$$

$$[I_{ABC}] = \begin{matrix} t \\ [I_A \quad I_B \quad I_C] \end{matrix}$$

$$[\psi_{abc}] = \begin{matrix} t \\ [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c] \end{matrix}$$

$$[\psi_{ABC}] = \begin{matrix} t \\ [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C] \end{matrix}$$

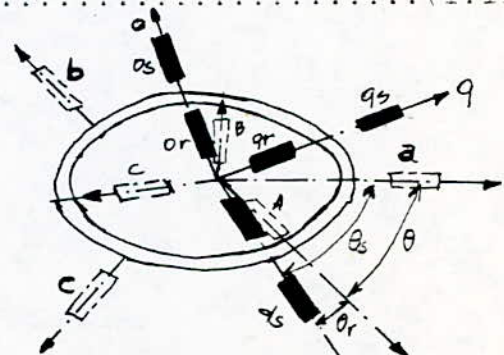


Fig 1.11.1.d
Représentation schématique d'une machine d'induction

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\psi_{abc}] = [L_s] [I_{abc}] + [L_{sr}] [I_{ABC}] \dots \dots \dots (1.12.a)$$

$$[\psi_{ABC}] = [L_{sr}] [I_{abc}] + [L_r] [I_{ABC}] \dots \dots \dots (1.12.b)$$

$[L_s]$, $[L_r]$: représentent les matrices d'inductances statoriques et rotoriques .

○ $[L_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles stator-rotor .

- Soit ; L_{aa} : inductance propre d'une phase statorique
 L_{AA} : inductance propre d'une phase rotorique
 L_{ab} : inductance mutuelle entre phases statoriques
 L_{AB} : inductance mutuelle entre phases rotoriques
 $L_{aA}(\theta)$: inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique .

Du fait de l'isotropie du circuit magnétique , seule $L_{aA}(\theta)$ est fonction de θ ./1/ .

On a :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En introduisant ces valeurs dans les équations de tensions définies précédemment on aura :

$$[U_{abc}] = R_s [I_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_{ABC}] \} \dots \dots (1.13.a)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_{abc}] \} \dots \dots (1.13.b)$$

Du fait des termes trigonométriques contenus dans la matrice des inductances mutuelles stator-rotor $[L_{sr}]$, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système est très complexe .

II.5 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone

La transformation de PARK , définie dans le paragraphe 1.I.4 appliquée aux enroulements triphasés d'une machine asynchrone conduit aux équations suivantes :

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} + \omega_a \psi_{qs} \dots\dots\dots(1.14.a)$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_a \psi_{ds} \dots\dots\dots(1.14.b)$$

$$U_{os} = R_s I_{os} + \frac{d}{dt} \psi_{os} \dots\dots\dots(1.14.c)$$

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_a - \omega) \psi_{qr} \dots\dots\dots(1.14.d)$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_a - \omega) \psi_{dr} \dots\dots\dots(1.14.e)$$

$$U_{or} = R_r I_{or} + \frac{d}{dt} \psi_{or} \dots\dots\dots(1.14.h)$$

Où $\omega_a = d\theta_s/dt$ est la vitesse du référentiel par rapport au stator .

Les flux couplés sont donnés par les expressions suivantes :

$$\psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_{sr} I_{dr} \dots\dots\dots(1.15.a)$$

$$\psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_{sr} I_{qr} \dots\dots\dots(1.15.b)$$

$$\psi_{os} = L_{os} I_{os} \dots\dots\dots(1.15.c)$$

$$\psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_{sr} I_{ds} \dots\dots\dots(1.15.d)$$

$$\psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_{sr} I_{qs} \dots\dots\dots(1.15.e)$$

$$\psi_{or} = L_{or} I_{or} \dots\dots\dots(1.15.h)$$

Où :

$$L_s = L_{aa} - L_{ab}$$

$$L_{os} = L_{aa} + 2 L_{ab}$$

$$L_{sr} = (3/2)L_{aA}$$

$$L_r = L_{AA} - L_{AB}$$

$$L_{or} = L_{AA} + 2 L_{AB}$$

II.6 Equation de puissance et de couple

La puissance électrique statorique instantanée de la machine s'écrit :

$$P(t) = U_a I_a + U_b I_b + U_c I_c = (3/2)(U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs}) + 3 U_{os} I_{os}$$

Cette relation ,multipliée par dt , et exprimée dans un référentiel lié au champ tournant donne :

$$dW_{es} = (3/2) [R_s (I_{ds} + I_{qs}) + 3 R_s I_{os}] dt + [(3/2)(d\psi_{ds} I_{ds} + d\psi_{qs} I_{qs}) + 3 d\psi_{os} I_{os}] dt + [(3/2) \omega_s (\psi_{ds} I_{qs} - \psi_{qs} I_{ds})] dt$$

Cette énergie ,fournie au stator du moteur ,se compose de trois termes :

* le premier terme représente l'énergie perdue par effet Joule dans les enroulements statoriques .

* le second terme représente la variation d'énergie magnétique statorique .

* le troisième terme représente l'énergie transférée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant .

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'obtient en divisant le troisième terme de l'équation précédente par Ωsdt .

Donc : $Cem = (3/2) p (\psi ds Iqs - \psi qs Ids) \dots\dots\dots(1.16)$

II.7 Valeurs relatives (per unit)

L'utilisation des valeurs relatives facilite beaucoup la comparaison ,et permet d'éviter les risques d'erreurs .

II.7.1 Grandeurs de référence

Tension : $U_{réf} = \sqrt{2} U_{sn}$ (U_{sn} : tension statorique nominale par phase)

Courant : $I_{réf} = \sqrt{2} I_{sn}$ (I_{sn} : courant statorique nominal par phase)

Puissance: $P_{réf} = 3 U_{sn} I_{sn} = (3/2) U_{réf} I_{réf}$

Pulsation : $\omega_{réf} = \omega_s = 2\pi F_s$ (F_s : fréquence du réseau)

Vitesse angulaire : $\Omega_{réf} = \omega_{réf}/p$ (p : désigne le nombre de paires de pôles)

Couple : $C_{réf} = P_{réf}/\Omega_{réf}$

Flux : $\psi_{réf} = U_{réf}/\omega_{réf}$

Impédance : $Z_{réf} = U_{réf}/I_{réf}$

Inductance : $L_{réf} = Z_{réf}/\omega_{réf}$

II.7.2 Grandeurs réduites

Au stator : $r_s = R_s/Z_{réf}$; $x_s = L_s \omega_{réf}/Z_{réf}$

Au rotor : $r_r = R_r/Z_{réf}$; $x_r = L_r \omega_{réf}/Z_{réf}$

$$x_m = L_{sr} \omega_{réf}/Z_{réf}$$

Les courants :

$i_{ds} = I_{ds}/I_{réf}$; $i_{qs} = I_{qs}/I_{réf}$; $i_{dr} = I_{dr}/I_{réf}$

$i_{qr} = I_{qr}/I_{réf}$

Les tensions :

$$u_{ds} = U_{ds}/U_{réf} ; u_{qs} = U_{qs}/U_{réf} ; u_{dr} = U_{dr}/U_{réf}$$

$$u_{qr} = U_{qr}/U_{réf}$$

Les flux :

$$\varphi_{ds} = \psi_{ds}/\psi_{réf} ; \varphi_{qs} = \psi_{qs}/\psi_{réf} ; \varphi_{dr} = \psi_{dr}/\psi_{réf}$$

$$\varphi_{qr} = \psi_{qr}/\psi_{réf}$$

Le couple :

$$c_{em} = C_{em}/C_{réf} ; T = \omega_s t$$

Nota : Pour tout ce qui suit , nous allons considérer un moteur parfaitement équilibré au stator et au rotor :

$$I_{os} = I_{or} = 0 ; U_{os} = U_{or} = 0 ; \psi_{os} = \psi_{or} = 0$$

En tenant compte de cette remarque et des équations déterminées précédemment , les équations régissant le fonctionnement du MAS deviennent :

Dans un référentiel lié au stator :

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dT} \varphi_{ds} \dots\dots\dots(1.17.a)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dT} \varphi_{qs} \dots\dots\dots(1.17.b)$$

$$u_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dT} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \dots\dots\dots(1.17.c)$$

$$u_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dT} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \dots\dots\dots(1.17.d)$$

Dans un référentiel lié au champ tournant :

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dT} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \dots\dots\dots(1.18.a)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dT} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \dots\dots\dots(1.18.b)$$

$$u_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dT} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \dots\dots\dots(1.18.c)$$

$$u_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dT} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \dots\dots\dots(1.18.d)$$

Equations des flux :

$$\varphi_{ds} = x_s i_{ds} + x_m i_{dr} \dots\dots\dots(1.19.a)$$

$$\varphi_{qs} = x_s i_{qs} + x_m i_{qr} \dots\dots\dots(1.19.b)$$

$$\varphi_{dr} = x_r i_{dr} + x_m i_{ds} \dots\dots\dots(1.19.c)$$

$$\varphi_{qr} = x_r i_{qr} + x_m i_{qs} \dots\dots\dots(1.19.d)$$

L'équation du couple :

$$\begin{aligned} c_{em} &= \varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds} \\ c_{em} &= \varphi_{qr} i_{dr} - \varphi_{dr} i_{qr} \end{aligned}$$

$$c_{em} = x_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \dots\dots\dots(1.20)$$

Remarque :

Tous les symboles utilisés dans ces relations sont des valeurs adimensionnelles à l'exception de ω_s et ω (rd/s) .

II.8 Régime permanent

II.8.1 Equations de Park au régime permanent

L'enroulement statorique est soumis à un système de tensions symétrique , l'enroulement rotorique est court-circuité et le rotor tourne à $\Omega = \text{constante}$ (glissement constant) .

Les courants forment un système symétrique de la forme :

$$I_a = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \alpha)$$

$$I_b = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$I_c = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \alpha + 2\pi/3)$$

En appliquant la transformation de Park définie par $P(\theta)$ selon le paragraphe 1.1.4 et en choisissant un référentiel lié au champ tournant , on a avec $\theta_s = \omega_s t$:

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \end{bmatrix} = (2/3)\sqrt{2} I_s \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & \cos(\omega_s t - 2\pi/3) & \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \\ -\sin \omega_s t & -\sin(\omega_s t - 2\pi/3) & -\sin(\omega_s t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \alpha) \\ \cos(\omega_s t + \alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t + \alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

En développant et en utilisant les relations trigonométriques suivantes :

$$\begin{aligned} \cos a \cos b &= (1/2) [\cos(a + b) + \cos(a - b)] \\ \sin a \sin b &= (1/2) [\sin(a + b) + \sin(a - b)] \end{aligned}$$

On obtient finalement :

$$I_{ds} = \sqrt{2} I_s \cos \alpha = \text{constante}$$

$$I_{qs} = \sqrt{2} I_s \sin \alpha = \text{constante}$$

Des relations similaires peuvent être écrites pour les tensions statoriques et les grandeurs rotoriques qui, dans le référentiel choisi, apparaissent donc comme des grandeurs continues.

$$U_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \psi_{qs} \dots\dots\dots(1.21.a)$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \psi_{ds} \dots\dots\dots(1.21.b)$$

$$U_{dr} = R_r I_{dr} - g \omega_s \psi_{qr} = 0 \dots\dots\dots(1.21.c)$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + g \omega_s \psi_{dr} = 0 \dots\dots\dots(1.21.d)$$

avec : $g \omega_s = \omega_s - \omega$

II.8.2 Equations de tensions en grandeurs de phase

Pour l'étude des régimes permanents, il est usuel d'exprimer les relations de base en valeurs de phase efficaces, en supposant qu'à l'instant $t=0$ l'axe (d) coïncide avec l'axe de la phase (a), la transformation inverse fournit pour le courant dans la phase (a) la valeur :

$$\begin{aligned} I_a &= I_s = I_{ds} \cos \omega_s t - I_{qs} \sin \omega_s t \\ &= I_{ds} \cos \omega_s t + I_{qs} \cos(\omega_s t + \pi/2) \end{aligned}$$

de même : $\bar{I}_s = I_{sd} + j I_{sq} \dots\dots\dots(1.22.a)$

$$\bar{U}_s = U_{ds} + j U_{qr} \dots\dots\dots(1.22.b)$$

$$\bar{I}_r = I_{dr} + j I_{qr} \dots\dots\dots(1.22.c)$$

$$U_{ds} + j U_{qs} = R_s (I_{ds} + j I_{qs}) + j \omega_s L_s (I_{ds} + j I_{qs}) + j \omega_s M (I_{dr} + j I_{qr})$$

$$0 = (R_r/g) (I_{dr} + j I_{qr}) + j \omega_s L_r (I_{dr} + j I_{qr}) + j \omega_s M (I_{ds} + j I_{qs})$$

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_s g L_r \bar{I}_r + j\omega_s g M \bar{I}_s$$

Soit a : le rapport de transformation de tension défini comme :

$$a = n_s/n_r$$

n_s : nombre de spires du stator

n_r : nombre de spires du rotor

La quantité aM : représente l'inductance cyclique du stator .
les équations précédentes peuvent être écrites sous la forme :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s(L_s - aM)\bar{I}_s + j\omega_s aM(\bar{I}_s + (\bar{I}_r/a))$$

$$0 = (R_r/g)\bar{I}_r + j\omega_s(L_r - M/a)\bar{I}_r + j\omega_s (M/a)(a \bar{I}_s + \bar{I}_r)$$

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_{\sigma s} \bar{I}_s + j\omega_s L_{hs}(\bar{I}_s + (\bar{I}_r/a))$$

$$0 = (1/g)R_r \bar{I}_r + j\omega_s L_{\sigma r} \bar{I}_r + j\omega_s L_{hr}(a\bar{I}_s + \bar{I}_r)$$

En utilisant les grandeurs ramenées au stator :

$$R_r' = a^2 R_r \quad ; \quad L_{\sigma r}' = a^2 L_{\sigma r} \quad ; \quad L_{hr}' = a^2 L_{hr} = L_{hs}$$

On aura :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_{\sigma s} \bar{I}_s + j\omega_s L_{hs}(\bar{I}_s + \bar{I}_r') \dots\dots\dots(1.23.a)$$

$$0 = (R_r'/g)\bar{I}_r' + j\omega_s L_{\sigma r}' \bar{I}_r' + j\omega_s L_{hs}(\bar{I}_s + \bar{I}_r') \dots\dots\dots(1.23.b)$$

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + jX_{\sigma s} \bar{I}_s + jX_h \bar{I}_{o\mu}$$

$X_{\sigma s}$, $X_{\sigma r}$: réactances de fuite statorique et rotorique .

$X_h = \omega_s L_{hs}$: réactance principale .

$\bar{I}_{o\mu} = \bar{I}_s + \bar{I}_r'$: courant circulant dans X_h (courant magnétisant)

On définit :

Le facteur de dispersion statorique : $\sigma_s = (X_{\sigma s}/X_s)$

Le facteur de dispersion rotorique : $\sigma_r = (X_{\sigma r}/X_r')$

Ou X_s , X_r' : représentent les réactances propres statorique et rotorique ramenée au stator .

$$X_s = X_{\sigma s} + X_h$$

$$X_r' = X_{\sigma r}' + X_h$$

Le facteur de dispersion total s'exprime comme :

$$\sigma = 1 - (1 - \sigma_s)(1 - \sigma_r)$$

Schéma équivalent

On adopte un schéma en T (fig 1.II.2) qui simplifie beaucoup les calculs, c'est aussi le schéma le plus utilisé pour l'identification de la machine d'induction [1], [4].

L'établissement de ce schéma se fait à partir d'essais très simples (voir annexe 1).

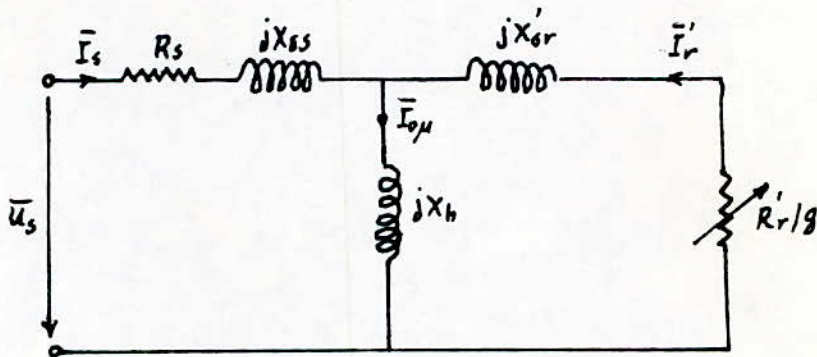


Fig 1.II.2
Schéma monophasé équivalent du moteur

Remarque : Par la suite, ce schéma sera à la base de tous nos calculs au régime établi.

CHAPITRE 2

ASSOCIATION MLI-MOTEUR ASYNCHRONE

INTRODUCTION

Pour commander la tension alternative ,aux bornes de la machine d'induction ,en fonction de la fréquence d'alimentation nous pouvons varier la tension continue à l'entrée de l'onduleur ou la laisser constante .

Dans le cas d'une source continue à tension variable ,deux méthodes sont à envisager :

* Un pont redresseur , à thyristors ,créé à partir du réseau alternatif une source de tension dont la valeur moyenne dépend de l'angle d'amorçage des thyristors .

** Un pont redresseur à diodes ,alimente un hacheur de rapport cyclique variable .

Cette dernière solution est préférable car le facteur de puissance ,côté réseau ,du pont redresseur à thyristors ,diminue considérablement lorsque l'angle d'amorçage augmente .

La technique de la modulation de largeur d'impulsions réunit les deux avantages à la fois :

- L'onduleur est alimenté en tension constante supprimant ainsi la source continue variable .

- Un découpage approprié permet la neutralisation des harmoniques de rangs inférieurs contenus dans l'onde rectangulaire /7/,/8/,/9/ .

Dans ce chapitre nous détaillerons l'étude de l'onduleur MLI par la suite , nous étudierons les caractéristiques ,en régime libre ,du moteur asynchrone associé à l'onduleur .

I. ETUDE DU MODULATEUR DE LARGEUR D'IMPULSIONS (PWM)

I.1 Principe et stratégie des PWM

La modulation de largeur d'impulsions (pulse width modulation) est une technique connue déjà depuis bien longtemps en traitement de signal et il faut bien remarquer que la plupart des convertisseurs alternatifs l'utilisent sans que ce soit un fait apparent .

Un bras PWM est constitué de deux interrupteurs électroniques blocables de manière autonome (fig 2.I.1). La tension de sortie est formée d'une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation de l'onduleur, et de largeur variable suivant la loi de modulation choisie.

On distingue deux types d'ondes en modulation de largeur d'impulsions PWM : Un unipolaire où l'impulsion est comprise entre 0 et +E/2 pour l'alternance positive et entre 0 et -E/2 pour l'alternance négative et l'autre bipolaire où l'impulsion est comprise entre +E/2 et -E/2. C'est ce dernier type de modulation qui fera l'objet de notre analyse par la suite.

Ces dernières années, de nombreux moyens de construction des angles pour onduleur PWM, encore appelés stratégies des PWM, ont été suggérés. Les uns, les plus récents, sont fondés sur le calcul de ces angles en fonction de la tension, et opérant au moyen de techniques numériques à base de microprocesseurs, de mémoire et de matériel digital [8]. Les autres reposent sur des circuits analogiques.

Nous développerons ici la plus classique :

Une onde porteuse triangulaire à haute fréquence est comparée à un signal de référence sinusoïdal à la fréquence de sortie du fondamental (fig 2.I.2.a). Les intersections des deux ondes déterminent les instants de commutation dans l'onduleur PWM. L'onde porteuse triangulaire U_p a généralement une amplitude fixe et le rapport de l'amplitude de la sinusoïde U_m , dite modulatrice, à l'amplitude de la porteuse est appelé TAUX DE MODULATION noté $M = U_m / U_p$. Le rapport inverse de leurs fréquences est dit INDICE DE MODULATION noté $m = F_p / F_m$.

Dans un PWM triphasé, on génère habituellement un ensemble triphasé de tension de référence dont chaque phase est comparée à une onde porteuse commune (fig 2.I.2.b), la tension entre phases peut avoir trois états +E, 0, -E.

1.2 Calcul de la tension de sortie d'un PWM

1.2.1 Tension moyenne

supposons que la variation de la modulatrice est suffisamment lente pour être négligée pendant une période de la porteuse. Les deux courbes se rencontrent aux points d'abscisses α et $2\pi - \alpha$.

Cette différence est utilisée pour commander la commutation des interrupteurs du PWM. L'onduleur donnera alors une tension V fig 2.I.3, dont la valeur moyenne est :

$$V_{moy} = \frac{E}{2} \left(2 \frac{\alpha}{\pi} - 1 \right) \dots \dots \dots (2.1)$$

d'autre part
$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{U_m}{U_p} \right) \dots \dots \dots (2.2)$$

On déduit
$$V_{moy} = \frac{E}{2 U_p} U_m = K U_m \dots\dots\dots(2.3)$$

La tension de sortie est proportionnelle à U_m , donc il suffit de faire varier cette dernière suivant une loi sinusoïdale de pulsation $\omega_m \ll \omega_p$ pour obtenir une variation analogue de V_{moy} avec une amplitude proportionnelle à U_m/U_p .

Le rapport de transformation de l'onduleur est réglable, sans modification de la tension d'alimentation E , par simple réglage du rapport U_m/U_p .

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter des ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications du PWM à la vitesse variable, où l'on fait varier fréquence et tension.

1.2.2 Calcul des harmoniques

L'analyse fréquentielle de la tension obtenue par un PWM sous forme de série de FOURIER en fonction de la modulatrice d'expression :

$$u_m = U_m \cos(\omega_m t + \theta)$$

donne :

$$V = \frac{E}{2} \frac{u_m}{U_p} + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \left(1 + \frac{u_m}{U_p} \cos n \omega_p t \right) \right] \dots(2.4)$$

Cette expression renferme, d'une part le terme fondamental dont l'expression est :

$$V_1 = E \frac{U_m}{2U_p} \cos(\omega_m t + \theta) \dots\dots\dots(2.5)$$

Proportionnelle à la tension modulatrice, et d'autre part les harmoniques de pulsation $n \omega_p$, modulés en amplitude par le facteur :

$$\sin \frac{n\pi}{2} \left[1 + \frac{U_m}{U_p} \cos(\omega_m t + \theta) \right]$$

Le facteur de forme K_f aura l'expression suivante :

$$K_f = \frac{U_m}{U_p} \frac{E}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(2.6)$$

Le résidu d'harmonique est

$$r = \sqrt{1 - \frac{U_m^2}{2 U_p^2}} \dots\dots\dots(2.7)$$

Ces formules montrent que le résidu d'harmoniques est toujours important et sa valeur maximale est de $1/\sqrt{2}$.

On démontre qu'il y a avantage à ce que les ondes soient synchronisées (indice de modulation entier) /8/, /9/, /11/ faute de quoi on fait naître des sous-harmoniques qui peuvent être gênants. On démontre aussi que les premiers harmoniques de valeur non négligeable sont ceux de la porteuse et de ses multiples. Dans le spectre des harmoniques on rencontre aussi les harmoniques multiples de la porteuse \pm le fondamental et ses multiples.

Dans un système q-phasé, il est avantageux d'avoir un rapport multiple impair entre le signal et la porteuse puisque les harmoniques disparaissent des tensions entre phases /11/.

I.3 Courant délivré par le PWM

Le courant absorbé par le moteur asynchrone quand il est associé au PWM, a une forme sinusoïdale contenant des harmoniques, ces harmoniques s'atténuent considérablement quand on augmente l'indice de modulation (fig 2.1.4).

Conclusion

Ce rapide survol nous a permis de déterminer les conditions à imposer pour mieux faire fonctionner un convertisseur modulé en largeur. Nous retiendrons donc les remarques suivantes :

- L'indice de modulation doit être un entier multiple du nombre de phases de l'onduleur, sa valeur découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement. Rendement qui se détériore au fur et à mesure que la fréquence de découpage augmente /11/.
- Le taux de modulation doit être inférieur à l'unité, pour éviter les risques d'un fonctionnement discontinu.

Perspectives

A présent, le développement des algorithmes des PWM constitue un thème de recherche très actif, et les convertisseurs utilisant une technique pareille envahiront, certes, toutes les applications exigeant l'utilisation d'une tension alternative variable. Ils sont, dès à présent, les convertisseurs préférés quand on cherche d'excellentes performances et des réponses solides. Leur application s'étend à la traction électrique, l'industrie textile et en conditionnement de l'air.

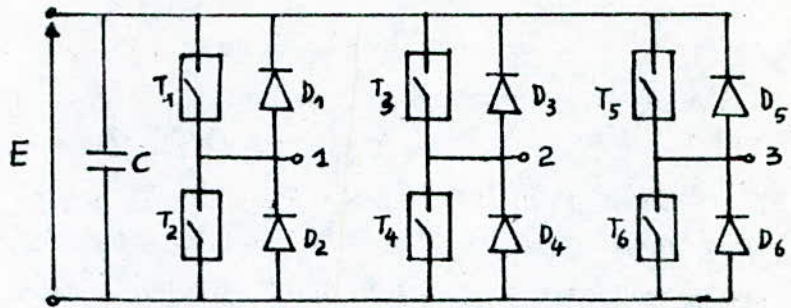


Fig 2.I.1
Onduleur PWM triphasé

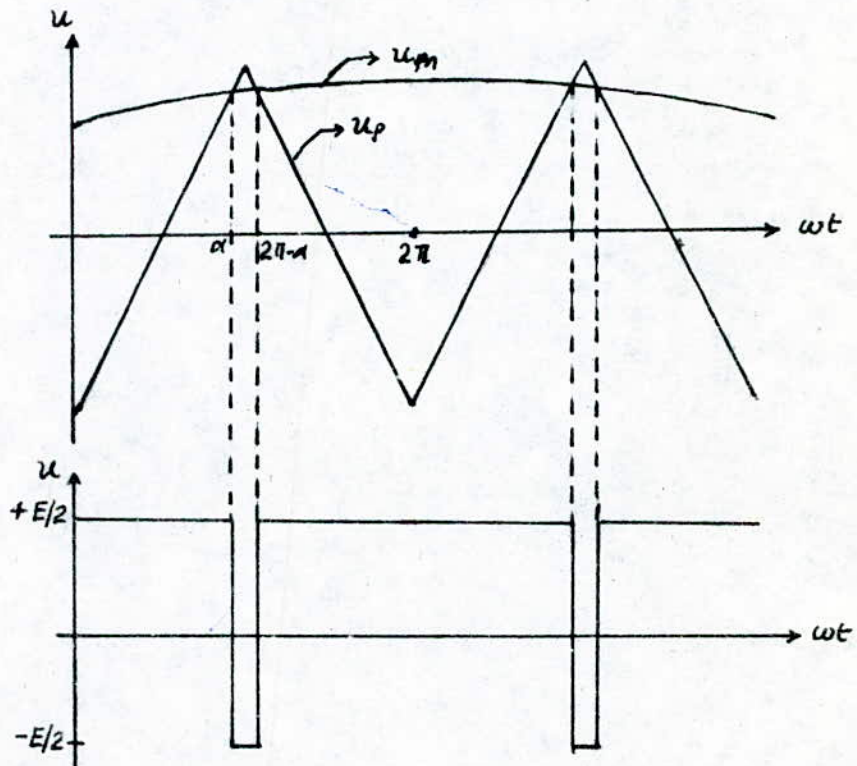


Fig 2.I.3
Principe de modulation
dans un PWM.

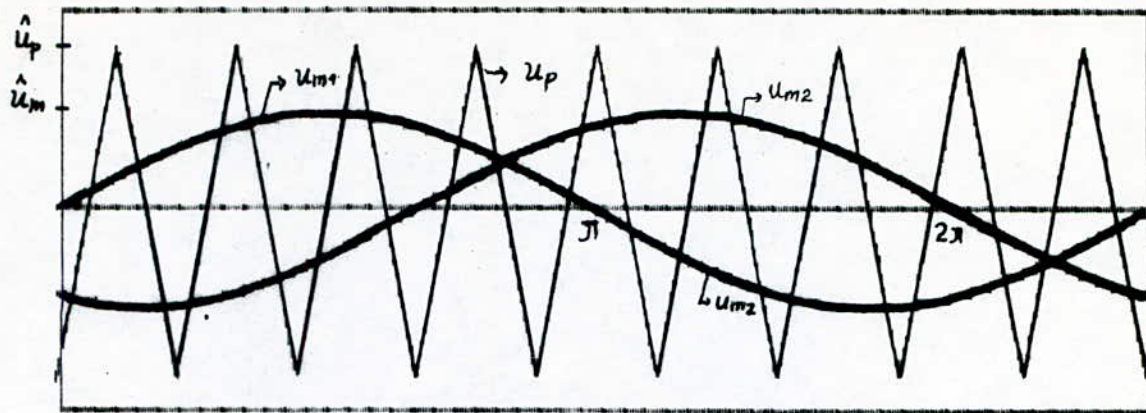


Fig 2.I.2.a

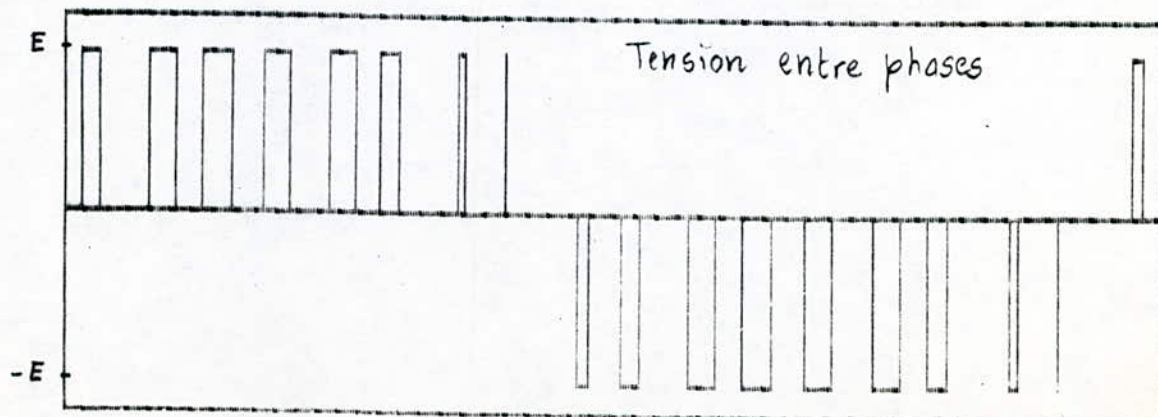
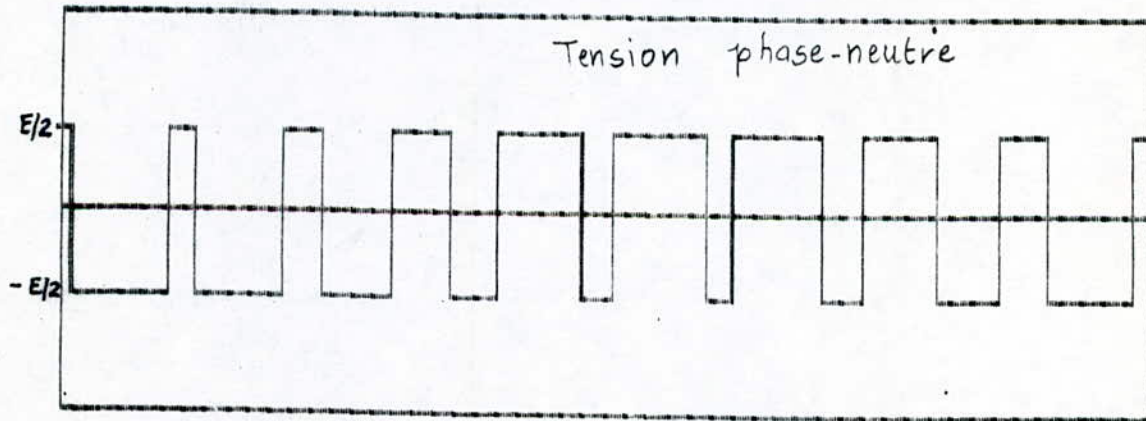
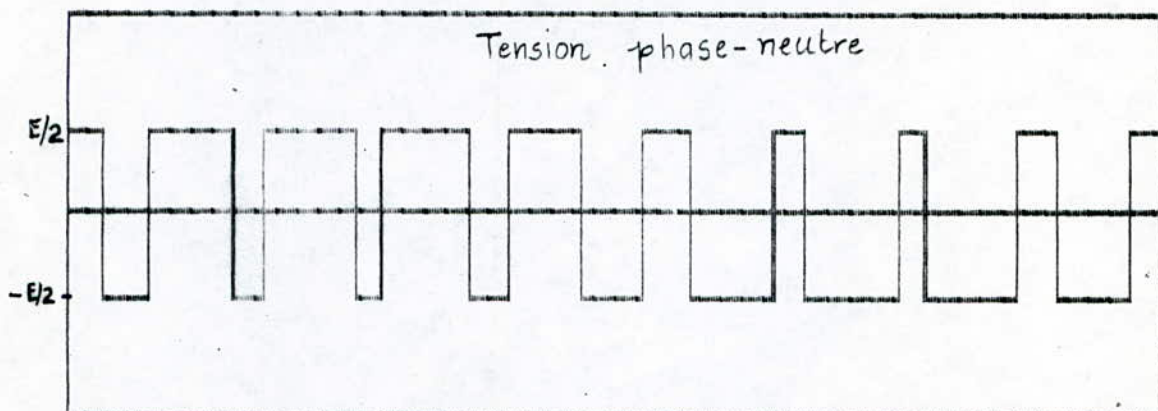


Fig 2.I.2.b

Principe de la modulation triangulo-sinusoidale

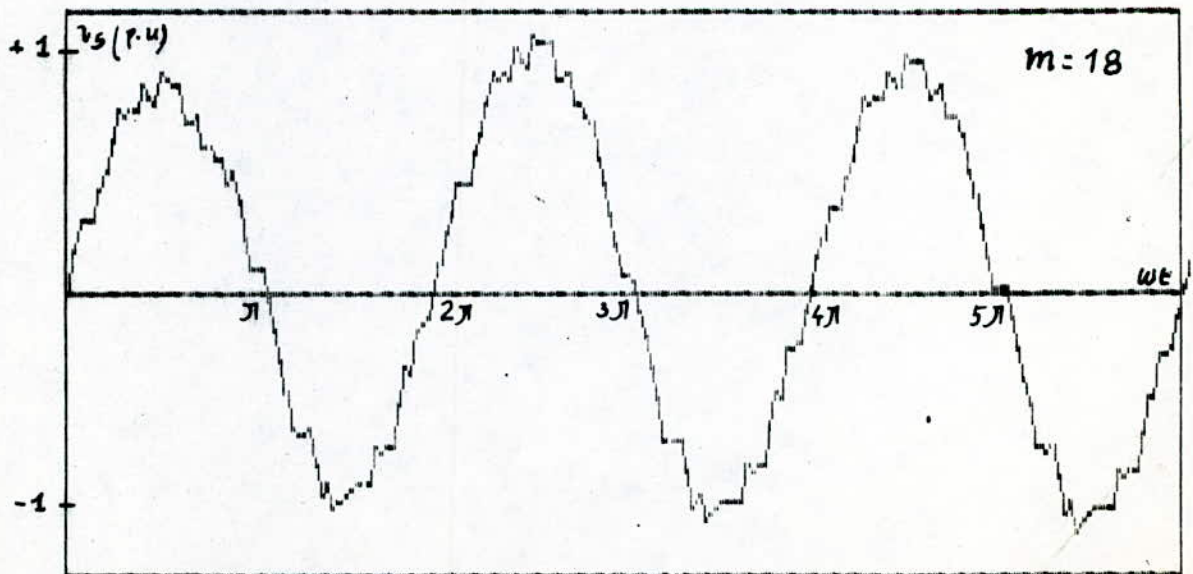
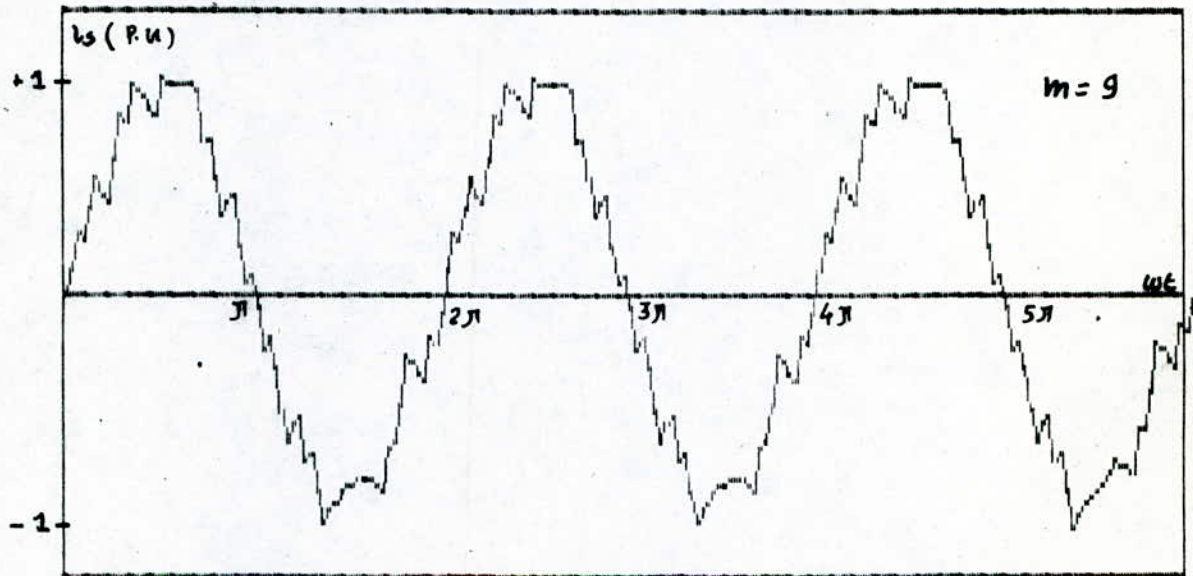
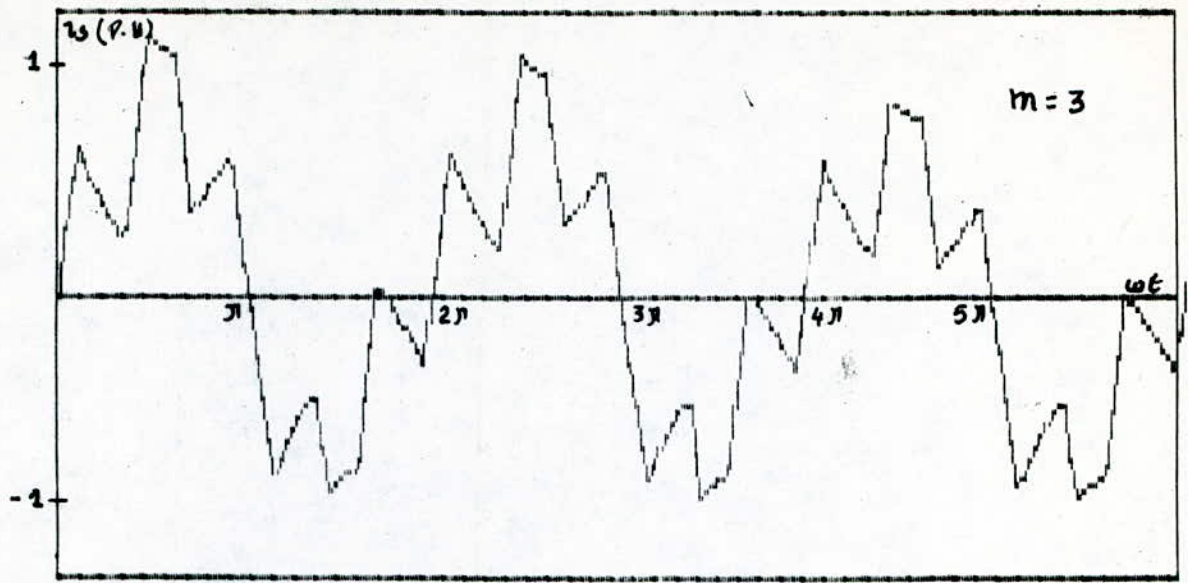


Fig. 2.1.4

Courant absorbé par le moteur
pour différentes valeurs de F_p/F_m

$$B = (1/\delta) \begin{bmatrix} 0 & x_m / (x_s x_r) & 0 & x_m / x_s \\ -x_m / x_s x_r & 0 & -x_m / x_s & 0 \\ 0 & -x_m / x_r & 0 & -1 \\ x_m / x_r & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = (1/\delta) \begin{bmatrix} 1/x_s & 0 & -x_m / (x_s x_r) & 0 \\ 0 & 1/x_s & 0 & -x_m / (x_s x_r) \\ -x_m / (x_s x_r) & 0 & 1/x_r & 0 \\ 0 & -x_m / (x_s x_r) & 0 & 1/x_r \end{bmatrix}$$

Equation mécanique: (équation du mouvement)

En régime transitoire l'équation de mouvement du moteur est tel que :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - f_v \Omega - C_r$$

ou :

- f_v : coefficient de frottement .
- J : le moment d'inertie des masses tournantes .
- C_r : couple résistant

Dans notre cas le moteur entraine une génératrice à courant continu : $C_r = K_c \Omega$

En valeurs relatives et avec : $C_{em} = x_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$

L'équation devient :

$$\frac{d}{dT} \eta = (x_m p C_{réf}) / (J \omega_{réf}^2) (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$$

On pose : $A_1 = (x_m p C_{réf}) / (J \omega_{réf}^2)$; $A_2 = (f_v + K_c) / (J \omega_{réf}^2)$

$$\frac{d}{dT} \eta = A_1 (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - A_2 \eta \dots \dots \dots (2.11)$$

Ces équations sont écrites sous une forme directement adaptée à l'intégration numérique .

Pour cela on utilise la méthode de "RUNGE-KUTTA " au 4° ordre dont l'application ne nécessite que la connaissance des valeurs initiales .

II. ETABLISSEMENT DU MODELE DE CONNAISSANCE

II.1 Equations de fonctionnement

Les équations régissant le fonctionnement du MAS , sont selon 1.II.7 dans un repère lié au stator (avec $\omega_a = 0$)

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dT} \varphi_{ds} \dots\dots\dots(2.8.a)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dT} \varphi_{qs} \dots\dots\dots(2.8.b)$$

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{d}{dT} \varphi_{dr} + n \varphi_{qr} \dots\dots\dots(2.8.c)$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{d}{dT} \varphi_{qr} - n \varphi_{dr} \dots\dots\dots(2.8.d)$$

Les équations du flux :

$$\varphi_{ds} = x_s i_{ds} + x_m i_{dr} \dots\dots\dots(2.9.a)$$

$$\varphi_{qs} = x_s i_{qs} + x_m i_{qr} \dots\dots\dots(2.9.b)$$

$$\varphi_{dr} = x_r i_{dr} + x_m i_{ds} \dots\dots\dots(2.9.c)$$

$$\varphi_{qr} = x_r i_{qr} + x_m i_{qs} \dots\dots\dots(2.9.d)$$

En remplaçant les expressions des flux dans les équations des tensions et en faisant séparer les dérivées de courant le système précédemment se présente de la façon suivante :

$$\frac{d}{dT} [i] = \{ [A] + [B] n \} [i] + [C] [u] \dots\dots\dots(2.10)$$

Avec :

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}$$

$$[u] = \begin{bmatrix} u_{ds} & u_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = (1/\sigma) \begin{bmatrix} -r_s/x_s & 0 & x_m r_r/(x_s x_r) & 0 \\ 0 & -r_s/x_s & 0 & (x_m r_r)/(x_s x_r) \\ -x_m r_s/(x_s x_r) & 0 & -r_r/x_r & 0 \\ 0 & x_m r_s/(x_s x_r) & 0 & -r_r/x_r \end{bmatrix}$$

II.2 Méthode de RUNGE-KUTTA au 4° ordre

La méthode de RUNGE KUTTA est une méthode fondée sur une formule de récurrence :

$$y_{i+1} = y_i + a_1 K_1 + a_2 K_2 + \dots + a_n K_n$$

y_{i+1} : valeur de y à l'itération $(i+1)$.
 y_i : valeur de y à l'itération i .

Les K_i ($i = 1, 2, \dots, n$) sont des termes correctifs pondérés par les coefficients a_i .

Au quatrième ordre l'approximation donne /5/ :

$$y_{i+1} = y_i + (1/6)(K_1 + 2 K_2 + 2 K_3 + K_4)$$

$$K_1 = h f(t_i , y_i)$$

$$K_2 = h f(t_i + h/2 , y_i + K_1/2)$$

$$K_3 = h f(t_i + h/2 , y_i + K_2/2)$$

$$K_4 = h f(t_i + h , y_i + K_3)$$

h : étant le pas d'intégration .

$$f(t,y) = (dy/dt)$$

Cette méthode nous offre la possibilité d'intégrer simultanément un système formé de n équations (dans notre cas $n=5$)

L'algorithme est le suivant :

$$y_{i+1} (j) = y_i (j) + (h/6) [K_1(j) + 2 K_2(j) + 2 K_3(j) + K_4(j)]$$

$$K_1(j) = f_j'(T_i , y_i(j))$$

$$K_2(j) = f_j'(T_i + h/2 , y_i(j) + K_1(j)/2)$$

$$K_3(j) = f_j'(T_i + h/2 , y_i(j) + K_2(j)/2)$$

$$K_4(j) = f_j'(T_i + h , y_i(j) + K_3(j))$$

Avec j varie de 1 à 5 (ordre du système)

$y_i(1)$ est la valeur du courant i_{ds} à l'itération (i)

$y_i(2)$ celle du courant i_{qs} à l'itération (i)

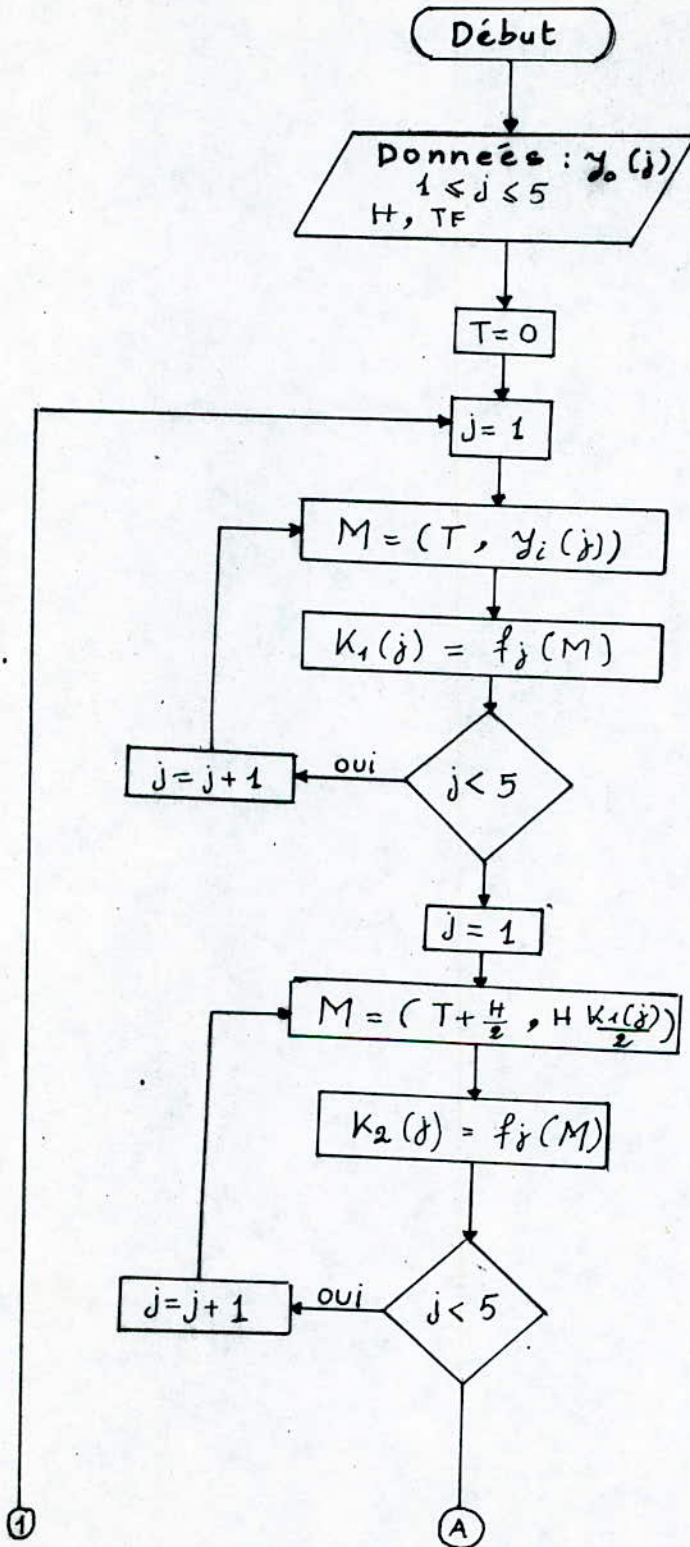
$y_i(3)$ celle de i_{ds} à l'itération (i)

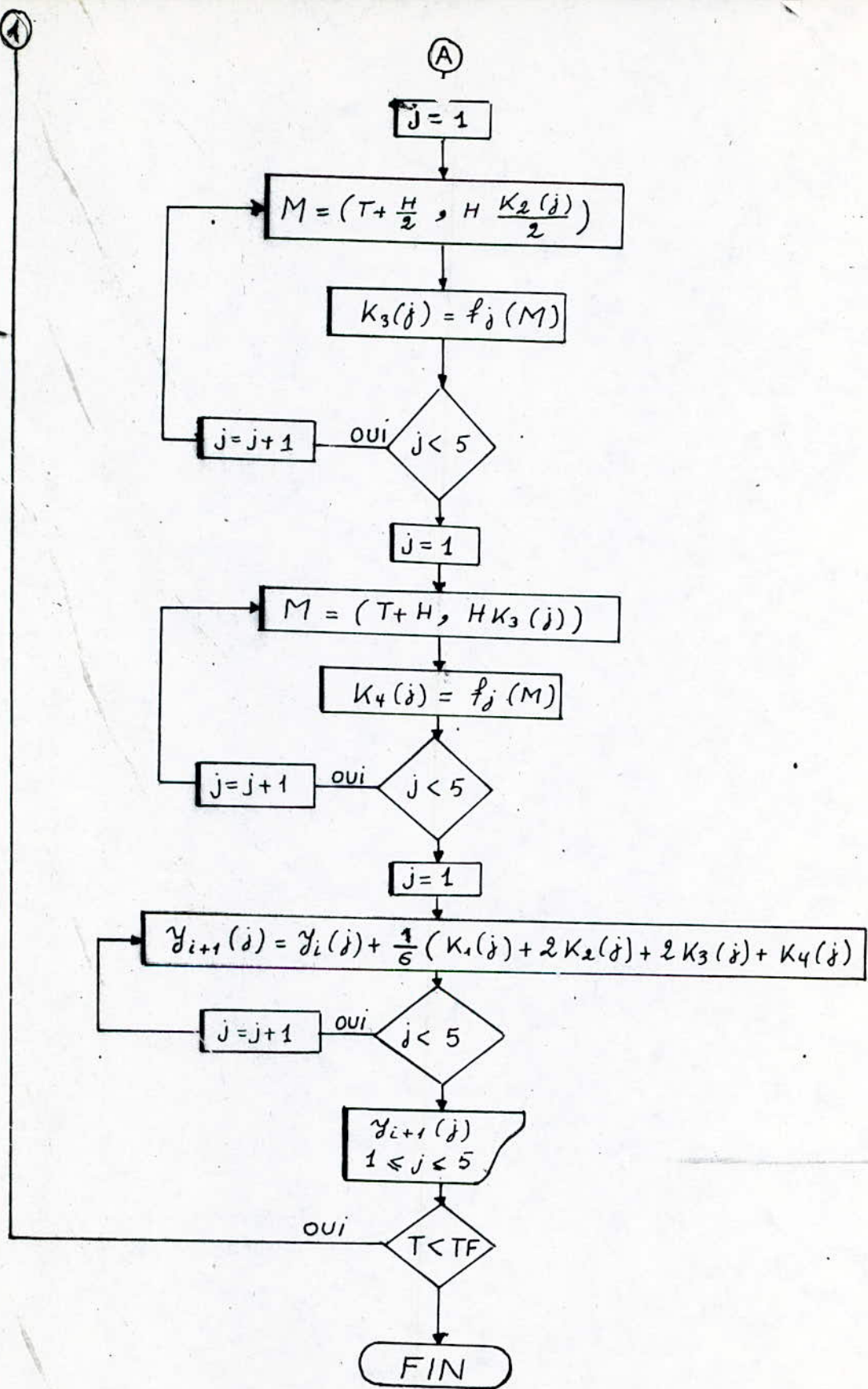
$y_i(4)$ celle de i_{qr} à l'itération (i)

$y_i(5)$ la valeur de la vitesse de rotation à l'itération (i)

L'organigramme de cette méthode est présenté à la page suivante

ORGANIGRAMME DE RUNGE-KUTTA AU 4ieme ORDRE





III. ETUDE DU DEMARRAGE

III.1 Données numériques

Pour illustrer notre travail théorique nous allons considérer les données suivantes /5/ .

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE :

$$F_s = 50 \text{ Hz}$$

$$R_s = 1.12 \Omega; R_r = 0.11 \Omega; L_s = 0.17 \text{ H}; L_r = 0.015 \text{ H}; M = 0.048 \text{ H}$$

$$J = 0.135 \text{ mNs /rd}; f_v = 0.00812 \text{ mNs/rd}; K_c = 0.114 \text{ mNs/rd} .$$

Ces données correspondent à un moteur de puissance apparente de 5640 VA , vitesse nominale 1500 tr/mn et une tension nominale de 220 V .

III.2 Détermination du comportement

Pour étudier la commande d'une machine électrique , il est indispensable de déterminer , à priori , son comportement aux régimes transitoires et au régime établi .

La partie suivante traite un régime transitoire souvent rencontré , à savoir le démarrage .

Pour pouvoir comparer les caractéristiques , nous étudierons dans un premier temps le démarrage lors d'une alimentation parfaitement sinusoïdale et équilibrée , ensuite le démarrage quand le moteur est associé à l'onduleur MLI .

III.2.1 Alimentation sinusoïdale

Considérons un MAS alimenté au stator par un système de tensions triphasé équilibré de la forme :

$$U_a = \sqrt{2} U \cos(\omega_s t)$$

$$U_b = \sqrt{2} U \cos(\omega_s t - 2\pi/3)$$

$$U_c = \sqrt{2} U \cos(\omega_s t + 2\pi/3)$$

En appliquant la transformation de PARK définie selon le paragraphe 1.1.4 , on aura :

Dans un référentiel lié au stator avec $\omega_a = 0$:

$$[U_{dq0}] = P(0) [U_{abc}]$$

$$\text{avec : } P(0) = (2/3) \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

$$U_{ds} = (2/3) [U_a - (1/2)U_b - (1/2)U_c]$$

$$U_{ds} = \sqrt{2} U (2/3) [\cos \theta - (1/2) \cos(\theta + 2\pi/3) + \cos(\theta - 2\pi/3)]$$

$$U_{ds} = \sqrt{2} U \cos \theta$$

De même $U_{qs} = \sqrt{2} U \sin \theta$

En valeurs relatives (selon 1.II.7) :

$$u_{ds} = \cos \theta = \cos(T) \dots\dots(2.12.a)$$

$$u_{qs} = \sin \theta = \sin(T) \dots\dots(2.12.b)$$

Le rotor étant court-circuité :

$$u_{dr} = 0 \dots\dots\dots(2.12.c)$$

$$u_{qr} = 0 \dots\dots\dots(2.12.d)$$

L'intégration des équations du modèle mathématique , selon RUNGE-KUTTA , permet de tracer les courbes de démarrage .

Les figures 2.II.1 et 2.II.2 présentent le démarrage du moteur (dont les paramètres sont repris au paragraphe 2.II.1)

On constate que le courant et le couple , au démarrage , valent de trois à cinq fois leurs valeurs au régime établi indépendamment de la charge.

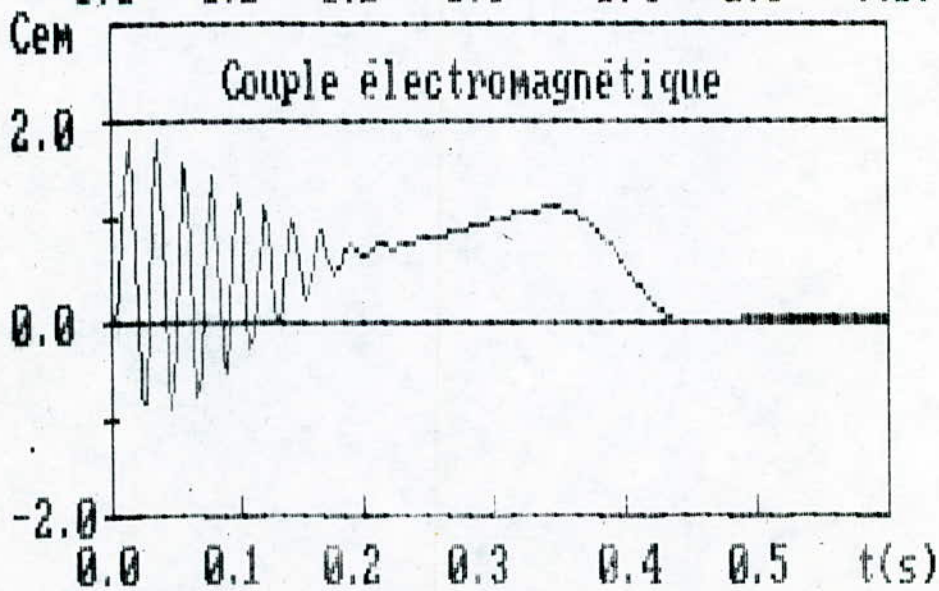
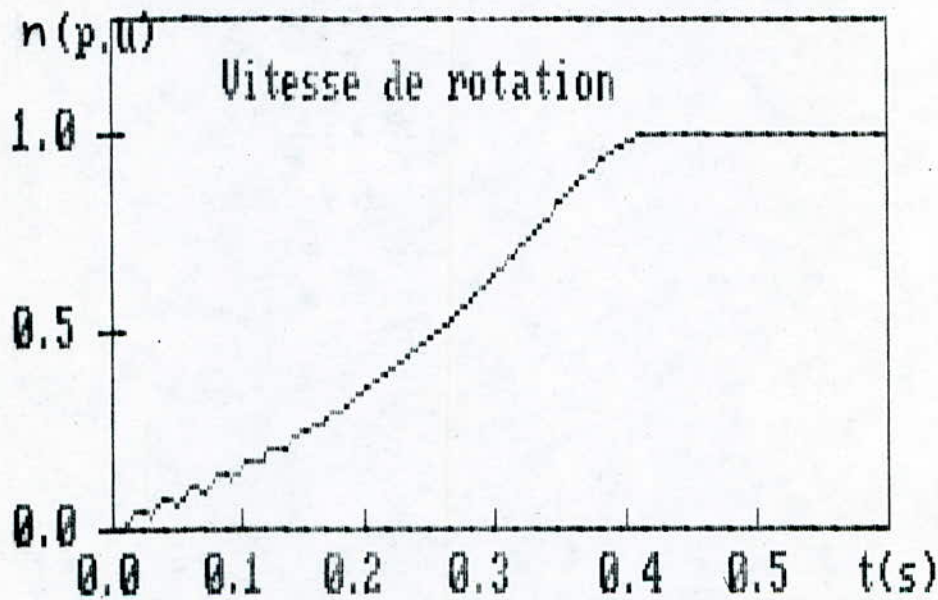
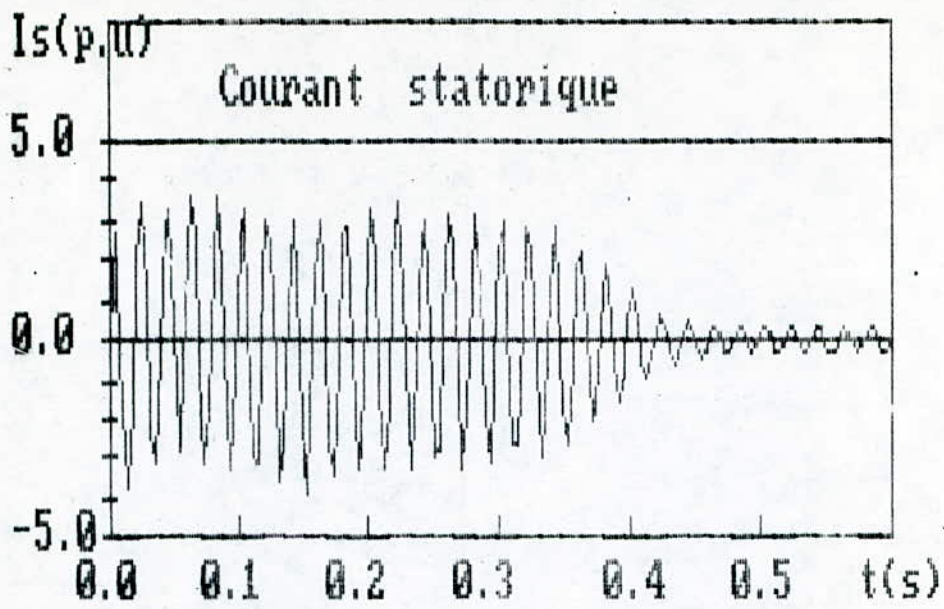
La vitesse présente des oscillations , lors des premiers instants de démarrage .

II.2.2 Alimentation par MLI

Pour le même moteur , l'intégration du système permet de tracer les courbes 2.II.3 et 2.II.4

L'examen de ces courbes conduit aux remarques ci-dessous :

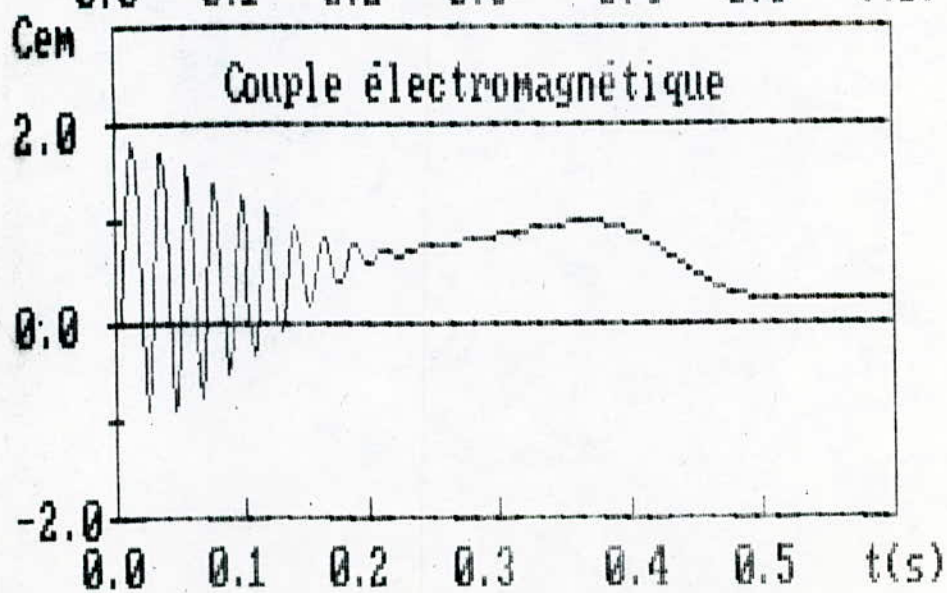
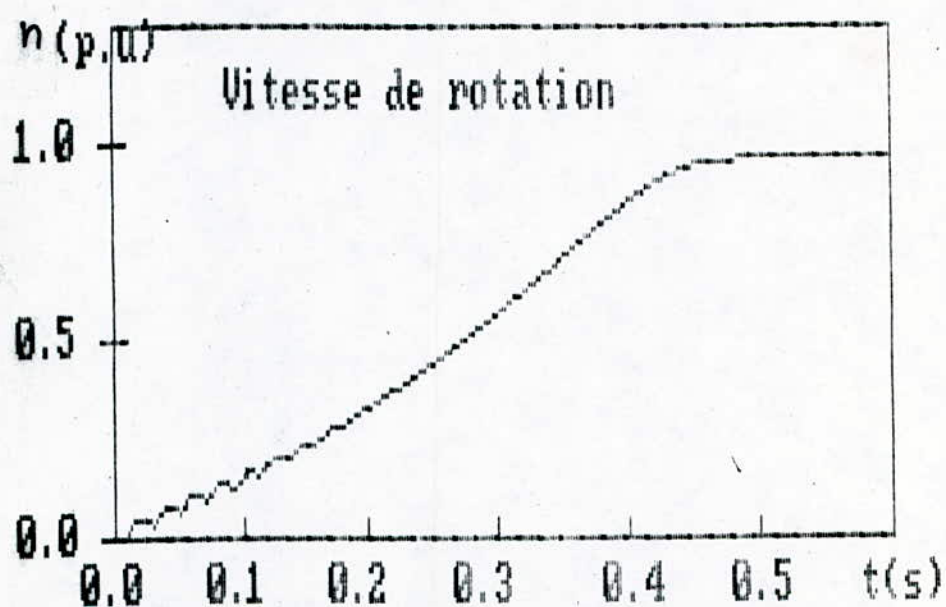
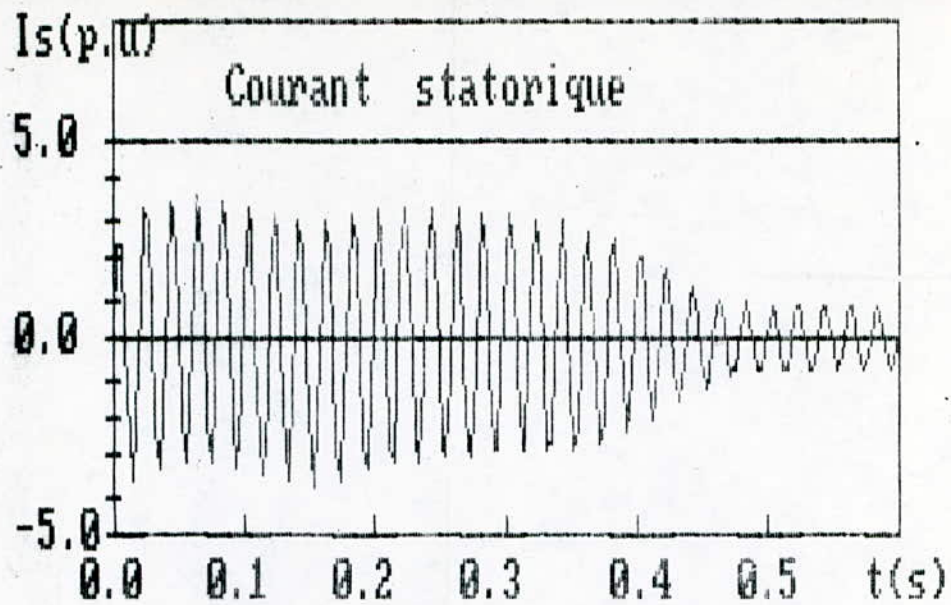
- Les oscillations de vitesse dues aux harmoniques sont négligeables par effet de l'inertie des masses tournantes .
- Le couple oscille , autour de sa valeur moyenne au régime établi ces oscillations sont dues aux harmoniques .
- Le courant absorbé par le moteur contient des harmoniques .



EMARRAGE DU MAS ALIMENTÉ PAR UNE TENSION SINUSOÏDALE

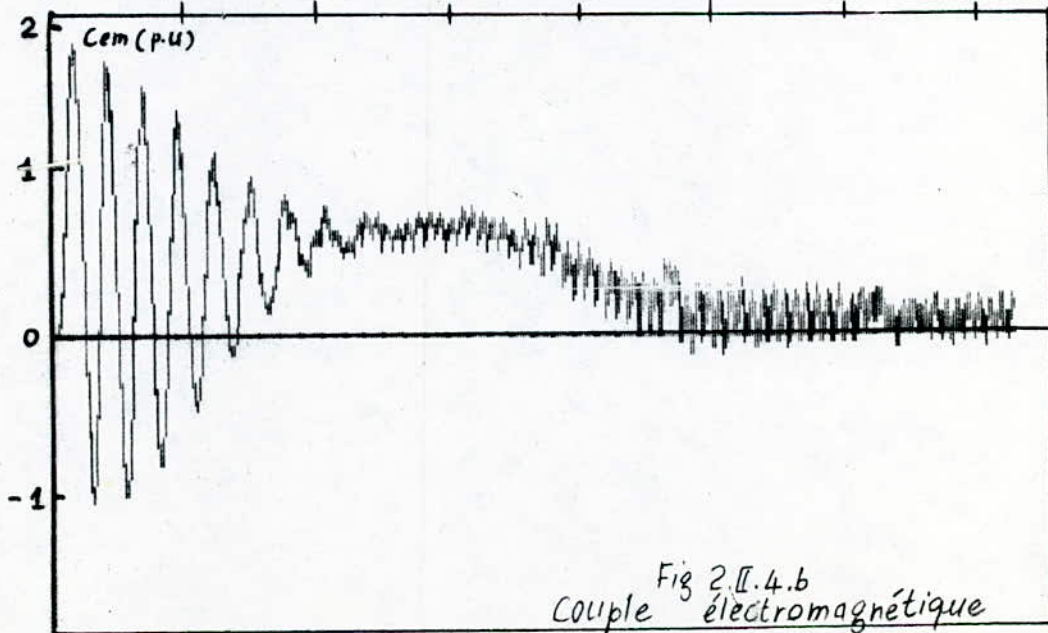
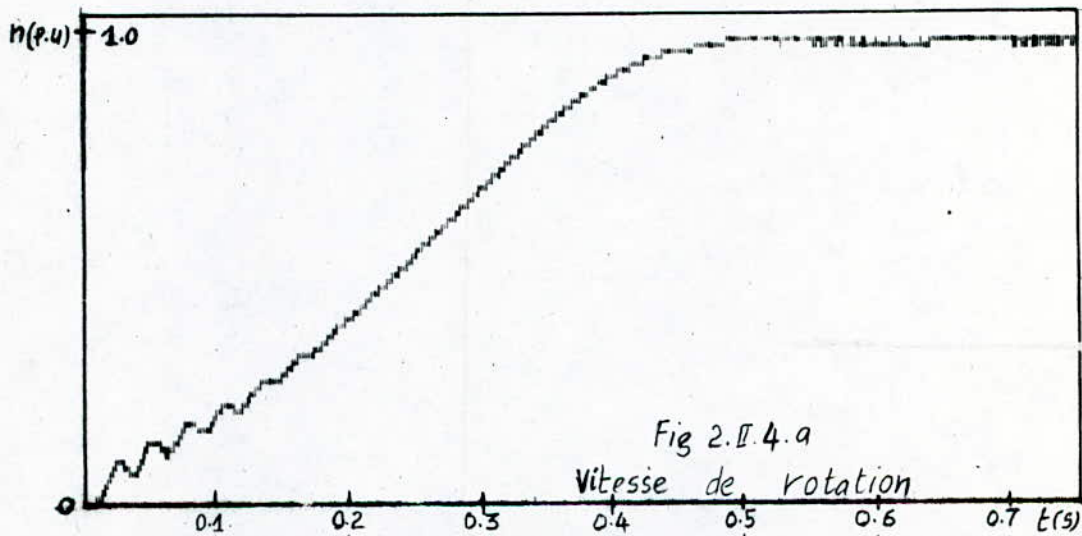
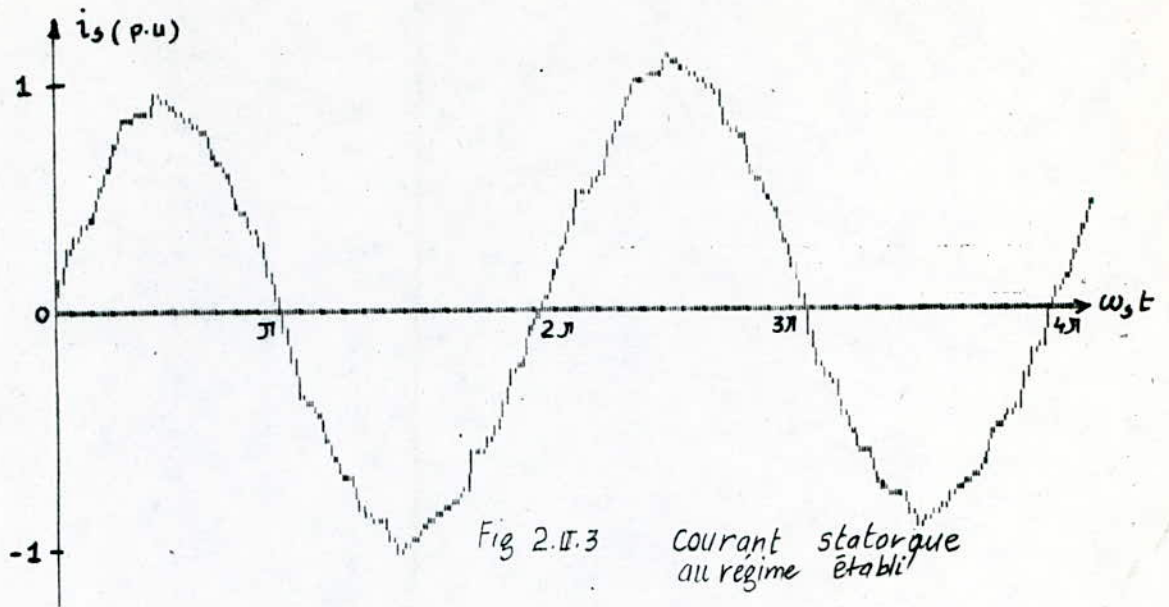
A VIDE

Fig. 2.1.1



DEMARRAGE DU MAS ALIMENTÉ PAR UNE TENSION SINUSOÏDALE
EN CHARGE

Fig. 2.0.2



EN CHARGE
 DEMARRAGE DU MAS ALIMENTÉ PAR PWM

CHAPITRE 3

FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE A FLUX CONSTANT

INTRODUCTION

Les procédés électromécaniques utilisés pour varier la vitesse d'un moteur asynchrone n'avaient pas des applications étendues car ils étaient compliqués ; avaient un rendement médiocre et ne pouvaient offrir un réglage continu de la vitesse..

Le développement des semiconducteurs (transistors ,tyristors) a permis de s'en passer de tous les anciens systèmes de réglage en permettant de réaliser à partir du réseau à fréquence industrielle des sources de tension ou de courant à pulsation réglable , ayant des caractéristiques d'emploi tout à fait remarquables .

Le fonctionnement correct d'un moteur asynchrone entre une fréquence faible et la fréquence normale oblige à réduire , au même temps , la tension d'alimentation de façon à ne pas saturer le stator du moteur et de maintenir l'induction dans l'entrefer aussi constante que possible et donc un flux statorique constant et égal à sa valeur maximale , permettant ainsi de développer le couple le plus élevé possible tout en absorbant au réseau l'intensité la plus faible qu'elle soit .

Dans ce chapitre nous présenterons certains approches qui visent un fonctionnement à flux constant , tout en montrant les avantages et les limites de chacune .

I. FONCTIONNEMENT à $U_s = f(F_s)$

Pour opérer à flux constant il faut tenir compte de la dépendance entre U_s , ω_s et I_s . La relation exacte liant ces trois grandeurs peut être tirée du schéma équivalent du moteur (fig. 1.II.2)

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\psi\bar{\varphi}_s \dots\dots\dots(3.1)$$

Cette relation est représentée , pour un flux maximum , par la famille des courbes (fig. 3.I.1) . L'examen de ces courbes conduit au considérations qualitatives suivantes :

- La tension croît linéairement avec la fréquence (sauf pour les petites fréquences) .

- Pour une fréquence donnée , la tension croit quand la charge augmente .

Différentes approches sont utilisées pour mettre au point des lois liant la tension , la fréquence et la charge pour , plus au moins , approximer la loi exacte qui permet la constance de flux.

I.1 Tension strictement proportionnelle à la fréquence

Si , nous négligeons la chute de tension ohmique et les fuites statoriques , l'équation (3.1) s'écrit :

$$U_s = \sqrt{2} \omega_s \varphi_s \dots\dots\dots(3.2)$$

(U_s et φ_s en valeurs efficaces)

d'où $\varphi_s = k U_s / F_s$

Le flux statorique est maintenu constant par une stricte proportionnalité entre la tension et la fréquence (fig 3.I.2) . . . des études //11//, //12//, //13// ont montré tout l'intérêt que présente cette approximation , du fait de la simplicité de sa réalisation . Toutefois , sa validité est restreinte aux fréquences relativement élevées . Au fur et à mesure que la fréquence décroît la chute de tension prend de l'importance devant la tension diminuant ainsi le flux d'entrefer .

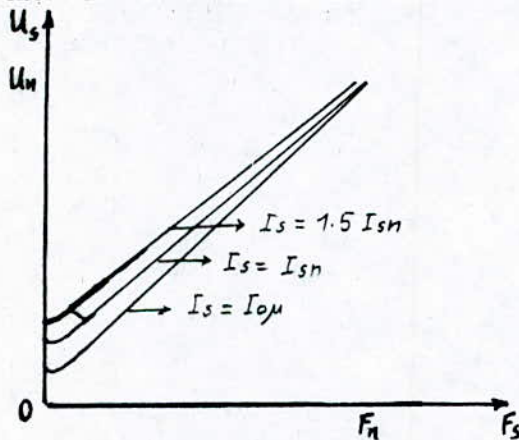


Fig. 3.I.1

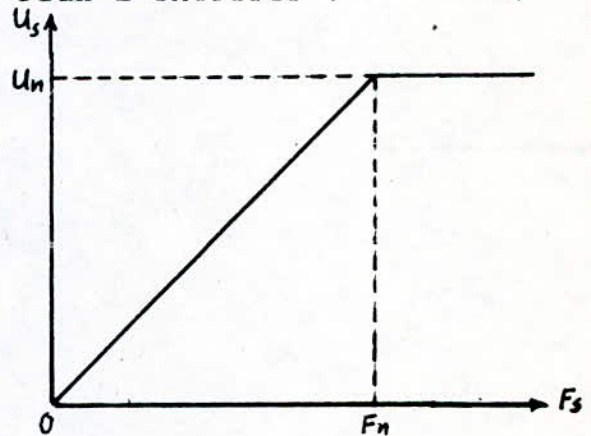


Fig 3.I.2

I.2 Compensation de la chute de tension

Pour remédier à l'handicap que présentait la stricte proportionnalité et afin de maintenir un couple significatif au basses fréquences une composante ΔU est ajoutée à la tension statorique selon l'une des lois suivantes //12//, //13// :

$$U_s = K F_s + \Delta U \dots\dots\dots(3.3)$$

$$U_s = \sqrt{(K F_s)^2 + (\Delta U)^2} \dots\dots\dots(3.4)$$

Dans ces lois ΔU est égale à la chute de tension de l'enroulement statorique quand circule le courant nominal à fréquence nulle. La constante de proportionnalité K est calculée de sorte à obtenir la tension nominale à 50 Hz.

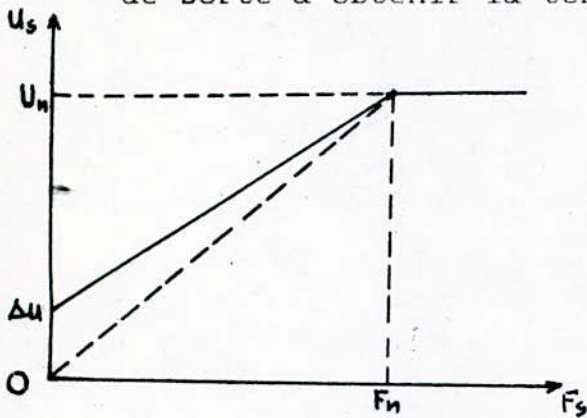


Fig 3.1.3

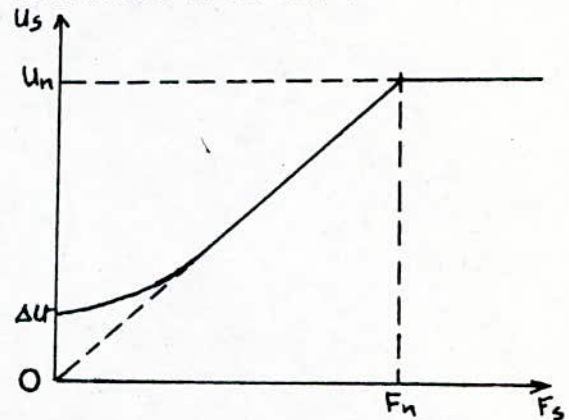


Fig 3.1.4

ces corrections admettent un entrainement à pleine charge or, quand le moteur n'entraîne qu'une faible charge à une petite vitesse, son courant augmente à cause de la saturation développant ainsi des problèmes d'échauffement et de pertes supplémentaires surtout quand le moteur est alimenté par un convertisseur de fréquence [13].

Les approches citées ci-dessus sont valables jusqu'à la tension nominale au-delà de laquelle il faut envisager un autre mode de fonctionnement.

En effet, le moteur ne peut fonctionner normalement au-delà de sa tension nominale (fixée par construction). Toutefois, il est possible qu'il tourne à des vitesses plus élevées que sa vitesse nominale. Ce mode de fonctionnement est dit à puissance constante (fig 3.1.5)

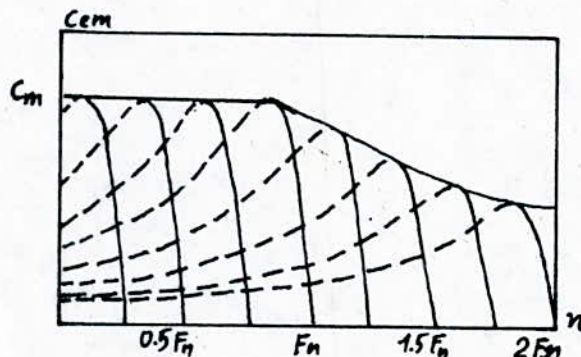


Fig 3.1.5
Caractéristiques couple-vitesse
pour différentes fréquences

II Fonctionnement à $U_s = f(F_s, F_r)$

II.1 Modèle d'étude

Pour l'étude de phénomènes de réglage dans des machines asynchrones, *il est* judicieux de choisir le système de coordonnées lié au champ tournant. Ainsi, en régime établi des grandeurs constantes apparaissent dans les enroulements équivalents.

Reprenons les équations de fonctionnement du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant (paragraphe 1.II.7)

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \dots \dots \dots (3.5.a)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} \dots \dots \dots (3.5.b)$$

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \dots \dots \dots (3.5.c)$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - \omega_r \varphi_{dr} \dots \dots \dots (3.5.d)$$

avec

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= x_s i_{ds} + x_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} &= x_s i_{qs} + x_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} &= x_r i_{dr} + x_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} &= x_r i_{qr} + x_m i_{qs} \end{aligned}$$

Ces dernières relations donnent :

$$i_{ds} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} 1 & x_m \\ -x_s & x_{sxr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.6.a)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} 1 & x_m \\ -x_s & x_{sxr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.6.b)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} x_m & 1 \\ x_{sxr} & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.6.c)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} x_m & 1 \\ x_{sxr} & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.6.d)$$

En remplaçant ces valeurs dans les expressions de tensions et en isolant les dérivées des flux, le système peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[\dot{\varphi}] = [A][\varphi] + [U] \dots \dots \dots (3.7)$$

avec :

$$\begin{aligned} [\dot{\varphi}] &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} & \varphi_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix} \\ [\varphi] &= \begin{bmatrix} \varphi_{ds} & \varphi_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix} \\ [U] &= \begin{bmatrix} u_{ds} & u_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} -r_s/\sigma x_s & f_s & (1-\sigma)r_s/\sigma x_m & 0 \\ -f_s & -r_s/\sigma x_s & 0 & (1-\sigma)r_s/\sigma x_m \\ (1-\sigma)r_r/\sigma x_m & 0 & -r_r/\sigma x_r & f_r \\ 0 & (1-\sigma)r_r/\sigma x_m & -f_r & -r_r/\sigma x_m \end{bmatrix}$$

L'équation du couple devient :

$$c_{em} = (x_m/\sigma x_{sxr})(\varphi_{qs}\varphi_{dr} - \varphi_{ds}\varphi_{qr})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{dn}{dT} = a_1(\varphi_{qs}\varphi_{dr} - \varphi_{ds}\varphi_{qr}) - a_2 n \dots \dots \dots (3.8)$$

Avec $a_1 = \frac{pC_{réf} x_m}{J x_{sxr} \omega_{réf}}$; $a_2 = \frac{K_c + F_v}{C_{réf}}$

Le système est ainsi écrit sous une forme directement prête à l'intégration numérique .

II.2 Régime établi

Les équations de fonctionnement du moteur , définies par 1.II.7 , considérées au régime permanent deviennent :

$$\begin{bmatrix} u_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -x_s & 0 & -x_m \\ x_s & r_s & x_m & 0 \\ 0 & -g_{xm} & r_r & -g_{xr} \\ g_{xm} & 0 & g_{xr} & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.9)$$

Les expressions des grandeurs statoriques sont :

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad ; \quad \varphi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2}$$

$$u_s = r_s \varphi_s / x_s \sqrt{\frac{(f_s x_s / r_s + f_r x_r / r_r)^2 + (1 - f_s f_r \sigma x_{sxr} / x_{sxr})^2}{1 + (\sigma x_r f_r / r_r)^2}} \dots \dots \dots (3.10)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$c_{em} = \varphi_s^2 (x_m / x_s)^2 \frac{f_r / r_r}{1 + (\sigma x_r f_r / r_r)^2} \dots \dots \dots (3.11)$$

On constate que le couple électromagnétique dépend de deux variables φ_s et f_r .

Bien plus souvent, dans les conditions de fonctionnement normales, la quantité $(\sigma_x r f_r / r_r)^2$ est négligeable devant l'unité. Donc avec un flux constant le couple est directement proportionnel à la fréquence des courants rotorique.

Cette remarque offre une autre possibilité de contrôle du flux c.à.d le maintien d'un couple constant au moyen de f_r .

- Donc, la double condition qu'il faut satisfaire est :
- Une tension proportionnelle à f_s .
 - Une fréquence f_r constante.

Notre but, dans ce cas, est de trouver une relation aussi simple que possible qui lie les grandeurs : u_s, f_s et f_r .

L'expression précédente de la tension donne cette relation cependant, le critère de simplicité reste absent et le contrôle suivant une telle loi est complexe.

Des études /14/, /15/ ont montré que cette loi peut être substituée, au basses fréquences, par la relation linéaire suivante :

$$u_s = \varphi_s (f_s + K_r f_r) \dots \dots \dots (3.12)$$

où $K_r = \frac{r_s x_r}{r_r x_s}$

Pour les fréquences relativement élevées, on retrouve le fonctionnement à $u_s/f_s = \text{constant}$. Cela est dû au fait que la constante K_r est généralement faible, quand f_r est petit le produit $K_r f_r$ devient négligeable.

Le figure 3.II.1 montre la variation de la tension en fonction de la fréquence statorique pour différentes valeurs de f_r , on retrouve ici la ressemblance avec la famille de courbes de la fig 3.I.1 prouve qu'on s'approche d'un fonctionnement à flux constant. La fig 3.II.2 montre l'allure de la variation du couple électromagnétique avec f_r , on constate que le couple varie linéairement avec f_r raison pour laquelle il reste constant quand on fait fonctionner le moteur à fréquence rotorique imposée et constante.

II.3 Régime transitoire

L'intégration du système, défini par les équations (3.7) et (3.8), par la méthode de RUNGE-KUTTA permet de tracer les courbes de la figure 3.II.3 qui présentent le comportement dynamique d'un moteur asynchrone commandé selon la loi $u_s = f_s + k_r f_r$.

On constate que le flux donne lieu à des oscillations et peut atteindre des amplitudes appréciables. Ces oscillations se répercutent sur le couple électromagnétique et sur le courant statorique, et impliquent un accroissement des contraintes électriques et mécaniques du moteur. Toutefois le flux atteint rapidement sa valeur nominale à laquelle il se stabilise.

On conclut, alors, que ce mode de contrôle ne permet pas la constance du flux durant les régimes dynamiques. Mais pour des fonctionnements autour d'un point d'équilibre, ce mode reste, généralement, le plus utilisé en pratique pour la simplicité de sa réalisation d'une part, et parce que le courant n'est fonction que de la fréquence rotorique d'autre part, alors il ne présente aucun dépassement lorsque f_s varie, il n'est donc pas nécessaire de surdimensionner l'onduleur alimentant le moteur.

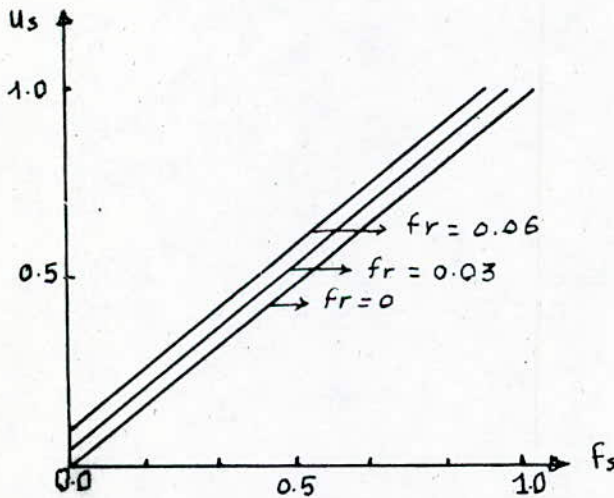


Fig 3.II.1

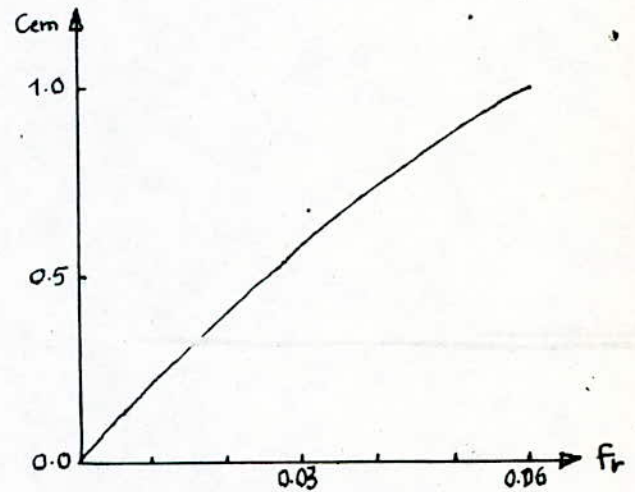


Fig 3.II.2

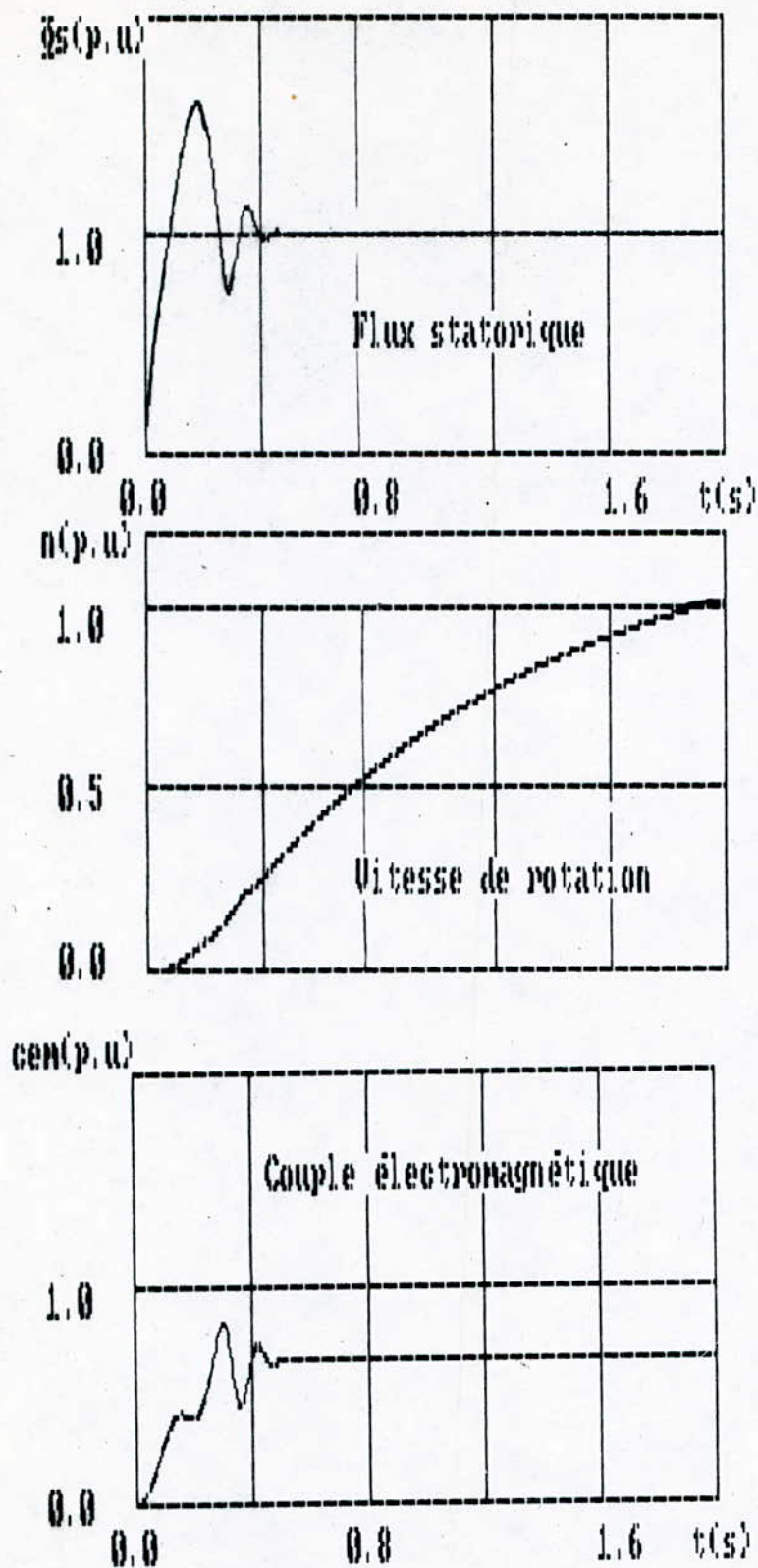


FIG 3.11.3
 Démarrage du MMS commandé
 selon la loi $u_s = \phi_s(f_s + Kf_r)$

CHAPITRE 4

REGLAGE DE LA VITESSE

INTRODUCTION

Pour déterminer la structure des circuits de réglage et pour l'étude de la stabilité, le calcul des fonctions de transfert s'avère nécessaire.

Dans un entraînement à U_s/F_s constant, la vitesse dépend de la fréquence statorique et de la charge. Dans un cas pareil le moteur peut être vu comme étant un système à deux entrées (fréquence statorique et couple électromagnétique) et une sortie qui est la vitesse de rotation du moteur. Les équations reliant les entrées à la sortie au régime dynamique, ne sont pas linéaires, toutefois ces équations peuvent être linéarisées pour des petites perturbations autour d'un point d'équilibre, et les fonctions de transfert relatives à chaque entrée agissant seule peuvent être calculées. Les études faites dans ce domaine [14/16] négligent toutes les constantes de temps électriques du moteur devant sa constante mécanique qui est le rapport du moment d'inertie des masses tournantes à la somme du coefficient de frottements et le coefficient du couple résistant.

Aucun modèle représentatif de la machine asynchrone qui sert au calcul direct, des fonctions de transfert générales, n'est encore mis au point.

Dans ce chapitre, nous présenterons un modèle électromécanique de la machine d'induction, pour les faibles glissements, qui nous permettra le calcul des fonctions de transfert. Ce modèle est obtenu à partir des équations de fonctionnement de la machine dans un repère lié au champ tournant, en négligeant la résistance statorique et les variations de flux pour des petites perturbations.

Le problème des circuits de réglage de la vitesse sera traité ensuite, par présentation d'un montage pratique pour lequel nous traçons, à l'aide des techniques numériques, les réponses indicielles.

I. MODELE ELECTROMECHANIQUE

I.1 Modèle statique

Considérons un moteur asynchrone triphasé alimenté au stator par un système équilibré de tensions de la forme :

$$\begin{aligned} U_a &= \sqrt{2} U_1 \cos \omega st \\ U_b &= \sqrt{2} U_1 \cos(\omega st - 2\pi/3) \\ U_c &= \sqrt{2} U_1 \cos(\omega st + 2\pi/3) \end{aligned}$$

Dans un repère lié au champ tournant selon (1.1.4) on aura :

$$U_{ds} = \sqrt{2} U_1 \quad \text{et} \quad U_{qs} = 0$$

Le rotor étant court-circuité donc :

$$U_{dr} = 0 \quad \text{et} \quad U_{qr} = 0$$

Quand on néglige la résistance statorique, les équations de fonctionnement du moteur définies dans le paragraphe (3.1.1) s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \sqrt{2} U_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L_r L_s \omega s / M & 0 & -L_s \omega s / M \\ -L_r L_s \omega s / M & 0 & L_s \omega s / M & 0 \\ R_r & 0 & 0 & -g \omega s \\ 0 & R_r & g \omega s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix}$$

Pour les faibles glissements et en supposant que $\omega s L_r g / R_r \ll 1$ on obtient :

$$\begin{aligned} I_{dr} &= -\sqrt{2} U_1 g \omega s / R_r L_s, \quad I_{qr} = 0, \quad \psi_{dr} = -\sqrt{2} U_1 \delta L_r M g / L_s R_r \\ \psi_{qr} &= -\sqrt{2} U_1 M / L_s \omega s, \quad I_{ds} = -\sqrt{2} U_1 g M^2 / R_r L_s, \quad I_{qs} = -\sqrt{2} U_1 / L_s \omega s \end{aligned}$$

$$\sqrt{2} I_s = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2} = \sqrt{A^2 g^2 + B^2} \dots \dots \dots (4.1)$$

avec $A = U_1 M^2 / L_s^2 R_r$ et $B = U_1 / L_s \omega s$

$$F.p = \frac{A}{\sqrt{A^2 g^2 + B^2}} \dots \dots \dots (4.2)$$

(F.p : Facteur de puissance côté stator)

$$C_{em} = \frac{3p U_1^2 M^2 g}{L_s \omega s R_r} \dots \dots \dots (4.3)$$

Pour un glissement donné, correspondant à une vitesse Ω l'équation (4.3) s'écrit :

$$\Omega = \Omega_s - C_{em}/B_0 \dots\dots\dots(4.4)$$

Avec $B_0 = 3p^2 U_1^2 M^2 / (L_s^2 \omega_s^2 R_r)$

D'autre part : $C_{em} = F_v \Omega + C_r \dots\dots\dots(4.5)$

Les équations (4.4) et (4.5) peuvent être représentées par le modèle statique de la figure (4.I.1).

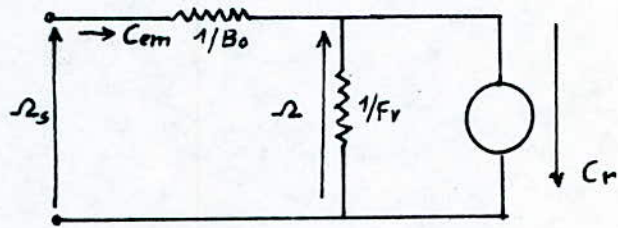


Fig 4.I.1 MODELE STATIQUE

Pour un moteur donné, le coefficient B_0 dépend de la tension d'alimentation et de la fréquence statorique.

L'avantage de ce modèle est le fait qu'il lie, d'une façon extrêmement simple, la vitesse de rotation du moteur et son couple électromagnétique pour différents modes opératoires.

Sa limite réside dans le fait qu'il n'est valable que pour les faibles glissements (plage de stabilité dans la caractéristique mécanique).

Pour un couple résistant donné, la figure 4.I.1 donne la relation suivante :

$$\Omega = \frac{B_0 \Omega_s - C_r}{F_v + B_0} \dots\dots\dots(4.6)$$

Quand la tension d'alimentation varie, simultanément avec la fréquence, pour assurer le fonctionnement à flux constant (3.I.2), selon la loi :

$$U_1 = K_1 \omega_s + \Delta U$$

A une tension U_1 correspond ω'_s et donc B'_0 , avec :

$$B'_0 = \frac{B_0 (\Delta U + K_1 \omega'_s)^2 \omega_s^2}{(\Delta U + K_1 \omega_s)^2 \omega_s'^2}$$

La vitesse correspondante à ce point de fonctionnement est donnée par :

$$\Omega'_s = \Omega_s \omega'_s / \omega_s \dots\dots\dots(4.7)$$

Donc , le modèle permettra le calcul de la vitesse du moteur pour différents points de fonctionnement .

1.2 Equations de perturbations

Pour les petites perturbations , autour d'un point d'équilibre le comportement dynamique du moteur peut être décrit par des équations différentielles à coefficients constants .

La linéarisation des équations de fonctionnement du moteur dans un repère lié au champ tournant , conduit à la forme matricielle suivante :

$$[Z] [\Delta I] = [X] \dots\dots\dots(4.8)$$

avec ;

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s + S L_s & -L_s \omega_s & S M & -M \omega_s & 0 \\ L_s \omega_s & R_s + S L_s & M \omega_s & S M & 0 \\ S M & -g M \omega_s & R_r + S L_r & -g L_r \omega_s & p(M I_{qs} + L_r I_{qr}) \\ g M \omega_s & S M & g L_r \omega_s & R_r + S L_r & -p(M I_{ds} + L_r I_{dr}) \\ -K_2 I_{qr} & K_2 I_{dr} & K_2 I_{qs} & -K_2 I_{ds} & -(J S + F_v) \end{bmatrix}$$

où

$$K_2 = (3/2) p M$$

et

$$[\Delta I] = {}^t [\Delta I_{ds} \quad \Delta I_{qs} \quad \Delta I_{dr} \quad \Delta I_{qr} \quad \Delta \Omega]$$

Les courants I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} et I_{qr} sont calculés selon(4.I.1) .
Le vecteur de perturbation sera égal à :

$$[X] = {}^t [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \Delta C_r] \quad \text{pour une perturbation du couple résistant , tandis que :}$$

$$[X] = {}^t [K_1 \Delta \omega_s \cos \Delta \omega_s t, (\Delta U + K_1 \omega_s) \sin \Delta \omega_s t, 0, 0, 0]$$

pour une perturbation de la fréquence statorique .

1.3 Modèle dynamique

Pour un couple donné , la linéarisation des équations (3.II.1) donne :

$$\frac{L_s}{M} \Delta \psi_{qr} - \frac{\sigma L_s L_r}{M} \Delta I_{qr} = 0 \dots\dots\dots(4.9)$$

$$\frac{L_s}{M} \Delta \psi_{dr} - \frac{\sigma L_s L_r}{M} \Delta I_{dr} = 0 \dots\dots\dots(4.10)$$

$$R_r \Delta I_{dr} + S \Delta \psi_{dr} - \omega_s \psi_{qr} \Delta g - \omega_s g \Delta \psi_{qr} = 0 \dots\dots(4.11)$$

$$R_r \Delta I_{qr} + S \Delta \psi_{qr} + \omega_s \psi_{dr} \Delta g + \omega_s g \Delta \psi_{dr} = 0 \dots\dots(4.12)$$

$$C_{em} = (3/2)p(\psi_{qr} \Delta I_{dr} + I_{dr} \Delta \psi_{qr} - \psi_{dr} \Delta I_{qr} - I_{qr} \Delta \psi_{dr}) \dots(4.13)$$

En négligeant , la résistance statorique et les variations des flux pour les petites perturbations , aux faibles valeurs du glissement les termes , $(g \omega_s \Delta \psi_{qr})$ et $(g \omega_s \Delta \psi_{dr})$ dans les équations (4.11) et (4.12) peuvent être négligés . On pourra donc , écrire :

$$\Delta C_{em} = \frac{3 p U_1^2 M^2 \Delta g}{L_s^2 \omega_s (R_r + \sigma L_r S)} \dots\dots\dots(4.14)$$

En substituant Δg par $-\Delta \Omega / \Omega_s$ on trouve :

$$\frac{\Delta \Omega}{\Delta C_{em}} = - \left[\frac{1}{B_0} + \frac{S}{K_0} \right] \dots\dots\dots(4.15)$$

avec

$$K_0 = \frac{3 p^2 U_1^2 M^2}{\sigma L_r L_s^2 \omega_s^2}$$

également :

$$\Delta C_{em} = \Delta C_r + (J S + F_v) \Delta \Omega \dots\dots\dots(4.16)$$

Les équations (4.15) , (4.16) peuvent être représentées par la fig (4.I.2) .

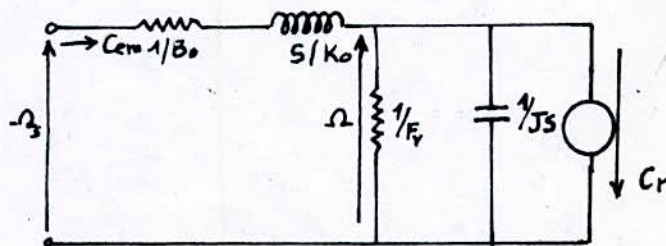


FIG 4. I. 2 MODELE DYNAMIQUE

Ce modèle peut être utilisé pour calculer les fonctions de transfert .

I.4 Fonctions de transfert

I.4.1 Fonction de transfert relative à une perturbation du couple résistant .Gcr(S)

A partir des équations (4.15) et (4.16) on écrit :

$$G_{cr}(S) = \frac{\Delta \Omega}{\Delta C_r} = - \frac{K_o + B_o S}{(K_o + B_o S)(F_v + J S) + K_o B_o} \dots\dots\dots(4.17)$$

I.4.2 Fonction de transfert relative à une perturbation de la fréquence statorique

Dans le mode de contrôle , à flux constant, une variation de la fréquence est accompagnée d'une variation de la tension d'alimentation .

Soit Ω_s la vitesse de synchronisme correspondant à la pulsation ω_s , si on fait croître ω_s par $\Delta \omega_s$ donc la vitesse de synchronisme varie de $\Delta \Omega_s = \Delta \omega_s / p$, et la tension devient :

$$\Delta U + (K_l / p)(\Omega_s + \Delta \Omega_s)$$

Si on désigne par B_{on} , K_{on} les valeurs de B_o , K_o correspondantes à cette variation on aura :

$$B_{on} = \frac{3 \left[\Delta U + (K_l / p)(\Omega_s + \Delta \Omega_s) \right]^2 M^2}{L_s^2 R_r (\Omega_s + \Delta \Omega_s)^2}$$

$$B_{on} = B_o (1 - 2 \alpha \beta) \dots\dots\dots(4.18)$$

et

$$K_{on} = K_o (1 - 2 \alpha \beta) \dots\dots\dots(4.19)$$

Où

$$\alpha = \frac{\Delta U}{\Delta U + K_l(\Omega_s / p)} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{\Delta \Omega_s}{\Omega_s} = \frac{\Delta \Omega}{\Omega}$$

A partir du modèle dynamique de la fig 4.I.2 on peut écrire les équations suivantes :

$$\left[\frac{1}{B_{on}} + \frac{5}{K_{on}} \right] (C_{em} + \Delta C_{em}) = (\Omega_s + \Delta \Omega_s) - (\Omega - \Delta \Omega)$$

$$C_{em} + \Delta C_{em} = (J S + F_v)(\Omega + \Delta \Omega) + C_r \dots\dots\dots(4.20)$$

avec

$$\frac{1}{B_o} C_{em} = \Omega_s - \Omega \dots\dots\dots(4.21)$$

$$C_{em} = F_v \Omega + C_r \dots\dots\dots(4.22)$$

A partir des équations (4.18) , (4.19) , (4.20) et (4.21) on tire :

$$\Delta \Omega_s - \Delta \Omega = \left[\frac{1}{B_{on}} - \frac{1}{B_o} \right] C_{em} + \frac{(K_{on} + B_{on} S) \Delta C_{em}}{K_{on} B_{on}} \dots\dots(4.23)$$

$$\Delta C_{em} = (J S + F_v) \Delta \Omega \dots\dots\dots(4.24)$$

En utilisant les équations (4.18) , (4.19) , (4.23) et (4.24) la fonction de transfert relative à une perturbation de la fréquence statorique s'écrira comme suit :

$$G_{fs}(s) = \frac{\Delta \Omega}{\Delta \omega_s} = \frac{K_o B_o [2\alpha \Omega - 2\alpha \Omega_s + \Omega_s]}{[(K_o + B_o S)(F_v + J S) + K_o B_o] \omega_s} \dots\dots(4.25)$$

La valeur du gain statique est donnée par :

$$SSG = \frac{B_o (2\alpha \Omega - 2\alpha \Omega_s + \Omega_s)}{(B_o + F_v) \omega_s} \dots\dots\dots(4.26)$$

1.5 Introduction des constantes de temps

Pour pouvoir analyser les fonctions de transfert , il est généralement avantageux d'introduire les constantes de temps du moteur .On définit alors :

$$T_r = \frac{\sigma L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad T_m = \frac{J}{F_v}$$

T_r est la constante de temps du circuit rotorique avec l'enroulement statorique court-circuité .

T_m est la constante de temps mécanique (à vide)

Les fonctions de transfert définies par les équations (4.17) et (4.25) s'écrivent :

$$G_{cr}(S) = \frac{1 + S T_r}{F_v (1 + S T_r)(1 + S T_m) + B_o} \dots\dots\dots(4.27)$$

$$G_{fs}(S) = \frac{(B_o/p)(1 - 2\alpha g)}{F_v (1 + S T_r)(1 + S T_m) + B_o} \dots\dots\dots(4.28)$$

Dans le cas usuel T_r est très petite devant T_m , il est donc judicieux de la négliger . Ceci fait , les équations (4.27) et (4.28) s'écrivent :

$$G_{cr}(S) = - \frac{1/(F_v C_1)}{1 + S T'_m} \dots\dots\dots(4.29)$$

$$G_{fs}(S) = \frac{B_o (1 - 2\alpha g)/(p C_1 F_v)}{1 + S T'_m} = \frac{(1 - 2\alpha g)/p}{1 + S T'_m} \dots\dots\dots(4.30)$$

avec :

$$C_1 = 1 + B_o/F_v \quad \text{et} \quad T'_m = T_m/C_1$$

Les diagrammes de Bode et les réponses indicielles correspondant à ces fonctions de transfert ont été tracés pour le point nominal de fonctionnement ($g = 0.06$) figures (4.I.3) et (4.I.4) .

Pour justifier la simplification que nous avons faite en négligeant T_r , nous avons tracé aussi les fonctions exactes définies par (4.27) et (4.28) . On constate que la considération de T_r ne fait que très peu changer les allures des courbes des diagrammes tracés .

Les tracés de Bode nous amènent à une remarque très importante qui est le fait que selon ce mode de fonctionnement le moteur ne présente aucun problème de stabilité . En effet, selon nos hypothèses de départ le moteur fonctionne pour des faibles glissements et donc dans la zone de stabilité .

En conclusion , la commande à flux constant présente des bonnes performances en régime établi parmi lesquelles on cite :

- Fonctionnement très stable .
- Rendement non affecté (glissement faible)
- Couple constant .

Le modèle établi nous permet le calcul des fonctions de transfert qui nous donnent une idée sur le choix des constantes de temps du régulateur utilisé .

II. Réglage de la vitesse

II.1 Schéma de principe

On étudie , dans cette partie , le réglage de la vitesse pour un contrôle à flux constant selon la loi :

$$u_s = (f_s + K_r f_r) \quad (\varphi_s \text{ est pris égal à } 1)$$

Le schéma de principe complet des circuits de réglage y compris les circuits de puissances , est donné par la figure (4.II.1) .

Le moteur asynchrone (1) est alimenté par un convertisseur de fréquence (2) (ici c'est un PWM) . Le capteur de vitesse (3) mesure la vitesse de rotation du moteur . L'amplificateur (4) permet d'amplifier le signal pris au capteur de vitesse , à sa sortie on trouve le signal de vitesse (n) .

Le régulateur PI (5) fournit la fréquence rotorique à laquelle on somme la vitesse n à travers un sommateur (6) pour obtenir f_s .
 Les deux signaux f_s et f_r attaquent le circuit intégré VCO4046 qui commande les composants du PWM de telle manière à avoir une tension selon la loi :

$$u_s = f_s + K_r f_r$$

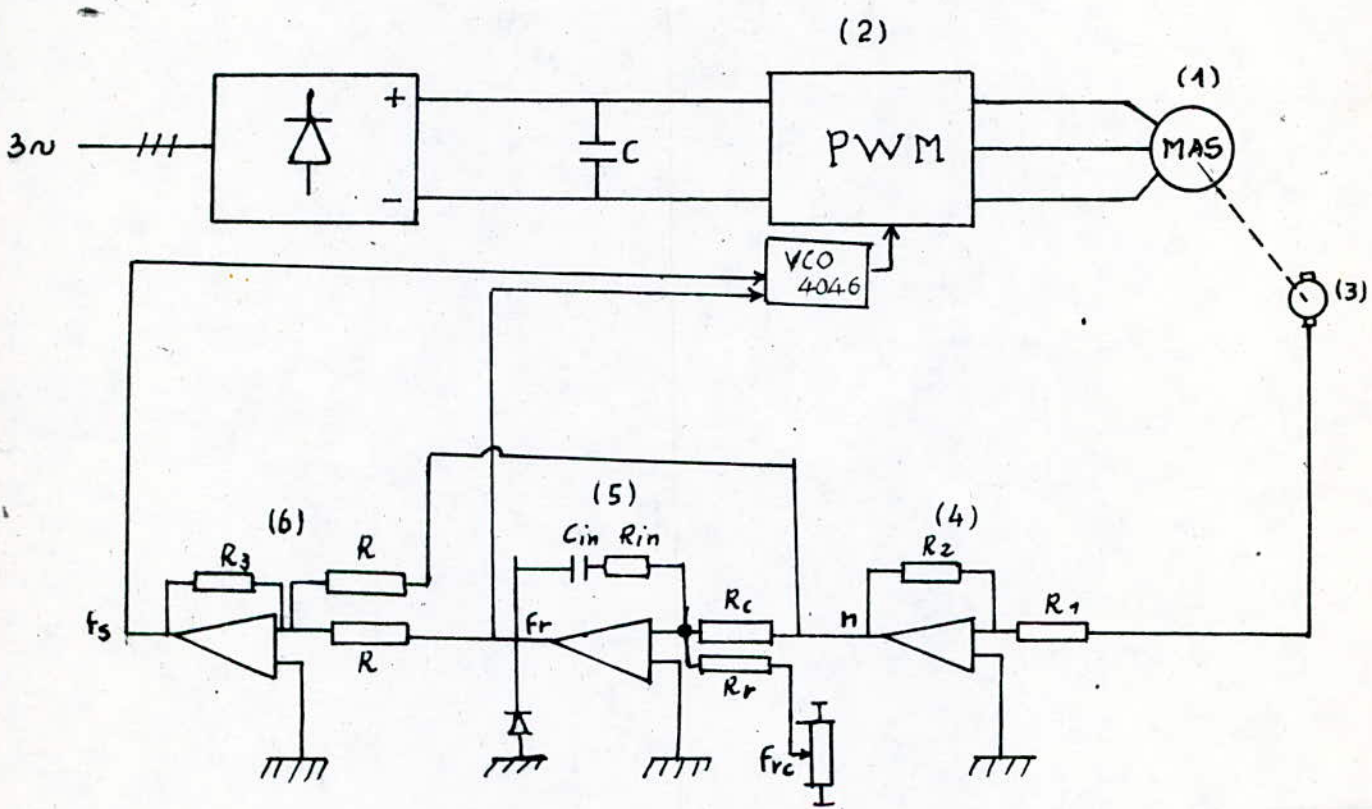
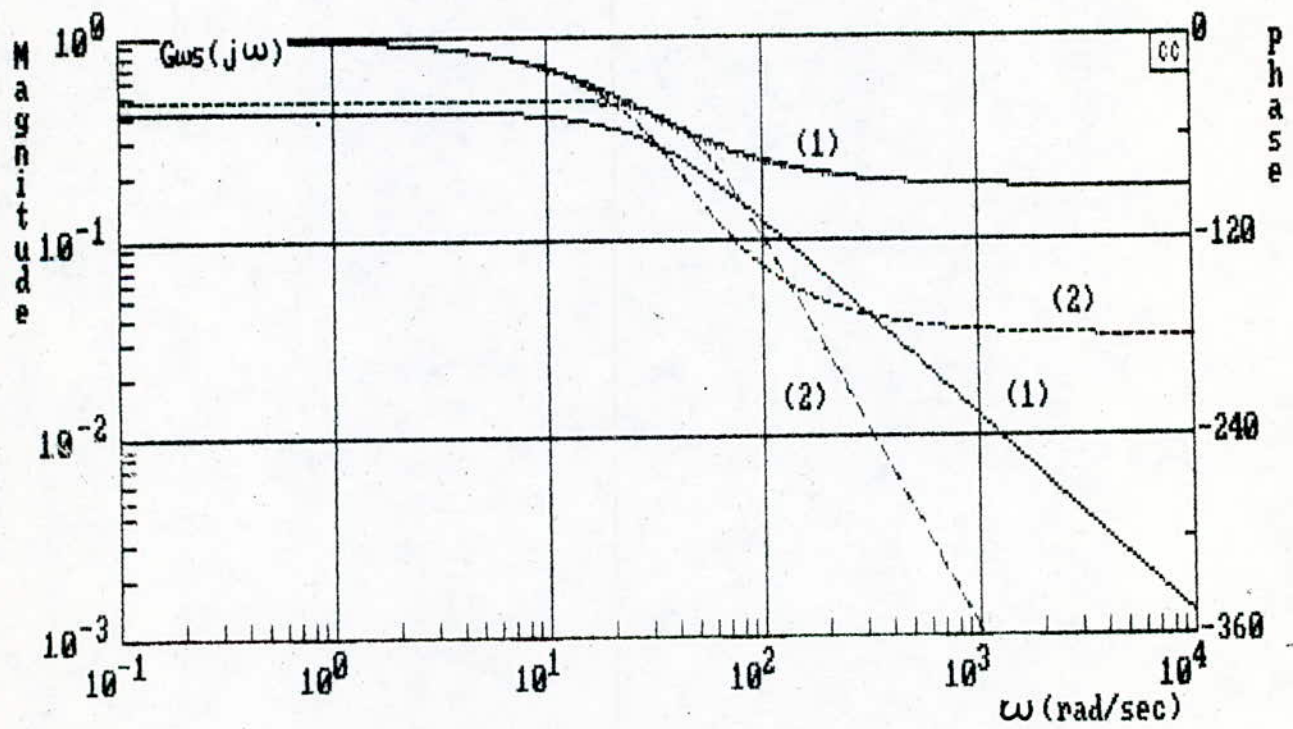
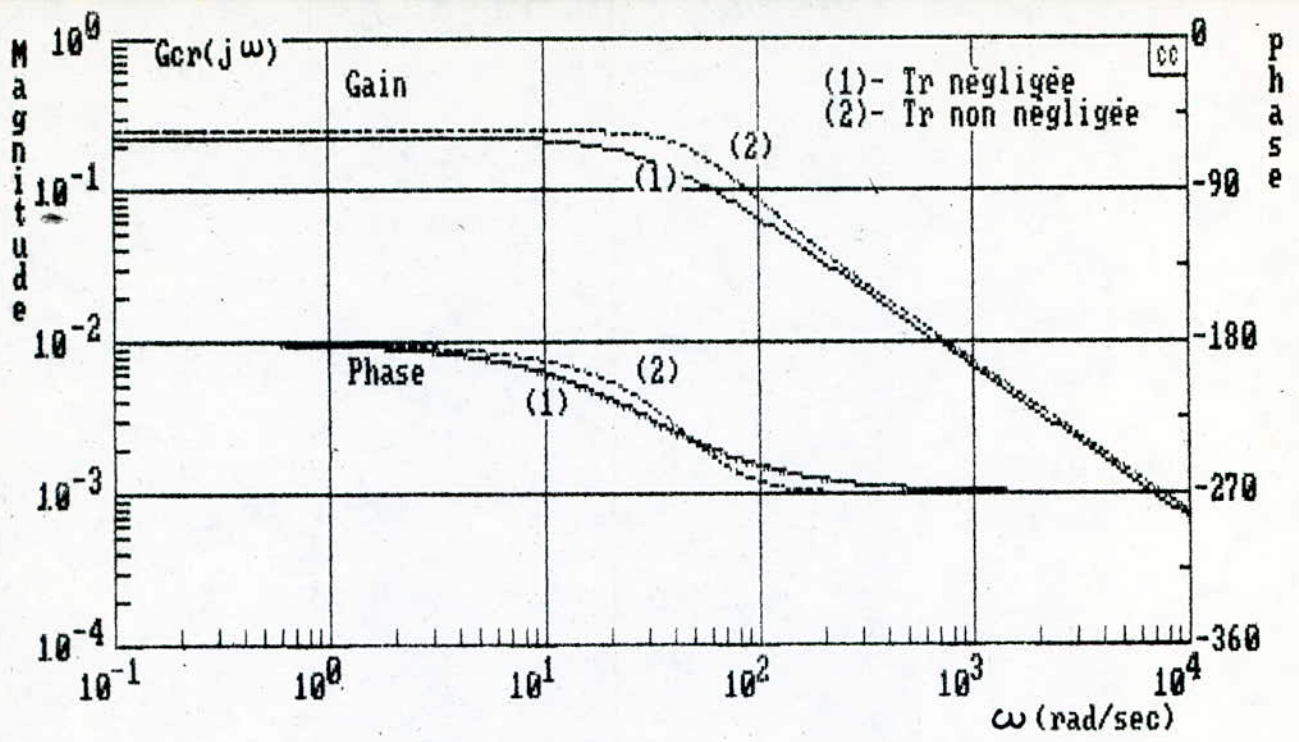
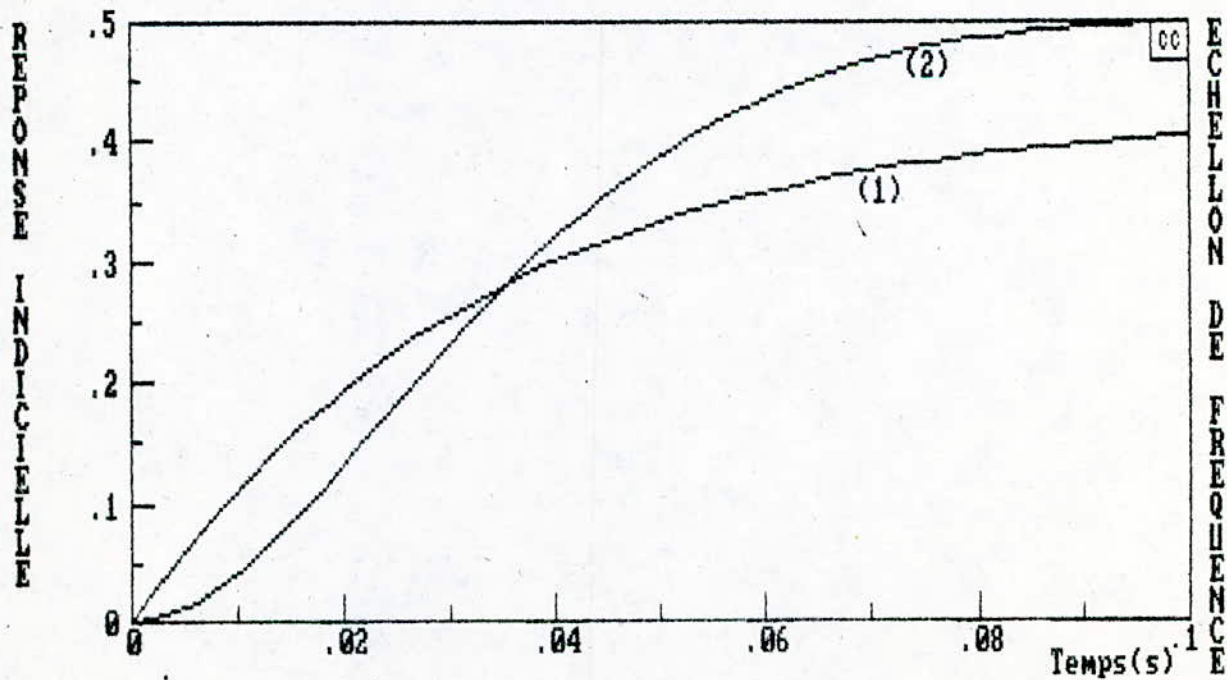
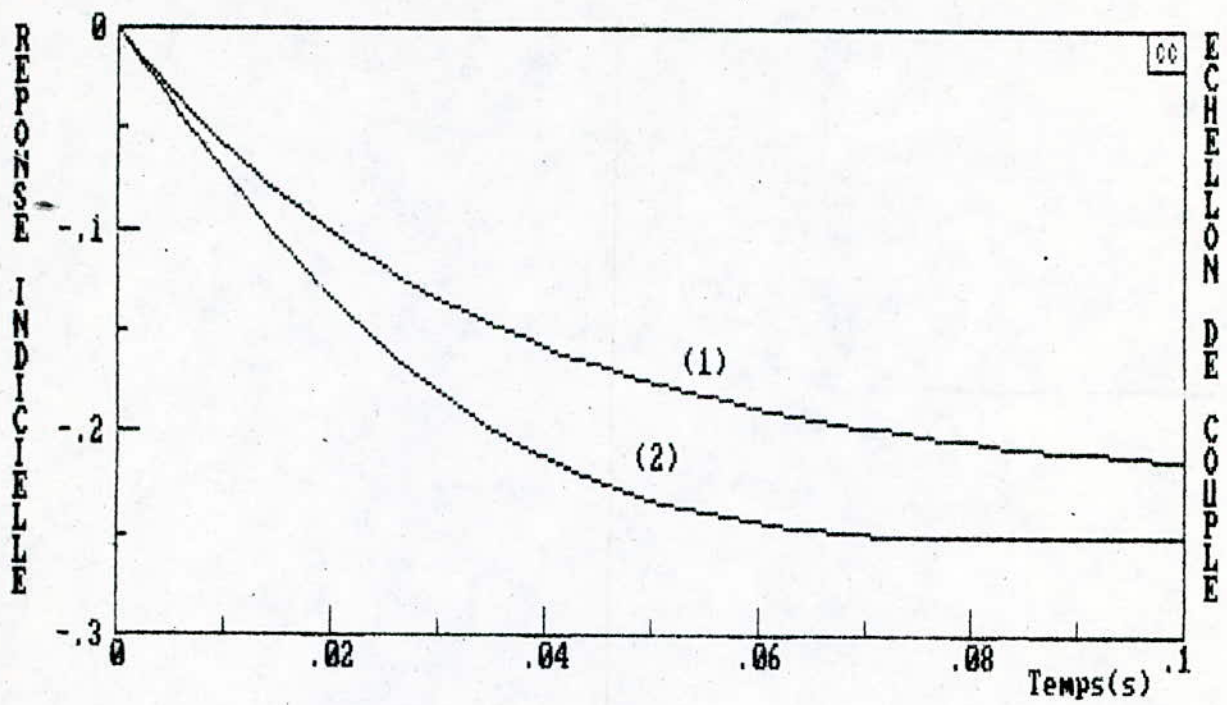


Fig 4. II. 1.

Schéma synoptique du réglage de la vitesse avec contrôle selon la loi $u_s = f_s + K_r f_r$





II.2 Simulation du système

Le réglage de la vitesse est assuré par un régulateur de type PI ayant une fonction de transfert de la forme :

$$Grn(S) = \frac{1 + S T_{nn}}{S T_{in}}$$

Les constantes de temps T_{nn} et T_{in} déterminent la rapidité de réglage /17/ .

Pour cette simulation ,on considère que le moteur est alimenté par une tension sinusoïdale .

L'intégration (correcteur PI) est faite par la méthode des trapèzes .

On définit : $K_p = T_{nn}/T_{in}$ et $K_i = 1/T_{nn}$

La fréquence f_r délivrée par le régulateur vérifie :

$$Fr(i+1) = K_p \xi(i) + H K_i \sum_{k=0}^i \xi(k) \dots\dots\dots(4.31)$$

H : étant le pas d'intégration ..

$$\xi(i) = n_c - n(i)$$

n_c : vitesse de consigne .

$n(i)$: valeur de la vitesse à l'ittération (i) .

L'organigramme de cette simulation est présenté à la page suivante . Les résultats obtenus par l'intégration du système d'équations différentielles définies dans le paragraphe (4.II.1) en considérant l'équation (4.31) du correcteur PI , sont représentés à la figure 4.II.2 et 4.II.3 .

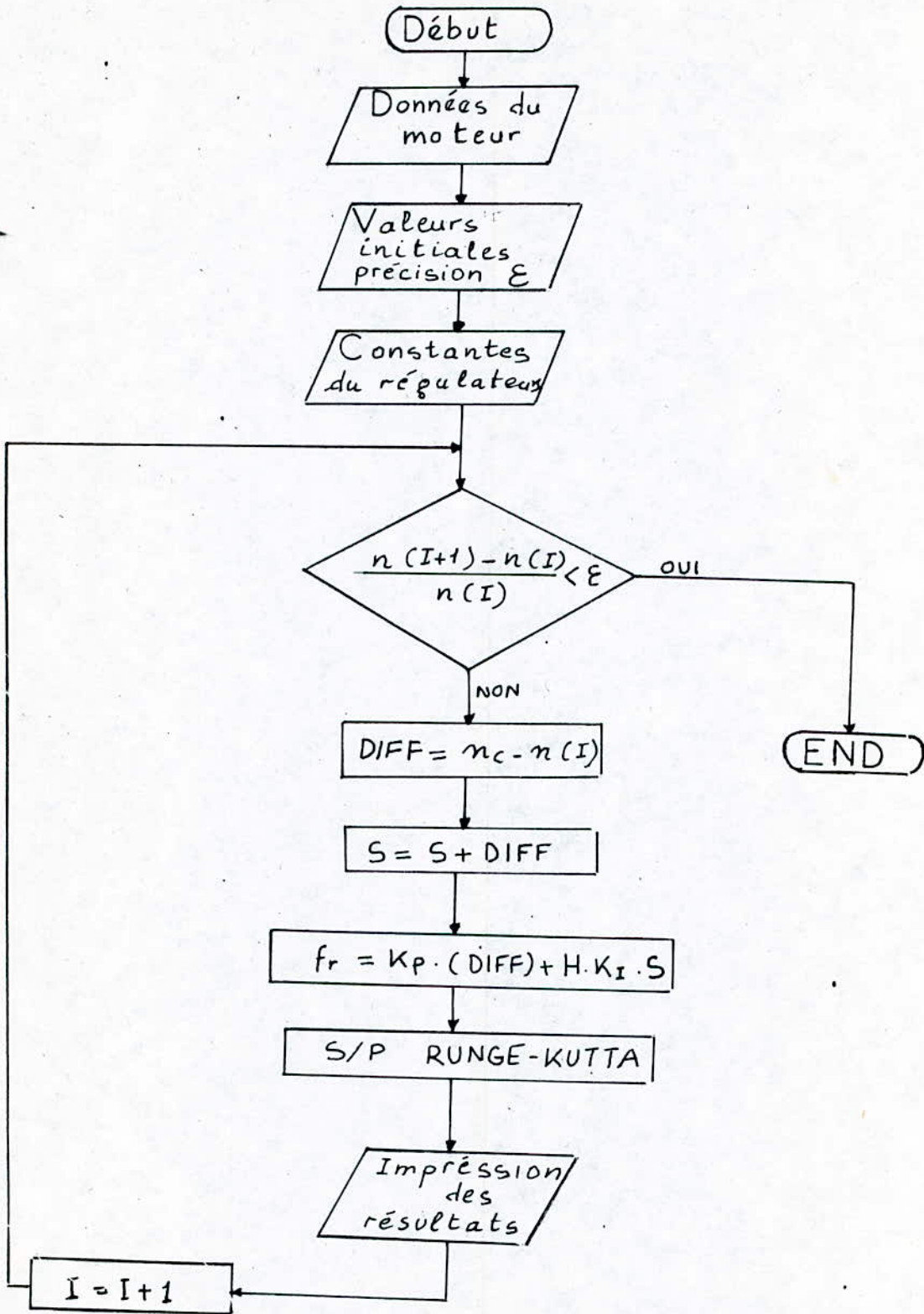
commentaire des figures 4.II.2 et 4.II.3 :

Figure 4.II.2 : le moteur démarre pour atteindre la consigne affichée (0.3 $\Omega_{réf}$) puis il passe de cette vitesse à une deuxième consigne (0.6 $\Omega_{réf}$) .

Figure 4.II.3 : le moteur démarre à vide pour atteindre la vitesse de consigne (0.6 $\Omega_{réf}$) ,lorsque le moteur se stabilise à cette vitesse , on applique à son arbre un couple égal au couple nominal ,on constate que la vitesse chute légèrement puis reprend sa valeur de consigne .

Le régulateur utilisé satisfait donc les critères de rapidité, de dépassement et de stabilité .

ORGANIGRAMME DE REGULATION DE VITESSE



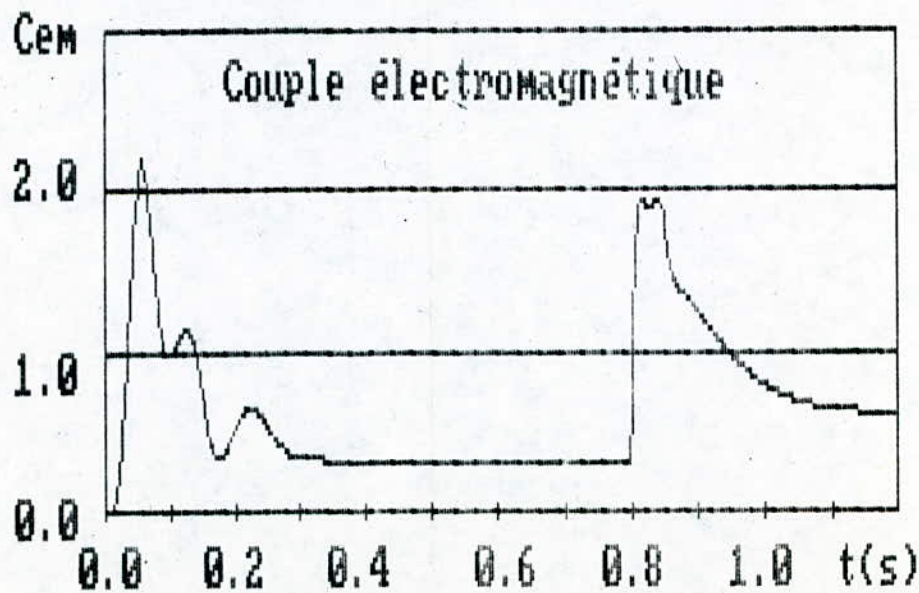
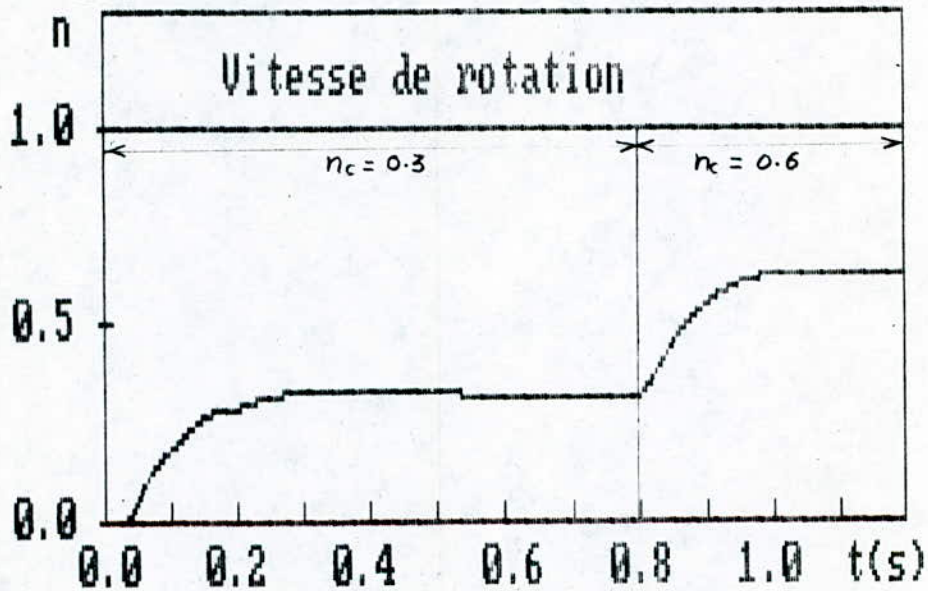
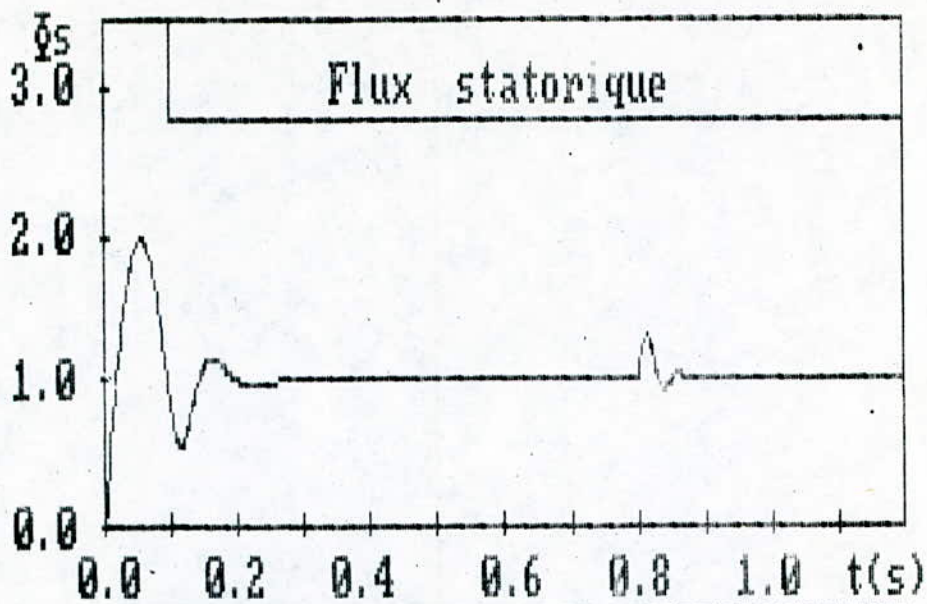


Fig 4: D.2

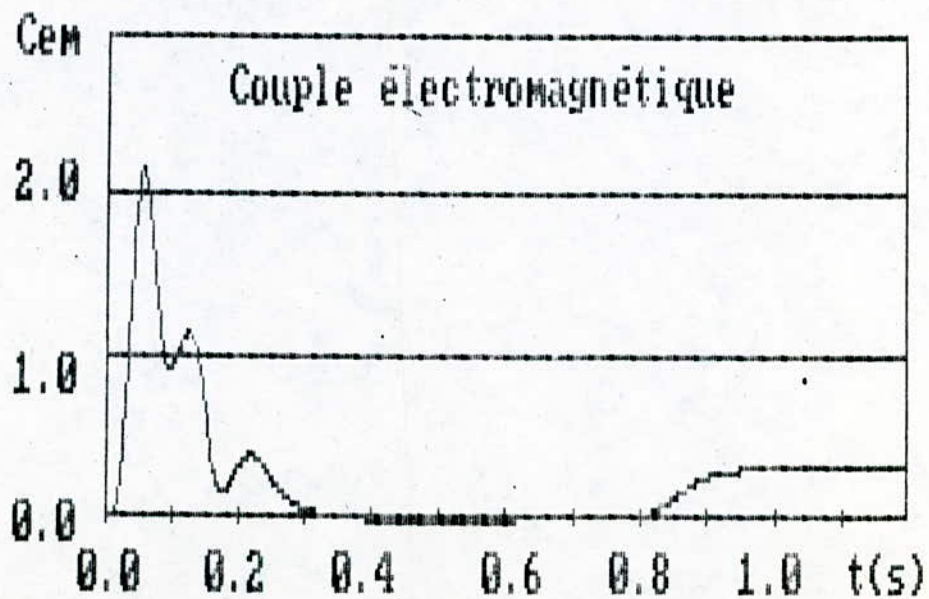
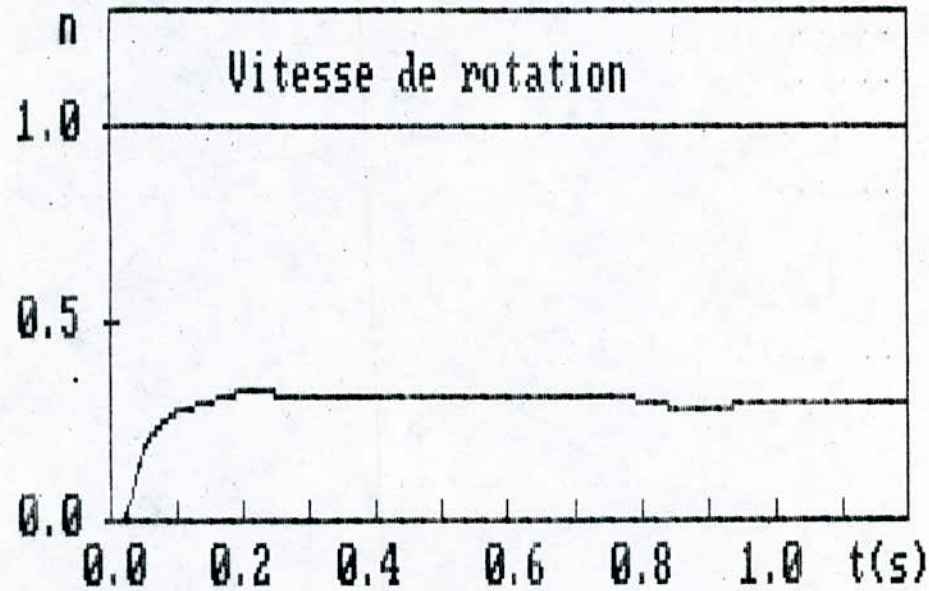
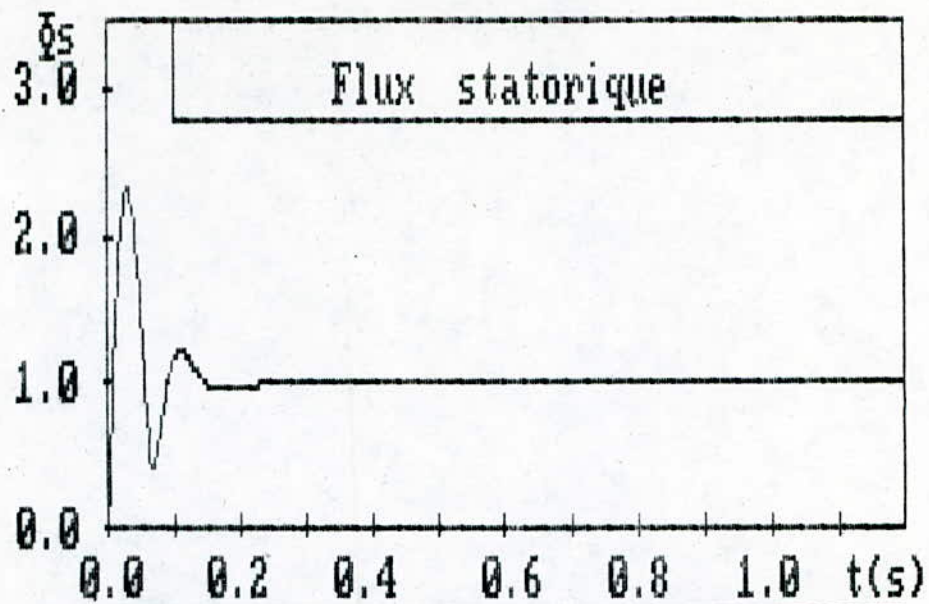


Fig 4. II. 3

II.3 Diagramme de Bode

La fonction de transfert du circuit de réglage ouvert s'écrit :

$$G_o(S) = G_f(s) G_rn(S)$$

$$G_o(S) = \frac{(B_o/p)(1 - 2\alpha g)}{F_v(1 + S T_r)(1 + S T_m) + B_o} \frac{1 + S T_{nn}}{S T_{in}}$$

Le tracé de Bode montre la stabilité du système .La réponse indicielle (figure 4.II.4) montre la rapidité avec laquelle réagit le système .

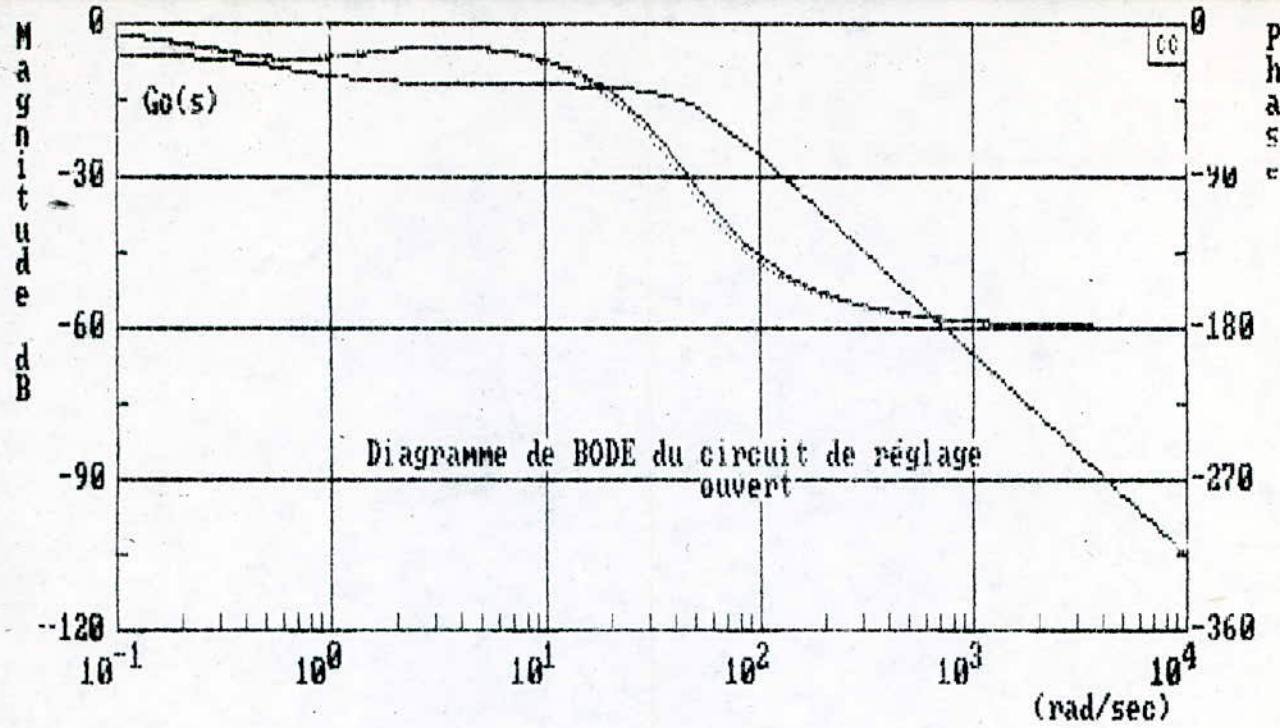
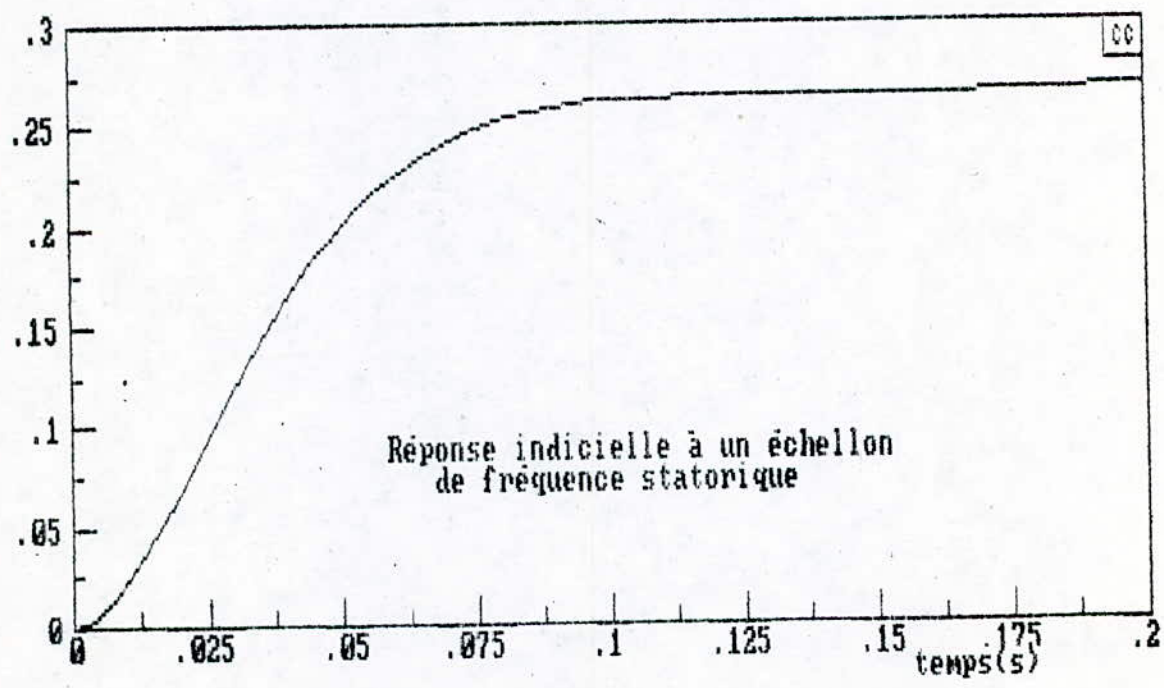


Fig 4. II. 4



C O N C L U S I O N

L'analyse du comportement de la machine d'induction aux régimes dynamiques par simulation numérique est beaucoup plus simplifiée par l'utilisation de la transformation de Park .

Le modèle de connaissance que nous avons présenté , nous a permis la détermination des contraintes subies par le moteur au démarrage , pour différentes alimentations . Nous avons constaté que le courant de démarrage peut atteindre des valeurs qui ne sont pas seulement nuisibles à l'état du moteur , mais qui peuvent provoquer en outre, des perturbations dans les installations voisines .

L'étude de l'onduleur MLI a montré tous les avantages que présente celui-ci par rapport aux autres onduleurs du même type . Son alimentation se fait à tension continue constante et il a une faible influence sur le facteur de puissance du moteur .

L'analyse du comportement statique du moteur nous a permis de tirer les conditions à imposer pour avoir un bon fonctionnement à fréquence variable . Le maintien d'un flux constant et donc d'un couple constant est nécessaire .

Nous avons constaté qu'un fonctionnement à u_s/f_s constant permet de maintenir le flux constant au régime permanent , pour les fréquences relativement élevées. Des différentes approches ont été représentées par la suite afin de corriger cette loi pour les basses fréquences . La plus retenue en pratique , est celle qui consiste à faire varier la tension selon la loi $u_s = (f_s + K_r f_r)$ Cette loi donne des performances remarquables en régime établi entre autres un courant statorique indépendant de f_s et donc il n'est pas nécessaire de surdimensionner l'onduleur alimentant le moteur .

Cependant, ce contrôle ne permet pas la constance du flux aux régimes dynamiques . La simulation a montré que le flux présente des oscillations qui se répercutent sur le couple . On constate alors, que pour les régimes transitoires fréquents (démarrages par exemple) , une régulation de flux s'impose .

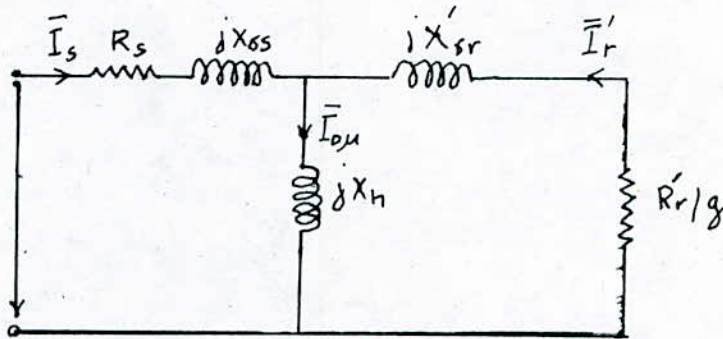
Enfin , le modèle électromécanique présenté , nous a permis le calcul des fonctions de transfert . Les diagrammes de bode tracés ont mis en évidence la stabilité de l'entraînement à U_s/F_s constant .

Le réglage de la vitesse au moyen d'un régulateur du type PI a été étudié par simulation , les réponses indicielles tracées montrent la stabilité du système et sa rapidité de réglage . Ce sont là encore, des avantages d'un entraînement à flux constant .

ANNEXE 1

IDENTIFICATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

Pour déterminer les paramètres d'un circuit équivalent d'une machine d'induction à cage (figure A1.1) il est fort intéressant d'adopter les suppositions suivantes, qui sont en accord avec la pratique /4/ .



1. $X_{cs} = X'_{sr}$: La réactance primaire égale à la réactance secondaire ramenée . Le départ d'une telle supposition ne cause, dans la pratique, que des petites erreurs, et comme il est difficile de déterminer séparément X_{cs} et X'_{sr} par l'essai et pour les garder séparés dans les calculs une telle supposition s'avère nécessaire .
2. $I_{0\mu} = I_s(\text{à vide})$: Le facteur de puissance à vide est très faible, cette supposition est, pratiquement, toujours satisfaite et simplifie beaucoup les calculs .
3. Tous les harmoniques de courant et de tension sont négligés autrement dit, l'alimentation est parfaitement sinusoïdale .

Essais nécessaires

a/ Essai à vide

On alimente le moteur par sa tension nominale et à sa fréquence normale .

Quand le courant appelé par le moteur se stabilise on prend les valeurs suivantes : I_s et P_0 .

On peut également prendre ces mesures pour différentes valeurs de la tension d'alimentation, à la fréquence normale .

P_0 - la valeur de la puissance consommée par le moteur à vide .

Vu les suppositions faites ci-dessus on aura :

$$X_h = (V_l / I_{0\mu}) - X_{cs} \dots \dots \dots (A1.1)$$

La valeur de $X_{\sigma s}$ sera déterminée à partir de l'essai à rotor bloqué .

b/ Essai à rotor bloqué

L'essai est effectué à une tension réduite à la fréquence normale , le rotor étant bloqué , on prend rapidement les mesures suivantes :

V_{cc} , P_{cc} , I_{cc}

la résistance équivalente est :

$$R_{\text{éq}} = \frac{P_{cc}}{3 I_{cc}^2} \quad (\Omega / \text{phase Y})$$

$$X_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{V_{cc}^2}{3 I_{cc}^2} - R_{\text{éq}}^2} \quad (\Omega / \text{phase Y})$$

Cette valeur est légèrement inférieure à la valeur réelle de $X_{\text{éq}}$ car la formule précédente (qui donne la valeur de $X_{\text{éq}}$) suppose que tout le courant appelé par le moteur passe à travers les réactances $X_{\sigma s}$ et $X_{\sigma r}$ placées en serie , tandis que la valeur du courant magnétisant passe à travers $X_{\sigma s}$ seulement .

Pour obtenir les valeurs exactes de $X_{\text{éq}}$ on doit corriger X par la facteur $[1 + (I_{0\mu} X_{\text{éq}}) / (4 V_l)]$ c.à.d :

$$X_{\text{éqc}} = X_{\text{éq}} \left(1 + \frac{I_{0\mu} X_{\text{éq}}}{4 V_l} \right)$$

$$\begin{aligned} R_{\text{éq}} &= R_s + R_r' \\ X_{\text{éq}} &= X_{\sigma s} + X_{\sigma r}' \end{aligned}$$

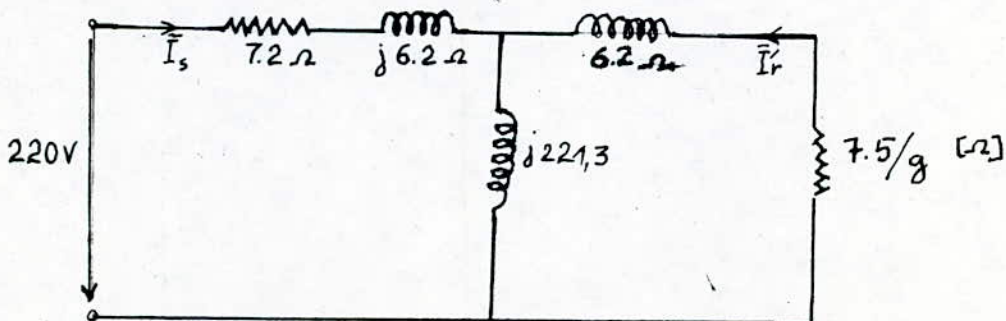
* Comme on a expliqué ci-dessus $X_{\sigma s}$ est prise égale à $X_{\sigma r}'$ égale à $X_{\text{éq}}/2$.

* Par une mesure , en courant continu , de R_s on peut calculer R_r :

$$R_r = R_{\text{éq}} - R_s$$

Ces deux mesures sont suffisantes pour le calcul de paramètres du circuit équivalent .

Cette méthode appliquée à un moteur asynchrone à cage (#) donne le schéma équivalent suivant :



Plaque signalitique du moteur

Moteur asynchrone à cage

220/380 V ; 4.5/2.6 A ; 1100 W ; 2820 tr/mn ; 50 Hz ; 0.8 AR
isolation classe E .

ESSAIS

1- Essai à vide

La puissance consommée par phase : 35 W
Le courant absorbé par phase : 0.967 A
La tension entre deux phases : 220 V

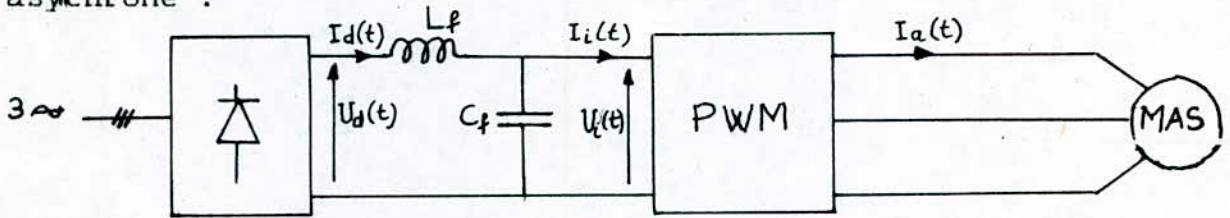
2- Essai à rotor bloqué

La puissance consommée par phase : 99.2 W
Le courant absorbé par phase : 2.6 A
Tension entre deux phases : 50 V

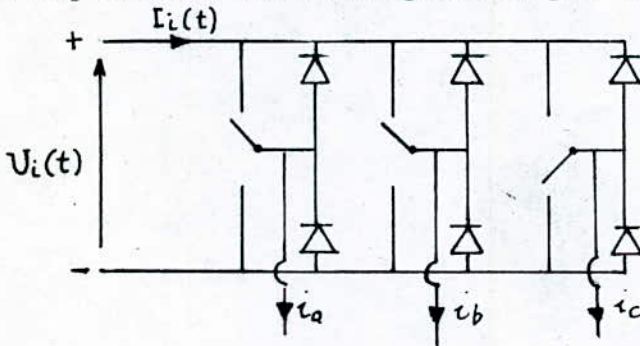
ALIMENTATION DES MACHINES D'INDUCTION PAR P.W.M

CAS PRATIQUE

Dans la pratique on ne dispose pas d'une alimentation continue pour l'alimentation du P.W.M, raison pour laquelle on doit redresser la tension alternative du réseau puis la filtrer pour diminuer l'effet des ondulations de cette tension redressée. Pour ne pas rester dans la théorie pure nous avons vu nécessaire de présenter un montage pratique pour lequel on a tracé à l'aide de la simulation, les différentes grandeurs d'entrées et de sorties. Le montage considéré est celui de la figure ci-dessous : il comporte un pont de Graetz triphasé à diodes alimenté directement par le réseau triphasé, un filtre composé d'une self de lissage L_f et une capacité C_f , un onduleur PWM et un moteur asynchrone.



Si on suppose que les composants du PWM sont des interrupteurs électroniques parfaits (commutation instantanée), le PWM peut être représenté schématiquement par la figure ci-dessous.



Les tensions d'alimentation de la machine se déduisent immédiatement de la tension d'entrée du PWM $U_i(t)$ et des signaux logiques qui fixent les positions des interrupteurs : $f_i(t)$ $i=1,2$ ou 3 .

Si les fonctions f_i sont définies de manière à ce que l'on ait $f_i(t) = 1$ lorsque l'interrupteur i est raccordé à la borne positive de la source us et $f_i(t) = 0$ lorsque celui-ci est raccordé à la borne négative, les tensions entre phases s'écrivent

$$U_a = U_i(t) [f_1(t) - f_3(t)]$$

$$U_b = U_i(t) [f_2(t) - f_3(t)]$$

$$U_c = U_i(t) [f_3(t) - f_2(t)]$$

Le courant I_i à l'entrée du PWM s'exprime par :

$$I_i(t) = f_1(t) I_a(t) + f_2(t) I_b(t) + f_3(t) I_c(t)$$

En fonction des courants orthogonaux du moteur biphasé équivalent on aura :

$$I_i(t) = [f_1 - (1/2)(f_2 - f_3)] I_{ds}(t) + [(\sqrt{3}/2)(f_2 - f_3)] I_{qs}(t)$$

Pour intégrer le système d'équation régissant le fonctionnement de l'ensemble PWM-MAS on ajoute aux équations de la machine définies selon (2.II.1) les équations du filtre définies par :

$$\frac{d U_i}{d T} = \frac{1}{X_{cf}} [I_d(t) - I_i(t)]$$

$$\frac{d I_d}{d T} = \frac{1}{X_{Lf}} [U_d(t) - U_i(t)]$$

L'intégration numérique de ce système permet de tracer les différentes grandeurs à l'entrée et à la sortie du PWM .

Au régime établi et pour le glissement nominal on a tracé :

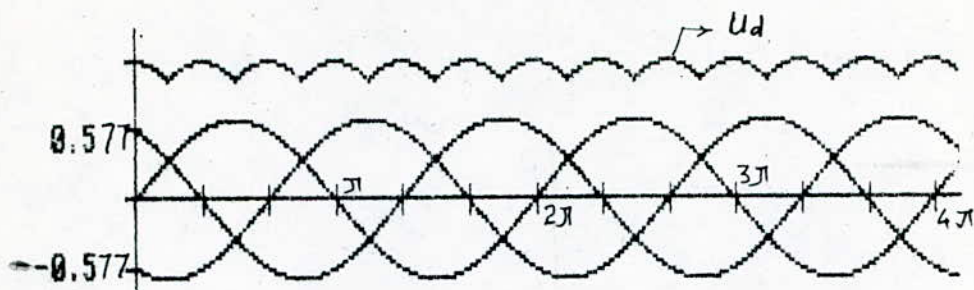
- le courant de source I_d
- la tension à l'entrée du PWM
- le courant d'une phase statorique

Ces résultats sont obtenus pour une alimentation par l'intermédiaire d'un pont de diodes dont la tension redressée a été tracée .

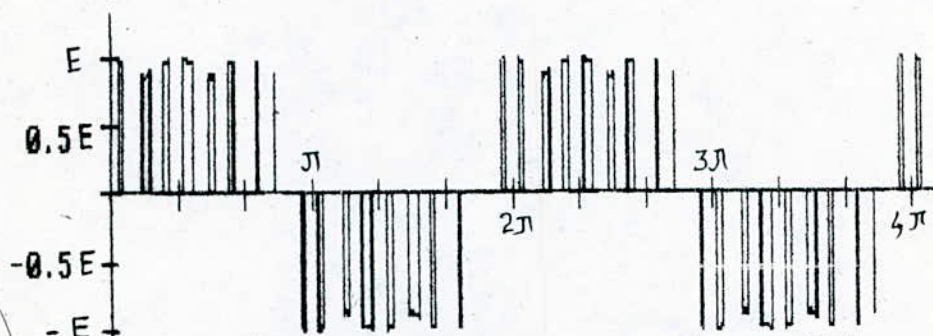
On remarque le taux d'harmoniques élevé présent dans le courant absorbé par le moteur .

On constate le lissage du courant absorbé à la source , ce lissage est le fait qu'on a interposé entre la source et l'onduleur un filtre avec une self de lissage considérable ($L_f = 20 \text{ mH}$, $C_f = 250 \text{ F}$) ζ .

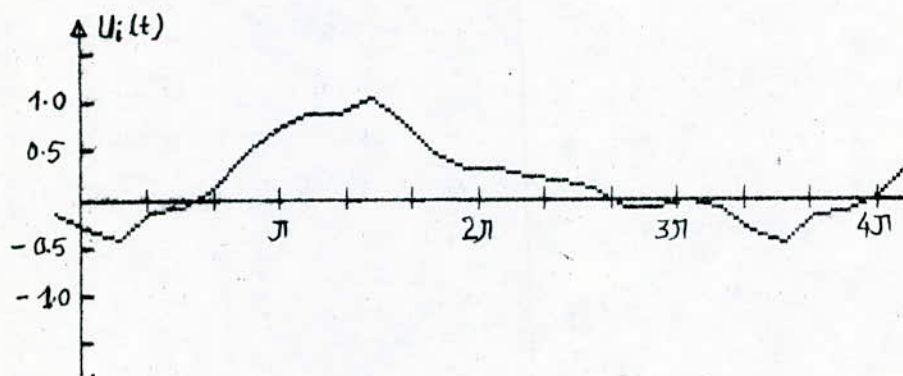
La déformation des ondes de tensions à la sortie de l'onduleur est due à l'ondulation résiduelle de tension sur la capacité d'entrée .



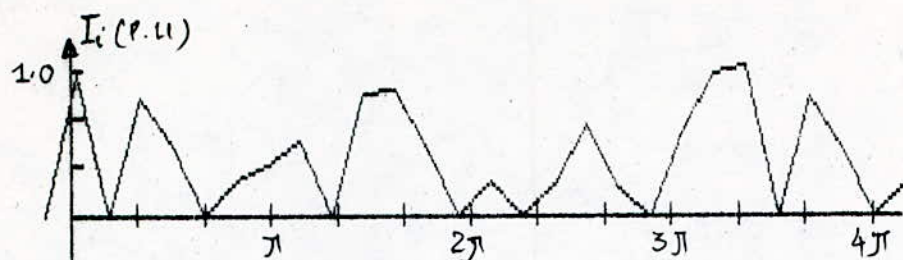
Tension redressée par le pont de GRAETZ double



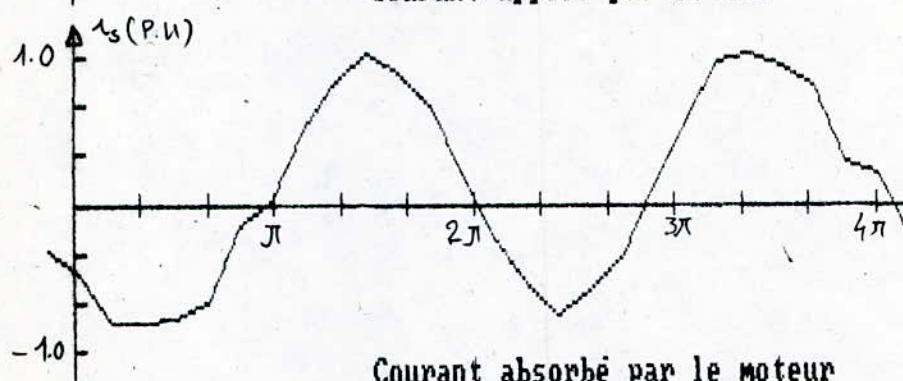
Tension entre deux phases de l'onduleur PWM



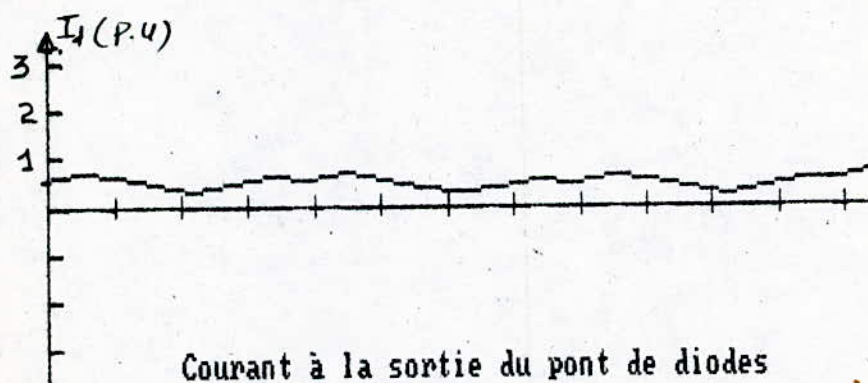
Tension à l'entrée du PWM
paramètres du filtre ($L_f = 20\text{mH}, C_f = 250\ \mu\text{F}$)



Courant appelé par le PWM



Courant absorbé par le moteur



Courant à la sortie du pont de diodes

Annexe 3.

```

10
20  Etude du demarrage d'un moteur asynchrone
30  alimente par une tension sinusoidale
40

50  dim A(4,4),B(4,4),C(4,4),u(4),Y(5),Z(5),K(5),Y1(1500)
55  dim Y2(1500),Y3(1500)

60  Valeurs initiales
70  FOR J=1 TO 5
80  Y(J)=0:NEXT J:T=0
90  Notations
100  Jin: Moment d'inertie
110  Fv :Coeff des frottements
120  Kc :Coeff du couple resistant
130  Pol:Nbre de paires de poles
135  [u(1) u(2) u(3) u(4)]=[uds uqs udr uqr]

-----
150  Plaque signalitique du moteur
160

170  READ Usn,Isn,Rs,Rr,Ls,Lr,M,Pol,Jin,Fv,Kc
180  DATA 220,8.54,1.12,0.11,0.17,0.0150,0.047,4,0.135,0.00812,0.114
185

190  Fs=50 : Frequence statorique
200  OMEGA=2*3.14159*Fs
210  INPUT " A VIDE OU EN CHARGE (V/C) "; B$
220  IF B$="V" THEN Kc=0
230  TF=0.6*OMEGA

240  Calcul des valeurs de reference
250  Ur=1.414*Usn:Ir=1.414*Isn:Zr=Ur/Ir:Pr=1.5*Ur*Ir
260  Cour=Pr*Pol/OMEGA

270  Calcul des valeurs reduites
280  rs=Rs/Zr:rr=Rr/Zr:xs=Ls*OMEGA/Zr
290  xr=Lr*OMEGA/Zr:xm=M*OMEGA/Zr
300  SIGMA=1-xm^2/(xs*xr)
310  H=0.5: Pas d'integration
320  GOSUB 1240

330  Integration du systeme
335  selon la methode de RUNGE-KUTTA au 4e ordre
340  LL=1 : compteur
350  FOR J=1 TO 5
360  Z(J)=Y(J):NEXT J
380  GOSUB 1080
390  FOR J=1 TO 5
400  P(J)=K(J)
410  Y(J)=Z(J)+H*K(J)/2
420  NEXT J
430  T=T+H/2:GOSUB 1080
440  FOR J=1 TO 5
450  P(J)=P(J)+2*K(J)
460  Y(J)=Z(J)+H*K(J)/2
470  NEXT J

```

```

480 GOSUB 1080
490 FOR J=1 TO 5
500 P(J)=P(J)+2*K(J)
510 Y(J)=Z(J)+K(J)
520 NEXT J
530 T=T+H/2 :GOSUB 1080
540 FOR J=1 TO 5
550 Y(J)=Z(J)+(P(J)+K(J))*(H/6)
560 NEXT J
570 Y1(LL)=Y(1): 'courant statorique
580 Y2(LL)=Y(5): 'vitesse de rotation
590 Y3(LL)=XM*(Y(2)*Y(3)-Y(1)*Y(4)): 'couple électromagnétique
595 LL=LL+1
600 IF T<TF THEN 350
605 W=1

```

```

610 '-----
620 '----- Tracés des axes -----
630 '-----
640 screen 2 :cls
660 locate 13,3:?" 0.0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 t(s)"
670 locate 25,3:?" 0.0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 t(s)"
675 locate 1,1:?"Is(p.u)":locate 3,1:?"5.0":locate 7,1:?"0.0"
676 locate 11,1:?"-5.0":locate 2,10:?" Courant statorique "
677 locate 14,10:?" Vitesse de rotation "
678 locate 13,1:?" n":locate 15,1:?"1.0"
679 locate 19,1:?"0.5":locate 23,1:?"0.0"
680 if w=2 then 730
700 view(32,0)-(336,84):window(.61,-5.1)-(-0.01,8.1)
705 line(0,-5)-(.6,8),1,b:line(0,0)(.6,0)
710 for x=0 TO .6 step .1 :line(x, 5)(x, 4.5):next
720 line(0,5)-(.6,5):for y =-5 to 5 :line(.005,y)(.005,y):next
725 goto 820
730 view(32,96)-(336,180): window(.61, 0.01)(-0.01,1.31)
735 line(0,1.3)(.6,0),1,B:line(0,0)(.6,0)
740 for x=0 to .6 step .1 :line(x, .01)(x,.05):next
750 for y=0 to 1 step .5 :line(.01,y)(.01,y):next
760 line(0,1)-(.6,1) :goto 820

```

```

790 '-----
800 '----- Tracés des graphes -----
810 '-----
820 LL=0
830 FOR T=H TO TF STEP H
840 LL=LL+1
850 TG=(T-H)/OMEGA: TG1=T/OMEGA
860 IF W=2 THEN 900
870 IF W=3 THEN 920
880 Y11=Y1(LL-1)
890 LINE(TG,Y11)(TG1,Y1(LL)):GOTO 940
900 Y22=Y2(LL-1)
910 LINE(TG,Y22)(TG1,Y2(LL)):GOTO 940
920 Y33=Y3(LL-1)
930 LINE(TG,Y33)(TG1,Y3(LL))
940 NEXT T
950 W=W+1
960 if W<3 THEN 680

```



```

962 locate 20,50:input r$
963 view(0,0)-(639,199):cls
965 locate 12,3:?" 0.0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 t(s)"
970 locate 1,1:?"Cem":locate 4,1:?"2.0":locate 8,1:?"0.0"
980 locate 11,1:?"-2.0":locate 2,10:?" Couple electromagnetique "
990 view(32,0)-(336,84):window(.61,-2.1)-(-0.01,3.1)
992 line(0,0)-(.6,3),1,b:line(0,2)-(.6,2)
993 for x=0 TO .6 step .1 :line(x,-2)-(x,2):next
995 for y=-2 to 2 :line(0,y)-(.6,y):next
996 goto 820

1030 '-----
1040 '----- Fin du programme principal -----
1050 '-----
1060 END :-----

1080 '-----
1090 '----- Equations du moteur biphas equivalent -----
1100 '-----
1110 u(1)=COS(T):u(2)=SIN(T)
1120 FOR I%=1 TO 4
1130 S=0
1140 FOR J%=1 TO 4
1150 S=S+(A(I%,J%)+B(I%,J%)*Y(5))*Y(J%)+C(I%,J%)*u(J%)
1160 NEXT J%
1170 K(I%)=S
1180 NEXT I%
1190 K(5)=A1*(Y(2)*Y(3)-Y(1)*Y(4))-A2*Y(5)
1200 RETURN
1210 END
1220 '-----
1230 '-----

1240 '-----
1250 '----- Matrices definissant le fonctionnement -----
1255 '----- du moteur biphas euivalent -----
1260 '-----+-----+-----+-----+-----+-----
1280 FOR I=1 TO 4:FOR J=1 TO 4:A(I,J)=0:B(I,J)=0:C(I,J)=0:NEXT :NEXT
1290 A(1,1)=-rs/(SIGMA*xs):A(1,3)=xm*rr/(xs*xr*SIGMA):A(2,2)=A(1,1)
1300 A(2,4)=A(1,3):A(3,1)=(rs/rr)*A(1,3):A(3,3)=-rr/(SIGMA*xr)
1310 A(4,2)=A(3,1):A(4,4)=A(3,3)
1320 B(1,2)=xm^2/(SIGMA*xs*xr):B(1,4)=xm/(SIGMA*xs)
1330 B(2,1)=-B(1,2):B(2,3)=-B(1,4):B(3,2)=-xm/(SIGMA*xr)
1340 B(3,4)=-1/SIGMA:B(4,1)=-B(3,2):B(4,3)=-B(3,4)
1350 C(1,1)=1/(SIGMA*xs):C(1,3)=-xm/(SIGMA*xs*xr):C(2,2)=C(1,1)
1360 C(2,4)=C(1,3):C(3,1)=C(1,3):C(3,3)=1/(SIGMA*xr)
1370 C(4,2)=C(1,3):C(4,4)=C(3,3)
1380 A1=xm*Pol*Cour/(Jin*OMEGA^2):A2=(Fv+Kc)/(Jin*OMEGA)
1390 RETURN
1400 '-----
1410 '-----

```

```

10
20 ----- ETUDE DU DEMARRAGE DU MOTEUR ASYNCHRONE -----
30 ----- REGULATION A FLUX CONSTANT -----
40
50 DIM A(4,4),B(4,4),C(4,4),V(4),Y(5),Z(5),K(5),Y1(3500),
60 ----- VALEURS      INITIALES -----
70 FOR J=1 TO 5
80 Y(J)=0:NEXT J:T=0
140
150 ----- PLAQUE SIGNALITIQUE DU MOTEUR -----
160
170 READ VSN,ISN,RS,RR,LS,LR,M,POL,JIN,FR,KR
180 DATA 220,8.54,1.12,.11,.17,.015,.047,2,.135,.00812,.228
190 LOCATE 4,10:COLOR 7,1:FS=50:INPUT "FS=";FS
200 OMEGA=2*3.14159*FS
210 INPUT ". A VIDE OU EN CHARGE (V/C)"; B$
220 IF B$="V" THEN KR=0
230 TF=1.2*OMEGA
231 ----- CONSTANTES DU REGULATEUR -----
235 INPUT " KP =" ;KP :INPUT " KI =" ;KI

240 ----- CALCUL DES VALEURS NOMINALES -----
250 PR=3*VSN*ISN :UR=1.414*VSN:IR=1.414*ISN:ZR=UR/IR
260 COUR=PR*POL/OMEGA
270 ----- CALCUL DES VALEURS REDUITES -----
280 R1=RS/ZR:R2=RR/ZR:X1=LS*OMEGA/ZR
290 X2=LR*OMEGA/ZR:XM=M*OMEGA/ZR
300 SIGMA=1-XM^2/(X1*X2)
310 H=.5
320 INPUT " Vitesse de consigne = " ;Y2C

330 ----- INTEGRATION DU SYSTEME -----
340 LL=0
350 FOR J=1 TO 5
360 Z(J)=Y(J):NEXT J
370 LL=LL+1
380 GOSUB 1080
390 FOR J=1 TO 5
400 P(J)=K(J)
410 Y(J)=Z(J)+H*K(J)/2
420 NEXT J
430 T=T+H/2:GOSUB 1080
440 FOR J=1 TO 5
450 P(J)=P(J)+2*K(J)
460 Y(J)=Z(J)+H*K(J)/2
470 NEXT J
480 GOSUB 1080
490 FOR J=1 TO 5
500 P(J)=P(J)+2*K(J)
510 Y(J)=Z(J)+K(J)
520 NEXT J
530 T=T+H/2 :GOSUB 1080
540 FOR J=1 TO 5
550 Y(J)=Z(J)+(P(J)+K(J))*(H/6)
560 NEXT J
570 Y2(LL)=Y(5)

```



```

580 Y1(LL)=SQR(Y(1)*Y(1)+Y(2)*Y(2))
590 Y3(LL)=(XM/(X1*X2*SIGMA))*(Y(2)*Y(3)-Y(1)*Y(4))
595 GOSUB 1250
600 IF T<TF THEN 350
605 W=1
610

```

```

620 ----- TRACE DES AXES -----
630 -----

```

```

640 screen 2 :cls
660 locate 13,3:?" 0.0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 t(s)"
670 locate 25,3:?" 0.0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 t(s)"
675 locate 1,1:?" 0s":locate 5,1:?"2.0":locate 8,1:?"1.0"
676 locate 11,1:?"0.0":locate 2,15:?" Flux statorique "
677 locate 14,10:?" Vitesse de rotation ":locate 2,1:?"3.0"
678 locate 13,1:?" n":locate 15,1:?"1.0"
679 locate 19,1:?"0.5":locate 23,1:?"0.0"
680 if w=2 then 730
700 view(32,0)-(336,84):window(1.21,-.1)-(-0.01,3.53)
705 line(0,0)-(1.2,3.5),1,b:line(.1,3.5)-(1.2,2.8),,b
710 for x=0 TO 1.2 step .1 :line(x,-.05)-(x,.05):next
720 for y = 0 to 3 :line(-.005,y)-(.005,y):next
725 goto 820
730 view(32,96)-(336,180): window(1.21,-0.01)-(-0.01,1.31)
735 line(0,1.3)-(1.2,0),1,B:line(0,0)-(1.2,0)
740 for x=0 to 1.2 step .1 :line(x,-.01)-(x,.05):next
750 for y=0 to 1 step .5 :line(-.01,y)-(.01,y):next
760 line(0,1)-(1.2,1) :goto 820

```

```

790 ----- TRACES DES GRAPHES -----
800 -----

```

```

820 LL=0
830 FOR T=H TO TF STEP H
840 LL=LL+1
850 TG=(T-H)/OMEGA: TG1=T/OMEGA
860 IF W=2 THEN 900
870 IF W=3 THEN 920
880 Y11=Y1(LL-1)
890 LINE(TG,Y11)-(TG1,Y1(LL)):GOTO 940
900 Y22=Y2(LL-1)
910 LINE(TG,Y22)-(TG1,Y2(LL)):GOTO 940
920 Y33=Y3(LL-1)
930 LINE(TG,Y33)-(TG1,Y3(LL))
940 NEXT T
950 W=W+1
955 if W<3 THEN 680
960 locate 22,75:input r$
961 if w>3 then 1070
962 locate 20,50
963 view(0,0)-(639,199) :cls
965 locate 12,3:?" 0.0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 t(s)"
970 locate 1,1:?"Cem":locate 4,1:?"2.0":locate 8,1:?"1.0"
980 locate 11,1:?"0.0":locate 2,10:?" Couple electromagnétique "
990 view(32,0)-(336,84):window(1.21,-.1)-(-0.01,3.1)
992 line(0,0)-(1.2,3),1,b:line(0,2)-(1.2,2)
993 for x=0 TO 1.2 step .1 :line(x,-.01)-(x,.05):next
995 for y=-2 to 2 :line(0,y)-(1.2,y):next

```

996 goto 820

1070 END

1080

----- S/P DE RUNGE KUTTA DE 4½ ORDRE -----

1100

1120 FOR I%=1 TO 4

1130 S=0

1140 FOR J%=1 TO 4

1150 S=S+(A(I%,J%)+B(I%,J%)*Y(5))*Y(J%)+C(I%,J%)*V(J%)

1160 NEXT J%

1170 K(I%)=S

1180 NEXT I%

1190 K(5)=A1*(Y(2)*Y(3)-Y(1)*Y(4))-A2*Y(5)

1200 RETURN

1210 END

1220

1230

1240

----- S/P REGIME REGULE A FLUX CONSTANT -----

1260

1270 K=(R1*X2)/(R2*X1)

1280 FOR I=1 TO 4:FOR J=1 TO 4:C(I,J)=0:B(I,J)=0:A(I,J)=0:NEXT :NEXT

1290 A(1,1)=-R1/(SIGMA*X1):A(1,2)=FRR

1300 A(1,3)=R1*(1-SIGMA)/(XM*SIGMA):A(2,1)=-FRR

1310 A(2,2)=A(1,1):A(2,4)=A(1,3)

1320 A(3,1)=R2*(1-SIGMA)/(XM*SIGMA)

1330 A(3,3)=-R2/(SIGMA*X2):A(3,4)=FRR:A(4,2)=A(3,1)

1340 A(4,3)=-FRR:A(4,4)=A(3,3)

1350 A1=XM*POL*COUR/(SIGMA*X1*X2*JIN*OMEGA^2)

1360 A2=(KR+FR)/(JIN*OMEGA)

1370 B(2,1)=-1:B(1,2)=1

1380 C(1,1)=1

1400

1410

1430

----- SOUS-PROGRAMME DE REGULATION DE VITESSE -----

1450

1470 DIF =Y2C-Y2(LL)

1480 Q =Q+DIF

1490 FRR =KP*DIF+H*KI*Q

1500 FS =FRR+Y2(LL)

1510 V(1) =FS+K*FRR

1520 RETURN

BIBLIOGRAPHIE

- /1/ J. CHATELAIN Machines Electriques , tome 1 .
Dunod , 1983
- /2/ P. BARRET Régimes Transitoires des Machines Tournantes .
Eyrolles , 1982
- /3/ M. FALLOU Moteurs Asynchrones.Choix des Caractéristiques
Technique de l'ingénieur 1986 , Art. D453
- /4/ P.L. Alger Induction Machines .
Gordan and Breach Science Publishers
NEW-YORK ,1970
- /5/ P. FLORENT Equations et Systèmes Différentiels .
Vuibert , 1978
- /6/ H. MOULAI Etude par simulation numérique du moteur
F. ASSAM asynchrone en régime variable'.
P.F.E E.N.P Alger ,Juin 1985
- /7/ R.D. ADAMS Several modulation techniques P.W.M inverter
R.S. FOX IEEE conference record of fifth annual meeting
of IGAG , pp.687-693 , 1970
- /8/ A.L. THOMAS Recent Progress in the Development of
Solid-State AC Motor Drives .
IEEE Transactions, on power electronics Vol.3.
pp 105-109 , Avr 1988
- /9/ M. DEMONTVIGNER Convertisseurs statiques de fréquence .
Technique de l'ingénieur 1986,Art. D472
- /10/ D.P. CONNORS Considerations in Applying Induction Motors
with Solid-State Adjustable Frequency Controllers .
IEEE trans. on I.A ,Vol.IA-20 ,N°1 pp 113-120
Janv/Fev 1984
- /11/ R. CHAUPRADE Commande des Moteurs à Courant Alternatif .
Eyrolles , 1984
- /12/ S. BAHBOUTH Etude en Régime Permanent d'une Machine
Asynchrone Alimentée par un Onduleur à
Transistors .
Thèse de Doctorat d'ingénieur , I.N.P.G
Grenoble , Oct 1981
- /13/ A. ABBONDANTI Method of Flux Control in Induction Motors
Driven by Variable Frequency , Variable
Voltage supplies .
IEEE/IAS Power Conf. pp 154-156
- /14/ F. BORDRY Flux and Speed Numerical Control of a
Voltage-Fed Asynchronous Induction Machine .
IEE Proceedings ,Vol.127,Pt.B,N°2 pp 91-93
Nov 1987
- /15/ M.O. MAHMOUDI Variateurs de Vitesse Asynchrones .
Thèse de Magister E.N.P Alger Oct 1986
- /16/ J.F. LINDSAY An Electromechanical Network Model For
Frequency Controlled Induction Motors .
Electric Machines and Electromechanics
6:225-238 1981
- /17/ H. BUHLER Electronique de Réglage et de Commande .
Dunod , 1984

Cahier des charges de la partie de commande:

Le cahier des charges doit préciser sans ambiguïté ni omission

le rôle et les performances de l'équipement à réaliser pour en faciliter la création deux niveaux sont prévus.

spécifications fonctionnelles.

Niveau 1: elles précisent

- les caractéristiques de l'automatisme
- les fonctions qu'il doit assurer.
- la nature des informations impliquées de l'automatisation préjuger en aucune façon de la technologie qui seront mise en œuvre.

Niveau 2: spécifications technologiques

spécifications opérationnelles.

Principe du GRAFCet:

La nécessité d'un langage clair conduit à utiliser un outil de description du cahier des charges.

Cet outil est un diagramme fonctionnel désigné par GRAFCet ou encore.