

11/91

Les

وزارة الجامعات
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR DE COURANT - MAS
REALISATION D'UN ONDULEUR DE TYPE
SANS THYRISTORS AUXILIAIRES

Proposé par :

B.HEMICI

Etudié par :

A.LAIFA

et

K.MAAZI

Dirigé par :

B.HEMICI

PROMOTION

JUIN 1991

- A la mémoire de ma mère,
- A mon père,
- A ma nièce Luiza,
- A toute ma famille,
- A tous mes amis,

Je dédie cette étude.

Aziz

- A la mémoire de mon grand père,
- A mon père et à ma mère,
- A mes oncles et à mes tantes,
- A mes cousins et cousines en particulier Hamid et Belgacem,
- A tous mes amis,

Je dédie cette étude.

Karim

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont participé à notre formation.

Nos remerciements vont également à monsieur B. Hemicci pour avoir proposé et dirigé ce travail, et pour tous les conseils qu'il nous a donné, ainsi qu'à monsieur R. Tahmi pour toute sa sympathie et son aide qu'il nous a accordé.

Nous tenons aussi à remercier les gens du département et du centre de calcul pour leur collaboration.

SOMMAIRE

NOMENCLATURE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS DE FREQUENCE

CHAPITRE II MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

II.1./ Introduction

II.2./ Equations de fonctionnement de la machine

II.3./ Modèle de Park de la machine asynchrone triphasée

II.4./ Machine biphasée équivalente

CHAPITRE III ETUDE DE L'ONDULEUR

III.1./ Introduction

III.2./ Montage - Description

III.3./ Fonctionnement de l'onduleur

III.4./ Simulation de l'onduleur - Formes d'ondes

III.5./ Conclusions

CHAPITRES IV SIMULATION DE L'ASSOCIATION

ONDULEUR DE COURANT - MOTEUR ASYNCHRONE

IV.1./ Introduction

IV.2./ Simulation de l'association

IV.3./ Résultats obtenus - Interprétation

IV.4./ Comparaison avec un onduleur de tension

CHAPITRE V REALISATION ET ESSAIS PRATIQUES

V.1./ Introduction

V.2./ Réalisation pratique de l'onduleur

V.3./ Résultats des essais expérimentaux

V.4./ Conclusion

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

NOMENCLATURE

f_s	fréquence
ω_m	vitesse du moteur
ω_s	vitesse synchrone
$i_{ds}, (i_{dr})$	courant statorique(rotorique) d'axe direct
$i_{qs}, (i_{qr})$	courant statorique(rotorique) d'axe quadratique
$u_{ds}, (u_{dr})$	tension statorique(rotorique) d'axe direct
$u_{dr}, (u_{qr})$	tension statorique(rotorique) d'axe quadratique
$\Psi_{ds}, (\Psi_{dr})$	flux statorique(rotorique) d'axe direct
$\Psi_{qs}, (\Psi_{qr})$	flux statorique(rotorique) d'axe quadratique
L_s	inductance propre d'une phase statorique
L_r	inductance propre d'une phase rotorique
L_{sr}	inductance mutuelle stator-rotor
N_l	inductance de fuite par phase statorique
R_s	résistance d'une phase statorique
R_r	résistance d'une phase rotorique
J	moment d'inertie
f	coefficient de frottement
T_{em}	couple électromagnétique de la machine
p	nombre de paire de poles
θ	angle électrique
θ_m	angle mécanique
C	capacite de commutation
U_{co}	tension de crête de charge des condensateurs
t_c	temps de commutation
ω_l	pulsation du circuit de commutation
L	inductance de lissage

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة
BIBLIOTHEQUE →
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, la variation de vitesse des moteurs asynchrones est, le plus souvent, assurée par la variation de la fréquence statorique [4]. Cette variation se fait à l'aide de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs on trouve ceux réalisés à base d'onduleurs. On distingue les onduleurs de courant ou commutateurs et les onduleurs de tension. Deux préoccupations principales existent: les problèmes liés au fonctionnement du convertisseur statique associé à la machine (commutation, formes d'ondes, ..etc) et les caractéristiques électromécaniques à fréquence et amplitude variables. La variation d'amplitude vient de la nécessité de contrôler le flux magnétique.

Le circuit le plus utilisé au niveau industriel est celui de l'onduleur de courant autocommuté c'est à dire à thyristors de type sans thyristors auxiliaires[4]. Ceci est dû au fait qu'il ne contient que six thyristors et correspond donc à une commande plus simple. Cependant, il présente quelques limitations qu'on va montrer dans cette étude.

L'objectif de notre travail est l'étude de l'association onduleur de courant-moteur asynchrone comme un moyen de variation de vitesse et la comparaison de ses performances avec celles d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone.

L'organisation générale de ce mémoire est la suivante :

Le chapitre I donne des généralités sur les convertisseurs de fréquence et leur utilisation comme un moyen de variation de vitesse des moteurs alternatifs. On donne aussi le principe de l'un de ces convertisseurs.

Le chapitre II est consacré à la modélisation du moteur asynchrone par la transformation de Park.

Le chapitre III présente l'étude détaillée de l'onduleur de courant à thyristors sans thyristors auxiliaires. Il traite essentiellement du fonctionnement de cet onduleur, notamment en mode de commutation, et de sa simulation. On présente des résultats qui permettent de conclure sur les conditions du bon fonctionnement pour l'alimentation des moteurs asynchrones.

Le chapitre IV expose les aspects de l'association onduleur de courant-moteur asynchrone et de sa simulation numérique. on y trouve également les résultats de cette simulation et les conclusions sur le fonctionnement de l'association, ainsi qu'une comparaison avec un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone.

Dans le dernier chapitre, On trouve la réalisation pratique. Celle de l'onduleur et de sa commande. On trouve également les résultats des essais et leur interprétation.

Enfin, On donne une conclusion générale sur le choix de l'alimentation d'un moteur asynchrone par un onduleur et les extensions éventuelles de notre travail.

A la fin de cette thèse, nous donnons une annexe complétant cette étude et une bibliographie citant les principales sources d'informations utilisées.

Chapitre 1

**GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS
DE FREQUENCE**

La commande électronique des moteurs alternatifs à fréquence variable fait appel à de nombreux types de convertisseurs. On peut y trouver, selon le type du moteur, la nature de la source d'alimentation, le mode de réglage et les caractéristiques recherchées, des convertisseurs très différents [3].

On distinguera, toutefois, deux grandes familles:

1. Les convertisseurs directs :

Ce sont les cycloconvertisseurs. Ils transforment directement la tension du réseau en une tension ou un courant d'amplitude et de fréquence variables.

2. Les convertisseurs indirects :

Il s'agit d'une double conversion. Le convertisseur comporte un étage à courant continu intermédiaire. On a, en tête un redresseur commandé ou non; au milieu, un étage à courant continu; et du côté machine, un commutateur qui est un onduleur à commutation forcée.

On distingue deux modes d'alimentation de la machine :

- a. tension imposée.
- b. courant imposé.

L'application la plus importante des convertisseurs de fréquence à commutation forcée consiste en l'alimentation de moteurs asynchrones pour la réalisation d'entraînements à vitesse variable [1]. Notons qu'en général, les montages en courant sont caractérisés par une grande sûreté de fonctionnement. La présence d'une inductance de valeur élevée empêche une évolution trop rapide d'un éventuel courant de défaut et laisse aux protections électroniques incluses dans la commande tout le temps de réagir [3].

Nous allons donner, très brièvement, le principe d'un convertisseur de fréquence de type indirect à courant imposé schématisé par la figure I.1.

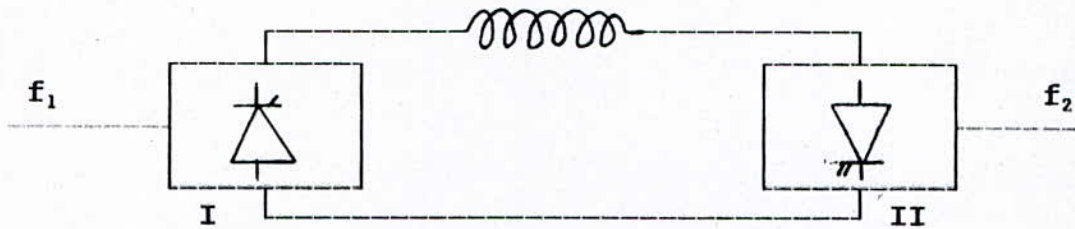


fig I.1

Un redresseur contrôlé I, connecté au réseau, alimente à travers une inductance de lissage, un onduleur de courant II. Ce dernier délivre à la machine des ondes rectangulaires de courant de 120° électriques, positives ou négatives, à une fréquence déterminée par les circuits de commande du convertisseur (en fait légèrement trapézoïdaux), séparées par des intervalles de 60° à courant nul.

Le convertisseur côté réseau est généralement un pont de Graëtz triphasé complet à thyristors dont l'angle de retard à la commande peut-être réglé entre 0° et 150° . Ce qui permet de délivrer un courant réglé à l'onduleur.

Le convertisseur côté machine n'est pas un simple pont de Graëtz triphasé. La machine d'inductance absorbant, pour maintenir son flux, de l'énergie réactive, la commutation d'un bras du pont au suivant ne peut s'effectuer de façon naturelle. Il est nécessaire de recourir à des tensions additionnelles fournies par des condensateurs, parcourus par le courant de charge lors des commutations.

Chapitre II

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

II.1./ INTRODUCTION

Le moteur asynchrone, comme toute machine d'ailleurs, n'est d'une étude facile qu'en régime permanent sinusoïdal; or, les équipements statiques à redresseurs contrôlés que l'on utilise pour en faire varier la vitesse imposent au moteur des tensions ou des courants présentant plusieurs phases par période.

La mise en équations du moteur, effectuée en le supposant triphasé, tant au rotor qu'au stator, et en faisant toutes les hypothèses simplificatrices usuelles, conduit à un système de six équations différentielles à six inconnues et à coefficients fonctions périodiques du temps.

Pour simplifier la présentation de ces équations, nous allons, dans ce chapitre, appliquer la transformation de Park aux bobines statoriques et rotoriques et obtenir un modèle plus simple à exploiter.

II.2./ EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE

II.2.1./ Hypothèses simplificatrices et conventions de signe

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure II.1 .

On désigne par a, b et c les phases statoriques; A, B et C les phases rotoriques. Dans l'analyse qui va suivre nous admettrons les hypothèses suivantes:

- La machine considérée est bipolaire à entrefer constant.
- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor. la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- La distribution de force magnétomotrice créée par chaque enroulement du stator et du rotor est sinusoïdale c'est à dire qu'on ne s'intéresse qu'au premier harmonique d'espace des f.m.m .

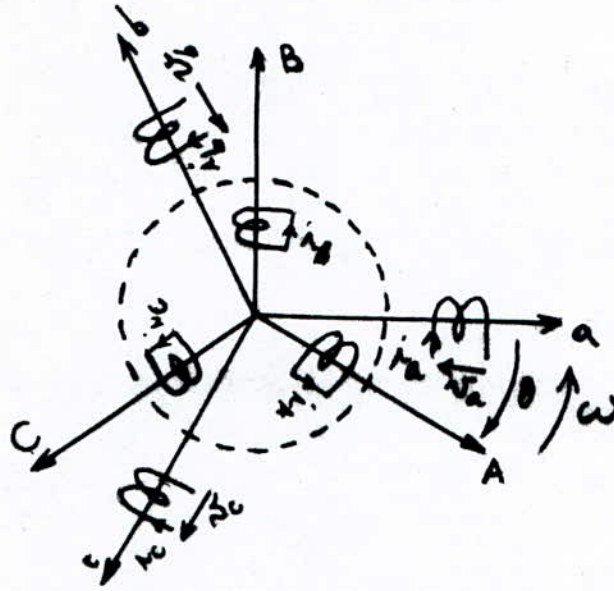


fig II.1

Représentation schématique d'une machine asynchrone

Pour notre étude, on considère aussi les conventions de signe suivantes:

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.e.m positive fait circuler un courant positif.
- Nous considérons le fonctionnement moteur de la machine.
- Les angles et les vitesses de rotations sont comptées positivement dans le sens trigonométrique.

II.2.2/ Equations électriques et magnétiques de la machine

Compte tenu des conventions de signe ci-dessus, les six enroulements de la figure II.1 obeissent aux équations électriques suivantes :

au stator:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{d\psi_a}{dt} + R_s * i_a \\ V_b &= \frac{d\psi_b}{dt} + R_s * i_b \\ V_c &= \frac{d\psi_c}{dt} + R_s * i_c \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

au rotor:

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{d\psi_A}{dt} + R_r * i_A \\ V_B &= \frac{d\psi_B}{dt} + R_r * i_B \\ V_C &= \frac{d\psi_C}{dt} + R_r * i_C \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

avec R_s : résistance d'une phase du stator;

R_r : résistance d'une phase du rotor;

ψ_k : flux d'enroulement traversant l'enroulement k.

sous forme matricielle, les équations précédentes s'écrivent:

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] + R_s [i_{abc}] \\ [V_{ABC}] &= \frac{d}{dt} [\psi_{ABC}] + R_r [i_{ABC}] \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{avec } [V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad [\psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques $[V_{ABC}]$, $[i_{ABC}]$ et $[\psi_{ABC}]$.

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

$$\begin{aligned} [\psi_{abc}] &= [L_s] [i_{abc}] + [L_{sr}] [i_{ABC}] \\ [\psi_{ABC}] &= [L_{sr}]^t [i_{abc}] + [L_r] [i_{ABC}] \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

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

$[L_{sr}]$ correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor. $[L_{sr}]^t$ est sa matrice transposée.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices déjà indiquées, on définit :

- 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 phases statorique et rotorique. Donc seule $L_{aA}(\theta)$ est fonction de θ . On a :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}; \quad (II.5) \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}; \quad (II.6)$$

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-4\Pi/3) & \cos(\theta-2\Pi/3) \\ \cos(\theta-2\Pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta-4\Pi/3) \\ \cos(\theta-4\Pi/3) & \cos(\theta-2\Pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} = L_{aA}[C]$$

(II.7)

En introduisant les équations (II.4) dans les équations (II.3), on obtient les équations de fonctionnement de la machine:

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{ABC}]) \\ [V_{ABC}] &= R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}]^t [i_{abc}]) \end{aligned} \quad (II.8)$$

Du fait des termes trigonométriques contenus dans la matrice $[L_{sr}]$, les coefficients des équations du système (II.8) sont variables et la résolution analytique du système est très compliquée.

II.3./ MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.3.1./ Transformation de Park

La transformation de Park est définie par sa matrice de transformation $[A]$. [2]

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Par cette transformation, les vecteurs $[i_{abc}]$, $[V_{abc}]$ et $[\Psi_{abc}]$ sont transformés comme suit:

$$\begin{aligned} [i_{dqo}] &= [A] [i_{abc}] \\ [V_{dqo}] &= [A] [V_{abc}] \\ [\Psi_{dqo}] &= [A] [\Psi_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur $[i_{dqo}]$ est le vecteur obtenu par la transformation de Park du vecteur courant statorique $[i_{abc}]$. $[i_{dqo}]$ a trois composantes:

i_d suivant l'axe direct, i_q suivant l'axe quadratique et i_o suivant l'axe homopolaire.

On définit de la même manière les vecteurs $[V_{dqo}]$ et $[\Psi_{dqo}]$.

La transformation de Park inverse est définie par la matrice inverse $[A]^{-1}$ de $[A]$ donnée par:

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

on a alors:

$$\begin{aligned} [i_{abc}] &= [A]^{-1} [i_{dqo}] \\ [V_{abc}] &= [A]^{-1} [V_{dqo}] \\ [\Psi_{abc}] &= [A]^{-1} [\Psi_{dqo}] \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

II.3.2./ Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on applique aux courants, tensions et aux flux un changement de variables défini par la transformation de Park. Ce changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels de phase a,b,c et A,B,C d'enroulements fictifs d_r, q_r, o_r, d_s, q_s et o_s dont les axes

magnétiques sont liés aux axes d,q et o comme l'indique la figure II.2, mais dont les conducteurs restent liés aux armatures qui les supportent. Les composantes homopolaires n'interviennent que dans des cas très rares. Cependant nous allons les introduire pour une étude plus générale.

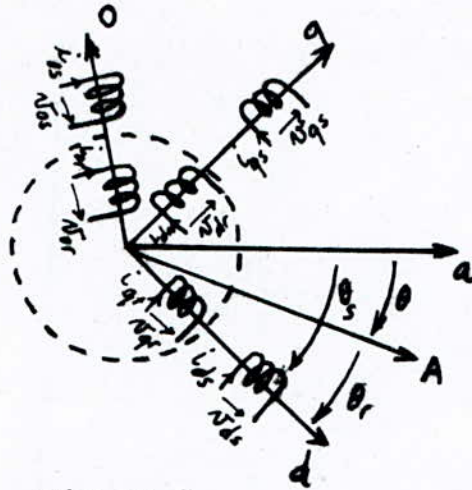


Fig II.2.

**Transformation des enroulements réels
en enroulements fictifs**

II.3.2.1/ Equations des tensions

On notera $[A_s]$ la matrice de transformation pour les phases statoriques c'est à dire $\theta = \theta_s$. De même pour les phases rotoriques $[A_r] = [A_r]$ soit $\theta = \theta_r$.

on a d'après (II.3):

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}]$$

En appliquant la transformation de Park, on obtient:

$$[A_s] [V_{abc}] = R_s [A_s] [i_{abc}] + [A_s] \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}]$$

$$d'où \quad [A_s] [V_{abc}] = R_s [A_s] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([A_s] [\Psi_{abc}]) - \left(\frac{d}{dt} [A_s]\right) [\Psi_{abc}]$$

Or d'après les notations déjà utilisées, on a :

$$[A_s][V_{abc}] = [V_{dqo}]_s ;$$

$$[A_s][i_{abc}] = [i_{dqo}]_s ;$$

$$[A_s][\Psi_{abc}] = [\Psi_{dqo}]_s ;$$

soit alors

$$[V_{dqo}]_s = R_s [i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt} [\Psi_{dqo}]_s - \left(\frac{d}{dt} [A_s] \right) [\Psi_{abc}] \quad (\text{II.13})$$

le développement de ce dernier système (II.13) conduit à :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} (\Psi_{ds}) + \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} [\Psi_a \sin(\theta_s) + \Psi_b \sin(\theta_s - 2\pi/3) + \Psi_c \sin(\theta_s - 4\pi/3)]$$

or le développement de $[A_s][\Psi_{abc}] = [\Psi_{dqo}]$ nous donne :

$$\Psi_{qs} = -\frac{2}{3} [\Psi_a \sin(\theta_s) + \Psi_b \sin(\theta_s - 2\pi/3) + \Psi_c \sin(\theta_s - 4\pi/3)]$$

$$\text{d'où} \quad V_{ds} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{qs}$$

De la même manière, on peut montrer que

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{ds}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Psi_{os}}{dt}$$

De façon analogue, la transformation des grandeurs rotoriques conduit au système :

$$V_{dr} = R_r i_r + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{qr}$$

$$V_{qr} = R_r i_r + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{dr}$$

$$V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\Psi_{ro}}{dt}$$

θ caractérise la position du rotor par rapport au stator, la vitesse de rotation du rotor est donc $\omega_m = d\theta/dt$.

Or $\theta = \theta_s - \theta_r$ d'où $d\theta/dt = d\theta_s/dt - d\theta_r/dt$ ou $\omega_m = \omega_s - \omega_A$.

II.3.2.2 Equations des flux

On a d'après (II.4) : $[\Psi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}]$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} \\
 V_{qs} - R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_a \psi_{ds} \\
 V_{os} - R_s i_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

$$\begin{aligned}
 V_{dr} - R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \psi_{qr} \\
 V_{qr} - R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \psi_{dr} \\
 V_{ro} - R_r i_{ro} + \frac{d\psi_{ro}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{II.15}$$

En appliquant la transformation de Park

$$[A_s][\Psi_{abc}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}]$$

$[L_s], [L_{sr}]$ sont données par (II.5) et (II.6). En développant on peut montrer que

$$[A_s][L_s][i_{abc}] = \begin{bmatrix} (L_{aa} - L_{ab}) i_{ds} \\ (L_{aa} - L_{ab}) i_{qs} \\ (L_{aa} + 2L_{ab}) i_{os} \end{bmatrix}$$

On a aussi $[A_s][L_{sr}][i_{ABC}] = L_{aA} [A_s][C][i_{ABC}]$.

compte tenu de $\theta_r = \theta_s - \theta$ et de quelques relations trigonométriques, on obtient

$$[A_s][L_{sr}][i_{ABC}] = (3/2) L_{aA} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En posant: $L_s = L_{aa} - L_{ab}$: inductance propre du stator.

$L_{sr} = (3/2)L_{aA}$: inductance mutuelle stator-rotor.

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

On obtient pour les flux totalisés statoriques:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\
 \Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \\
 \Psi_{os} &= L_{os} i_{os}
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

De la même façon, on montre que pour les phases rotoriques on a:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\
 \Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{II.17}$$

$$\Psi_{or} = L_{or} i_{or}$$

Avec $L_r = L_{AA} - L_{AB}$: inductance propre du rotor

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

II.3.2.3/ Equations de puissance et de couple

La puissance électrique statorique instantanée de la machine est:

$$p(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$$

en remplaçant i_a, i_b, i_c et V_a, V_b, V_c on trouve:

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) + 3V_{os}$$

L'énergie électrique fournie au stator pendant un temps dt est:

$$dW_{es} = p(t) dt = [3/2 (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) + 3V_{os}] dt$$

Et après développement:

$$dW_{es} = \left[\frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + 3R_s i_{os}^2 \right] dt + \left[\frac{3}{2} (d\Psi_{ds} i_{ds} + d\Psi_{qs} i_{qs}) + 3d\Psi_{os} i_{os} \right] + \left[\frac{3}{2} \omega_a (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \right] dt$$

L'énergie électrique fournie au stator pendant dt se décompose donc en trois termes: le premier représente l'énergie perdue par effet Joule au stator. Le deuxième représente la variation d'énergie magnétique statorique. Par contre le troisième terme représente l'énergie dW_e transférée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant.

On peut montrer, de la même manière que précédemment, que l'énergie électrique du rotor s'exprime par:

$$dW_{er} = \left[\frac{3}{2} R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + 3R_r i_{ro}^2 \right] dt + \left[\frac{3}{2} (d\Psi_{dr} i_{dr} + d\Psi_{qr} i_{qr}) + 3d\Psi_{ro} \right] + \left[\frac{3}{2} (\omega_a - \omega_m) (\Psi_{dr} i_{qr} - \Psi_{qr} i_{dr}) \right] dt$$

on a d'après les équations des flux données par (II.16) et (II.17):

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds} &= L_{sr} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \\ \Psi_{dr} i_{qr} - \Psi_{qr} i_{dr} &= L_{sr} (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) \end{aligned}$$

$$d'où \quad \psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds} = -(\psi_{dr}i_{qr} - \psi_{qr}i_{dr})$$

Ce qui entraîne, en sachant que $dW_{er}=0$ (car les enroulements rotoriques sont constamment en court-circuit);

$$dW_{\delta} = \left[\frac{3}{2} \omega_a (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) dt - \left[\frac{3}{2} R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + 3R_r i_{ro}^2 \right] dt \right. \\ \left. + \left[\frac{3}{2} (d\psi_{dr} i_{dr} + d\psi_{qr} i_{qr}) + 3d\psi_{ro} i_{ro} \right] + \left[\frac{3}{2} \omega_m (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) \right] dt \right.$$

On voit que l'énergie transitant à travers l'entrefer se compose de 3 termes:

le premier représente l'énergie perdue par effet Joule au rotor, Le deuxième représente la variation d'énergie magnétique rotorique. Alors que le troisième terme représente l'énergie qui va être transformée en énergie mécanique.

$$dW_{mec} = \frac{3}{2} \omega_m (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) dt$$

Le couple électromécanique développé par le champ tournant s'obtient en divisant dW_{ec} par ω_m .

$$\text{soit } T_{em} = \frac{3}{2} L_{sr} (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) = \frac{3}{2} [i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}] \quad (\text{II.18})$$

Cas d'une machine multipolaire:

Dans le cas d'une machine multipolaire, les angles électriques et la vitesse électrique ω_m sont obtenus en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles; Les équations électriques restent inchangées alors que l'équation du couple devient:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (\text{II.19})$$

Remarque

Jusqu'à présent, nous avons considéré le cas général où la composante homopolaire est présente. Or la composante homopolaire

des courants ne participe ni à la création de la f.m.m sinusoïdale d'entrefer, ni au développement du couple électromagnétique.

Par la suite, nous nous placerons dans le cas d'un régime équilibré où les composantes homopolaires des courants et des tensions sont nuls.

II.3.2.4/ Choix du référentiel

Le référentiel est le système O_d, O_q associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- référentiel lié au stator;
- référentiel lié au rotor;
- référentiel lié au champ tournant.

Pour notre étude, nous allons considérer un référentiel lié au stator donc $d\theta_s/dt = \omega_s = 0$.

II.4./ MACHINE BIPHASEE EQUIVALENTE

Selon Park et compte tenu du choix du référentiel considéré, Notre modèle de travail du moteur asynchrone est complètement défini par:

Les équations des tensions:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \end{aligned} \quad (II.20)$$

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega_m \psi_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_m \psi_{dr} \end{aligned} \quad (II.21)$$

Les équations des flux:

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \end{aligned} \quad (II.23)$$

$$\begin{aligned}\psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\ \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs}\end{aligned}\tag{II.23}$$

Et l'équation du couple:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})\tag{II.25}$$

En plus de l'équation du mouvement:

$$T_{em} - T_r = \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt}\tag{II.25}$$

Avec T_r : couple résistant et J : moment d'inertie de l'arbre du moteur.

Le retour aux grandeurs de phases de la machine se fait par la transformation de Park inverse.

Chapitre III

ETUDE DE L'ONDULEUR

III.1./ INTRODUCTION

L'onduleur commutateur de courant alimentant un moteur asynchrone est devenu très populaire ces dernières années comme un variateur de vitesse très performant.[5]

Le commutateur de courant qui est souvent utilisé est l'onduleur de courant autocommuté c'est à dire à thyristors de type sans thyristors auxiliaires.

Dans ce chapitre et après avoir présenté le montage, nous examinerons le fonctionnement de l'onduleur pour les deux modes de fonctionnement: mode de conduction et mode de commutation. Nous ferons quelques hypothèses quant à la charge qui est constituée d'un moteur asynchrone, nous pourrons alors simuler le fonctionnement de l'onduleur et présenter les formes d'ondes des grandeurs caractéristiques du montage ainsi que les conclusions pratiques pour son bon fonctionnement.

III.2./ MONTAGE. DESCRIPTION

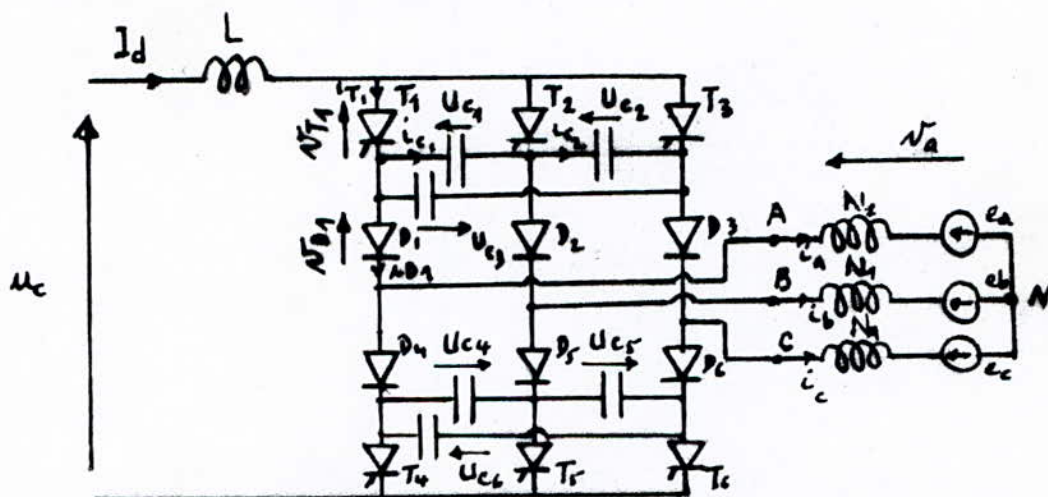


Fig III.1

L'onduleur à commutation forcée représenté par la figure III.1 ci-dessus consiste en un seul montage en pont triphasé. En série avec chaque thyristor se trouve une diode. Dans chaque moitié du pont se trouvent trois condensateurs d'extinction C.

Schéma équivalent de la charge:

La charge est constituée d'un moteur asynchrone triphasé. Le plus souvent, le moteur asynchrone est représenté par le schéma équivalent de la figure III.2.a. Si on néglige le courant magnétisant devant le courant principal I_1 , et la résistance r_1 , on peut transformer ce schéma en schéma équivalent représenté par la figure III.2.b. Ce dernier est équivalent au schéma de la figure III.2.c.

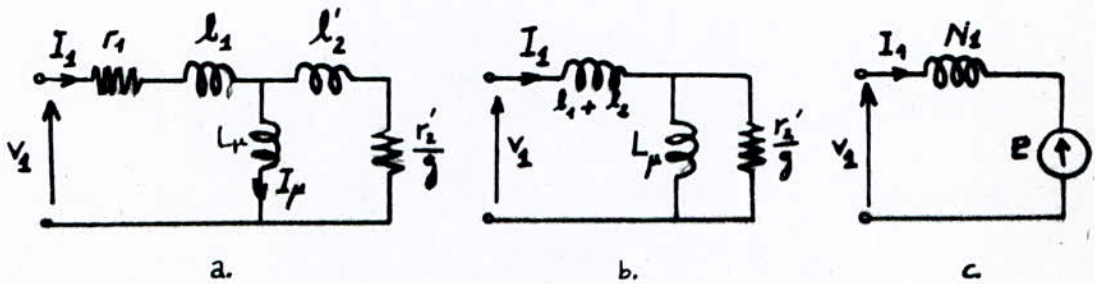


Fig III.2

dans les schémas de la figure III.2:

- r_1 : la résistance statorique;
- l_1 : l'inductance de fuites statorique;
- L_μ : l'inductance magnétisante;
- r_2' : la résistance rotorique ramenée au stator;
- l_2' : l'inductance de fuites rotorique ramenée au stator;
- N_1 : l'inductance de fuites totale;
- g : le glissement

Dans le montage de la figure III.1, la charge est donc représentée par le schéma équivalent de la figure III.2.c. Chaque phase consiste en une source de tension alternative en série avec une inductance de fuites. Dans le cas d'une machine asynchrone, la tension induite dans chaque enroulement dépend du courant statorique. Ce dernier est pratiquement rectangulaire. Par contre la tension statorique de la machine asynchrone est pratiquement sinusoïdale.[1]

Pour l'étude de la commutation forcée, on peut donc supposer que les f.e.m de la machine sont sinusoïdales et forment un système triphasé symétrique.

$$e_a = \sqrt{2} E \sin(\omega_s t)$$

$$e_b = \sqrt{2} E \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})$$

$$e_c = \sqrt{2} E \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3})$$

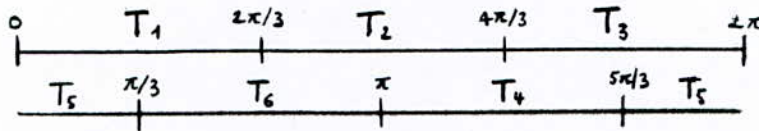
III.3./ FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR

III.3.1./ Mode de conduction

La commande de l'onduleur est de type pleine onde. Des trois thyristors reliés à la même borne de la source de courant continu, il faut qu'il y en ait toujours un de fermé pour que cette source ne soit jamais en circuit ouvert. Il faut qu'il y en ait un seul pour ne pas faire de court-circuit entre deux bornes du récepteur de tension.

Cela conduit, si on ne ferme chaque thyristor qu'une fois par période et si on veut obtenir à la sortie un système triphasé équilibré de courants, à fermer chaque thyristor durant un tiers de période. Les commandes de deux thyristors connectés à une même borne d'entrée sont décalées d'un tiers de période; celles de deux thyristors connectés à une même borne de sortie d'une demi-période.

Les séquences de conduction sur une période sont alors réparties comme suit :



Il suffit d'examiner les deux premiers intervalles, puisque les courants et tensions des trois phases sont identiques à $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ près.

Pour $0 < \omega t < \pi/3$: T_1 et T_5 sont conducteurs

$$i_a = I_d ; i_b = -I_d ; i_c = 0$$

$$V_a = e_a ; V_b = e_b ; V_c = e_c$$

Pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$: T_1 et T_6 sont conducteurs

$$i_a = I_d ; i_b = 0 ; i_c = -I_d$$

$$V_a = e_a ; V_b = e_b ; V_c = e_c$$

III.3.2./ Etude de la commutation

Nous allons étudier la commutation du courant I_d de la phase c à la phase a. Pour cela, nous partons de l'état initial suivant:

. Les thyristors T_3 et T_5 sont conducteurs ainsi que les diodes D_3 et D_5 . les autres semi-conducteurs sont bloqués. On a :

$$i_a = 0 ; i_b = -I_d ; i_c = I_d$$

. On suppose que $U_{c1}=0 ; U_{c2}=-U_{co} ; U_{c3}=U_{co}$
cet état est décrit par le schéma équivalent de la figure III.3.a.

la commutation se fait de T_3 à T_1 .

Phase 1 : $t_0 < t < t_1$

A $t=t_0$, on amorce le thyristor T_1 , il est amorçable

car $V_{T1} = U_{c3} = U_{co} > 0$

La charge des condensateurs d'extinction provoque l'augmentation du courant dans le thyristor T_1 et la diminution du courant dans T_3 . Le courant global dans T_3 s'annule donc rapidement et ce thyristor se bloque. Le courant i_c ne pouvant subir de discontinuité, la diode D_3 continue à conduire, le schéma équivalent est celui de la figure III.3.b. Durant cette phase, on a donc :

$$i_a=0 ; i_b=-I_d ; i_c=I_d$$

$$V_a=e_a ; V_b=e_b ; V_c=e_c$$

et puisque les condensateurs ont des valeurs égales, alors

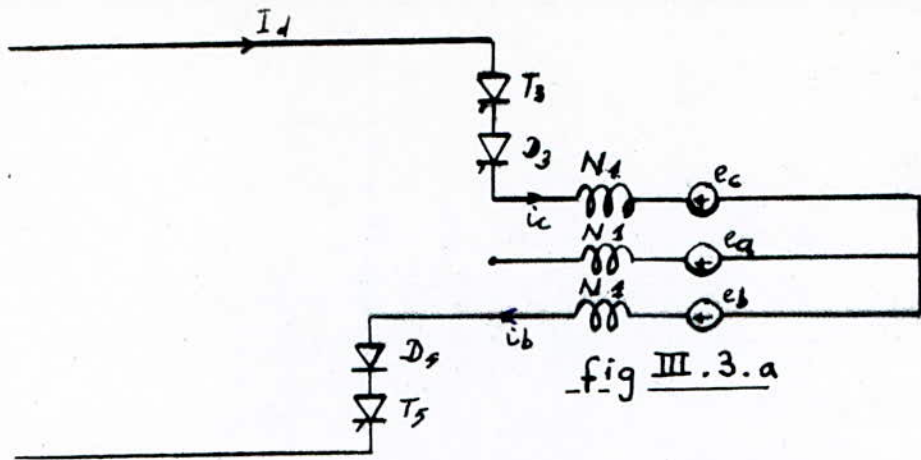
$$i_{c1}=i_{c2}=I_d/3 ; i_{c3}=-2I_d/3$$

les tensions aux bornes des condensateurs varient lineairement

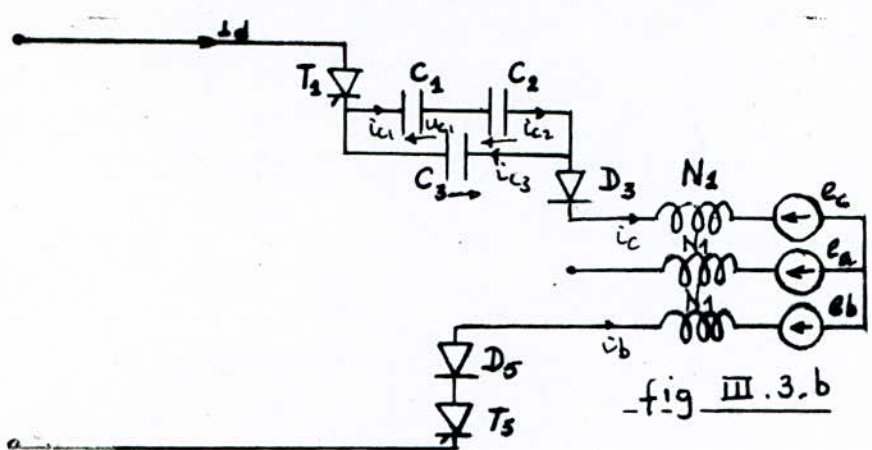
$$U_{c1}=(I_d/3C)(t-t_0) ; U_{c2}=-U_{co}+U_{c1} ; U_{c3}=U_{co}-2U_{c1}$$

$$\text{à } t=t_0 : V_{D1} = -U_{c3}+e_c-e_a = -U_{co}-\sqrt{6}E\sin(\omega_s t_0 - \frac{\pi}{6})$$

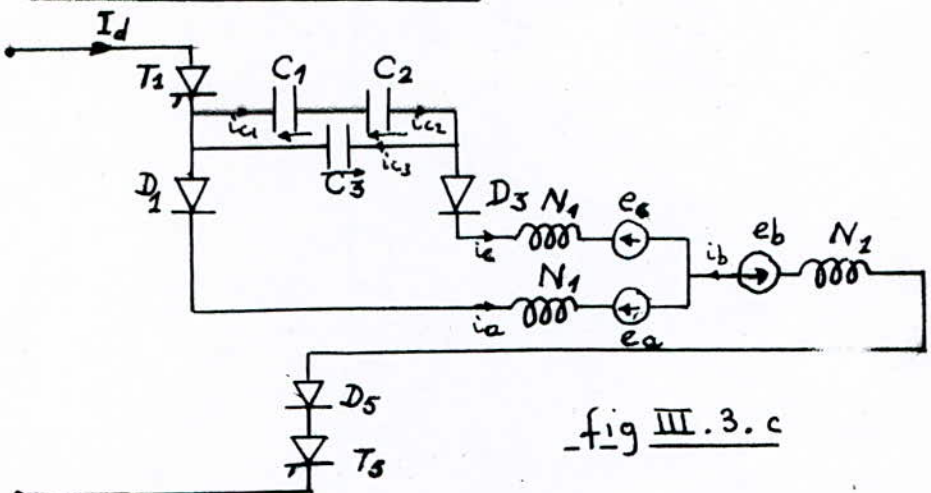
elle est négative (car $U_{co}>0$) et reste donc bloquée. On peut suivre l'évolution des courants de phases i_a et i_c ainsi que celle des tensions aux bornes des condensateurs sur la figure III.4.



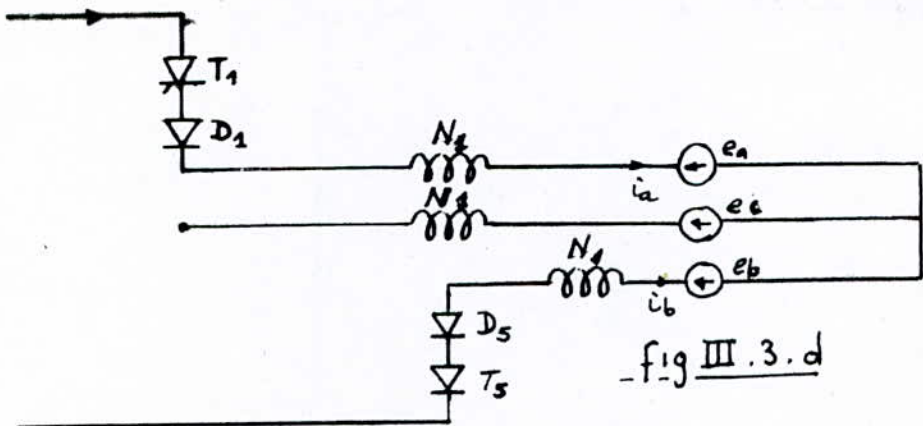
-fig III.3.a



-fig III.3.b



-fig III.3.c



-fig III.3.d

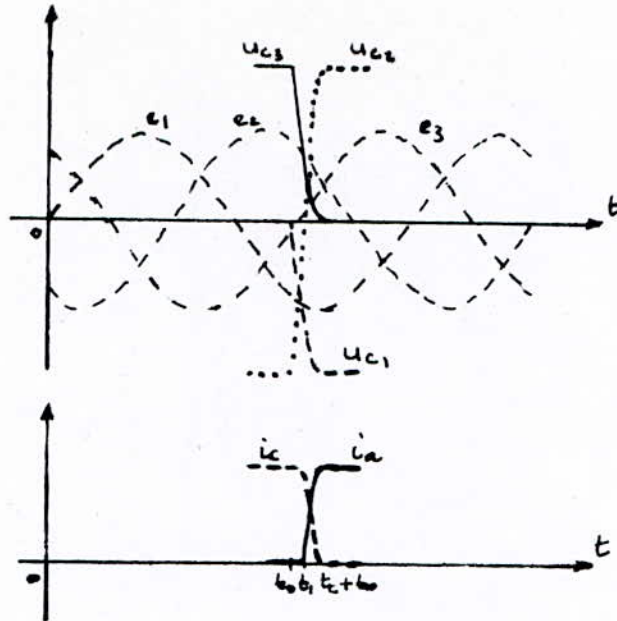


Fig III.4

Cette phase se termine pour $t=t_1$ quand V_{D1} cesse d'être négative. La diode D_1 entre en conduction.

t_1 est tel que $U_{c3}(t_1) = e_c(t_1) - e_a(t_1)$; soit:

$$U_{c0} - \frac{2I_d}{3C}(t_1 - t_0) = -\sqrt{6}E \sin(\omega_s t_1 - \frac{\pi}{6}) \quad (\text{III.1})$$

Il est à remarquer que pendant tout l'intervalle $[t_0, t_0 + T/6]$, les grandeurs relatives aux semi-conducteurs et aux condensateurs de la partie inférieure du schéma de la figure III.1 ne changent pas.

Phase 2 : $t_1 < t < t_2$

A partir de $t=t_1$, la diode D_1 est conductrice; les semi-conducteurs passants sont alors T_1, D_1, D_3, D_5 et T_5 . Les autres sont bloqués. Le schéma équivalent est celui de la figure III.3.c. Durant cette phase, le courant i_c diminue et le courant i_a augmente; Et nous avons $i_a + i_c = I_d = C^{te}$

$$i_c = i_{c1} - i_{c3} = -\frac{I_{c3}}{2} - i_{c3} = -\frac{3}{2}i_{c3} = -\frac{3}{2}C \frac{dU_{c3}}{dt}$$

$$U_{c3} = V_c - V_a = N_1 \frac{di_c}{dt} + e_c - N_1 \frac{di_a}{dt} - e_a$$

mais $\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} = \frac{dI_d}{dt} = 0$ soit $\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt}$

on aura alors $U_{c3} = 2N_1 \frac{di_c}{dt} + e_c - e_a$

En dérivant cette dernière équation et en supposant que les variations de e_a et e_b durant cet intervalle sont négligeables on obtient:

$$\frac{dU_{c1}}{dt} - 2N_1 \frac{d^2 i_c}{dt^2} \quad \text{ou} \quad -\frac{2}{3C} i_c - 2N_1 \frac{d^2 i_c}{dt^2}$$

$$\text{soit enfin} \quad \frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{1}{3N_1 C} i_c = 0$$

équation différentielle du second ordre ayant pour solution, en tenant compte des conditions initiales:

$$i_c = I_d \cos \omega_1 (t - t_1); \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3N_1 C}}$$

$$\text{de là, on obtient} \quad i_a = I_d [1 - \cos \omega_1 (t - t_1)]; \quad i_b = -I_d$$

Les tensions aux bornes des condensateurs s'obtiennent alors facilement:

$$U_{c3} = -2N_1 \omega_1 I_d \sin \omega_1 (t - t_1) - \sqrt{6} E \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6})$$

$$U_{c1} = -\frac{1}{2} (U_{c3} - U_{co}) \quad ; \quad U_{c2} = -\frac{-1}{2} (U_{c3} - U_{co}) - U_{co}$$

Les tensions de sortie sont :

$$V_a = e_a + N_1 \frac{di_a}{dt} = E \sqrt{2} \sin \omega_s t + N_1 \omega_1 I_d \sin \omega_1 (t - t_1)$$

$$V_b = e_b = E \sqrt{2} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_c = e_c + N_1 \frac{di_c}{dt} = E \sqrt{2} \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) - N_1 \omega_1 I_d \sin \omega_1 (t - t_1)$$

Cette seconde phase se termine lorsque D_3 cesse de conduire à $t=t_2$ tel que $i_{D3}=i_c=0$; d'où $I_d \cos \omega_1 (t_2 - t_1) = 0$ soit $t_2 - t_1 = \pi / 2\omega$

$$\text{donc} \quad t_2 = t_1 + \frac{\pi}{2} \sqrt{3N_1 C} \quad \text{(III.2)}$$

Pour permettre aux autres commutations de se faire normalement, il faut qu'à l'instant t_2 , U_{c3} retrouve la valeur $-U_{co}$;

$$\text{soit} \quad -U_{co} = -2N_1\omega_1 I_d - E\sqrt{6} \sin(\omega t_1 - \frac{\pi}{6}) \quad (\text{III.3})$$

On peut montrer alors que $U_{c1}=U_{co}$ et $U_{c2}=0$.

Phase 3 : $t_2 < t < t_0+T/6$

A $t=t_2$, les semi-conducteurs passants sont T_1, D_1, D_5 et T_5 . La commutation est donc achevée. On atteint une nouvelle phase de conduction. Le schéma équivalent est celui de la figure III.3.d.

$$i_a = I_d ; i_b = -I_d ; i_c = 0$$

$$V_a = U_{co} ; V_b = e_b ; V_c = e_c$$

$$U_{c1} = U_{co} ; U_{c2} = 0 ; U_{c3} = -U_{co}$$

Ainsi, on constate que les tensions aux bornes des condensateurs d'extinction ont été changées cycliquement. Ils possèdent maintenant une configuration qui permet la commutation du courant de T_1 à T_2 et ainsi de suite.

Remarque :

Le condensateur C se détermine à partir de l'énergie nécessaire pour commuter le courant d'une phase à une autre. Pour l'alimentation d'un moteur asynchrone, la valeur maximale des condensateurs de commutation est donnée par la formule approximative [3]:

$$C_{\max} \approx 0.666 \left[0.91 \frac{i_m f_1 n}{U_m f_{1\max}} \sqrt{N_1 + 0.202 \frac{U_m}{f_1 n i_m} - \sqrt{N_1}} \right]^2$$

f_{1n} : fréquence nominale;

$f_{1\max}$: fréquence maximale;

i_m : courant magnétisant;

N_1 : inductance de fuites totale par phase;

U_m : tension de crête nominale entre phases du moteur.

III.4./ SIMULATION DE L'ONDULEUR - FORMES D'ONDES OBTENUES

Nous avons étudié le fonctionnement de l'onduleur schématisé par la figure III.1 et en particulier le phénomène de la commutation. L'enclenchement des thyristors se fait suivant l'ordre indiqué au paragraphe III.3.1. Lors de cette étude, nous avons fait l'hypothèse sur la charge en la représentant par un schéma équivalent simplifié : une f.e.m sinusoïdale en série avec une inductance de fuite N_1 par phase.

Sur la base de cette étude, nous avons écrit un programme simulant le fonctionnement de l'onduleur.

Le calcul du temps t_1 et de la tension U_{co} se fait par la résolution du système formé par les équations (III.1) et (III.3). Le temps de commutation global est donné par la relation:

$$t_c = t_1 - t_0 + \frac{\pi}{2} \sqrt{3N_1 C}$$

Nous obtenons les formes d'ondes de la figure III.5. Le courant statorique i_a est de forme trapézoïdale. La tension de phase V_a est égale à la f.e.m e_a augmentée de pics de tension pendant les commutations où intervient la phase a.

Les courants et tensions des autres phases ont les mêmes formes à $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près. La tension U_{c1} aux bornes du condensateur C_1 change cycliquement pour assurer les commutations prévues (Fig III.5.c). Il est de même pour les autres condensateurs de commutation.

Les courants dans les semi-conducteurs et les tensions à leurs bornes ainsi que la tension à l'entrée de l'onduleur peuvent être facilement déterminés en fonction des courants et tensions de phases et des tensions aux bornes des condensateurs. La figure III.6 montre les formes d'ondes du courant dans la diode D_1 et la tension à ses bornes (a et b), du courant dans le thyristor T_1 et la tension à ses bornes (c et d). La tension d'entrée de l'onduleur est représentée par la figure III.6.c.

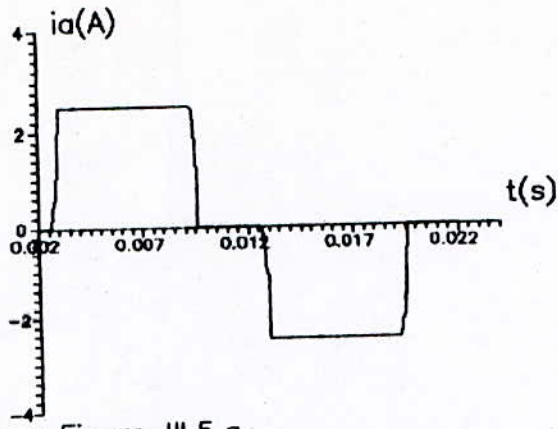


Figure III.5.a
Courant de phase statorique i_a

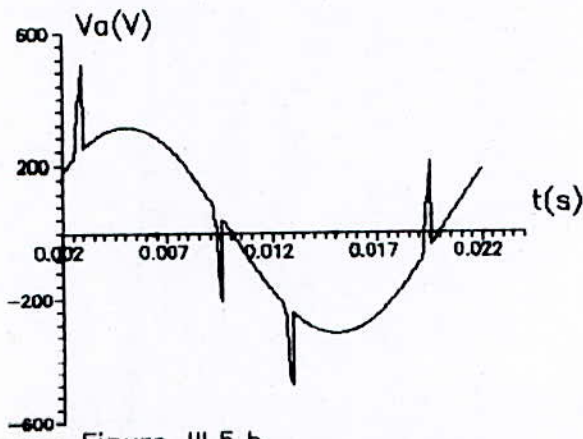


Figure III.5.b
Tension de phase statorique V_a

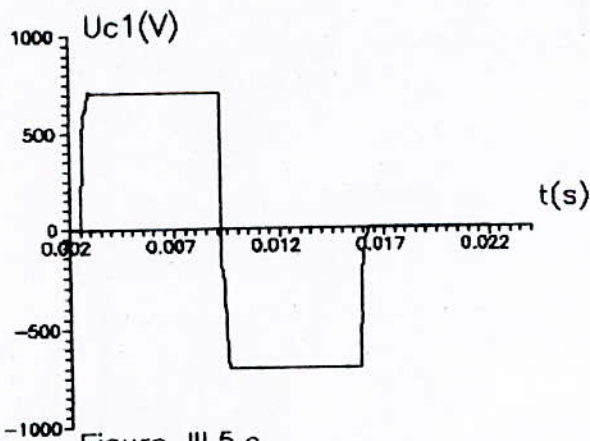


Figure III.5.c
Tension aux bornes du condensateur
de commutation C_1

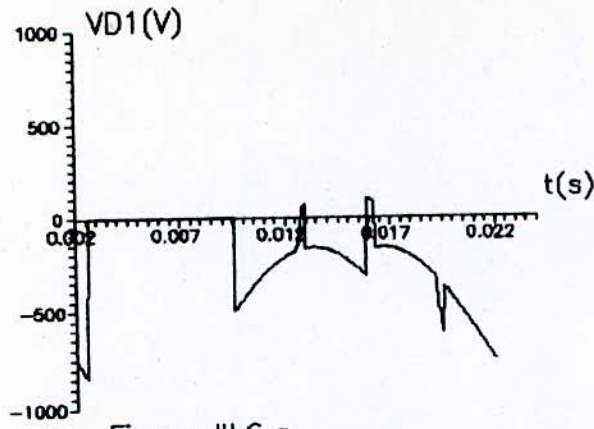


Figure III.6.a
Tension inverse aux bornes de la diode D_1

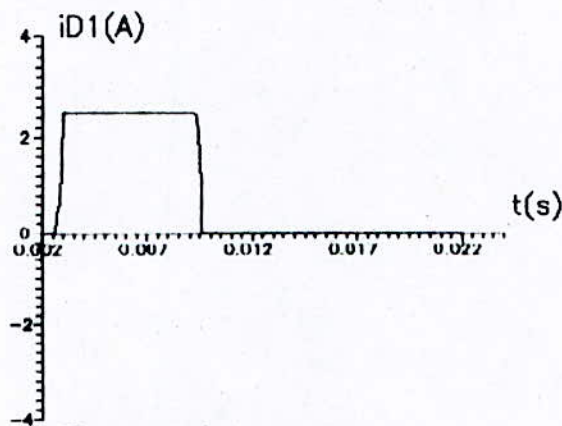


Figure III.6.b
Courant dans la diode D_1

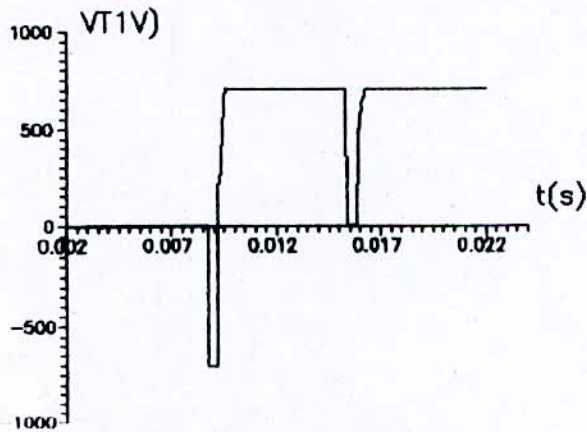


Figure III.6.c
Tension inverse aux bornes du thyristor T_1

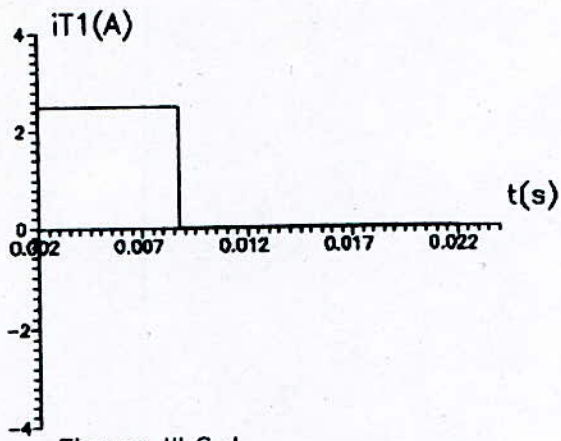


Figure III.6.d
 Courant dans le thyristor T_1

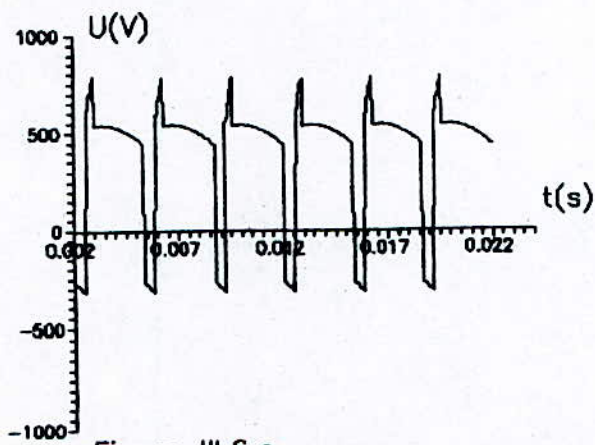


Figure III.6.e
 Tension d'entrée U de l'onduleur

III.5./ CONCLUSIONS

L'inductance de fuite de la machine fait part du circuit de commutation. Durant chaque commutation, l'énergie réactive exigée par l'inductance de fuite est fournie par les capacités de commutation. L'accumulation et la libération de cette énergie par les capacités de commutation résulte en une commutation lente dans l'onduleur. D'ici l'onduleur ne peut pas opérer avec satisfaction en haute fréquence. Ceci est dû au phénomène de recouvrement de commutation.

Une autre conséquence de l'échange d'énergie entre l'inductance et la capacité est la production de pics de tension. Ces pics sont superposés aux f.e.m. Ils peuvent être atténués par l'utilisation de grandes capacités mais ceci affecte le processus de commutation et la bande de fréquence (temps de commutation). Le condensateur de commutation se détermine à partir de l'énergie nécessaire pour commuter le courant d'une phase à une autre. Il est désirable que l'inductance de fuite du moteur soit faible car ceci réduit la valeur de U_{co} et celle du temps de commutation.

Chapitre IV

**SIMULATION DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE**

IV.1./ INTRODUCTION

L'étude analytique et la simulation constitue un outil de travail qui permet de se rendre compte des formes d'ondes qui siègent dans la machine et par là les contraintes supplémentaires apportées tant au niveau du convertisseur qu'au niveau de la machine par le mode d'alimentation considéré.

Nous allons considérer la modélisation de l'onduleur faite au chapitre précédent et celle du moteur asynchrone faite au chapitre II pour la simulation de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone. Nous présenterons les résultats de la simulation avec les interprétations nécessaires, ce qui nous permettra de tirer les conclusions quant au fonctionnement du montage.

IV.2./ SIMULATION DE L'ASSOCIATION

La simulation de l'association consiste à résoudre numériquement les équations de fonctionnement du moteur en plus de l'équation mécanique du mouvement quand les courants statoriques du moteur sont imposés par l'onduleur. La résolution de ces équations revient à déterminer les tensions statoriques et la vitesse de rotation du moteur; Ce qui nous permet d'avoir aussi les variations du couple électromagnétique.

IV.3.1./ Equations de fonctionnement de l'association

L'étude du moteur selon le modèle de Park nous a conduit aux équations (II.21), (II.22), (II.23) et (II.24) .

En introduisant les équations (II.23) et (II.24) dans les équations (II.21) et (II.22) on obtient :

$$\begin{aligned}V_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{dr}}{dt} \\V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{qr}}{dt} \\V_{dr} &= R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_m (L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs}) \\V_{qr} &= R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_m (L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds})\end{aligned}$$

Pour un moteur asynchrone, le rotor est en court-circuit d'où :
 $V_{dr} = V_{qr} = 0$. les deux dernières équations deviennent :

$$\begin{aligned} R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \omega_m i_{qr} + L_{sr} \omega_m i_{qs} &= 0 \\ R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt} - L_r \omega_m i_{dr} - L_{sr} \omega_m i_{ds} &= 0 \end{aligned}$$

De même, en introduisant l'équation (II.25) dans (II.26), l'équation du mouvement devient :

$$\frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - T_r - \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt}$$

Si on suppose que le couple résistant est proportionnel à la vitesse c'est à dire $T_r = f\omega = fp\omega_m$, cette équation s'écrit :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} - \frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - p f \omega_m$$

Le système différentiel qu'on doit résoudre est donc le suivant :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{qr}}{dt} \\ \frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{-1}{L_r} [R_r i_{dr} + L_r \omega_m i_{qr} + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{sr} \omega_m i_{qs}] \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{-1}{L_r} [R_r i_{qr} - L_r \omega_m i_{dr} + L_{sr} \frac{di_{qs}}{dt} - L_{sr} \omega_m i_{ds}] \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p}{J} \left[\frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - p f \omega_m \right] \end{aligned} \quad (IV.1)$$

La résolution de ce système différentiel se fait au moyen d'une méthode numérique, celle de Runge-Kutta dans notre cas.

IV.3.2./ Méthode de Runge-Kutta

La méthode classique de Runge-Kutta est celle d'ordre 4. C'est une méthode d'intégration numérique itérative autodémarrable qui ne nécessite que la connaissance des conditions initiales.

Pour un système d'équations différentielles mis sous la forme

$$\dot{X}(t) = F(t, X(t)) \quad (IV.2)$$

où
 $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots]^t$: vecteur des variables inconnues;
 $\dot{X}(t) = \frac{d}{dt}[X(t)] = [\dot{x}_1(t), \dot{x}_2(t), \dots]^t$: vecteur de leurs dérivées;

F est la fonction donnant X(t) en fonction de t et de X(t).

L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 est le suivant:
à l'itération i+1 on a:

$$\begin{aligned} X_{i+1} &= X_i + \frac{1}{6} [K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4] \\ K_1 &= H \cdot F(t_i, X_i) \\ K_2 &= H \cdot F(t_i + \frac{H}{2}, X_i + \frac{K_1}{2}) \\ K_3 &= H \cdot F(t_i + \frac{H}{2}, X_i + \frac{K_2}{2}) \\ K_4 &= H \cdot F(t_i + H, X_i + K_3) \end{aligned}$$

H est le pas d'intégration. Il doit être choisi inférieur à la plus petite constante de temps du système (ce qui est vérifié s'il inférieur au temps de commutation qui est relativement petit).

IV.3.3./ Mise en forme du système différentiel

Considérons les trois dernières équations du système différentiel (IV.1) et posons

$$\begin{aligned} X &= [i_{dr}, i_{qr}, \omega_m]^t \\ X[1] &= i_{dr} ; X[2] = i_{qr} ; X[3] = \omega_m \\ \text{on a alors } \dot{X} &= (\dot{i}_{dr}, \dot{i}_{qr}, \dot{\omega}_m) \end{aligned}$$

Soit donc :

$$\begin{aligned} \dot{X}[1] &= \frac{-1}{L_r} [R_r X[1] + L_r X[3] X[2] + L_{sr} i_{qs} X[3] + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt}] \\ \dot{X}[2] &= \frac{-1}{L_r} [R_r X[2] - L_r X[3] X[1] - L_{sr} i_{ds} X[3] + L_{sr} \frac{di_{qs}}{dt}] \quad (\text{IV.3}) \\ \dot{X}[3] &= \frac{p^2}{J} \left[\frac{3}{2} L_{sr} (i_{qs} X[1] - i_{ds} X[2]) - \tau X[3] \right] \end{aligned}$$

Ce système mis sous la forme de l'équation IV.2 peut être résolu par la méthode de Runge-Kutta. Ceci permet d'avoir X[1], X[2] et X[3] c'est à dire i_{dr} , i_{qr} et ω_m .

i_{ds} , i_{qs} , di_{ds}/dt et di_{qs}/dt sont donnés par la transformée de Park de i_a , i_b , i_c et di_a/dt , di_b/dt , di_c/dt . Ces dernières grandeurs étant imposées par l'onduleur.

Après avoir déterminé di_{dr}/dt et di_{qr}/dt , les tensions V_{ds} et V_{qs} sont directement données par les deux premières équations du système (IV.1).

Les grandeurs de phases V_a , V_b , V_c sont obtenues par la transformation de Park inverse avec $\theta = \theta_s = \theta$.

De même pour les courants rotoriques avec

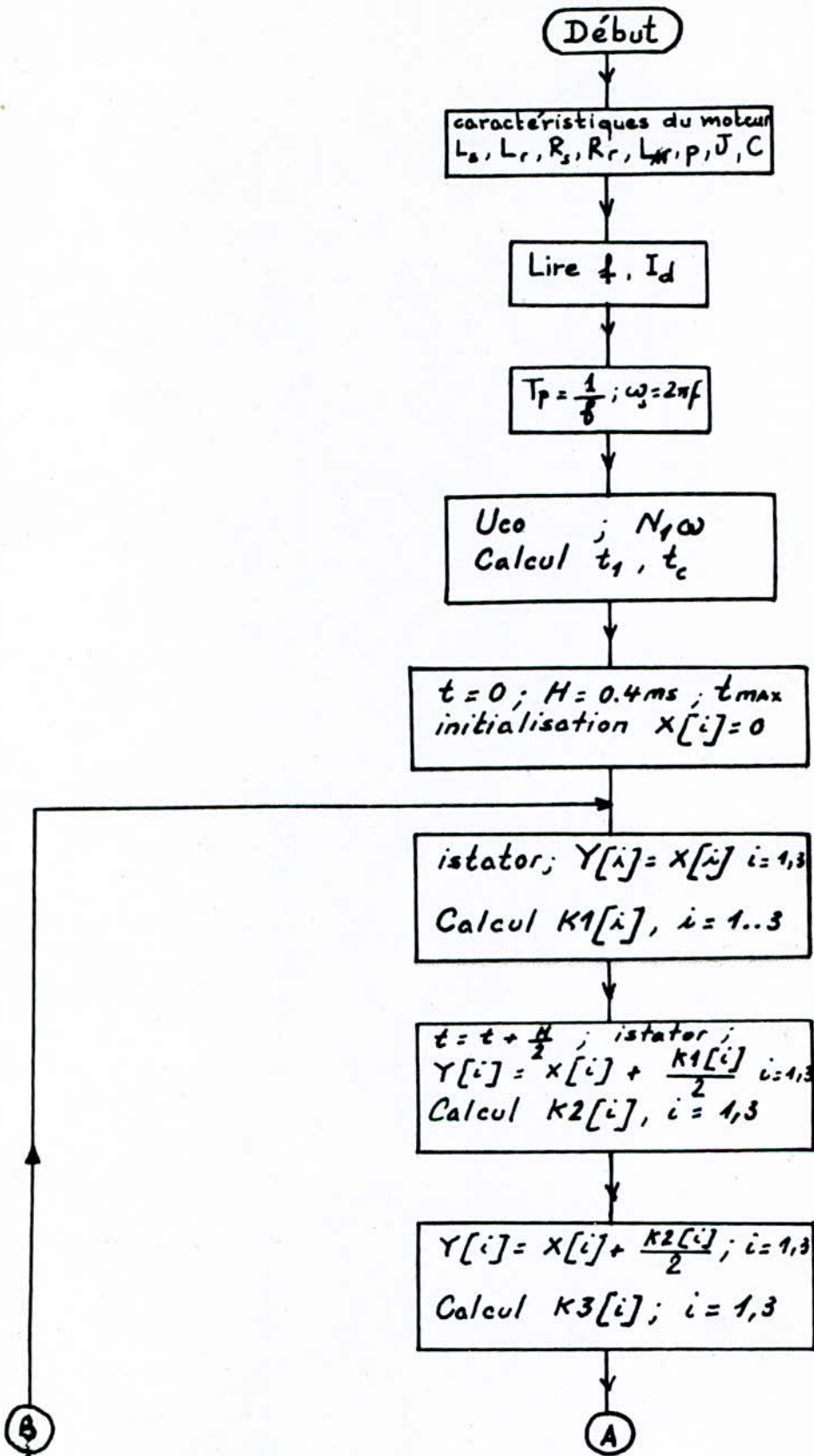
$$\theta = \theta_r = -\omega_m \cdot t + \theta_s - \theta_{r0}.$$

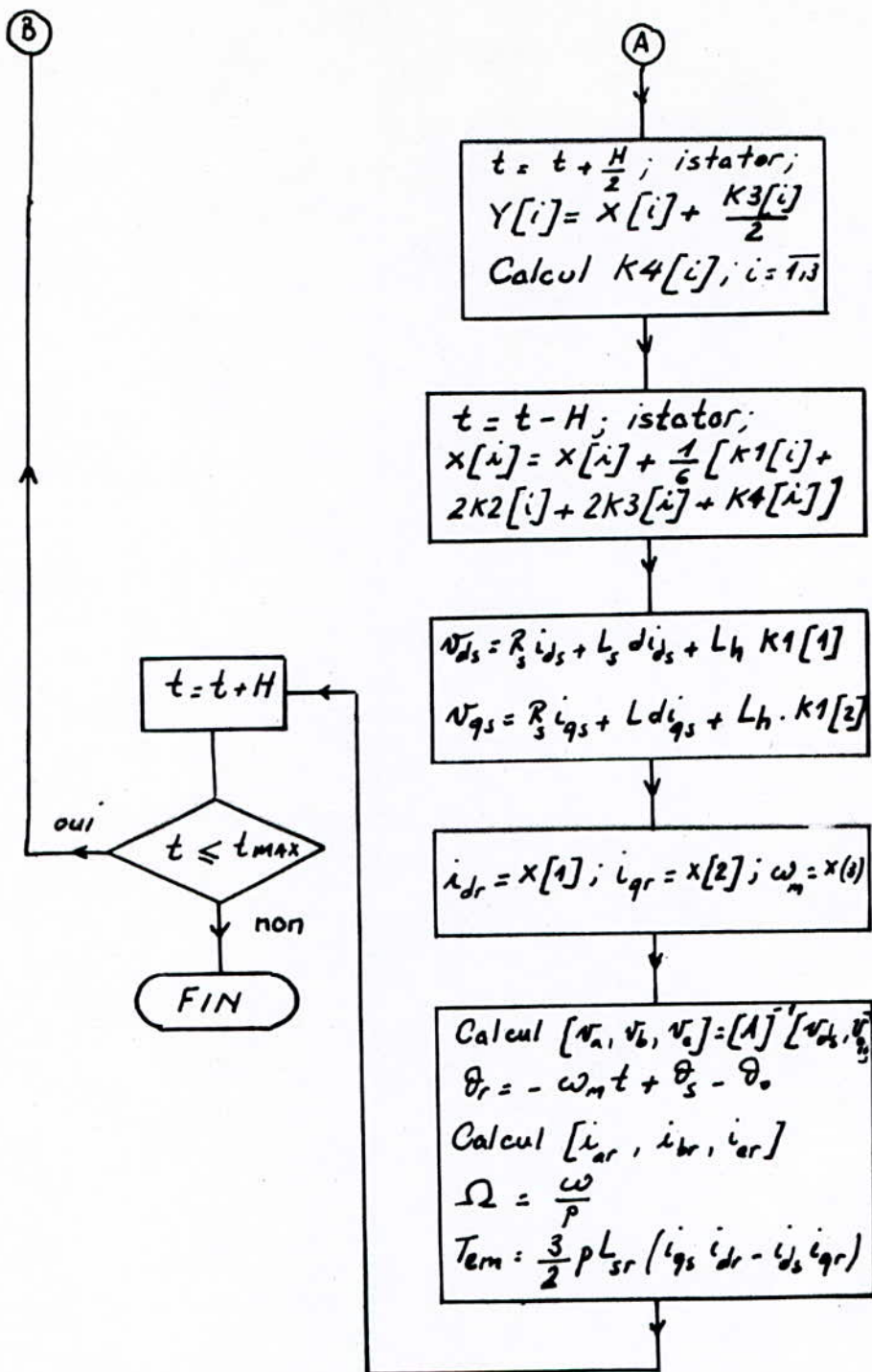
Le couple électromagnétique se détermine à partir de l'équation (II.25).

La vitesse de rotation est $\Omega = \omega/p$.

IV.3.4./ Organigramme

Nous donnons ici l'organigramme de la simulation de l'association onduleur de courant-moteur asynchrone. Le programme correspondant est donné en annexe.





istator est la procédure décrivant les différentes phases de l'onduleur et qui permet d'avoir les courants statoriques et leur dérivées. Elle permet aussi le calcul des tensions aux bornes des condensateurs de commutation et de la tension d'entrée de l'onduleur.

Le calcul des coefficients de Runge-Kutta K_1 , K_2 , K_3 et K_4 se fait à l'aide d'une procédure FK contenant les équations (IV.3).

IV.4./ RESULTATS OBTENUS ET INTERPRETATION

La simulation est appliquée à un moteur asynchrone triphasé à cage tournant à vide. Seul le couple de frottements se manifeste comme couple résistant.

IV.4.1./ Identification de la machine

Les caractéristiques du moteur relevées sur la plaque signalétique sont:

3ϕ ; 50 Hz
1.1 kW (1.6 HP)
 Δ/Y 220/380 V 4.4/2.6 A
 $\cos\phi = 0.83$ 2840 tr/mn
25 kg

Autres caractéristiques:

$N_s=52$: nombre de spires au stator (par phase)
 $Z_r=24$: nombre d'encoches au rotor

La méthode d'identification que nous avons utilisé est donné en annexe. Les résultats de cette identification sont:

Paramètres électriques:

$R_s = 7 \Omega$; $L_s = 0.493 \text{ H}$;
 $R_r = 0.0157 \Omega$; $L_r = 0.00292 \text{ H}$;
 $N_l = 0.038 \text{ H}$; $L_{sr} = 0.0365 \text{ H}$;

Paramètres mécaniques:

$J = 0.810^{-3} \text{ kg.m}^2$;
 $f = 0.182 \cdot 10^{-3} \text{ m.N/rd.s}^{-1}$;

IV.4.2/ Résultats.Interprétations.

Au démarrage:

La vitesse de rotation augmente assez lentement pour atteindre après un temps relativement long (mais pas très grand) une valeur constante: c'est celle du point de fonctionnement, ceci est dû au fait que les tensions statoriques sont faibles au démarrage et que le couple est proportionnel au carré de la tension. L'allure est donnée par la figure IV.1.a. les oscillations de la vitesse sont très atténuées. Ceci est dû à l'effet d'inertie de la masse tournante.

La figure IV.1.b donne l'allure de la tension de phase V_a pendant le démarrage. A basse vitesse, la tension est assez faible, elle augmente ensuite pour atteindre la tension du point de fonctionnement.

Le couple électromagnétique est oscillatoire (figure IV.1.c). Au départ, les ondulations sont relativement élevées mais s'atténuent progressivement à mesure que la vitesse augmente. Enfin, le courant rotorique est donné par la figure IV.1.d. Son allure ressemble beaucoup à celle du couple électromagnétique.

Au régime permanent:

L'onde de courant de phase statorique i_a imposé par l'onduleur est donné à la figure IV.2.a.

La figure IV.2.b donne l'allure de la tension de phase V_a . c'est une onde presque sinusoïdale présentant des pics de tension. Ils sont dûs aux commutations et leur importance dépend du courant direct I_d et des capacités C .

La tension aux bornes du condensateur de commutation c_1 est représentée sur la figure IV.2.c. Elle montre le changement cyclique, des tensions aux bornes des condensateurs de commutation, nécessaire pour avoir les commutations prévues.

Le couple T_{em} , représenté par la figure IV.2.d, présente une ondulation de fréquence $6f_s$. Sa valeur moyenne est égale à la valeur du couple résistant. Le courant rotorique est également pulsatoire (figure IV.2.e).

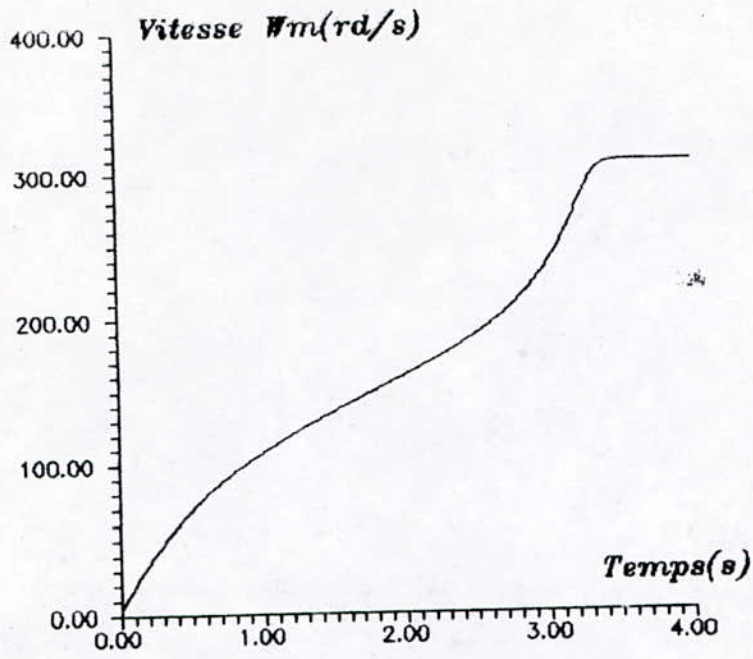


Fig IV.1.a
Courbe de vitesse

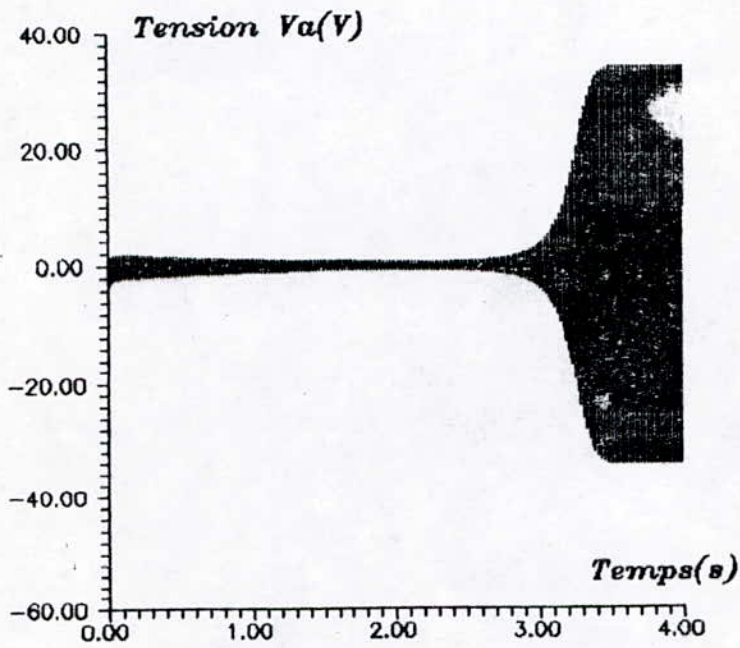


Fig IV.1.b
Tension statorique au demarrage

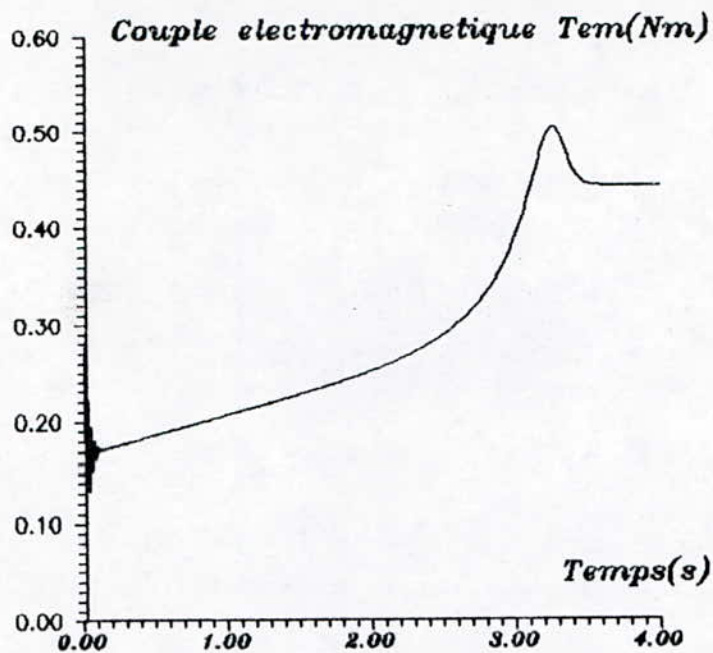


Fig IV.1.c

Couple electromagnetique au demarrage

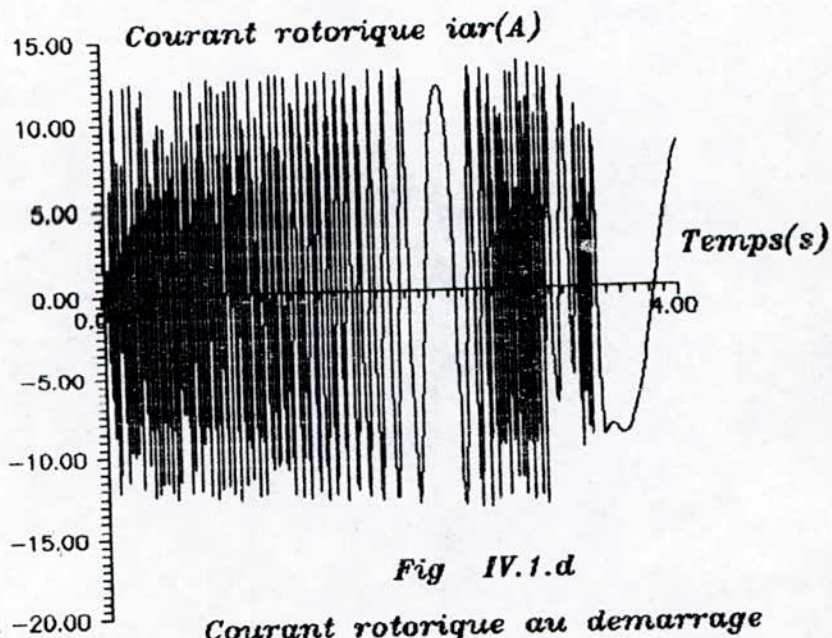


Fig IV.1.d

Courant rotorique au demarrage

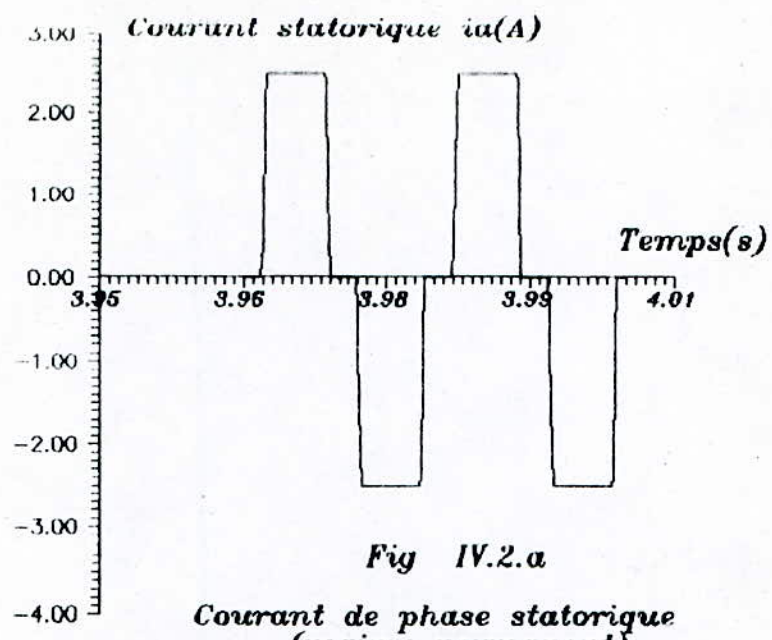


Fig IV.2.a

*Courant de phase statorique
(regime permanent)*

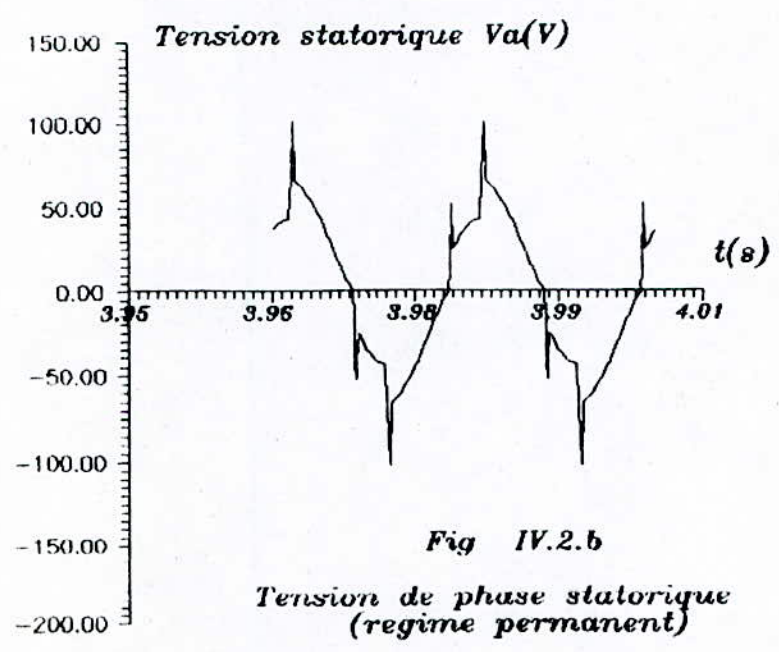


Fig IV.2.b

*Tension de phase statorique
(regime permanent)*

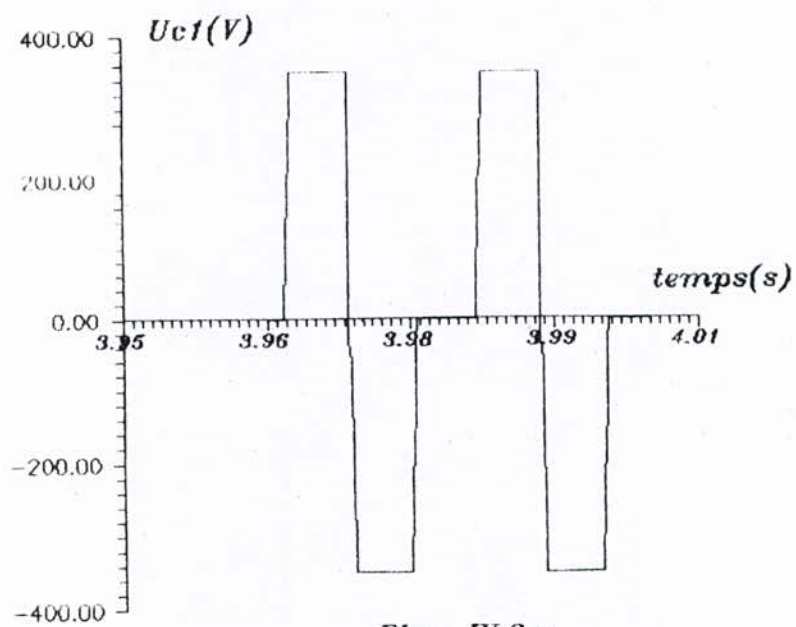


Fig IV.2.c

*Tension aux bornes du condensateur C1
(regime permanent)*

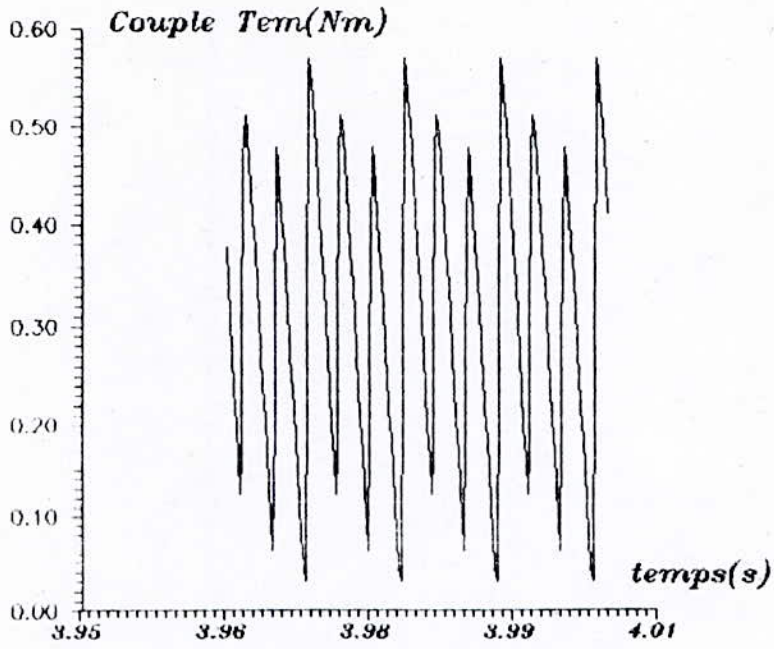


Fig IV.2.d

*Couple electromagnetique
(regime permanent)*

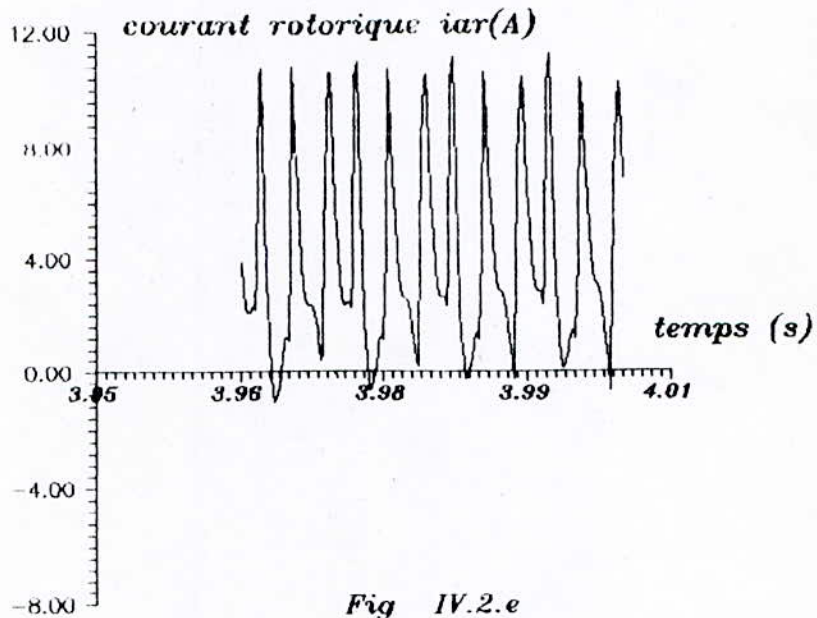


Fig IV.2.e

*Courant de phase rotorique
(regime permanent)*

IV.4.3/ Comparaison avec un onduleur de tension

Des travaux sur l'onduleur de tension ont montré que [4],[8] :

L'alimentation d'un moteur asynchrone par un onduleur de tension se caractérise par une réponse relativement rapide mais introduit, au démarrage des courants statoriques et rotoriques trop importants donc risques de destruction de la machine et des composants électroniques ainsi que la saturation du circuit magnétique d'où la nécessité de faire une commande selon V/f constant. Les ondulations du couple et du courant sont d'autant plus grandes que les inductances de fuites de la machine sont plus faibles. Il convient donc d'associer à un onduleur de tension un moteur asynchrone ayant des inductances de fuites élevées.

On remarque que les paramètres qui affectent les performances de l'onduleur de tension sont favorables à l'alimentation par un onduleur de courant. Chaque type d'onduleur convient alors pour une certaine gamme de puissance des moteurs. Ceci est dû au fait que les moteurs de grande puissance ont des inductances de fuites petits vis-à-vis des moteurs de petite puissance [2].

CONCLUSION

L'alimentation du moteur asynchrone par l'onduleur de courant permet un démarrage pendant un temps assez modéré. Les courants sont assez faibles. Ce qui donne un flux à priori constant donc non saturation de la machine et préservation de cette dernière. Les tensions statoriques du moteur sont quasiment sinusoïdales mais le couple présente des ondulations plus ou moins importantes.

les moteurs à faible réactance de fuites s'associent bien avec les onduleurs de courant et présentent de meilleurs performances. Dans le cas contraire, c'est avec un onduleur de tension que l'alimentation du moteur est meilleure.

Chapitre V

REALISATION ET ESSAIS PRATIQUES

V.1./ INTRODUCTION

Dans ce présent chapitre, nous présenterons la réalisation pratique de l'onduleur: caractéristiques du circuit de puissance et circuit de commande des gâchettes des thyristors. Nous présenterons ensuite les résultats des essais sur le circuit de commande des gâchettes.

V.2./ REALISATION PRATIQUE

V.2.1./ Circuit de puissance

Le pont redresseur est réalisé à l'aide de diodes dont les caractéristiques sont:

SKN 45/12

Courant direct maximal 45 A

Tension inverse maximale 1200 V

Les caractéristiques de l'onduleur sont:

Thyristors:

SKT 55/12C

Courant direct maximal 100 A

Tension inverse maximale 1200 V

Courant de gachette 100 mA

Diodes de blocage:

SKN 20/12

Courant direct maximal 20 A

Tension inverse maximal 1200 V

Condensateur de commutation

30 μ F 380 V

V.2.2/ Circuit de commande des gâchettes

V.2.2.1/ Générateur d'impulsions

a./ Schéma synoptique:

Le schéma synoptique de la figure V.1 représente le circuit générateur d'impulsions. Les circuits intégrés utilisés sont de technologie CMOS. Leurs caractéristiques détaillées seront données en annexe.

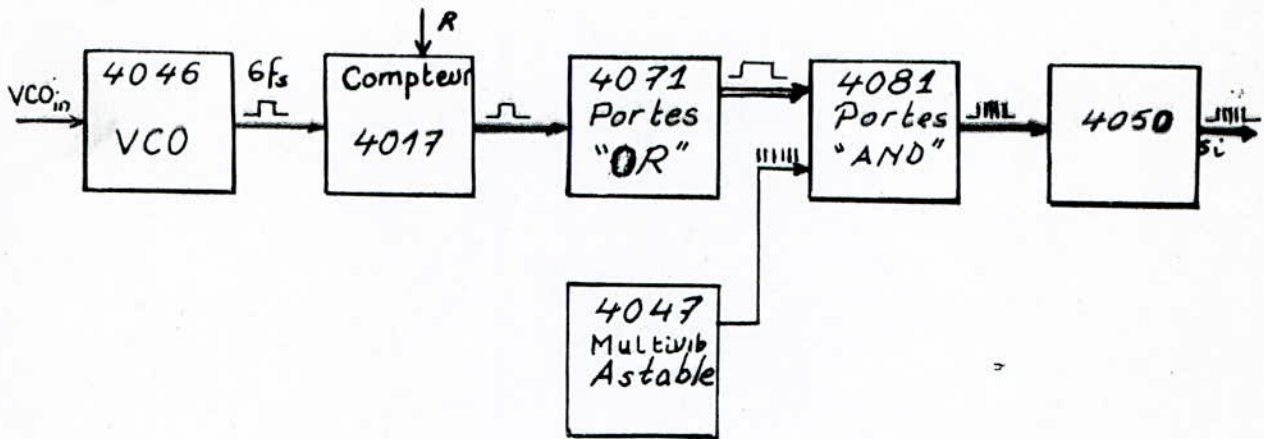


Fig V.1

Schéma synoptique du générateur d'impulsions

b./ Principe de fonctionnement:

Le générateur d'impulsions fonctionne de la manière suivante:

Le circuit intégré 4046 (VCO) génère un signal carré de fréquence fonction de la tension d'entrée VCO_{in} . Cette fréquence est égale à six fois la fréquence statorique du moteur. Ce signal carré constitue le signal d'horloge d'un compteur décimal, dit de Johnson (circuit intégré 4017), utilisé comme compteur modulo-6 qui donne à la sortie six ondes carrées successives dans le temps. Ces ondes correspondent aux six phases de conduction, mais comme le dispositif de commande de gâchettes doit être conçu de telle manière que deux thyristors conduisent en même temps; les sorties du compteur sont combinées à l'aide de portes "OR" (circuit intégré 4071).

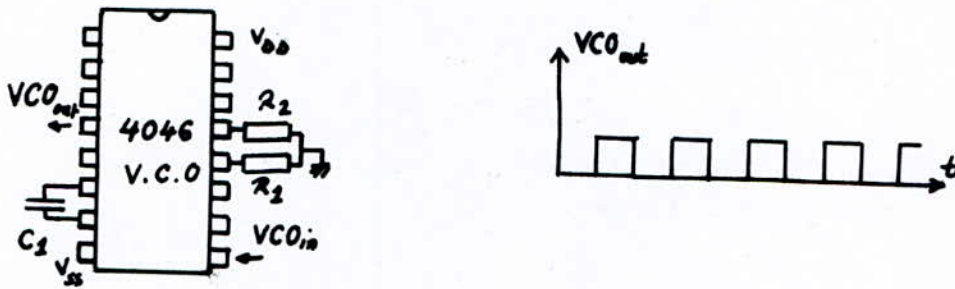
Un multivibrateur astable (circuit intégré 4047) génère un signal oscillatoire de fréquence élevée qui sera combiné avec les sorties des portes "OR" à l'aide de portes "AND".

Le résultat est l'obtention de six trains d'impulsions décalés selon les séquences de conduction des thyristors. Ils sont convertis en niveaux logiques standards par le circuit intégré 4050. Chaque train d'impulsions est maintenant prêt à être amplifié pour attaquer la gâchette du thyristor correspondant.

c./ Description des différentes parties du générateur:

Circuit intégré 4046

Il est composé d'une boucle de verrouillage de phase comprenant un oscillateur linéaire commandé en tension (VCO) et de deux comparateurs de phase différents. Dans notre cas c'est la partie VCO que nous utilisons. Elle nécessite le branchement extérieur d'un condensateur C_1 et de deux résistances R_1 et R_2 . R_1 et C_1 déterminent la plage de fréquence du VCO, R_2 permet au VCO des variations éventuelles de fréquence.



La fréquence du VCOout est donné par la formule :

$$f = \frac{K \left[\frac{VCO_{en} - 1.65}{R_1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R_2} \right]}{(C_1 + 32)(V_{DD} + 1.6)}$$

R_1, R_2 (M Ω) C_1 (pF) f (MHz)

on a $V_{DD} = 10$ V ; $K=0.95$

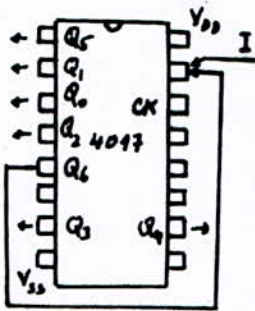
Dans notre cas $C_1=0.1\mu F$; $R_1=24k\Omega$; $R_2=120k\Omega$

on a alors $9.8Hz < f_s < 59Hz$

Circuit intégré 4017

C'est un compteur décimal diviseur avec dix sorties décodées. Nous l'utilisons comme compteur modulo-6.

L'entrée de validation d'horloge CK est le signal de sortie VCO_{out} du VCO; la sortie Q_6 est reliée à la borne R pour initialiser le compteur à chaque fois qu'il atteint l'état Q_6 (pour avoir le comptage modulo six).



Q_0	1	0	0	0	0	0	1
Q_1	0	1	0	0	0	0	0
Q_2	0	0	1	0	0	0	0
Q_3	0	0	0	1	0	0	0
Q_4	0	0	0	0	1	0	0
Q_5	0	0	0	0	0	1	0
Q_6	1	0	0	0	0	0	1

On prévoit aussi un signal I (interrupteur) pour l'initialisation extérieure du compteur utilisée lors du démarrage du montage.

Portes " OR "

Les portes " OR " permettent de combiner les sorties Q_0, \dots, Q_5 et obtenir des ondes carrées reflétant les séquences de conduction des thyristors. Ainsi selon les séquences de conduction du paragraphe III.2.1 on aura :

$$S_1 = Q_0 + Q_1$$

$$S_2 = Q_2 + Q_3$$

$$S_3 = Q_4 + Q_5$$

$$S_4 = Q_3 + Q_4$$

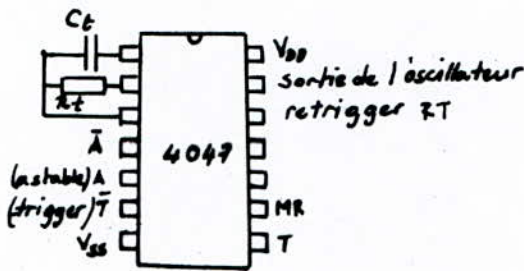
$$S_5 = Q_0 + Q_5$$

$$S_6 = Q_1 + Q_2$$

S_k correspond à la période de conduction du thyristor k.

Circuit intégré 4047

Il constitue un multivibrateur astable. Il nécessite le branchement extérieur d'une résistance et d'un condensateur, ces derniers déterminent la fréquence des oscillations à la sortie de l'oscillateur.



pour le fonctionnement désiré on a :

A=1 ; T=0 ; nonT=1

nonA=x ; RT=0 ; MR=0

À la sortie de l'oscillateur, on a des oscillation de fréquence

$$F = \frac{1}{4,4 R_t C_t} \quad \text{avec} \quad C_t \geq 100pF$$
$$10k\Omega \leq R_t \leq 1M\Omega$$

Cette fréquence doit être élevée; dans notre cas, nous avons utilisé $C_t=1.5nF$ et $R_t=20k\Omega$ soit $F=15 \text{ kHz}$

Portes "AND"

Ces portes assurent la multiplication de chaque sortie des portes "OR" par la sortie du multivibrateur. Le résultat est un train d'impulsions à la sortie de chaque porte "AND".

Circuit intégré 4050

Correspond à des portes logiques dites sextuples tampons. Ces tampons permettent de convertir des niveaux logiques supérieurs à 15 volts en niveaux logiques TTL standard. Il admettent des tensions d'entrée supérieures à leurs tensions d'alimentation.

V.2.2.2/ Etage amplificateur

Le générateur d'impulsions du paragraphe précédent permet l'élaboration des impulsions nécessaires pour la commande des gâchettes des thyristors et le fonctionnement de l'onduleur mais, pour pouvoir amorcer les thyristors, ces impulsions doivent d'abord être amplifiées. Une séparation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance, est ensuite assurée par des transformateurs d'impulsions.

Chaque sortie du 4050 passe donc par un étage amplificateur et un transformateur d'impulsions pour attaquer la gâchette du thyristor correspondant. Le circuit d'un étage est représenté par la figure V.2.

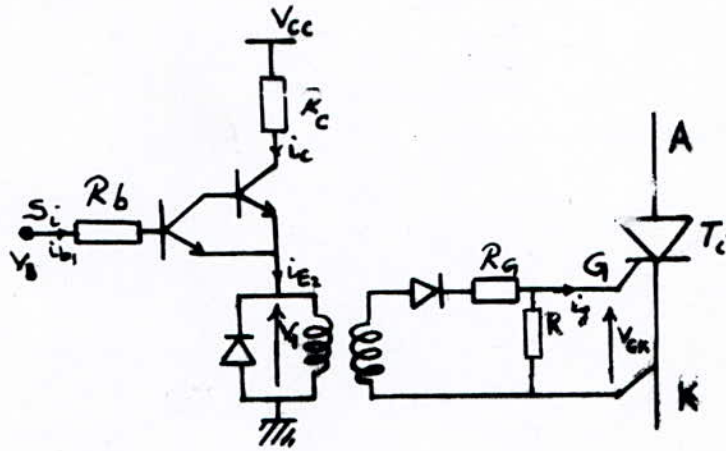


Figure V.2

Schéma de l'étage amplificateur

Le montage amplificateur utilisé est un Darlington. les transistors sont de type 2N 2219 A opérant en saturation.

On a $V_{CEsat} = 0.8 \text{ V}$ $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ $100 < \beta < 200$

On a :

$$V_{GK} = 3 \text{ V} = V_1$$

$$i_g \geq 100 \text{ mA} \quad V_{cc} = 12 \text{ V}$$

$$\text{le cas défavorable } \beta = \beta_{min} = 100 \text{ et } V_B = 5 \text{ V}$$

$$i_c = i_{E2} = i_g = 100 \text{ m}$$

si on confond i_{E2} avec i_c alors :

$$i_c = I_g = 100 \text{ mA} \text{ et } i_{b1} = i_{E1}/100 = 0.01 \text{ mA}$$

$$\text{on a : } V_B = R_B i_{b1} + 2 V_{BE} + V_1 \quad \text{d'où :}$$

$$R_B = \frac{V_B - V_1 - 2 V_{BE}}{i_{B1}}$$

soit

$$R_B = 60 \text{ K}\Omega$$

et

$$P_{RB} = R_B \cdot i_{B1}^2 = 0.06 \text{ mW}$$

On a aussi

$$V_{cc} = R_C \cdot i_b + V_{CE} + V_1 \text{ d'où :}$$

$$R_C = \frac{V_C - V_{CE} - V_1}{i_{E2}}$$

soit

$$R_C = 82 \text{ }\Omega$$

et

$$P_{RC} = R_C \cdot i_c^2 = 0.82 \text{ W}$$

On a pris

$$R = 4.7 \text{ K}\Omega$$

V.3./ RESULTATS DES ESSAIS EXPERIMENTAUX

Nous avons fait les essais sur le circuit de commande des gâchettes des thyristors. Les résultats de ces essais sont présentés sur la figure V.4.

La figure V.4.a montre la sortie du VCO (CI-4046) avec l'une des sorties du compteur (CI-4017); la figure V.4.b représente elle une sortie du compteur et la sommation de deux de ces sorties par les portes "OR".

Une sortie d'une porte "OR" et son remplissage par le signal oscillatoire du multivibrateur (sortie des portes "AND") sont données sur la figure V.4.c. Enfin nous donnons, respectivement sur la figure V.4.d et la figure V.4.e, les trains d'impulsions de deux thyristors d'un même bras et de deux thyristors de deux bras différents sur le même côté de l'onduleur. D'après les figures V.4.d et V.4.e on remarque la zone morte entre les impulsions de deux thyristors d'un même bras. Ceci permet d'éviter les court-circuits de la source de courant. On remarque aussi que les impulsions des deux thyristors de deux bras consécutifs se suivent. Ceci permet à chaque thyristor d'éteindre celui qui le précède.

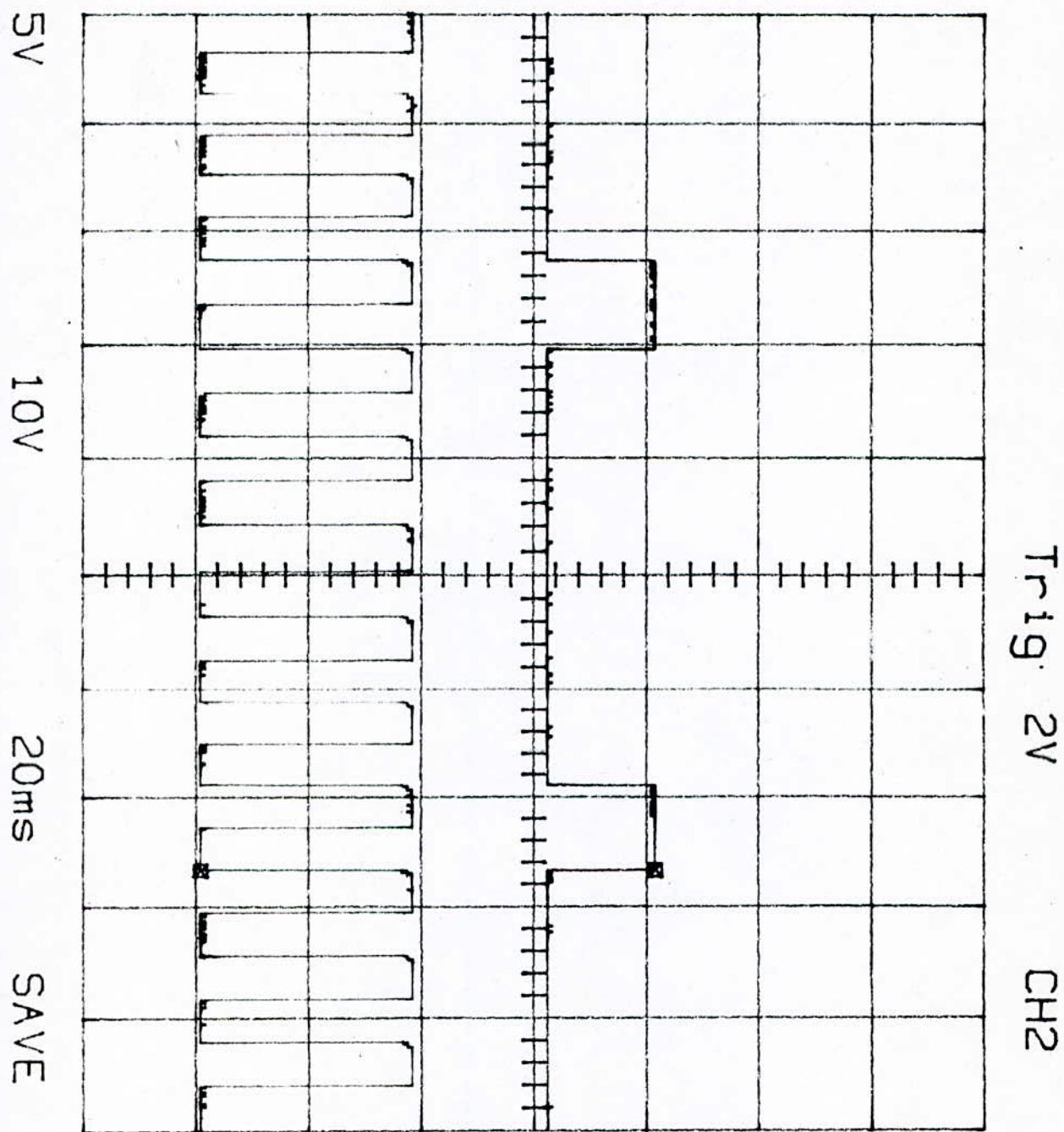


Figure V.4.2 . sortie du VCO (en bas)
une sortie du compteur (en haut)

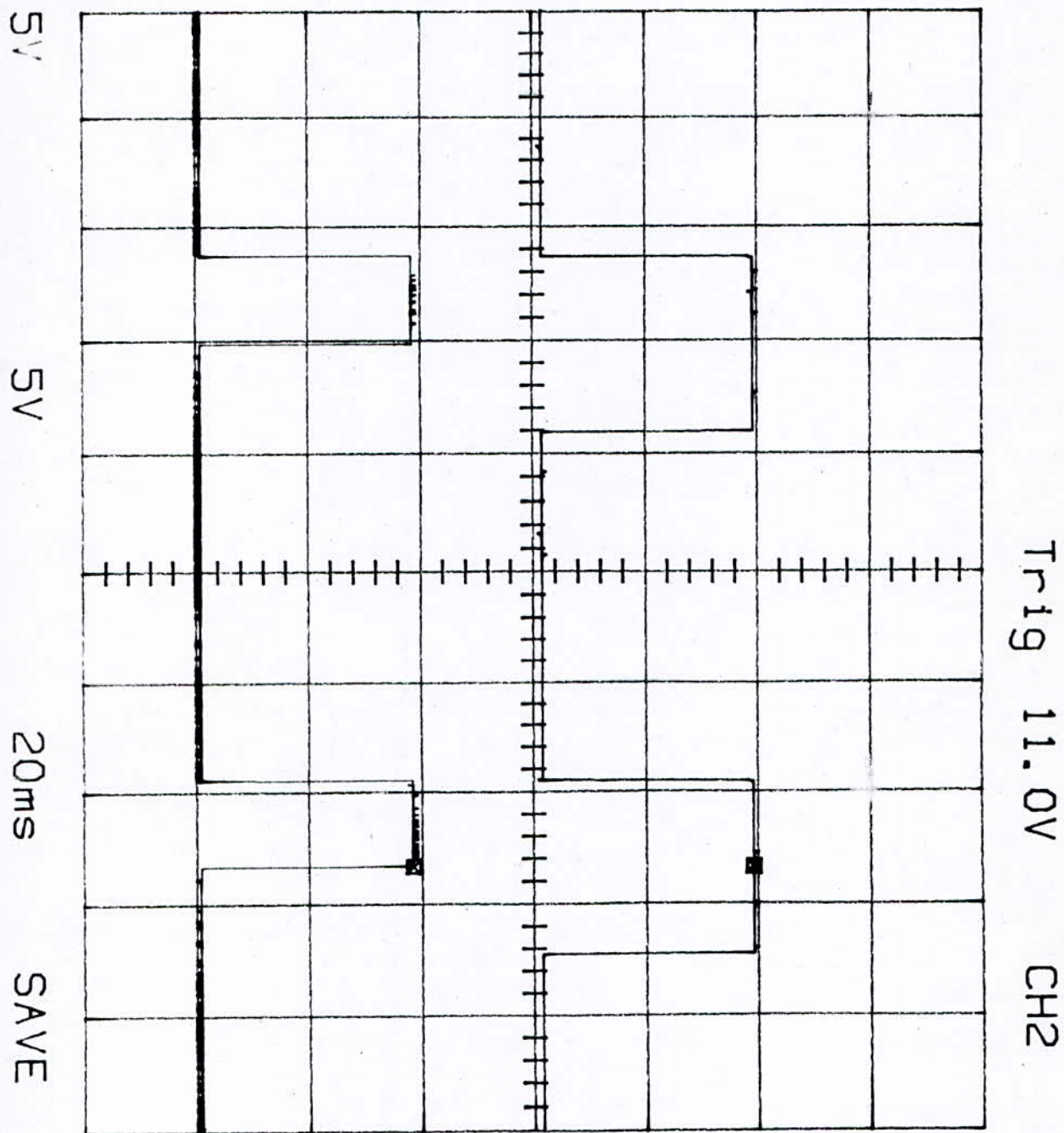


Figure V.4.b. une sortie du compteur (en bas)
 une sortie d'une porte "OR" (en haut)

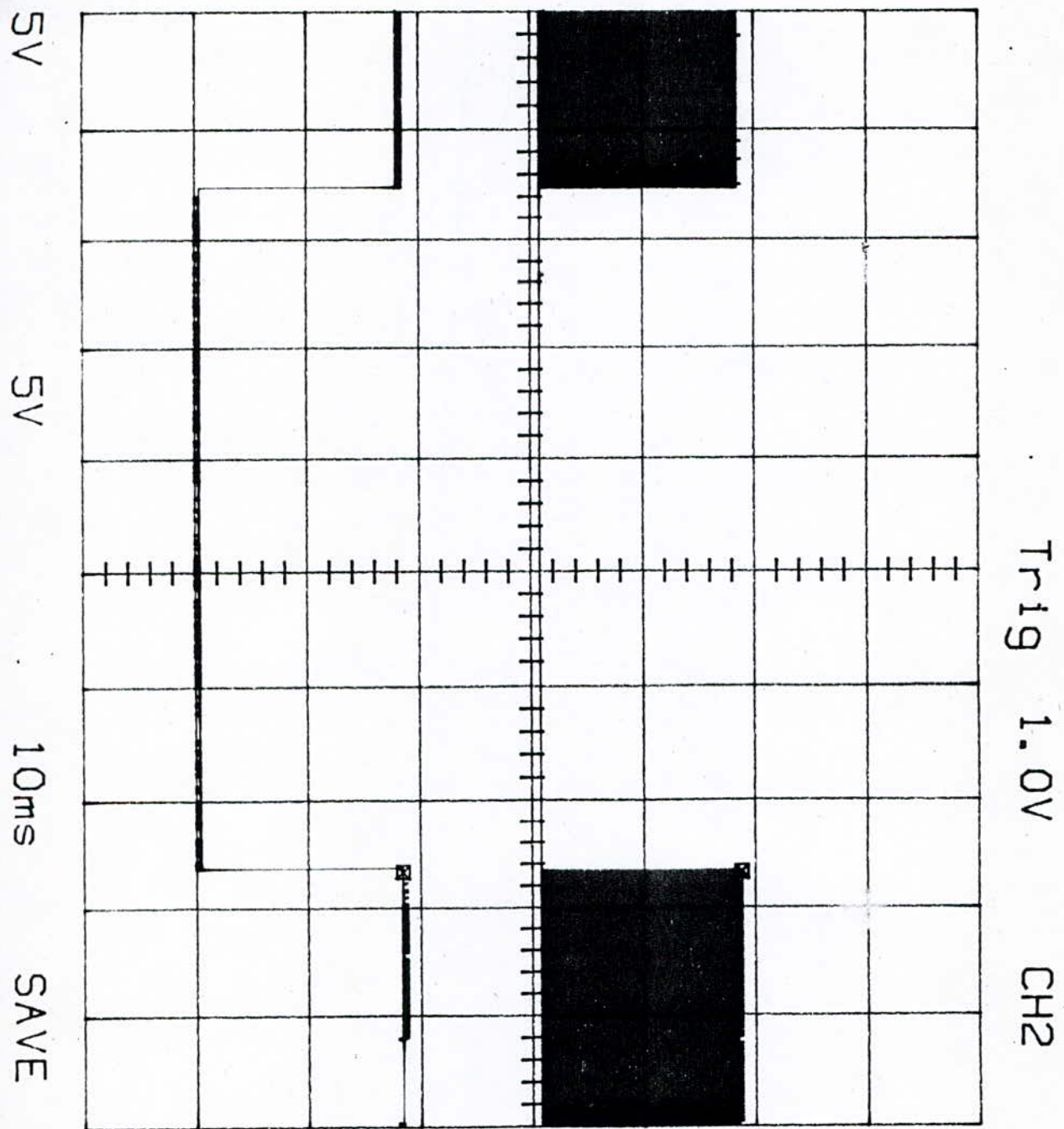


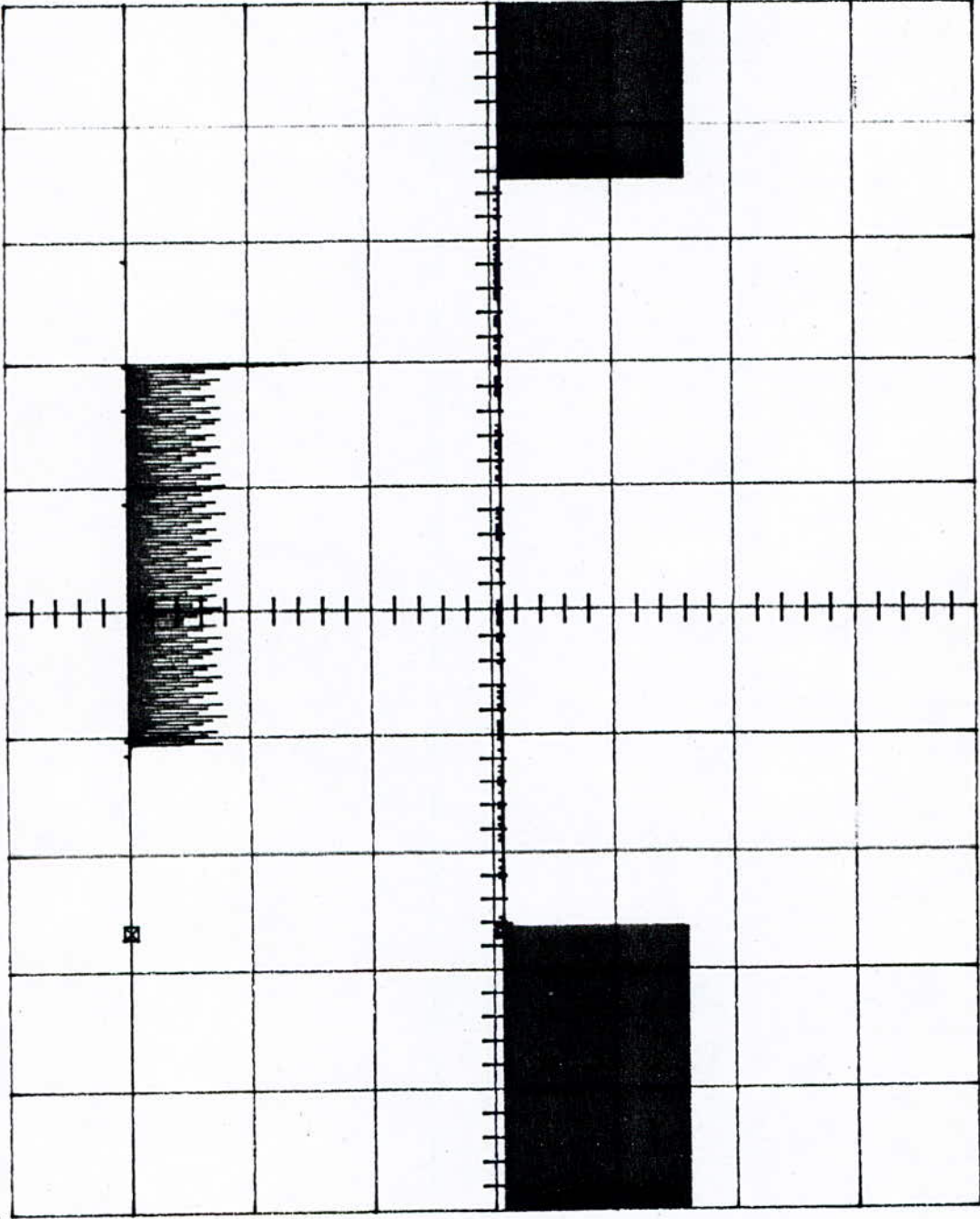
Figure V.4.c. sortie d'une porte "OR" et sa multiplication par le signal oscillatoire du multivibrateur.

5V

5V

10ms

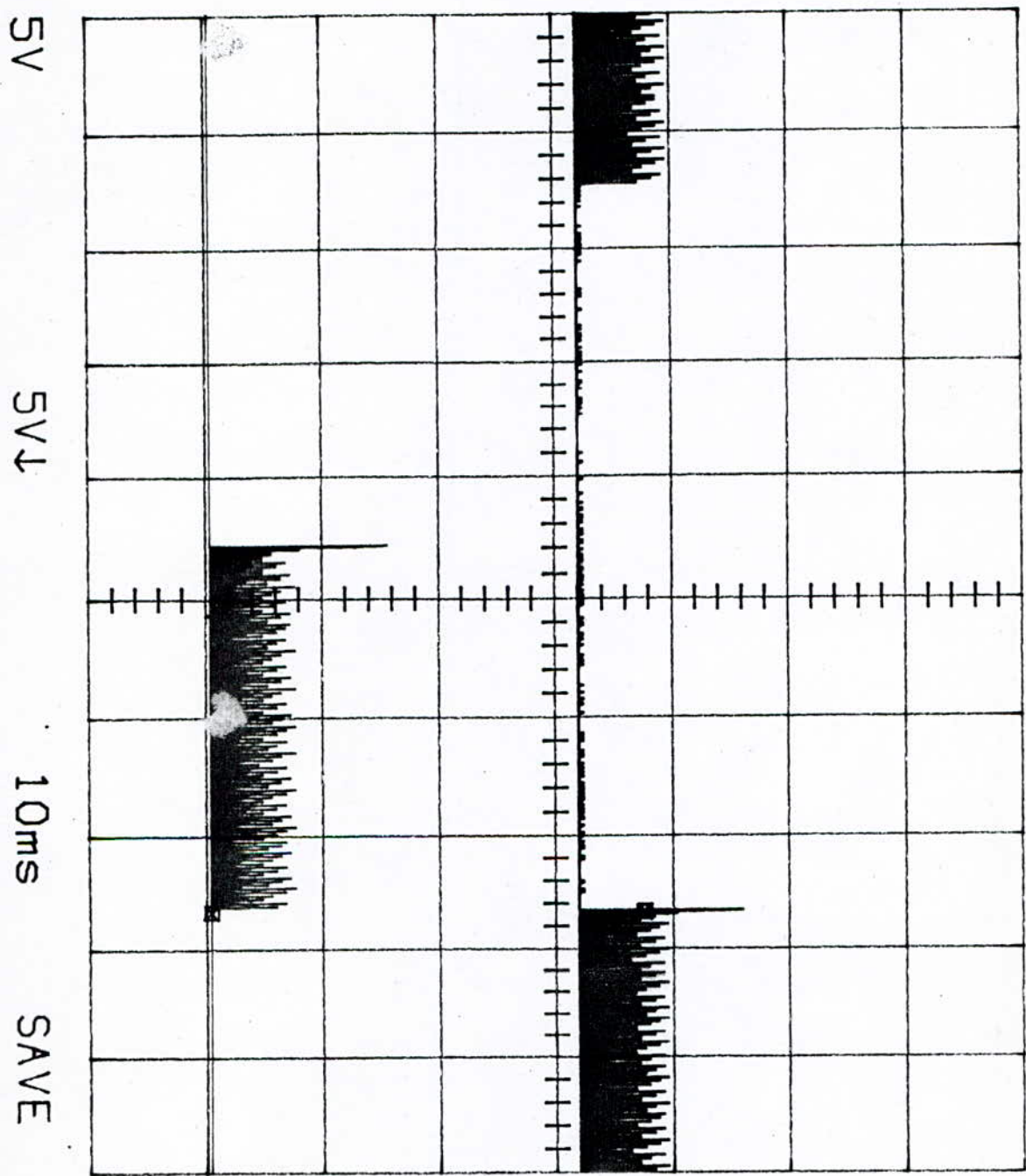
SAVE



Trig 4.5V

CH2

Figure V.4.1. Deux trains d'impulsions de 2 thyristors d'un même bras.



Trig 1.5V CH2

Figure V.4.e. Deux trains d'impulsions de deux thyristors sur la même partie.

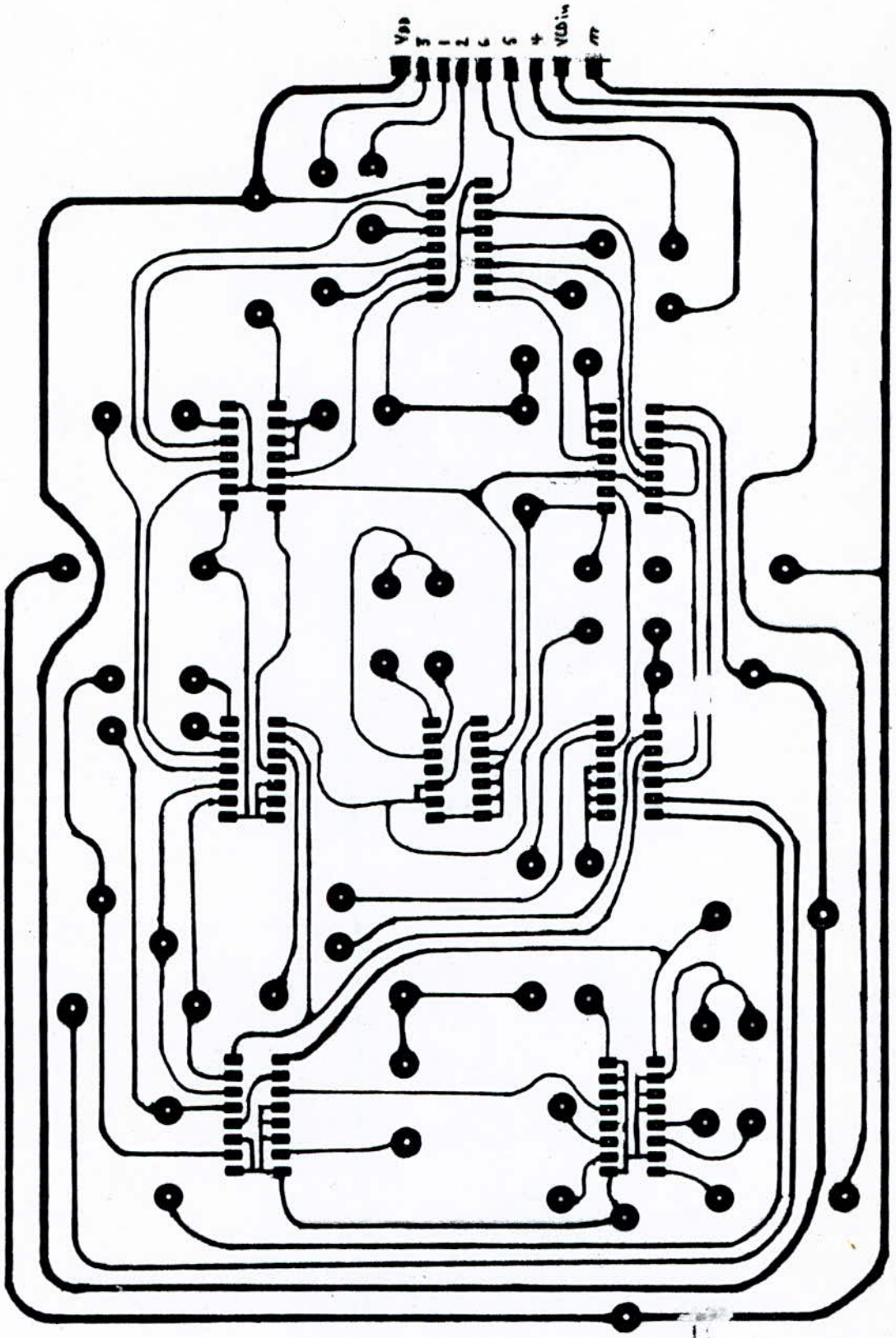


schéma du circuit imprimé du générateur
d'impulsions. coté composants.

V.4./ REMARQUES ET CONCLUSIONS

La réalisation pratique n'est pas très évidente même si le circuit semble à priori simple. Il y a des problèmes d'ordre autre que celui du fonctionnement théorique.

La commande génère des signaux qui sont vérifiés théoriquement. Les essais sur l'onduleur réalisé (circuit de puissance) n'ont pas donné de résultats favorables en temps voulu. Nous notons aussi l'indispensabilité du matériel pour arriver aux fins pratiques qui vérifient le fonctionnement théorique.

La pratique permet de voir les erreurs induises par les suppositions dans l'étude théorique (constance des inductances,..etc) et éventuellement les corriger en fonction des résultats pratiques.

CONCLUSION GENERALE

Cette étude nous a permis de voir les problèmes liés à l'association onduleur de courant-moteur asynchrone et ses qualités vis-à-vis de l'association de l'onduleur de tension-moteur asynchrone. L'alimentation en courant a l'avantage de ne pas introduire de forts courants au démarrage ce qui est important pour les grandes installations.

Quand le moteur a une réactance de fuite élevée, l'association à un onduleur de tension est préférable, et, quand il a une faible réactance, il convient d'utiliser un onduleur de courant. Ce dernier convient mieux pour les grandes puissances où la récupération d'énergie lors du freinage est demandée, en raison de sa réversibilité naturelle mais l'inconvénient de l'onduleur de courant est de créer à basse fréquence des ondulations de couple d'amplitude élevées.

La partie pratique nous a permis, elle de voir les problèmes liés à la réalisation et à la mise en service des circuits étudiés théoriquement.

Enfin, nous espérons que notre travail sera suivi d'autres travaux notamment l'étude des harmoniques introduits par cette commande, diminution des ondulations du couple électromagnétique et les problèmes liés à la régulation de vitesse et de courant.

ANNEXES

ANNEXE A

METHODE D'IDENTIFICATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

La méthode d'identification qu'on va présenter se fait sur la base d'essais classiques sur le moteur.

On utilise le schéma équivalent en T du moteur asynchrone représenté par la figure A.1.

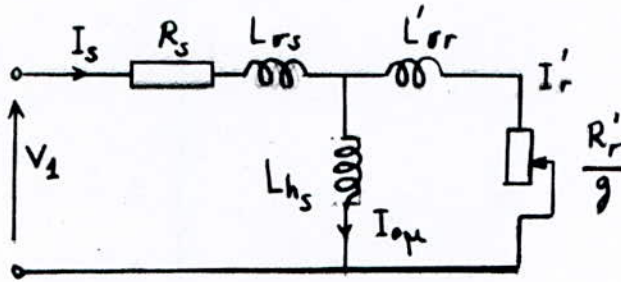


Figure A.1

Schéma équivalent du moteur asynchrone

Avec R_s résistance d'une phase du stator;

$X_{\sigma s} = \omega_s \cdot L_{\sigma s}$ réactance de fuites du stator;

$X_h = \omega_s \cdot L_{hs}$ réactance principale ;

$X'_{\sigma r} = \omega_s \cdot L'_{\sigma r}$ réactance de fuites du rotor ramenée au stator;

R'_r résistance d'une phase du rotor ramenée au stator;

I'_r courant rotorique ramené au stator;

$I_{0\mu}$ courant magnétisant;

Les équations électriques qui régissent ce schéma sont :

$$\begin{aligned} U_s &= R_s I_s + j\omega_s L_{\sigma s} I_s + j\omega_s L_{hs} (I_s + I_r) \\ 0 &= \frac{R_r}{g} I_r + j\omega_s L_{\sigma r} I_r + j\omega_s L_{hs} (I_s + I_r) \end{aligned} \quad (A.1)$$

Au régime permanent, on peut montrer que les équations de fonctionnement du moteur asynchrone s'écrivent aussi sous la forme :

$$\begin{aligned} U_s &= R_s I_s + j\omega_s L_s I_s + j\omega_s L_{sr} I_r \\ 0 &= \frac{R_r}{g} I_r + j\omega_s L_r I_r + j\omega_s L_{sr} I_s \end{aligned} \quad (A.2)$$

Sachant que l'inductance cyclique du stator est telle que $L_{hs} = a \cdot L_{sr}$, où a est le rapport de transformation stator/rotor, on peut identifier les équations (A.1) et (A.2) ci-dessus. On montre alors que l'on a les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_{os} + L_{hs} \\
 R'_r &= a^2 \cdot R_r \\
 L'_r &= L'_{or} + L'_{hr} = a^2 L_r \quad ; \quad L'_{hr} = L_{hs} \\
 N_l &= L_{os} + L'_{or} \\
 L_{hs} &= a \cdot L_{sr} \\
 a &= I_r / I'_r
 \end{aligned}
 \tag{A.3}$$

le rapport de transformation a est donné par: [2]

$$a = (m_s \cdot N_s \cdot k_{ws}) / (m_r \cdot N_r \cdot k_{wr})$$

avec m nombre de phase (stator ou rotor selon l'indice)

N nombre de spires par phase

k_w coefficient de bobinage

Pour un moteur à cage on a:

$m_r = z_r$: nombre d'encoches rotoriques

$N_r = 1/2$ (1 barre représente une 1/2 spire)

$k_{wr} = 1$ (quel que soit le rang de l'harmonique)

Pour déterminer les paramètres du schéma équivalent de la figure A.1, il est fort intéressant d'adopter les suppositions suivantes, qui sont en accord avec la pratique.

- $X_{os} = X'_{or}$: 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_{os} et X'_{or} par l'essai et pour les garder séparées dans les calculs, une telle supposition s'avère nécessaire.

- $I_{0\mu} = I_s(\text{à vide})$: Le facteur de puissance à vide est très faible, cette supposition est pratiquement toujours satisfaite et simplifie beaucoup de calculs.

- Tous les harmoniques de courant et de tension sont négligés autrement dit, l'alimentation est parfaitement sinusoïdale.

Détermination des paramètres électriques

Essais nécessaires

a/ Essai à vide: le moteur est alimenté sous sa tension nominale à sa fréquence nominale. Quand le courant appelé par le moteur se stabilise, on relève les valeurs de I_s et de P_0 .

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

b/ Essai à rotor bloqué: l'essai est effectué sous tension réduite à la fréquence normale, le rotor étant bloqué, on prend rapidement les mesures de V_{cc} , P_{cc} , et de I_{cc} .

De ces deux essais, on peut déterminer

$$R_{eq} = \frac{P_{cc}}{3 I_{cc}^2} \quad \text{et} \quad X_{eq} = \sqrt{\frac{V_{cc}^2}{I_{cc}^2} - R_{eq}^2}$$

La valeur de X_{eq} est légèrement inférieure à la valeur réelle de X_{eq} , car la formule précédente suppose que tout le courant appelé par le moteur passe à travers les réactances X_{os} et X'_{or} placées en série, tandis que la valeur du courant magnétisant passe à travers X_{os} seulement. On peut corriger cette valeur par le facteur: $[1 + (I_{0\mu} \cdot X_{eq}) / (4 \cdot V_1)]$.

on a aussi $R_{eq} = R_s + R'_r$ et $X_{eq} = X_{os} + X'_{or}$

d'où on obtient :

$$X_{os} = X'_{or} = X_{eq}/2$$

$$R'_r = R_{eq} - R_s \quad ; \quad R_s \text{ mesurée en courant continu.}$$

et aussi $X_h = (V_1 / I_{0\mu}) - X_{os}$

Détermination des paramètres mécaniques

Mesure du coefficient de frottement:

Le moteur étant alimenté sous tension nominale tourne à vide.

La vitesse est pratiquement constante. L'équation mécanique devient $J \cdot d\Omega/dt = 0 = T_{em} - f \cdot \Omega$

d'où $f = P_m / (\Omega_s^2)$; P_m est obtenu par la séparation des pertes à vide.

Mesure du moment d'inertie:

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

L'équation mécanique au ralentissement étant :

$$J \cdot d\Omega/dt = P_m = -f \cdot \Omega$$

on a alors $J = (f \cdot \Omega) \cdot (\Delta\Omega/\Delta t)$.

ANNEXE B
PROGRAMME DE LA SIMULATION DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR DE COURANT-MOTEUR ASYNCHRONE

```
{ *****
*
*      Simulation de l'association      *
*      Onduleur-Moteur Asynchrone     *
*
*
***** }
```

```
program Ond_MAS;
uses crt,graph{,graph3};
```

```
const (* caracteristiques du moteur *)
Ls=0.493; { inductance propre au stator }
Rs=7;    { resistance d'une phase statorique }
Lr=0.00292; { inductance propre au rotor }
Rr=0.0157; { resistance d'une phase rotorique }
Lsr=0.0365; { inductance mutuelle stator-rotor }
N1=0.038; { inductance de fuites totales }
p=1;     { nombre de paires de poles }
J=0.8E-3; { moment d'inertie de l'arbre }
f=0.182E-3; { coefficient de frottement }
C=10E-6; { valeur du condensateur de commutation }
t0=0; tts=0; tt0=0; { valeurs initiales -temps et angles- }
```

```
type vect=array[1..3] of real;
```

```
var t,t2,t3,t1,tc,dt,tmax,Tp:real;
fs,Ws,W1,Wm:real;
Uc1,Uc2,Uc3,Uc4,Uc5,Uc6,Uco:real;
Id:real;
ia,ib,ic,dia,dib,dic,ids,iqs,dids,digs:real;
iar,ibr,icr,idr,iqr:real;
Va,Vb,Vc,Vds,Vqs:real;
ttr:real;
Tem:real;
K1,K2,K3,K4,X,Y:vect;
k,n:integer;
f1,f2:text;
```

```

      (* partie graphisme *)
      (*-----*)

var maxx,maxy,x1,x2,x3:word;
  xmax,ymax:real;

      (*-- initialisation du système graphique --*)
procedure initialize;
var  graphdriver,graphmode,errorcode:integer;
Begin
  graphdriver:=detect;
  initgraph(graphdriver,graphmode,'C:\TP5.5');
  errorcode:=graphresult;
  if errorcode<>grOK then
  begin
    writeln('grapherror:',grapherrormsg(errorcode));
    halt(1);
  end;
  maxx:=getmaxX;  maxy:=getmaxY;
End;

      (*--- ouverture de l'écran graphique---*)
procedure fullport;
Begin
  setviewport(0,0,maxx,maxy,clipon);
End;

      (*--- conversion réel-->chaîne de caractères---*)
function intstr(l:real; m,n:integer):string;
var  s:string;
Begin
  str(l:m:n,s);
  intstr:=s;
End;

      (*---tracé et graduation des axes---*)
procedure trace_axes;
var j:integer;
Begin
  setlinestyle(0,0,1); setcolor(14);
  x1:=round((maxy-1)/2);  x2:=round(maxx/10-16);
  x3:=round(x1/10-5);
  line(80,50,80,maxy-50);  line(80,x1,maxx-80,x1);
  settxtjustify(centertext,centertext);settextstyle(2,0,4);
  line(76,x1,80,x1);  outtextxy(62,x1,intstr(0,1,0));
  for j:=1 to 10 do
  begin
    line(80+x2*j,x1,80+x2*j,x1+4);
    outtextxy(80+x2*j,x1+10,intstr(j*xmax/10,5,3));
  end;

  for j:=1 to 10 do
  begin
    line(76,x1-x3*j,80,x1-x3*j);
    outtextxy(60,x1-x3*j,intstr(j*ymax/10,5,0));
    line(76,x1+x3*j,80,x1+x3*j);
    outtextxy(60,x1+x3*j,intstr(-j*ymax/10,5,0));
  end;
End;

```

```

      (*-----tracé du graphe ----*)
procedure trace_graphe(x,y:real;color:word);
Begin
putpixel(round(80+(maxx-160)*x/xmax),
round(x1-(x1-50)*y/ymax),color);
End;
{-----}
      (*-- calcul du temps de commutation --*)
      (*-----*)
procedure calcul_t1;
Begin
  t1:=3*C*Uco/Id-sqrt(3*N1*C)+t0;
  tc:=t1-t0+(pi/2)*sqrt(3*N1*C);
End;
{-----}
      (*-- passage phase-->park --*)
      (*-----*)
procedure phase_park(V1,V2,V3,tt:real;var Vd,Vq:real);
Begin
Vd:=(2/3)*(V1*cos(tt)+V2*cos(tt-2*pi/3)+V3*cos(tt-4*pi/3));
Vq:=- (2/3)*(V1*sin(tt)+V2*sin(tt-2*pi/3)+V3*sin(tt-4*pi/3));
End;

      (*-- passage park-->phase --*)
      (*-----*)
procedure park_phase(Vd,Vq,tt:real;var V1,V2,V3:real);
Begin
V1:=Vd*cos(tt)-Vq*sin(tt);
V2:=Vd*cos(tt-2*pi/3)-Vq*sin(tt-2*pi/3);
V3:=Vd*cos(tt-4*pi/3)-Vq*sin(tt-4*pi/3);
End;
{-----}
      (*--- les différentes phases de l'onduleur ---*)
      (*-----*)
procedure istator;
(*-----*)
Begin
  if (t<=t0+tc) then { phase1: [t0,t0+tc] }
Begin
  t2:=t;
  if t2<=t1 then
  begin
    ia:=0; ib:=-Id; ic:=Id;
    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc1:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc2:=Uc1-Uco; Uc3:=-2*Uc1+Uco;
  end
  else
  begin
    ic:=Id*cos(W1*(t2-t1)); ia:=Id-ic; ib:=-Id;
    dic:=-Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dia:=-dic; dib:=0;
    Uc3:=Vc-Va; Uc1:=- (Uc3-Uco)/2; Uc2:=Uc1-Uco;
    if (Uc1>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
  end;
  Uc4:=-Uco; Uc5:=Uco; Uc6:=0;
End

```

```

        else
    if (t<=t0+Tp/6) then      { phase2: [t0+tc,T/6+t0] }
Begin
    ia:=Id; ib:=-Id; ic:=0;
    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc1:=Uco; Uc2:=0; Uc3:=-Uco; Uc4:=-Uco; Uc5:=Uco; Uc6:=0;
End
        else
    if (t<=t0+Tp/6+tc) then  { phase3: [T/6+t0,T/6+t0+tc] }
Begin
    t2:=t-Tp/6;
    if t2<=t1 then
        begin
            ia:=Id; ib:=-Id; ic:=0;
            dia:=0; dib:=0; dic:=0;
            Uc6:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc4:=Uc6-Uco; Uc5:=-2*Uc6+Uco;
        end
        else
        begin
            ia:=Id; ib:=-Id*cos(W1*(t2-t1)); ic:=-Id-ib;
            dia:=0; dib:=Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dic:=-dib;
            Uc5:=Vc-Vb; Uc6:=-Uc5-Uco/2; Uc4:=Uc6-Uco;
            if (Uc6>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
        end;
        Uc1:=Uco; Uc2:=0; Uc3:=-Uco;
End
        else
    if (t<=t0+Tp/3) then      { phase4: [T/6+t0+tc,T/3+t0] }
Begin
    ia:=Id; ib:=0; ic:=-Id;
    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc1:=Uco; Uc2:=0; Uc3:=-Uco; Uc4:=0; Uc5:=-Uco; Uc6:=Uco;
End
        else
    if (t<=t0+Tp/3+tc) then  { phase5: [T/3+t0,T/3+t0+tc] }
Begin
    t2:=t-Tp/3;
    if t2<=t1 then
        begin
            ia:=Id; ib:=0; ic:=-Id;
            dia:=0; dib:=0; dic:=0;
            Uc2:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc1:=-2*Uc2+Uco; Uc3:=Uc2-Uco;
        end
        else
        begin
            ia:=Id*cos(W1*(t2-t1)); ib:=Id-ia; ic:=-Id;
            dia:=-Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dib:=-dia; dic:=0;
            Uc1:=Va-Vb; Uc2:=-Uc1-Uco/2; Uc3:=Uc2-Uco;
            if (Uc2>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
        end;
        Uc4:=0; Uc5:=-Uco; Uc6:=Uco;
End
        else
    if (t<=t0+Tp/2) then      { phase6: [T/3+t0+tc,T/2+t0] }
Begin
    ia:=0; ib:=Id; ic:=-Id;
    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc1:=-Uco; Uc2:=Uco; Uc3:=0; Uc4:=0; Uc5:=-Uco; Uc6:=Uco;
End

```



```

else
if (t<=t0+Tp/2+tc) then { phase7: [T/2+t0,T/2+t0+tc] }
Begin
t2:=t-Tp/2;
if t2<=t1 then
begin
ia:=0; ib:=Id; ic:=-Id;
dia:=0; dib:=0; dic:=0;
Uc4:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc5:=Uc4-Uco; Uc6:=-2*Uc4+Uco;
end
else
begin
ic:=-Id*cos(W1*(t2-t1)); ia:=-Id-ic; ib:=Id;
dic:=Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dia:=-dic; dib:=0;
Uc6:=Va-Vc; Uc4:=-((Uc6-Uco)/2); Uc5:=Uc4-Uco;
if (Uc4>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
end;
Uc1:=-Uco; Uc2:=Uco; Uc3:=0;
End
else
if (t<=t0+2*Tp/3) then { phase8: [T/2+t0+tc,2T/3+t0] }
Begin
ia:=-Id; ib:=Id; ic:=0;
dia:=0; dib:=0; dic:=0;
Uc1:=-Uco; Uc2:=Uco; Uc3:=0; Uc4:=Uco; Uc5:=0; Uc6:=-Uco;
End
else
if (t<=t0+2*Tp/3+tc) then {phase9: [2T/3+t0,2T/3+t0+tc] }
Begin
t2:=t-2*Tp/3;
if t2<=t1 then
begin
ia:=-Id; ib:=Id; ic:=0;
dia:=0; dib:=0; dic:=0;
Uc3:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc1:=Uc3-Uco; Uc2:=-2*Uc3+Uco;
end
else
begin
ia:=-Id; ib:=Id*cos(W1*(t2-t1)); ic:=Id-ib;
dia:=0; dib:=-Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dic:=-dib;
Uc2:=Vb-Vc; Uc3:=-((Uc2-Uco)/2); Uc1:=Uc3-Uco;
if (Uc3>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
end;
Uc4:=Uco; Uc5:=0; Uc6:=-Uco;
End
else
if (t<=t0+5*Tp/6) then { phase10: [2T/3+t0+tc,5T/6+t0] }
Begin
ia:=-Id; ib:=0; ic:=Id;
dia:=0; dib:=0; dic:=0;
Uc1:=0; Uc2:=-Uco; Uc3:=Uco; Uc4:=Uco; Uc5:=0; Uc6:=-Uco;
End
else
if (t<=t0+5*Tp/6+tc) then { phase11: [5T/6+t0,5T/6+t0+tc] }
Begin
t2:=t-5*Tp/6;
if t2<=t1 then
begin
ia:=-Id; ib:=0; ic:=Id;

```

```

    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc5:=(Id/3*C)*(t2-t0); Uc4:=-2*Uc5+Uco; Uc6:=Uc5-Uco;
end
    else
begin
    ia:=-Id*cos(W1*(t2-t1)); ib:=-Id-ia; ic:=Id;
    dia:=Id*W1*sin(W1*(t2-t1)); dib:=-dia; dic:=0;
    Uc4:=Vb-Va; Uc5:=-Uc4-Uco/2; Uc6:=Uc5-Uco;
    if (Uc5>=Uco) then begin tc:=t2-t0; end;
end;
    Uc1:=0; Uc2:=-Uco; Uc3:=Uco;
End
    else
    if (t<=t0+Tp) then { phase12: [5T/6+t0+tc,T+t0] }
Begin
    ia:=0; ib:=-Id; ic:=Id;
    dia:=0; dib:=0; dic:=0;
    Uc1:=0; Uc2:=-Uco; Uc3:=Uco; Uc4:=-Uco; Uc5:=Uco; Uc6:=0;
End;
    { calcul de ids,dids,iqs,digs }
    phase_park(ia,ib,ic,tts,ids,iqs);
    phase_park(dia,dib,dic,tts,dids,digs);
End;

{-----}
    (*-- calcul des coefficients de Runge-Kutta --*)
    (*-----*)
procedure FK(var Ki:vect);
Begin
Ki[1]:=dt*(-1/Lr)*(Lsr*dids+Rr*Y[1]+Lsr*iqs*Y[3]+Lr*Y[2]*Y[3]);
Ki[2]:=dt*(-1/Lr)*(Lsr*digs+Rr*Y[2]-Lsr*ids*Y[3]-Lr*Y[1]*Y[3]);
Ki[3]:=dt*(p*p/J)*((3/2)*Lsr*(iqs*Y[1]-ids*Y[2])-f*Y[3]);
End;

    (*-- Résolution par Runge_Kutta --*)
    (*-----*)
procedure Runge_Kutta;
Begin
for k:=1 to 3 do Y[k]:=X[k]; FK(K1);
t:=t+dt/2; istator;
for k:=1 to 3 do Y[k]:=X[k]+K1[k]/2; FK(K2);
for k:=1 to 3 do Y[k]:=X[k]+K2[k]/2; FK(K3);
t:=t+dt/2; istator;
for k:=1 to 3 do Y[k]:=X[k]+K3[k]; FK(K4);
t:=t-dt; istator;
for k:=1 to 3 do X[k]:=X[k]+(1/6)*(K1[k]+2*K2[k]+2*K3[k]+K4[k]);
End;
{-----}

```

```

      (*--- corps du programme ---*)
      (*-----*)
BEGIN
clrscr;
  write('Donnez la frequence statorique fs=');readln(fs);
  write('Donner le courant continu a commuter Id=');readln(Id);

  { HiRes;}
  {initialize;cleardevice;fullport; trace_axes; xmax:=10; ymax:=500;
  }
  { assign(f1,'fou19.dat'); rewrite(f1);
  assign(f2,'fou20.dat'); rewrite(f2);
  }
  Tp:=1/fs; Ws:=2*pi*fs; Wl:=1/sqrt(3*N1*C);
  t3:=0; t:=0; dt:=0.4E-3; tmax:=20; n:=0;
  Uco:=500; calcul_t1;

  for k:=1 to 3 do X[k]:=0;      { initialisation }

while (t3<=tmax) do
begin
  istator; Runge_Kutta;

  Vds:=Rs*ids+Ls*dids+Lsr*K1[1];
  Vqs:=Rs*iqs+Ls*digs+Lsr*K1[2];
  idr:=X[1]; iqr:=X[2]; Wm:=X[3];

  { calcul de Va,Vb,Vc,iar,ibr,icr,Tem }
  park_phase(Vds,Vqs,tts,Va,Vb,Vc);
  ttr:=-Wm*t3+tts-tt0;
  park_phase(idr,iqr,ttr,iar,ibr,icr);
  Tem:=(3/2)*p*Lsr*(iqr*idr-ids*iqr);

  gotoxy(1,1); {trace_graphe(t3,Wm,7);}
writelnt1,' ',tc,' ',Uco); writelnt3,' ',Wm,' ',Tem);

  { n:=n+1;
if n=100 then begin writelnt1,t3:6:3,' ',Wm:6:2); n:=0; end;
  if t3>=tmax-0.04 then
  writelnt2,t3:6:3,' ',Va:6:1,' ',Uc1:6:1,' ',Tem:6:1);
  }
  if t>t0+Tp then t:=0; t3:=t3+dt; t:=t+dt;

  end;
repeat until keypressed; closegraph;{close(f1);close(f2);}
END.

```

ANNEXE C

CIRCUITS INTEGRES UTILISES DANS LA REALISATION DE LA COMMANDE DES GACHETTES DES THYRISTORS

multivibrateur monostable/astable



HEF 4047B

Janvier 1984

Le circuit intégré HEF 4047B constitue un multivibrateur astable commandé par un système de porte et construit suivant une logique mettant en oeuvre un monostable déclenché sur un front montant ou descendant, avec des options de redéclenchement et de comptage externe.

Il a pour entrées : + TRIGGER, - TRIGGER, ASTABLE, $\overline{\text{ASTABLE}}$, RETRIGGER et MR (Remise à zéro générale). Les sorties bufférisées sont O et $\overline{\text{O}}$ et OSCILLATOR OUTPUT. Dans tous les modes de fonctionnement, une capacité externe (C_T) doit être connectée entre C_{TC} et R_{TC} , et une résistance externe (R_T) doit être connectée entre R_{TC} et R_{CTC} (suite de l'introduction à la page suivante).

Le fonctionnement astable est validé par un niveau HAUT sur l'entrée ASTABLE. La période de l'onde rectangulaire aux sorties O et $\overline{\text{O}}$ est fonction des composants externes utilisés. Des impulsions d'entrée "vrales" à l'entrée ASTABLE ou des impulsions "complémentaires" à l'entrée $\overline{\text{ASTABLE}}$ permettent l'utilisation du circuit comme multivibrateur commandé par une porte. En mode astable, la période de l'impulsion présente à la sortie OSCILLATOR OUTPUT sera égale à la moitié de celle de la sortie O. Mais, à cette sortie, un rapport cyclique de 50% n'est pas garanti.

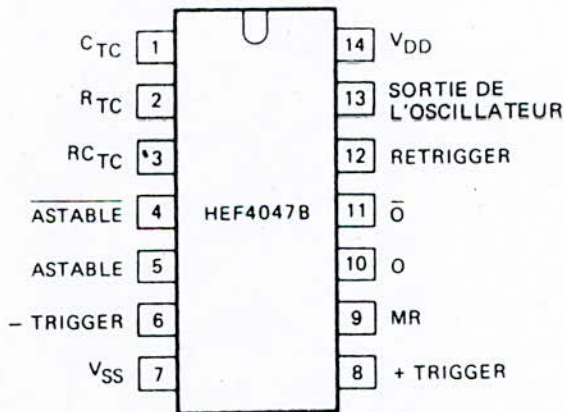


Fig. 2 Brochage.



MC14046B

PHASE-LOCKED LOOP

The MC14046B phase-locked loop contains two phase comparators, a voltage controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in} . Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal $PE1_{out}$, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals $PC2_{out}$ and PCP_{out} , and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1A$, $C1B$, $R1$, and $R2$. The source follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- VCO Frequency = 1.4 MHz Typical @ $V_{DD} = 10$ Vdc
- VCO Frequency Drift with Temperature = 0.04%/°C Typical @ $V_{DD} = 10$ Vdc
- VCO Linearity = 1% Typical
- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Dynamic Power Dissipation = 70 μ W Typical @ $f_0 = 10$ kHz, $V_{DD} = 5.0$ Vdc, $R1 = 1.0$ M Ω , $R2 = \infty$, $R_{SF} = \infty$
- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 Vdc
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B

CMOS MSI

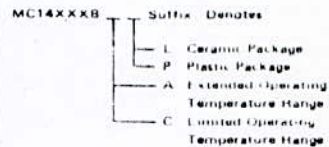
(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

PHASE-LOCKED LOOP

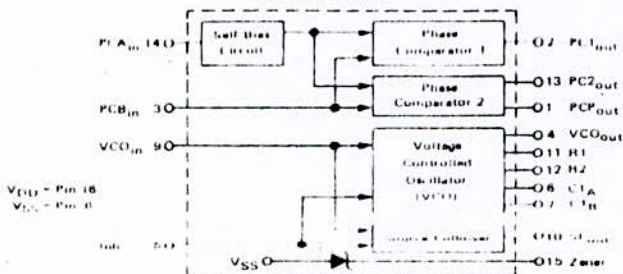


16 PINS CERAMIC PACKAGE CASE 620 16 PINS PLASTIC PACKAGE CASE 648

ORDERING INFORMATION



BLOCK DIAGRAM



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range $V_{SS} < V_{in}$ or $V_{out} < V_{DD}$.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Pins 6, 7, 10, 11, 12, and 15, if unused, must be left open.



MC14017B

DECADE COUNTER/DIVIDER

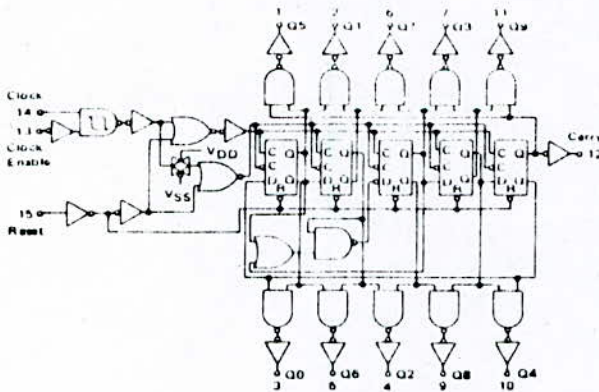
The MC14017B is a five stage Johnson decade counter with built in code converter. High speed operation and spike free outputs are obtained by use of a Johnson decade counter design. The ten decoded outputs are normally low and go high only at their appropriate decimal time period. The output changes occur on the positive going edge of the clock pulse. This part can be used in frequency division applications as well as decade counter or decimal decode display applications.

- Fully Static Operation
- DC Clock Input Circuit Allows Slow Rise Times
- Carry Out Output for Cascading
- 12 MHz (typical) Operation @ $V_{DD} = 10$ Vdc
- Divide by N Counting
- Quiescent Current = 5.0 nA/package Typical @ 5 Vdc
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low power TTL Loads, One Low power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4017B

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	0.5 to 18	Vdc
Input Voltage All Inputs	V_{in}	0.5 to $V_{DD} + 0.5$	Vdc
DC Current Drainage Per Pin	I	10	mA
Operating Temperature Range - AL Device	T_A	-55 to +125	$^{\circ}$ C
Operating Temperature Range - CLCC Device		-40 to +95	$^{\circ}$ C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150	$^{\circ}$ C

LOGIC DIAGRAM



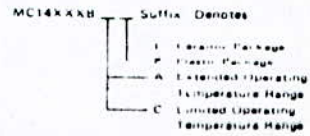
CMOS MSI

(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)
DECADE COUNTER/DIVIDER



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE P SUFFIX PLASTIC PACKAGE
CASE 620 CASE 648

ORDERING INFORMATION



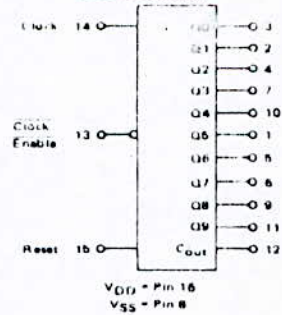
FUNCTIONAL TRUTH TABLE

(Positive Edge)

CLOCK	ENABLE	RESET	DECODE
0	X	0	"
X	1	0	"
X	X	1	Q0
X	0	0	"-1
X	X	0	"
X	X	X	"-1

X Don't Care; 1 if X, 0 if Carry; 0 otherwise; " 0"

BLOCK DIAGRAM





MC14049UB MC14050B

HEX BUFFERS

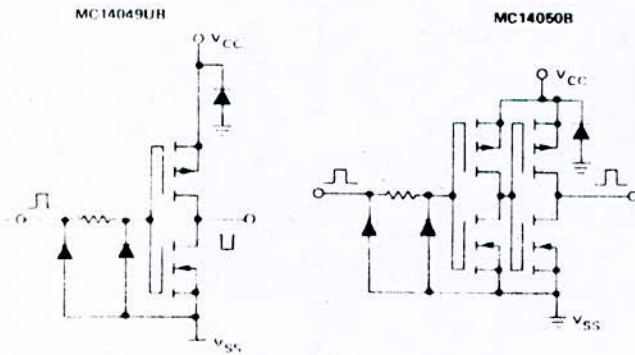
The MC14049UB hex inverter/buffer and MC14050B noninverting hex buffer are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage, V_{CC} . The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{CC} supply voltage for logic level conversion. Two TTL/DTL Loads can be driven when the devices are used as CMOS to TTL/DTL converters ($V_{CC} = 5.0$ V, $V_{OH} = 0.4$ V, $I_{OH} = 3.2$ mA). Note that pin 16 is not connected internally on these devices, consequently connections to this terminal will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High to Low Level Converter
- Quiescent Current = 2.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Meets JEDEC UB Specifications - MC14049UB
- Meets JEDEC B Specification - MC14050B

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS} , Pin B)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage - All Outputs	V_{CC}	0.5 to +18	Vdc
Input Voltage - All Input Pins	V_{in}	0.5 to +18	Vdc
Output Current - per Input Pin	I_{in}	10	mAdc
Output Current - per Output Pin	I_{out}	45	mAdc
Operating Temperature Range	AL Device	55 to +125	C
	CELP Device	40 to +85	C
Storage Temperature Range	T_{stg}	65 to +150	C

CIRCUIT SCHEMATIC (1/6 OF CIRCUIT SHOWN)



CMOS SSI

(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)

HEX BUFFERS

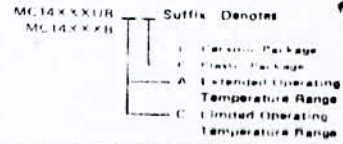
Inverting - MC14049UB
Noninverting - MC14050B



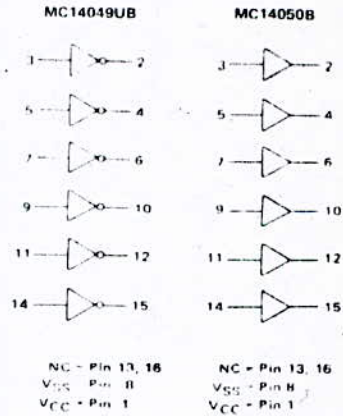
I SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 848

ORDERING INFORMATION



LOGIC DIAGRAMS



BIBLIOGRAPHIE

- [1]. H.Bühler Électronique de puissance.
Ed. DUNOD (1987)
- [2]. J.Chatelain Machines électriques, Tome 1.
Ed. DUNOD (1983)
- [3]. R.Chauprade Électronique de puissance, Tome 2.
F.Milsant Ed. Eyrolles (1990)
- [4]. B.de Fornel Alimentation des moteurs asynchrones.
Techniques de l'ingénieur D3 III
- [5]. K.N.Pavithran Optimum design of an induction motor
for operation with current source
inverters. IEE, (1987)
- [6]. G.Segquier Les convertisseurs de l'électronique de
puissance tome 4.
- [7]. A.Wiart Composantes relatives de Y.H.KU
RGE tome 87 N=°3