

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*ETUDE D'UN ONDULEUR DE COURANT  
AUTOCOMMUTE ALIMENTANT UN M-A-S  
REALISATION ET ESSAIS*

Proposé par :

Mr B. Hemici

Mr L. Nezli

Etudié par :

L. Benchaita

S. Arif

Dirigé par :

Mr B. Hemici

Mr L. Nezli

PROMOTION

JUIN 1992

تعالج هذه المذكرة تجميع مقوم - مقوم عكسي للتيار مع محرك لا متزامن.

\* الدراسة التحليلية للتجميع.  
\* الإنجاز التطبيقي للتركيب.  
\* الاختبارات التطبيقية ثم الشرح والتفسيرات.

الهدف من هذا التجميع هو التمكن من تخيير سرعة المحرك، وهذا، بتخيير تواتر عضوه الساكن.

لأجل حماية المحرك من تيارات الإقلاع القوية، كان لزاماً علينا إنجاز دائرة تحكم ومراقبة للتيار.

Ce mémoire traite l'association d'un redresseur-onduleur de courant-MAS:

- 1-Etude analytique de l'association
- 2-Réalisation pratique du montage
- 3-Essais pratiques et commentaires.

Le but de cette association est de faire varier la vitesse du moteur asynchrone et ceci en variant la fréquence statorique.

Afin de protéger le moteur contre les forts courants au démarrage ,on était obligé de réaliser une régulation du courant.

This memory treats the association of a current rectifier-converter with asynchronous machine:

- 1-An analytic study of the association
- 2-Practical realization
- 3-Practical trials and commentaries.

The object of this association is to vary the motor speed, and this by varying the statoric frequency.

In order to protect the motor against the strong starting currents , we was obliged to realize a current control

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

*Je dédie ce modeste travail:*

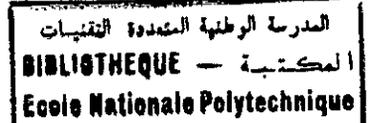
*A ma chère Mère en particulier  
A la mémoire de mon père  
A mon grand frère Ahmed  
A mes frères Tahar et Tayeb  
A mes nièces Samra et Fatima  
A mon neveu Lakhdar  
A toute ma famille  
A tous mes amis.*

SALEM

*Je dédie ce modeste travail :*

*A la mémoire de ma mère  
A mes parents  
A mes frères  
A mes soeurs  
A mes neveux et mes nièces  
A mon neveu Mosaab  
A toute ma famille  
A tous mes amis.*

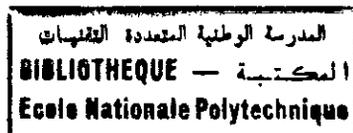
LAHLALI



REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements aux messieurs B. HEMICI et L. NEZLI d'avoir proposé et dirigé ce travail et pour tous les conseils qu'ils nous ont donné lors de la réalisation de ce mémoire. Nos remerciements vont également à tous les enseignants du département de Génie électrique et en particulier à ceux du laboratoire de l'électronique de puissance pour leur sympathie et leur collaboration.

## S O M M A I R E



|   |    |
|---|----|
| Introduction générale   | 1  |
| <u>Chapitre I</u> : Généralités sur les variateurs de vitesse pour MAS      | 3  |
| <u>Chapitre II</u> : Etude du convertisseur de fréquence                    | 6  |
| - Introduction  |    |
| II.1)-Description et fonctionnement du redresseur                           |    |
| 1) Principe   |    |
| 2) Fonctionnement   |    |
| II.2)- Etude de l'onduleur  |    |
| 1) Introduction   |    |
| 2) Description  |    |
| 3)Fonctionnement  |    |
| -Conclusion   |    |
| <u>Chapitre III</u> : Modélisation de la machine asynchrone                 | 19 |
| - Introduction  |    |
| III.1)- Description et hypothèses simplificatrices                          |    |
| III.2)- Modèle de Park de la machine asynchrone                             |    |
| III.3)-Application de la transformation de Park à<br>la machine asynchrone. |    |
| - Conclusion  |    |
| <u>Chapitre IV</u> :Association convertisseur de fréquence-MAS              | 25 |
| - Introduction  |    |
| IV.1) -Equations de fonctionnement de l'association                         |    |
| IV.2) -Méthode de résolution  |    |

- IV.3) -Résultats et interprétations
- Conclusion

|   |    |
|---|----|
| Chapitre V: Réalisation pratique du montage   | 31 |
| - Introduction                                |    |
| V.1 ) -Réalisation pratique du redresseur     |    |
| V.2 ) -Réalisation pratique de l'onduleur     |    |
| 1)Circuit de puissance                        |    |
| 2)Circuit de commande de l'onduleur           |    |
| V.3 ) -Réalisation de la boucle de régulation |    |
| Chapitre VI: Essais et commentaires           | 46 |
| VI.1) -Essais                                 |    |
| VI.2) -Interprétations des résultats          |    |
| Conclusion générale                           | 49 |
| Bibliographie                                 |    |

NOTATIONS

| Symboles         | Désignations  |
|------------------|---|
| $f_s$            | Fréquence   |
| $\omega_m$       | Vitesse du moteur (Pulsation)                               |
| $i_{abc}$        | Courants de phase statoriques                               |
| $i_{ABC}$        | Courants de phase rotoriques                                |
| $i_{dr}, i_{ds}$ | Courants instantanés rotor, stator par rapport à l'axe d    |
| $i_{qr}, i_{qs}$ | Courants instantanés rotor, stator par rapport à l'axe q    |
| $i_{or}, i_{os}$ | Courants instantanés rotor, stator homopolaires             |
| $i_d$            | Courant à l'entrée de l'onduleur                            |
| $U_{co}$         | Tension préliminaire du condensateur                        |
| $U_c$            | Tension aux bornes du condensateur de commutation           |
| $U_r$            | Tension à la sortie du redresseur                           |
| $U_d$            | Tension à l'entrée de l'onduleur                            |
| $V_{abc}$        | Tensions de phases statoriques                              |
| $V_{ABC}$        | Tensions de phases rotoriques                               |
| $V_{dr}, V_{ds}$ | Tensions instantanées rotor, stator par rapport à l'axe d   |
| $V_{qr}, V_{qs}$ | Tensions instantanées rotor, stator par rapport à l'axe q   |
| $V_{or}, V_{os}$ | Tensions instantanées rotor, stator homopolaires            |
| $L_s, L_r$       | Inductances propres cycliques du stator et du rotor         |
| $L_{aa}, L_{AA}$ | Inductances propres d'une phase statorique, rotorique       |
| $L_{ab}, L_{AB}$ | Inductances mutuelles entre phase statoriques, rotoriques   |
| $L_{aA}$         | Inductances mutuelles entre phase statoriques et rotoriques |
| $N_1$            | Inductances 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                       |
| C                       | Capacité de commutation                         |
| $\omega_1$              | Pulsation du circuit de commutation             |
| $\psi_{ds} (\psi_{dr})$ | Flux statorique ( rotorique ) d'axe direct      |
| $\psi_{qs} (\psi_{qr})$ | Flux statorique ( rotorique ) d'axe quadrature  |
| $\psi_{os} (\psi_{or})$ | Flux statorique ( rotorique ) d'axe homopolaire |
| L                       | Inductance de lissage                           |
| R                       | Résistance de la self de lissage                |
| $\theta$                | angle électrique                                |
| $t_c$                   | Temps de commutation                            |
| $\theta_m$              | Angle mécanique                                 |
| $T_{em}$                | Couple électromagnétique                        |
| $T_r$                   | Couple résistant                                |
| p                       | Nombre de paires de pôles                       |

## INTRODUCTION GENERALE

Le M.A.S n'est utilisé pour des entraînements réglés que depuis quelques années, malgré sa construction simple et robuste. La difficulté réside dans le fait qu'il est difficile et coûteux de produire une tension triphasée à fréquence variable.

Grâce aux développements de l'électronique de puissance dans le secteur des convertisseurs de fréquence et spécialement dans le domaine de commutation forcée, il est devenu possible de réaliser des entraînements à vitesse variable en utilisant ce type de moteur.

Parmi les convertisseurs de fréquence les plus utilisés, on distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant ou commutateurs.

L'onduleur de courant est devenu le plus populaire au niveau industriel et particulièrement l'onduleur de courant autocommuté c'est à dire de type sans thyristors auxiliaires. Ceci est dû à la simplicité du montage et donc de sa commande. Cependant, il présente certaines limitations car l'inductance de fuite de la machine fait partie de la commutation du circuit.

L'objectif de notre travail est l'étude de l'association d'un redresseur-onduleur-MAS et la réalisation de ce montage.

Notre étude se compose de trois grandes parties:

La première partie est consacrée à la présentation des différents dispositifs constituant le système global.

La deuxième partie traite l'étude par simulation numérique de l'association convertisseur de fréquence - MAS.

La troisième partie traite les détails de la réalisation du système ainsi que la boucle de régulation de courant. Enfin, une présentation des résultats pratiques et la commentation de ces derniers.

## GÉNÉRALITÉS SUR LES VARIATEURS DE VITESSE POUR MOTEURS ASYNCHRONES

La vitesse d'un moteur asynchrone peut être variée de deux manières différentes:

- Par action sur le glissement  $g$ .
- Par action sur la fréquence d'alimentation.

### I.1)-Par action sur le glissement:

On agit sur le glissement  $g$  par réduction de la tension d'alimentation ou par une augmentation de la résistance rotorique dans le cas d'un moteur à bagues.

Dans ce premier cas, la variation de la vitesse du moteur asynchrone se fait par:

- Un gradateur statique variant la tension d'alimentation.
- Une cascade hyposynchrone.
- La dissipation de l'énergie rotorique.

### I.2)-Par action sur la fréquence d'alimentation:

On agit sur la fréquence d'alimentation et ceci tout en gardant le flux dans l'entrefer constant. Dans ce second cas, sont utilisés les convertisseurs de fréquence dont on peut trouver différents types et ceci selon le cas (type de moteur, nature de la source d'alimentation, le mode de réglage, ... etc).

Ainsi, on peut varier la vitesse du moteur asynchrone dans une grande plage et même d'inverser le sens de rotation sans provoquer des pertes supplémentaires. On distingue deux

grandes familles:

I.2.1)-Les cycloconvertisseurs (Convertisseurs directs):

On transforme directement la tension du réseau en une tension ou en un courant d'amplitudes et de fréquences variables. La fréquence de sortie est inférieure au tiers à celle de l'entrée.

I.2.2)-Les onduleurs autonomes:

L'onduleur autonome est à commutation forcée.

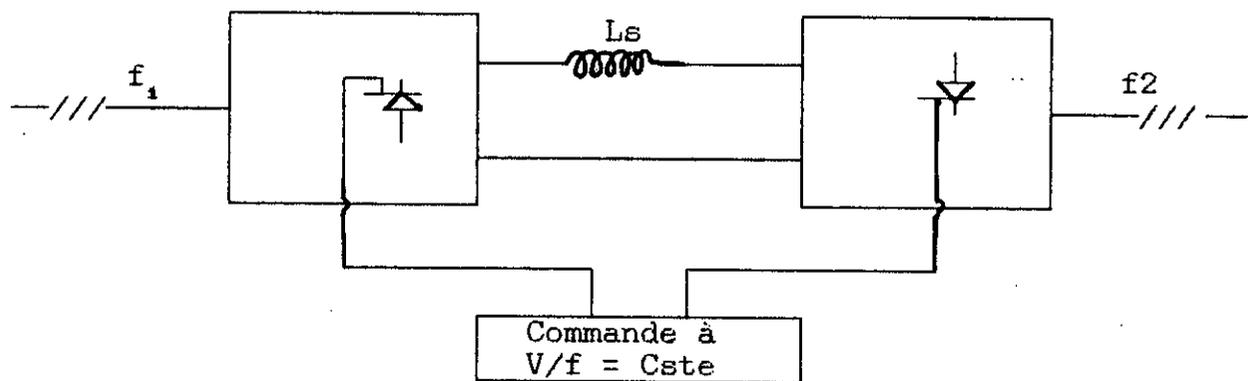
Il impose la fréquence au moteur asynchrone, par variation de la tension d'alimentation et cela dans le but de garder le rapport tension/fréquence constant. Cette régulation s'effectue par l'intermédiaire d'un redresseur (Figure I.1) ou par un hacheur placé en amont de l'onduleur.

On distingue deux modes d'alimentation:

a- Tension imposée

b- Courant imposé

On note que les montages en courant sont caractérisés par une grande sûreté de fonctionnement et ceci à cause de la présence de l'inductance de lissage qui s'oppose au courant de défaut pour laisser aux protections tout le temps de réagir.



Fig(I.1): Schéma synoptique d'un variateur de vitesse utilisant une commande  $V/f = Cste$ .

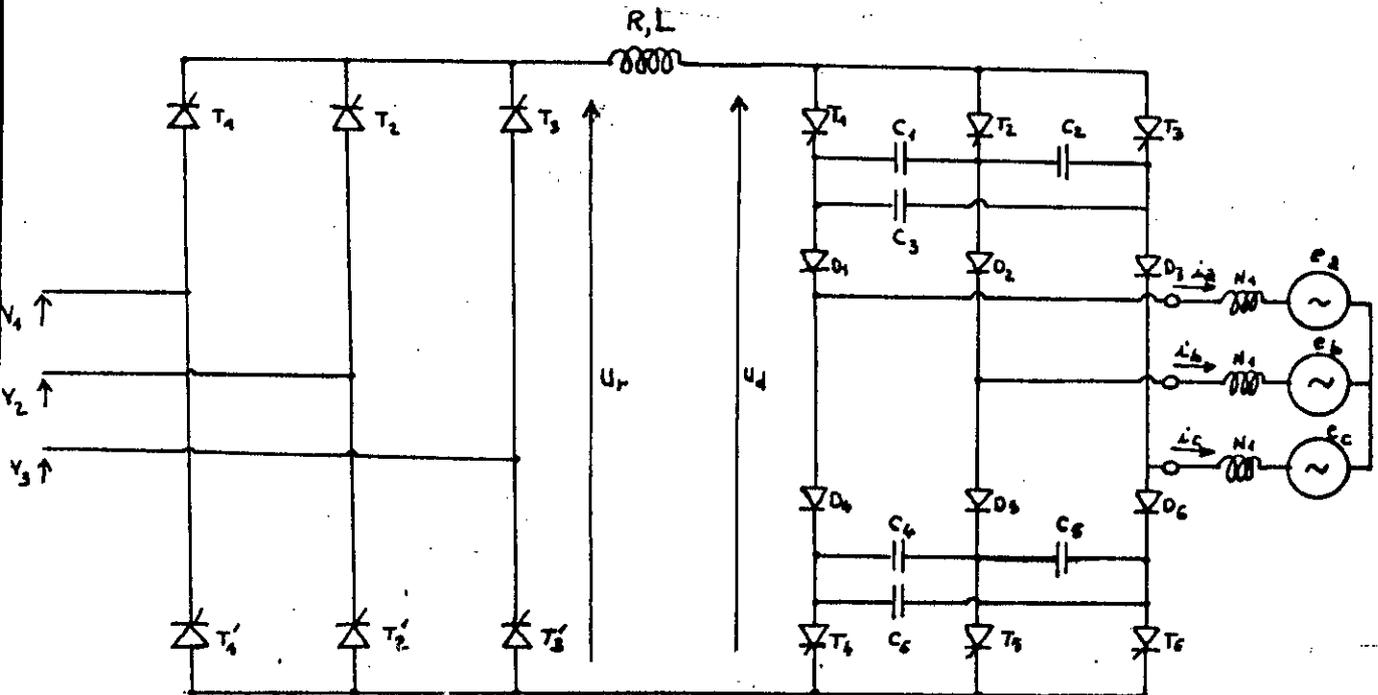
Parmi les onduleurs les plus utilisés actuellement, on trouve les onduleurs M.L.I (modulation en largeur d'impulsion) qui diminuent considérablement les harmoniques et limitent ainsi l'échauffement supplémentaire du moteur. Les fonctions de commandes sont assurées par des circuits intégrés spécialisés.

ETUDE DU CONVERTISSEUR DE FREQUENCE

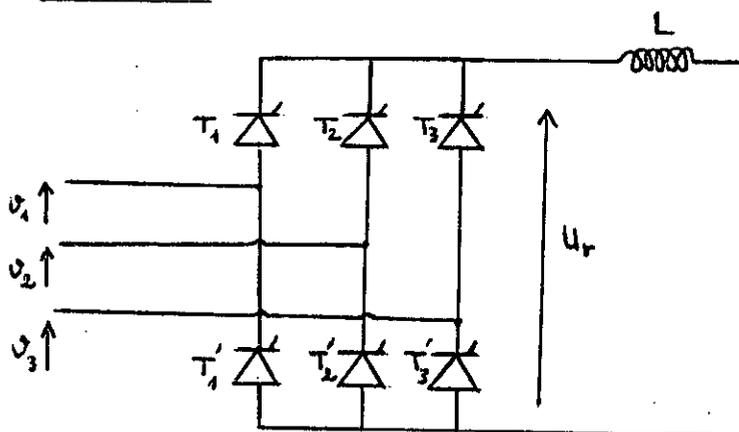
Introduction:

Notre étude est faite sur l'un des convertisseurs les plus utilisés pour l'entraînement à vitesse variable des moteurs d'induction à cage, c'est le redresseur-commutateur de courant.

Dans ce chapitre ,nous présenterons l'étude de chaque partie constituant ce convertisseur à savoir l'étude du redresseur contrôlé et celle de l'onduleur autocommuté (voir fig II.1).



Fig(II.1):Schéma du convertisseur à étudier

II.1)-Description et fonctionnement du redresseur :1) Principe :

$V_1, V_2, V_3$  sont les tensions simples du réseau , déphasées l'une de l'autre de  $2\pi/3$ .

Avec un pont à diodes, à  $\alpha = \pi/6$ , la phase 1 prend automatiquement la charge à la phase 3, c'est une commutation naturelle .

Dans notre cas (pont à thyristors), la phase 1 ne prend pas nécessairement la charge lorsque  $\alpha = \pi/6$ .

Cependant , pour  $\alpha = \pi/6$ , la tension aux bornes de  $T_1$  est positive ainsi ce thyristor est susceptible d'être débloqué.

C'est le retard à la conduction  $\alpha$  qui définit l'instant où la phase 1, 2, ou 3 prend la charge . On s'arrange pour que le retard à la conduction soit le même pour tous les thyristors.

Pour assurer le fonctionnement redresseur , il faut que :

$$0 \leq \alpha \leq \pi/2$$

II.2)-Fonctionnement :

La tension redressée instantanée est déterminée par son expression d'après les séquences de conduction des thyristors

soient :  $V_q = v_m \sin(\omega t + 2(1-q)\pi/3)$   $q = 1, 2, 3$

Selon la valeur de  $\alpha$ , on distingue deux cas :

- $\alpha \leq \pi/6$  c'est à dire  $\alpha/\omega \leq T/12$
- $\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/2$  c'est à dire  $T/12 < \alpha/\omega \leq T/4$

CAS 1:  $0 \leq \alpha/\omega \leq T/12$

séquence 1

$T_3, T_2'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + T/12$

$$U_r = V_3 - V_2$$

séquence 2

$T_1, T_2'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + T/4$

$$U_r = V_1 - V_2$$

séquence 3

$T_1, T_3'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + 5T/12$

$$U_r = V_1 - V_3$$

séquence 4

$T_2, T_3'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + 7T/12$

$$U_r = V_2 - V_3$$

séquence 5

$T_2, T_1'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + 9T/12$

$$U_r = V_2 - V_1$$

séquence 6

$T_3, T_1'$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega + 11T/12$

$$U_r = V_3 - V_1$$

séquence 7

$T_3, T_2'$  conduisent  $0 \leq t \leq T$

CAS 2:  $T/12 \leq \alpha/\omega \leq T/4$

séquence 1

$T_3, T_1$  conduisent  $0 \leq t \leq \alpha/\omega - T/12$

$$U_r = V_3 - V_1$$

séquence 2

$T_3, T_2$  conduisent  $\alpha/\omega - T/12 \leq t \leq \alpha/\omega + T/12$

$$U_r = V_3 - V_2$$

séquence 3

$T_1, T_2$  conduisent  $\alpha/\omega + T/12 \leq t \leq \alpha/\omega + T/4$

$$U_r = V_1 - V_2$$

séquence 4

$T_1, T_3$  conduisent  $\alpha/\omega + T/4 \leq t \leq \alpha/\omega + 5T/12$

$$U_r = V_1 - V_3$$

séquence 5

$T_2, T_3$  conduisent  $\alpha/\omega + 5T/12 \leq t \leq \alpha/\omega + 7T/12$

$$U_r = V_2 - V_3$$

séquence 6

$T_2, T_1$  conduisent  $\alpha/\omega + 7T/12 \leq t \leq \alpha/\omega + 9T/12$

$$U_r = V_2 - V_1$$

séquence 7

$T_3, T_1$  conduisent  $\alpha/\omega + 9T/12 \leq t \leq \alpha/\omega + T$

$$U_r = V_3 - V_1$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par la relation:

$$\bar{U}_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha$$

## II.2)-Etude de l'onduleur autocommuté:

### Introduction

Les onduleurs de courant servent essentiellement à l'alimentation des moteurs de moyennes et fortes puissances dans les systèmes d'entraînement à fréquence variable .

Dans ce chapitre ,nous examinons l'étude de fonctionnement de l'onduleur le plus utilisé pour l'entraînement des moteurs d'induction à cage.

Pour cette étude,on suppose que la charge est constituée par un moteur d'induction à cage qui est modélisé par un circuit triphasé équilibré dont chaque phase est constituée d'une f.e.m sinusoïdale et de l'inductance de fuite  $N$  du moteur.

on suppose aussi que l'onduleur est alimenté par une source de courant idéale.

### 1)-Description:

La figure (II.1) donne le schéma de principe de l'onduleur de courant autocommuté .Comme le montre la figure ,il est formé donc d'un seul pont à thyristors principaux à lesquels on ajoute six condensateurs qui emmagasinent de l'énergie nécessaire à la commutation des thyristors ,en série avec chaque thyristor se trouve une diode ,isolant les condensateurs de la charge

2)-Fonctionnement:a-Mode de fonctionnement:

La commande de l'onduleur est de type pleine onde des 3 thyristors reliés à la même borne de la source de courant continu. Il faut qu'il y en ait toujours un d'eux fermé pour que cette source ne soit jamais en circuit ouvert. Il faut qu'il en y ait un seul pour ne pas court circuiter les bornes du récepteur de tension.

Nous étudions le fonctionnement sur un sixième de période  $T$  des grandeurs de sortie. Durant cet interval, nous distinguerons deux modes de fonctionnement:

-Le premier comprend 2 phases, correspond à la commutation du courant  $I_d$  d'une phase à la suivante.

-Le second comprend une seule phase, correspond à la conduction normale.

On part de l'état suivant qui se reproduit périodiquement en régime établi. Les thyristors  $T_1$  et  $T_6$  écoulent le courant  $I_d$ , les diodes  $D_1, D_6$  conduisent effectivement le même courant, les autres semi-conducteurs sont bloqués, on a alors:

$$i_a = I_d, \quad i_b = 0, \quad i_c = -I_d$$

On suppose que le condensateur  $C_1$  est chargée à une tension positive  $U_{c0}$ , le condensateur  $C_3$  à la tension  $-U_{c0}$ , la tension aux bornes du condensateur  $C_2$  est nulle.

$$U_{c1}(t_0) = U_{c0} \quad ; \quad U_{c2}(t_0) = 0 \quad ; \quad U_{c3}(t_0) = -U_{c0}$$

Le schéma de la figure (II.3.a) décrit cette état. La commutation se fait de  $T_1$  à  $T_2$  c'est à dire de la phase a à la phase b.

b-Mode de commutation:

Phase 1:  $t_0 \leq t \leq t_1$

A l' instant  $t=t_0$ , on amorce le thyristor  $T_2$  qui avait à ces bornes la tension  $U_{c1}=U_{c0}$  positive .L'amorçage de  $T_2$  applique aux bornes de  $T_1$  la tension  $-U_{c1}=-U_{c0}$  négative et le bloque instantanément.

La diode  $D_1$  continue à bloquer  $i_a$  car celui ci ne peut pas subir de discontinuité .Le chemin suivi par le courant  $I_d$  est schématisé par la figure (II.3.b).

On a donc :

$$\begin{aligned} i_a &= I_d & ; & & i_b &= 0 & ; & & i_c &= -I_d \\ V_a &= e_a & ; & & V_b &= e_b & ; & & V_c &= e_c \end{aligned}$$

Etant donné que les capacités des condensateurs ont la même valeur donc :

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

De ce fait ,les tensions aux bornes des condensateurs sont linéaires :

$$U_{c2} = (I_d/3C)(t - t_0)$$

$$U_{c3} = -U_{c0} + U_{c2}$$

$$U_{c1} = U_{c0} + U_{c2}$$

Durant cette phase la tension aux bornes de la diode  $D_2$  est:

$$V_{D2} = -U_{c1} + e_a - e_b$$

A  $t=t_0$ ,  $V_{D2} = -U_{c0} + \sqrt{6} E \sin(\omega t_0 + \pi/6)$  est négative et la

diode reste bloquée.

Cette phase se termine pour  $t=t_1$  quand  $D_2$  entre en conduction car la tension à ces bornes cesse d'être négative, la valeur de  $t_1$  est donnée par :

$$V_{D2}(t_1) = -U_{c1}(t_1) + e_a - e_b = 0$$

$$\Rightarrow U_{c1} = e_a - e_b$$

$$\Rightarrow U_{c0} - \frac{2I_d}{3C} (t_1 - t_0) = -\sqrt{6} E \sin(\omega t_1 + \pi/6)$$

Durant cette phase de commutation, les tensions et les courants dans les semi-conducteurs de l'autre moitié du pont ne sont pas affectés.

Phase 2  $t_1 \leq t \leq t_2$

Dans cette phase, nous avons une conduction simultanée des diodes  $D_1$  et  $D_2$ . La conduction de  $D_2$  provoque la diminution de courant  $i_a$  dans la phase a et l'augmentation de celui de la phase b. Les semi-conducteurs passants sont alors  $T_2, D_2, D_1, D_6, T_6$ . Le schéma équivalent est celui de la figure (II.3.c)

Les relations permettant l'établissement de l'équation différentielle donnant le courant  $i_b$  sont:

$$\left[ \begin{array}{l} i_a + i_b = I_d \\ i_a = -\frac{3}{2} i_c = -\frac{3}{2} C \frac{dU_{c1}}{dt} \\ N_1 \frac{di_b}{dt} + e_b = N_1 \frac{di_a}{dt} + e_a - U_{c1} \end{array} \right.$$

Avec l'hypothèse  $\frac{de_b}{dt} = \frac{de_a}{dt} = 0$  (C'est à dire qu'on néglige les variations de  $e_b$  et de  $e_a$  durant la commutation)

Donc l'équation s'écrit:

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \frac{1}{3N_1 C} i_a = 0$$

Soit:  $\frac{d^2 i_b}{dt^2} + \omega_1^2 i_b = I_d$  avec  $\omega_1^2 = \frac{1}{3N_1 C}$

En tenant compte des conditions initiales :  $i_a(t_1) = I_d$

L'expression de  $i_a$  s'écrit:

$$i_a = I_d \cos \omega_1(t-t_1)$$

D'où :  $i_b = I_d \left[ 1 - \cos \omega_1(t-t_1) \right]$

$$U_{c1} = -2N_1 \omega_1 I_d \sin \omega_1(t-t_1) + \sqrt{6} E \sin \omega(t-t_1)$$

La tension aux bornes de l'onduleur vaut :

$$U_d = N_1 \frac{di_b}{dt} + e_b - e_c$$

$$= N_1 \omega_1 \text{SIN } \omega_1(t-t_1) - \sqrt{6} E \text{COS } \omega t$$

Les tensions de sorties sont :

$$V_a = e_a + N_1 \frac{di_a}{dt}$$

$$= E \sqrt{2} \text{SIN } \omega t - N_1 \omega_1 I_d \text{SIN } \omega_1(t-t_1)$$

$$V_b = e_b + N_1 \frac{di_b}{dt}$$

$$= E \sqrt{2} \text{SIN } (\omega t - 2\pi/3) + N_1 \omega_1 I_d \text{SIN } \omega_1(t-t_1)$$

$$V_c = e_c$$

La fin de cette séquence correspond à l'annulation du courant  $i_{D1}$ , c'est à dire de  $i_a$ .

$$i_a = 0 \quad \Rightarrow \quad I_d \text{COS } \omega_1(t_2-t_1) = 0$$

$$\text{Soit:} \quad t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2 \omega_1}$$

$$\text{D'où} \quad t_2 = t_1 + \frac{\pi}{2 \omega_1}$$

$$= t_1 + \frac{\pi}{2} \frac{1}{\sqrt{3N_1 C}}$$

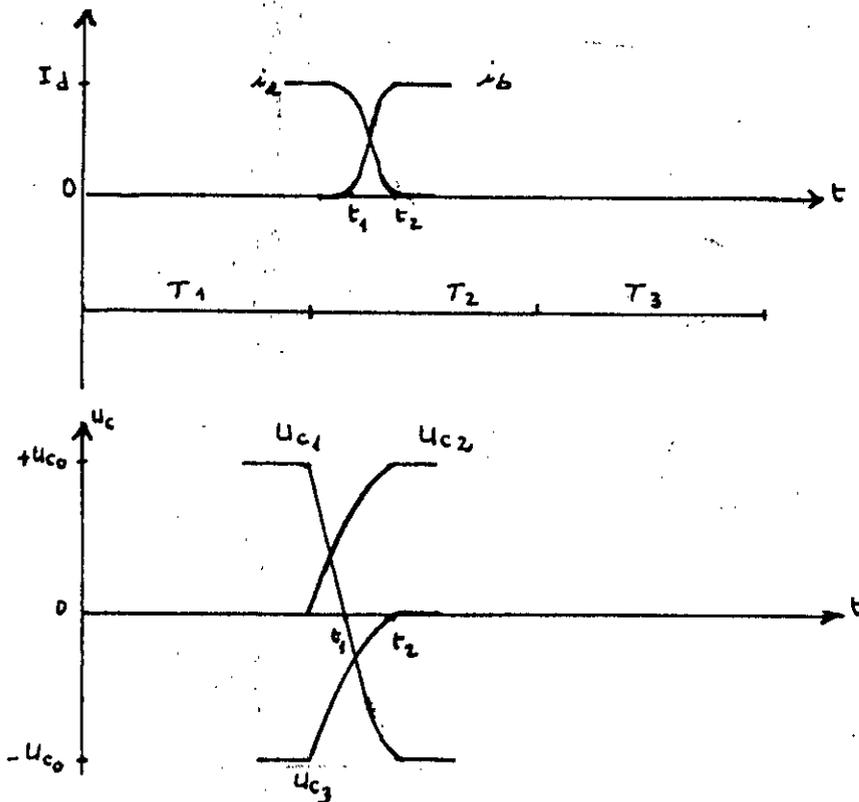
Pour les autres commutations se font normalement, il faut qu'à l'instant  $t_2$ ,  $U_{c1}$  retrouve la valeur  $-U_{c0}$ ,  $U_{c2} = U_{c0}$  et

$$U_{c3} = 0$$

Phase 3:  $t_2 \leq t \leq t_0 + \pi/6$

A  $t=t_2$  la commutation est achevée et la phase de conduction est atteinte. Les composants traversés par le courant sont  $T_2, D_2, D_6$  et  $T_6$ . Le schéma équivalent est représenté par la figure (II.3.d).

On peut suivre l'évolution des courants de phases  $i_a$  et  $i_b$ , ainsi celle des tensions aux bornes des condensateurs sur la figure (II.4).



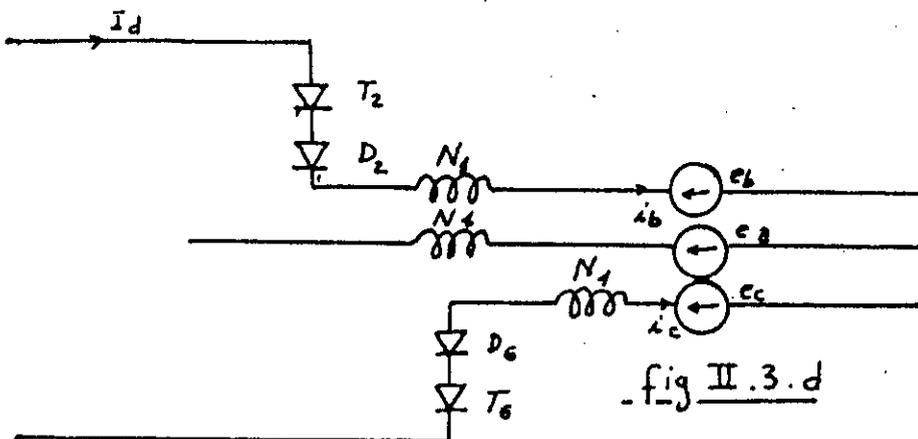
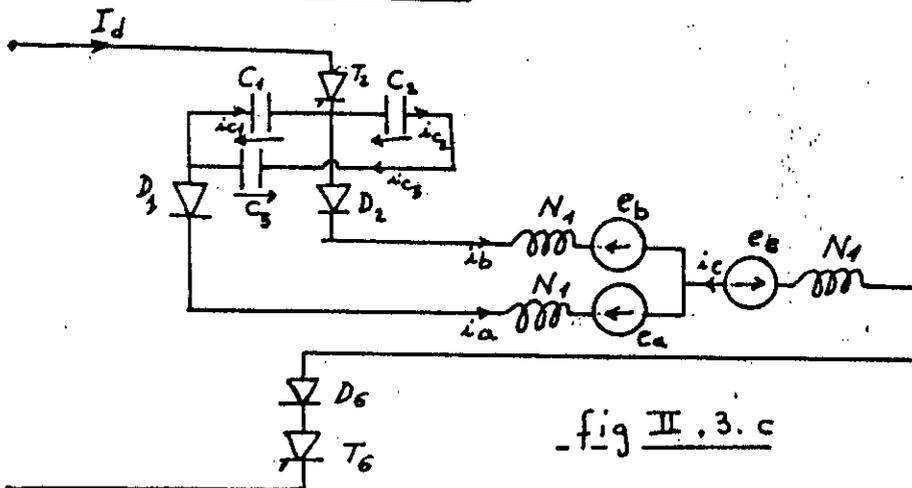
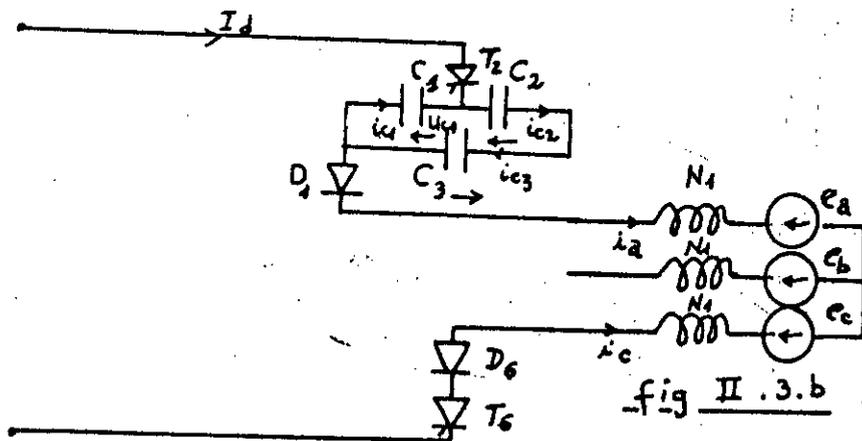
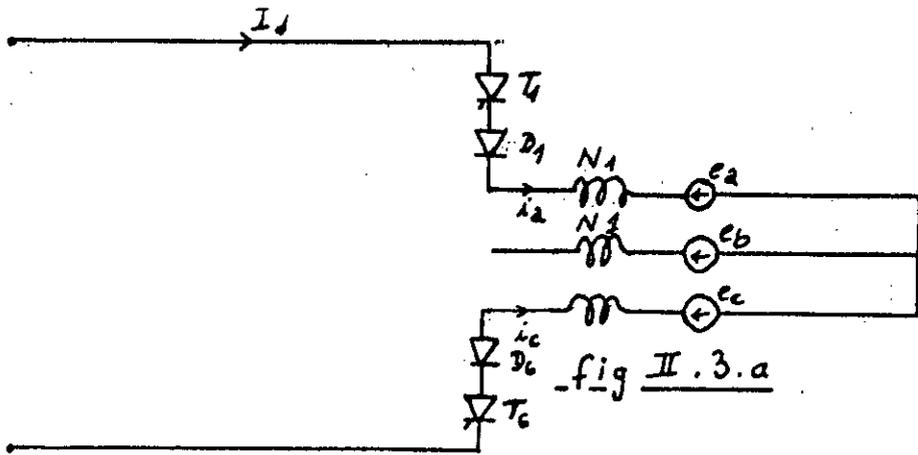
Fig(II.4)

Conclusion:

Lors de chaque commutation ,les condensateurs fournissent de l'énergie réactive exigée par l'inductance de fuite du moteur . Ainsi pour un moteur donnée ,la valeur de capacité de commutation se détermine à partir de l'énergie nécessaire pour commuter le courant d'une phase à une autre .

Cet échange d'énergie a un grand effet:

- Sur la limitation de la fréquence de l'onduleur.
- Sur les pics de tension .



## ETUDE ET MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction:

Dans ce chapitre, nous allons mettre en évidence les équations de fonctionnement du moteur asynchrone qui conduisent à un système de six équations différentielles à six inconnues à coefficients fonctions périodiques du temps.

Pour obtenir un modèle plus simple à exploiter, nous allons simplifier ces équations et ceci en appliquant la transformation de Park.

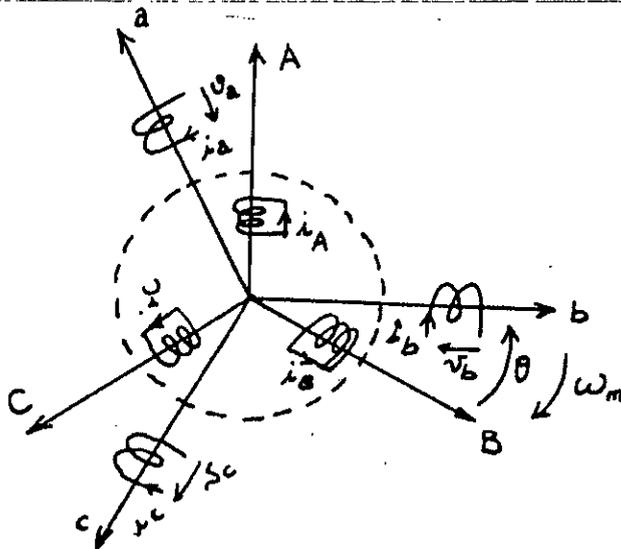
III.1) Description et hypothèses simplificatrices:

Fig (III.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

Soit une machine asynchrone triphasée représentée schématiquement par la figure (III.1).

Etant donnée la complexité quant à l'étude de la machine asynchrone tenant compte de sa configuration exacte, il s'avère nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices dites

usuelles à savoir:

- la machine est supposée symétrique et à entrefer constant.
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de FOUCAULT sont négligeables
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de PEAU est négligé ainsi que l'effet d'encochage.

En régime établi, les équations électriques régissant le fonctionnement de la machine.

#### Equations au stator

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{ABC}])$$

#### Equations au rotor

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{abc}])$$

avec:

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

$$[L_{sr}] = L_{\sigma A} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

### III.2)-Modèle de Park de la machine asynchrone

La transformation de park est définie par sa matrice de transformation [A] donnée par:

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

Pour cette transformation, les vecteurs  $[i_{abc}]$ ,  $[V_{abc}]$ ,  $[\psi_{abc}]$  sont transformés comme suit:

$$[i_{dqo}] = [A] [i_{abc}]$$

$$[V_{dqo}] = [A] [V_{abc}]$$

$$[\psi_{dqo}] = [A] [\psi_{abc}]$$

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

$[i_{dqo}]$  a trois composantes:

$i_d$ : suivant l'axe direct

$i_q$ : suivant l'axe quadrature

$i_o$ : suivant l'axe homopolaire

La transformation de Park inverse est définie par l'inverse de la matrice A donnée par:

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

### III.3)-Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

Nous nous placerons, dans le cas d'un régime équilibré où les composantes homopolaires des courants et des tensions sont nuls car ces composantes ne participent ni à la création de la F.m.m sinusoidale d'entrefer, ni au développement du couple électromagnétique.

Pour notre étude nous allons considérer un référentiel lié au stator donc  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ .

En appliquant la transformation de Park aux enroulements statoriques et rotoriques, on obtient le système d'équation suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{qr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_m (L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs}) \\ 0 = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_m (L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds}) \end{array} \right.$$

Avec :

$$L_s = L_{aa} - L_{ab} ; \quad L_r = L_{AA} - L_{AB} ; \quad L_{sr} = \frac{3}{2} L_{aA}$$

L'équation régissant le fonctionnement mécanique est donnée

$$\text{par:} \quad T_{em} - T_r = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_m}{dt}$$

Avec  $T_{em}$  le couple électromagnétique donné par:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_{sr} [ i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr} ]$$

On suppose que le couple résistant est proportionnel à la vitesse:

$$T_r = f.p.\omega_m$$

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

### Conclusion :

En utilisant la transformation de Park, nous avons pu obtenir des expressions plus simples donnant la tension et le couple sous forme d'équations différentielles à coefficients constants et par suite, nous pouvons étudier des régimes transitoires du moteur lorsqu'il est alimenté par un convertisseur de fréquence.

## SIMULATION DE L'ASSOCIATION REDRESSEUR ONDULEUR-MAS

### Introduction

La simulation de l'association convertisseur de fréquence-MAS est l'étude analytique du système d'équations de fonctionnement du moteur en plus de l'équation mécanique du mouvement quand les courants statoriques sont imposées par le convertisseur de fréquence.

### IV.1)- Equations de fonctionnement de l'association

En plus des équations de fonctionnement lors de la transformation de park appliquée à la machine asynchrone ,on ajoute l'équation électrique du circuit intermediaire:

$$U_r = R i_d + L \frac{d i_d}{dt} + U_d$$

Avec R,L :paramètres de la self de lissage

$i_d$  :courant reçu par l'onduleur

$U_d$  :tension d'entrée de l'onduleur déterminée par les équations de fonctionnement.

Les équations régissant le système convertisseur -MAS sont:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d i_{ds}}{dt} + L_{sr} \frac{d i_{dr}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d i_{qs}}{dt} + L_{sr} \frac{d i_{qr}}{dt}$$

$$\frac{d i_{dr}}{dt} = \frac{-1}{L_r} (R_r i_{dr} + L_r W_m i_{qr} + L_{sr} \frac{d i_{ds}}{dt} + L_{sr} W_m i_{qs})$$

$$\frac{d i_{qr}}{dt} = \frac{-1}{L_r} (R_r i_{qr} - L_r W_m i_{dr} + L_{sr} \frac{d i_{qs}}{dt} - L_{sr} W_m i_{ds})$$

$$\frac{d W_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \left[ \frac{3}{2} L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - f W_m \right]$$

$$\frac{d i_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_r - U_d - R i_d)$$

$$\frac{d \theta_r}{dt} = W_m$$

#### IV.2) Méthode de résolution:

Pour la résolution du système différentiel précédent, on utilise la méthode numérique itérative de Runge-Kutta du quatrième ordre qui est autodémarrable et qui ne nécessite que le choix des conditions initiales.

$$\text{Soit: } X(t) = [i_{dr}, i_{qr}, W_m, i_d, \theta_r, t]$$

$$\dot{X}(t) = [\dot{i}_{dr}, \dot{i}_{qr}, \dot{W}_m, \dot{i}_d, \dot{\theta}_r, t]$$

$$\text{Soit } \dot{X}(t) = F(t, X(t))$$

L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre quatre est le suivant:

$$X(i+1) = X(i) + \frac{1}{6} [K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4]$$

Avec:

$$K_1 = h \times F(t, X(i))$$

$$K_2 = h \times F(t+h/2, X(i)+K_1/2)$$

$$K_3 = h \times F(t+h/2, X(i)+K_2/2)$$

$$K_4 = h \times F(t+h, X(i)+K_3)$$

Avec: h. le pas d'intégration qui a une très grande pour la convergence de la méthode.

A l'état initiale, le moteur à l'arrêt, on prend les conditions initiales  $X(0)=[0]^t$ .

La méthode de Runge-Kutta permet de déterminer  $i_{dr}, i_{qr}, i_d, i_q, \omega_m$ . Les courants  $i_{ds}, i_{qs}, \frac{di_{ds}}{dt}, \frac{di_{qs}}{dt}$  sont donnés par la

transformée de Park de  $i_a, i_b, i_c$  et  $\frac{di_a}{dt}, \frac{di_b}{dt}, \frac{di_c}{dt}$  qui sont imposées par l'onduleur.

$V_{ds}, V_{qs}$  sont déterminées directement par les deux premières équations du système.

$V_a, V_b, V_c$  sont obtenues donc en appliquant la transformée de Park inverse de  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  avec  $\theta_s = 0$ .

De même pour les courants rotoriques avec  $\theta = \theta_r$ .

### VI.3)-Résultats et interprétations:

La simulation est appliquée à un moteur asynchrone à cage dont seul le couple de frottement se manifeste comme couple résistant.

L'étude a été faite en imposant un angle d'allumage au redresseur et une fréquence à l'onduleur.

Les paramètres du moteur sont:

Paramètres électriques:

$$\begin{aligned} L_s &= 28.3 \text{ mH} & ; L_r &= 28.8 \text{ mH} & ; L_{sr} &= 26.8 \text{ mH} \\ R_s &= 0.284 \ \Omega & ; R_r &= 0.288 \ \Omega & ; N_1 &= 0.025 \text{ mH} \end{aligned}$$

Paramètres mécaniques:

$$J = 0.0179 \text{ Kg.m}^2 \quad ; \quad h = 0.01 \text{ N.m.s/rd}$$

Paramètres de la self de lissage:

$$L = 2 \text{ H} \quad R = 0.7 \ \Omega$$

Interpretation:

Deux cas s'avèrent nécessaires pour l'étude du comportement de la machine asynchrone, à savoir le régime transitoire et le régime établi.

Au démarrage:

Du faite qu'on impose du courant à la machine, les tensions statoriques sont faibles. Etant donné que le couple est proportionnel au carré de la tension, la vitesse du moteur augmente assez lentement pour arriver au régime permanent.

L'allure de la vitesse est illustrée par la figure (IV.1.a). La figure (IV.1.b) donne l'allure de la tension simple statorique pendant le démarrage, elle augmente pour atteindre la tension du point de fonctionnement.

La figure (IV.1.c) représente l'allure du couple électromagnétique qui est oscillatoire, ayant des ondulations assez élevées au démarrage. Ces oscillations deviennent de plus en plus moins élevées lorsque la vitesse augmente.

Au démarrage, le courant à l'entrée de l'onduleur (fig IV.1.e) présente une valeur assez importante pour se rétablir ensuite après un temps relativement lent.

Au régime permanent:

Le couple reste oscillatoire et présente des pulsations de fréquence six fois la fréquence statorique ayant pour valeur moyenne celle du couple résistant. La vitesse ne sent pas à ces pulsations par effet d'inertie des masses tournantes.

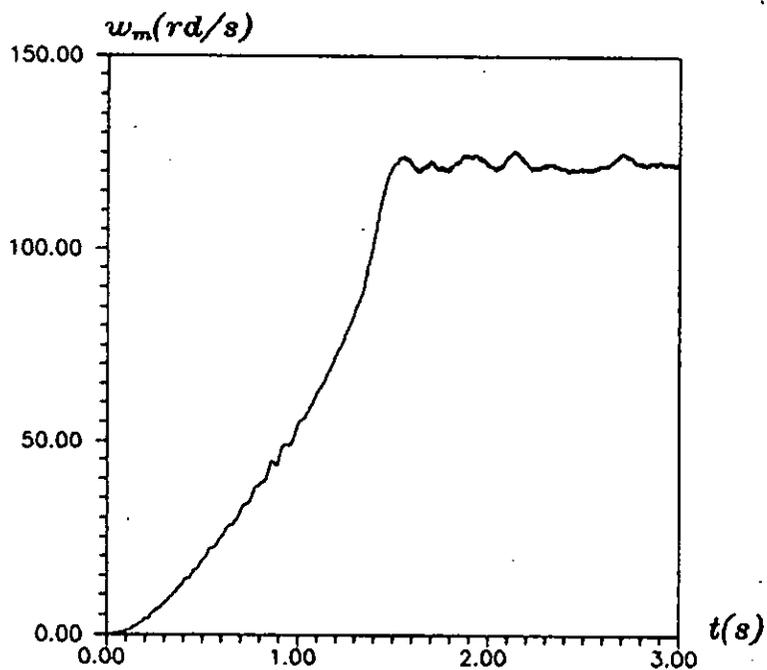
La figure (IV.2.a) donne l'allure du courant statorique imposé par l'onduleur au moteur.

La figure (IV.2.b) représente l'allure de la tension d'une phase statorique présentant des pics de tension qui sont dus aux commutations et leur importance dépend du courant  $i_d$  et la valeur du condensateur de commutation.

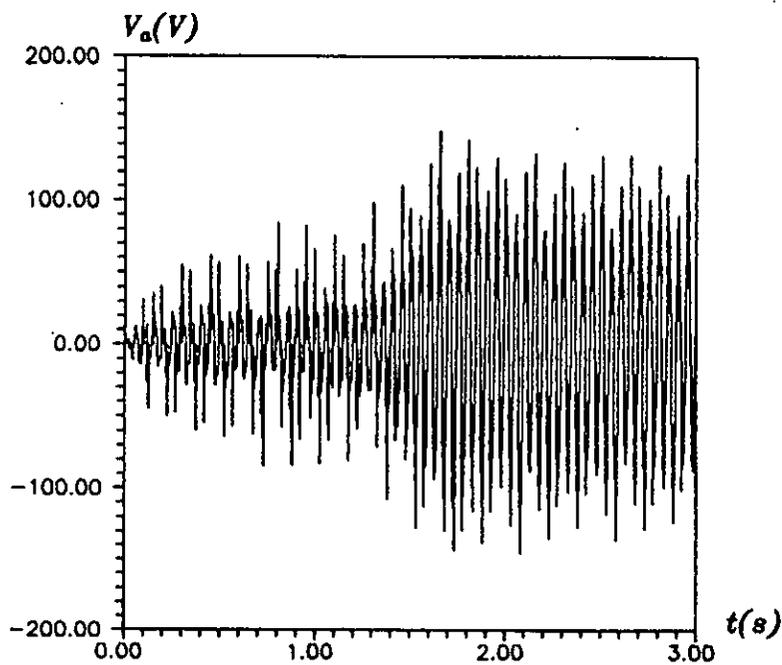
La figure (IV.2.c) représente la tension aux bornes d'un condensateur de commutation.

Conclusion:

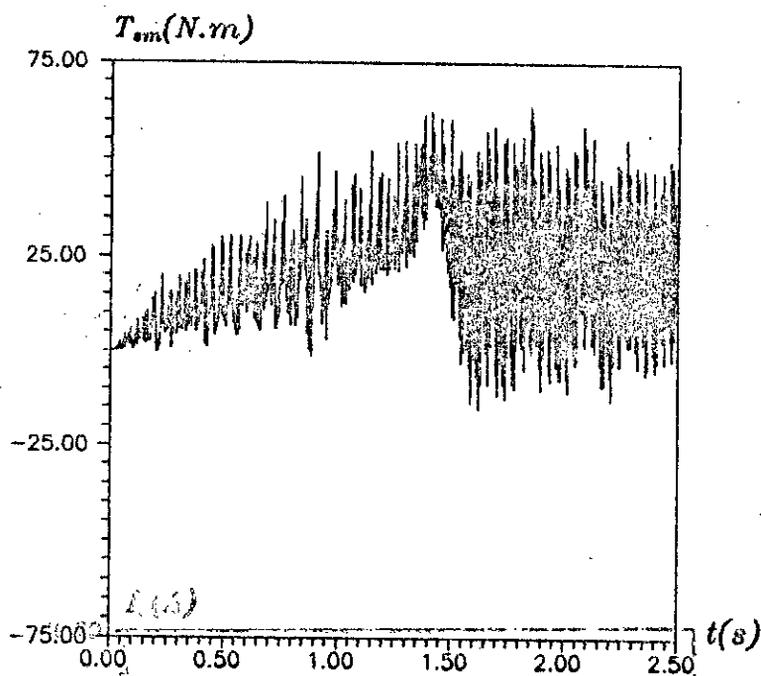
L'étude numérique du système en boucle ouverte a montré qu'au régime transitoire le courant atteint des valeurs considérables, il s'avère nécessaire de le limiter à une valeur maximale admissible par le moteur.



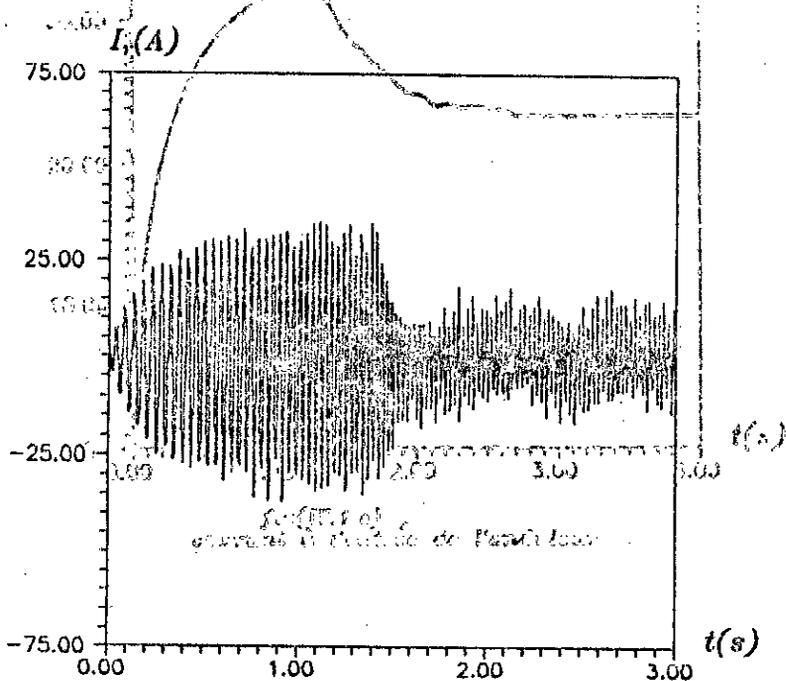
fig(IV.1.a)  
vitesse du moteur au démarrage



fig(IV.1.b)  
tension statorique au démarrage



fig(IV.1.c)  
couple électromagnétique au démarrage



fig(IV.1.d)  
courant rotorique au démarrage

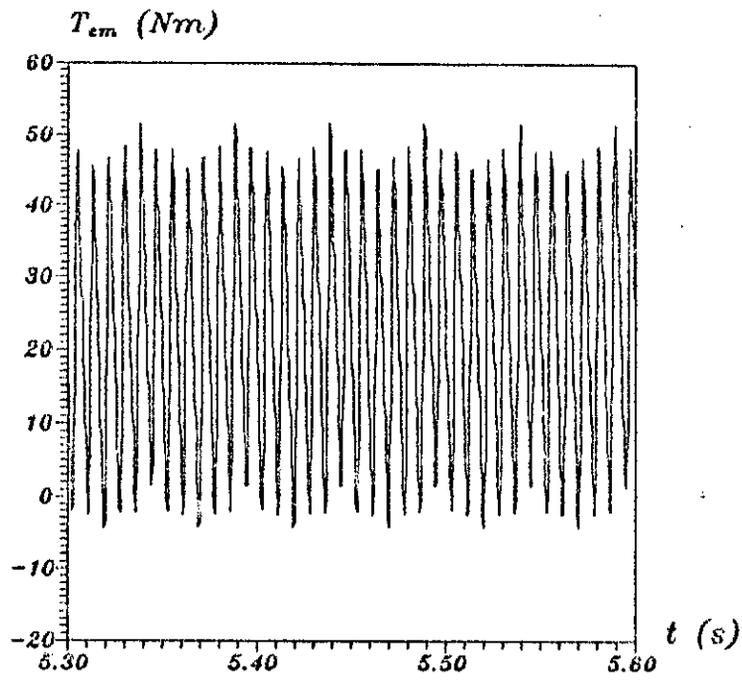


fig IV.2.c  
Couple au régime permanent

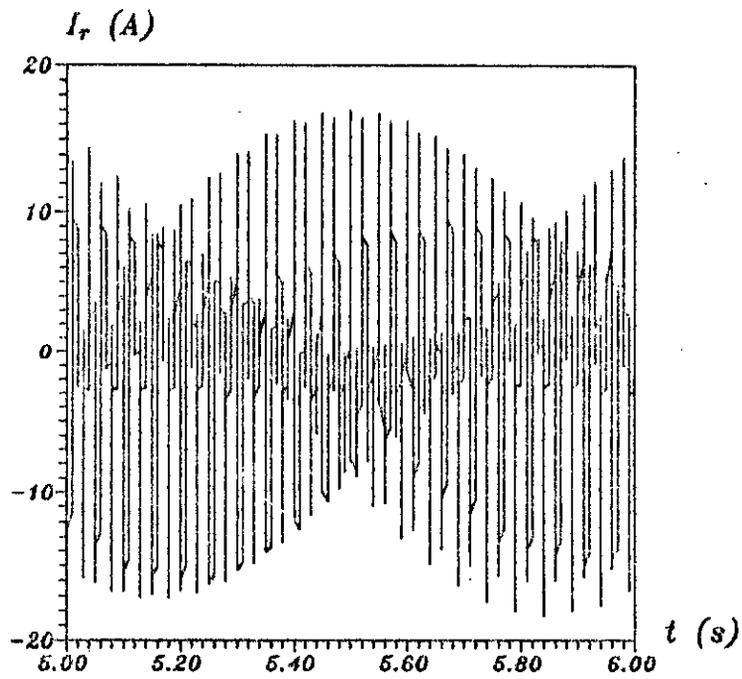


fig IV.2.d  
Courant rotorique au régime permanent

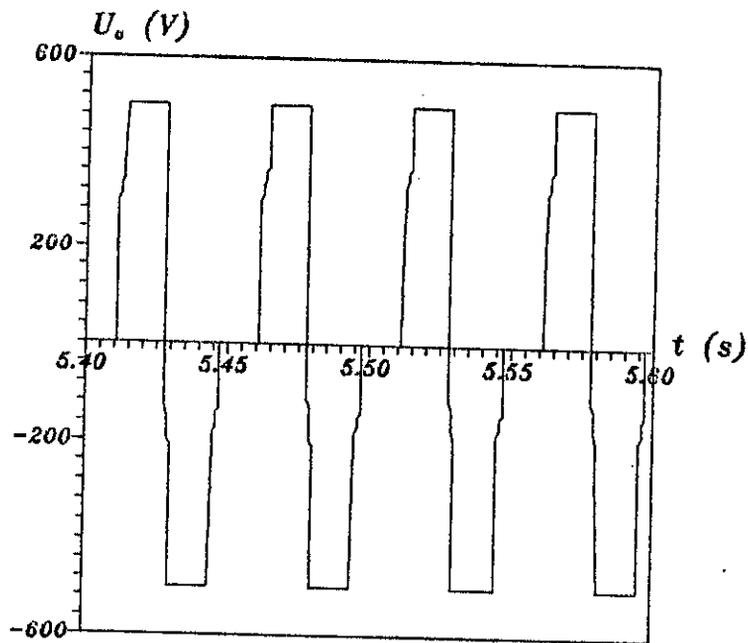


fig IV.2.e  
Tension aux bornes d'un condensateur

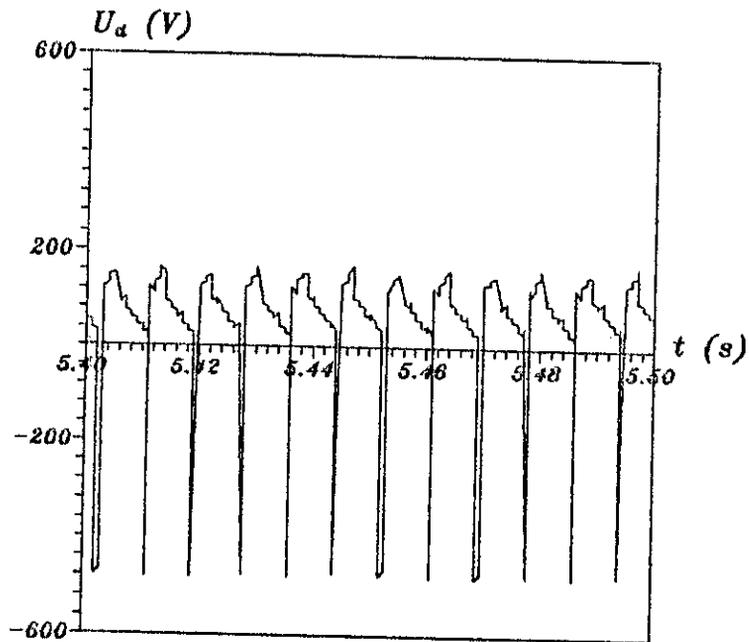


fig IV.2.f  
Tension a l'entree de l'onduleur

## REALISATION PRATIQUE DU MONTAGE

Introduction:

Dans ce présent chapitre , nous allons présenter la réalisation pratique du redresseur ainsi que celle de l'onduleur, caractéristiques du circuit de puissance et puis celui du circuit de commande.

V.1)-Réalisation pratique du redresseur:

Le redresseur réalisé est un montage en pont de Graetz triphasé à thyristors.

Les thyristors utilisés sont du type SKT 55/12C.

Courant direct maximal 100 A.

Tension inverse maximale 1200 V.

Courant de gachette 100 mA.

Chaque thyristor est protégé par un circuit R,C empêchant les surtensions.

La commande du redresseur est de type vertical "arc cosinus" la figure(V.1) représente le schéma synoptique du générateur d'impulsion de cette commande.

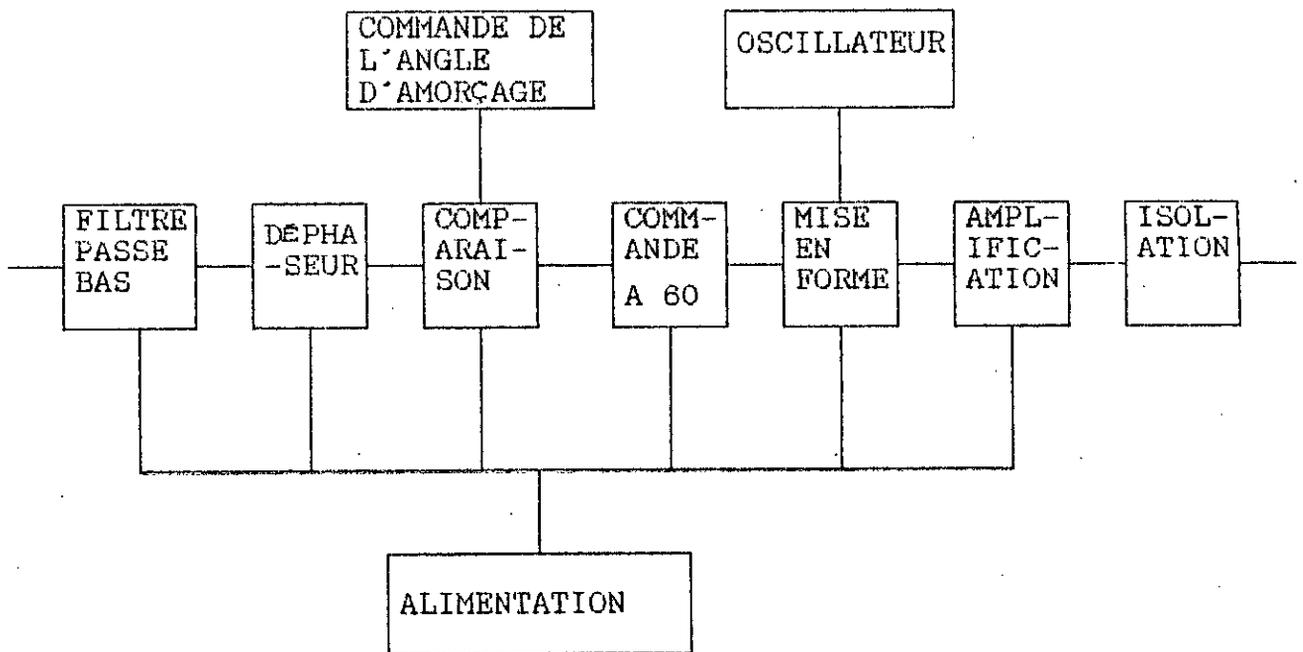


fig.(V.1):Schéma synoptique du générateur d'impulsions du redresseur

La commande de l'angle d'amorçage des thyristors s'effectue pour une tension variable de 0 à 3.67 V .

La fonction de transfert de ce montage pour la conduction continue peut être approximée par:

$$F(p) = \frac{G}{1 + T.p} \quad \text{avec } T = 1.67 \text{ms : constante de temps du redresseur}$$

G = 81 : gain de la commande

V.2)- Réalisation pratique de l'onduleur:1-Circuit de puissance:

Les caractéristiques des éléments constituant l'onduleur partie puissance ,sont:

Thyristors de type : SKT 55/12C

Courant direct maximal 100 A

Tension inverse maximale 1200V

Courant de gachette 100mA

Diodes de type: SKN 100/12

Courant direct maximal 100A.

Tension inverse maximale 1200V.

Condensateurs de commutation :

Capacité 30 $\mu$ F.

Tension maximale 380V.

Pour protéger les thyristors contre les surtensions qui peuvent apparaître lors de la commutation , on a prévu un circuit R,C aux bornes de chaque thyristor.

Aussi les diodes sont protégées par des condensateurs contre les surtensions intempestives.

2- circuit de commande de l'onduleur:2-1) Schéma synoptique:

La figure (V.2) présente le schéma synoptique globale du circuit de commande de l'onduleur .

On distingue les éléments suivants:

- VCO
- Compteur
- Bloc logique (portes OR)
- Multivibrateur astable
- Etage de mise en forme (portes AND)
- Buffer
- Amplificateur + isolation galvanique

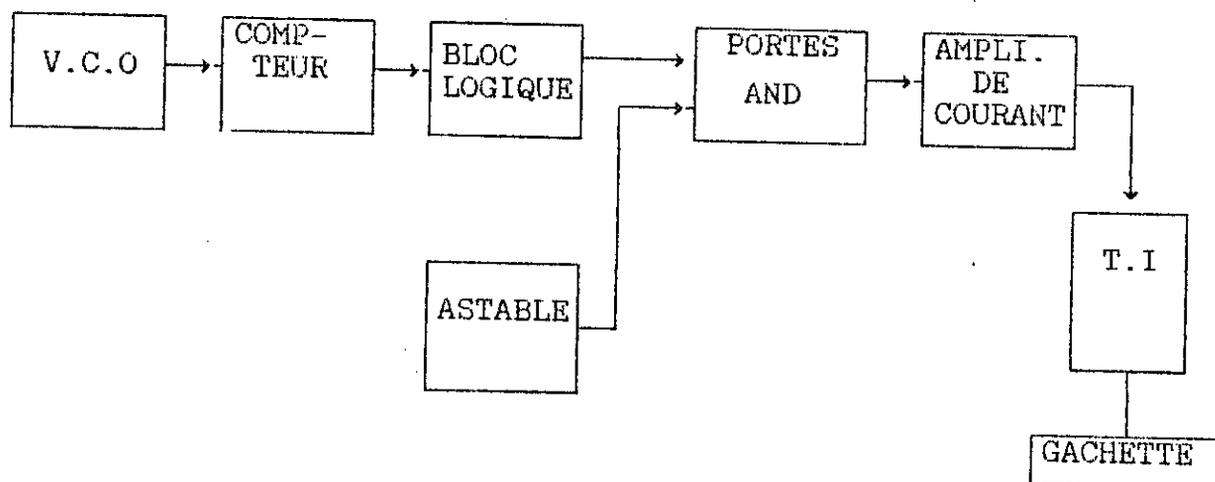
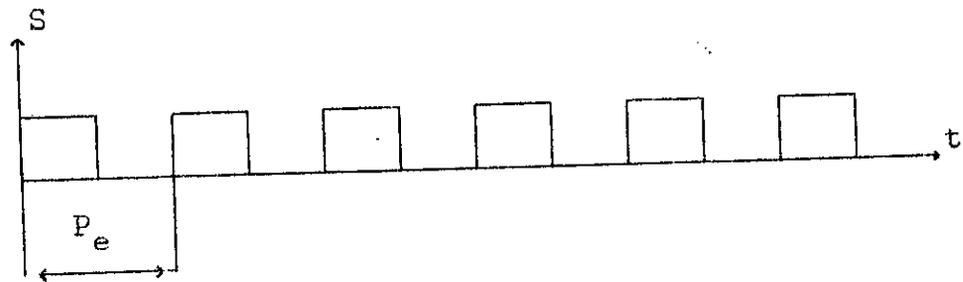
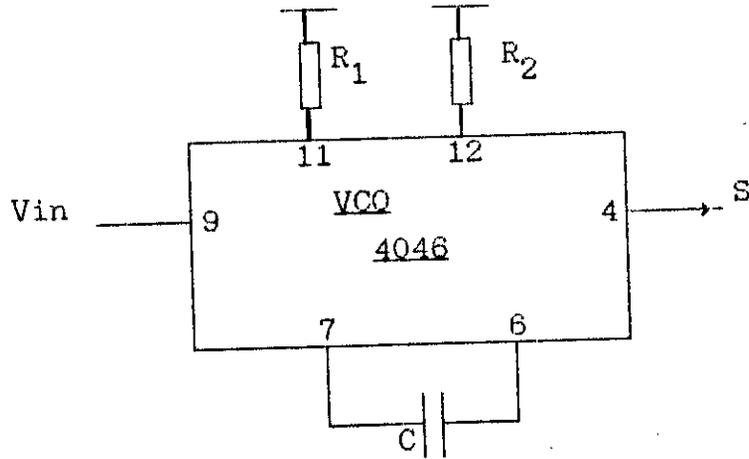


fig:(V-2) Schéma synoptique de la commande de l'onduleur.

2.2)-Description des différents bloc de la commande:

1)- VCO (Oscillateur Commande en Tension):



En fonction de la tension d'entrée Vin ,le VCO fournit à sa sortie une fréquence d'oscillation qui varie entre deux limites fonctions des résistances R<sub>1</sub>,R<sub>2</sub> et la capacité C .

La fréquence de sortie est donnée par la formule :

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

$$R_1, R_2 \text{ (M}\Omega\text{)} \quad ; \quad C_1 \text{ (pF)} \quad ; \quad f \text{ (MHZ)}$$

$$\text{On a: } V_{DD} = 10V \quad ; \quad K = 0.95$$

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

$$\text{d'où } 4.75\text{HZ} \leq f \leq 100\text{HZ}$$

### 2)- Compteur:

Les signaux issus du VCO vont attaquer un compteur de type JHONSON (4017) ayant pour rôle d'aiguiller six sorties pour les six thyristors . Donc la période fondamentale est divisée en six parties égales .

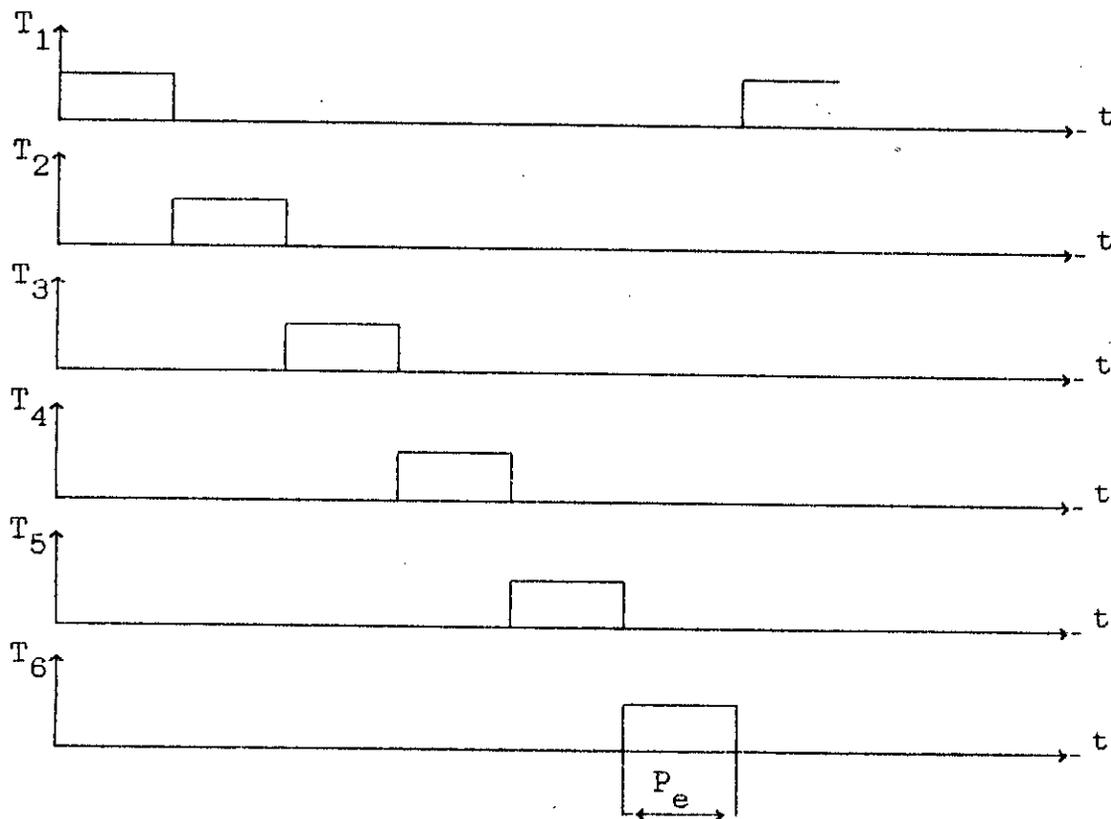


fig.(V.3) Signaux issus du compteur

### 3)- Bloc logique (portes "OR"):

Ce bloc logique permet de combiner les sorties du compteur et obtenir des ondes carrés reflétant les séquences

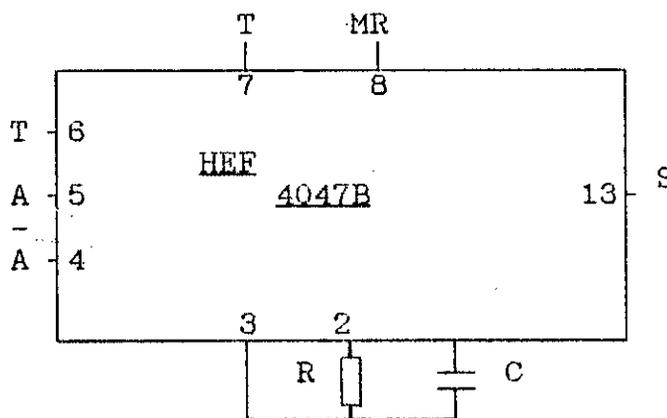
de conduction des thyristors et ceci en faisant une sommation logique entre deux signaux.

4)- Multivibrateur astable :

Vue la grande durée du signal issu du bloc logique, il se peut qu'une seule impulsion n'arrive pas à amorcer le thyristor . Pour éviter ce phénomène, on doit envoyer un train d'impulsions , ayant une fréquence si élevée, à la gachette du thyristor .

A: Astable

T: Trigger



Pour le fonctionnement désiré , on a:  $A = 1; T = 0; \bar{T} = 1$

$\bar{A} = x ; RT = 0; MR = 0$

A la sortie de l'oscillateur , on a des oscillations de fréquence

$$f = \frac{1}{4.4 R C} \quad \text{Avec } C \geq 100\text{pF} \text{ et } 10\text{k}\Omega \leq R \leq \text{M}\Omega$$

Pour  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 1.5 \text{ nF}$ , on a  $30\text{kHz}$  .

5)-Étage de mise en forme:

Pour obtenir un train d'impulsions, on doit faire le produit du signal issu du bloc logique avec celui du multivibrateur astable . Cette fonction est réalisée par le CD 4081.

6)-Buffer :(CI 4050)

Il se peut qu'il y ait une faible dissipation de puissance au niveau des signaux issus du circuit de mise en forme.

Pour y remédier, on doit placer le Buffer qui permet de convertir les signaux logiques issus en niveaux logiques TTL standard.

7)-Etage amplificateur :

Pour pouvoir attaquer les gâchettes des thyristors, on doit prévoir un étage amplificateur pour les signaux venant du circuit de mise en forme qui sont faibles en courant.

L'amplificateur choisi est un Darlington à transistors N.P.N fonctionnant en commutation. Une isolation galvanique entre le circuit de commande et celui de puissance, doit être assurée et ceci en utilisant un transformateur d'impulsion.

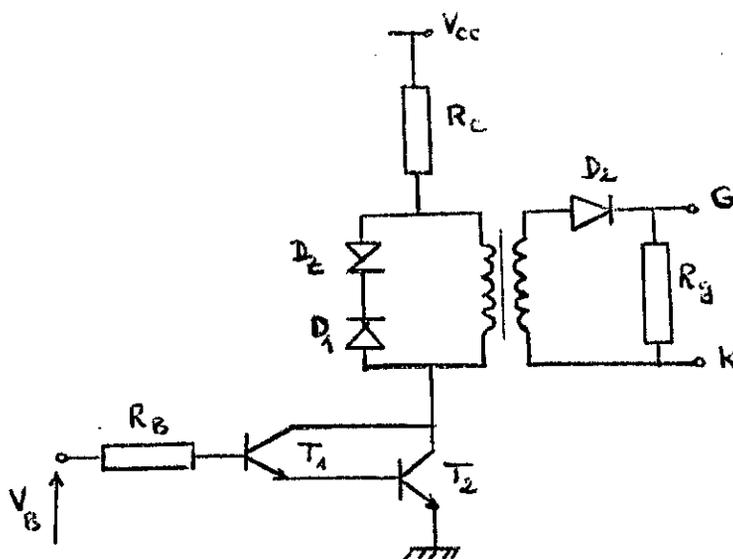


Schéma de l'étage amplificateur

La diode de roue libre  $D_1$  du primaire du T.I a pour rôle de protéger le transistor  $T_2$  des surtensions lors de l'extinction de l'impulsion.

La diode zener  $D_z$  (6V) placée aussi au primaire du T.I a pour rôle de stabiliser la tension à l'entrée du T.I .

La diode  $D_2$  placée au secondaire ne permet qu'aux impulsions positives de passer vers les gachettes des thyristors .

#### Choix des composants :

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont de type 2N 2219A opérant en saturation .

$$V_{CE \text{ sat}} = 0.8 \text{ V} \quad ; \quad V_{BE} = 0.7 \text{ V} \quad ; \quad V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$\beta = 100 \quad ; \quad V_{gk} = 6 \text{ V} \quad ; \quad i_{\text{max}} = 100 \text{ mA}$$

$$\text{On a :} \quad R_c = \frac{V_{cc} - V_{gk} - V_{CE \text{ sat}}}{I_c}$$

$$\text{D'où} \quad R_c = 35 \Omega$$

La puissance qui doit être dissipée dans  $R_c$  est:  $P_{RC} = 1.2 \text{ W}$

Pratiquement, on a pris une résistance  $R_c = 47 \Omega$  (2 W)

$$\text{On a aussi :} \quad V_B - R_B I_{B1} - 2 V_{BE} = 0$$

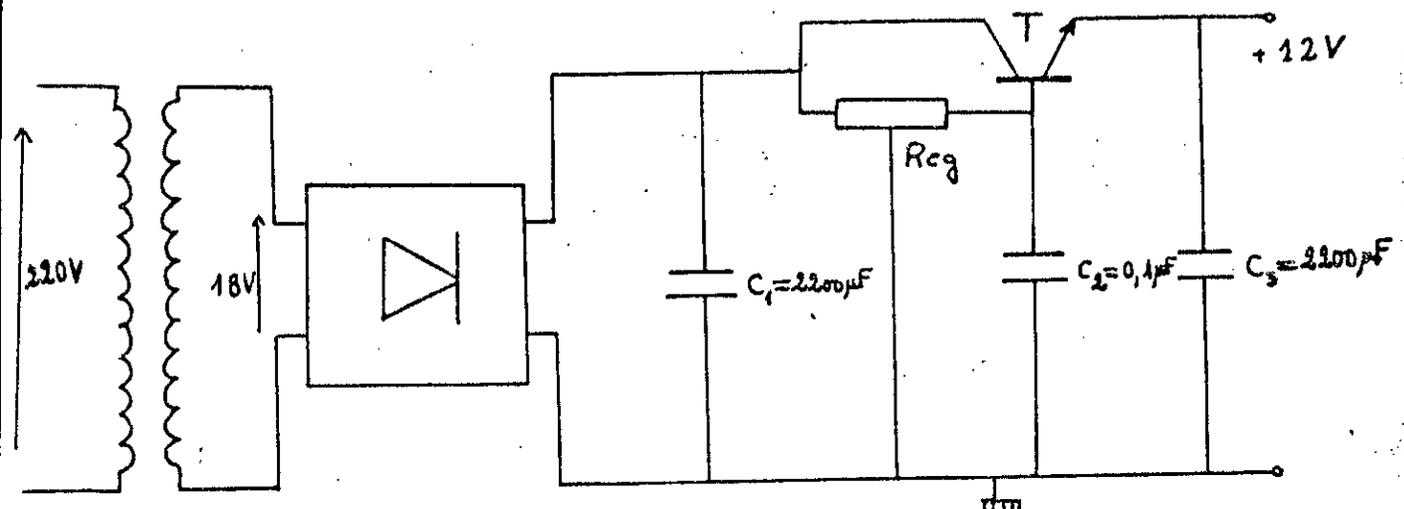
Pratiquement, on a pris une résistance  $R_B = 63 \Omega$  (0.25 W)

$$P_B = R_B \cdot I_B^2 = 1.4 \mu W$$

On a pris  $R_g = 1k\Omega$ . Cette résistance doit être suffisante pour que le courant puisse traverser la gachette du thyristor.

### Alimentation stabilisée

Puisque les différents montages du circuit de commande nécessitent une alimentation stabilisée (+V), nous avons donc réalisé cette alimentation sur la base du schéma suivant:



On transforme donc la tension du réseau 220V en une tension de 18V qui sera redressée par l'intermédiaire d'un pont de diode de type (B40 C1000). Puis, on doit éliminer les composantes alternatives à l'aide d'une opération de filtrage. En dernier, on a stabilisé cette tension en utilisant un transistor T(2N 3055) et un régulateur (MC 7812) pour avoir 12V à la sortie de l'alimentation stabilisée.

### V.3) Réglage de courant:

#### Introduction:

En réalité dans les entraînements des moteurs asynchrones par un onduleur de courant, les deux paramètres à réguler sont le courant continu ainsi que la fréquence du commutateur de courant. Cependant, dans le cadre de notre projet, nous nous sommes limités à la réalisation d'un régulateur de courant.

#### 1-Schéma et principe de fonctionnement de la régulation:

la figure V.4 représente le schéma de principe de la régulation.

La mesure du courant est effectuée à l'aide d'un shunt résistive de 0.1V pour un courant de 50 A.

Cette tension, amplifiée et filtrée, est comparée à une tension de référence affichée à l'aide d'un potentiomètre.

L'écart est appliqué à l'entrée d'un correcteur de courant de type proportionnel et intégral.

La sortie du correcteur est limitée à la valeur 2.7V et constitue le signal de commande des gachettes des thyristors.

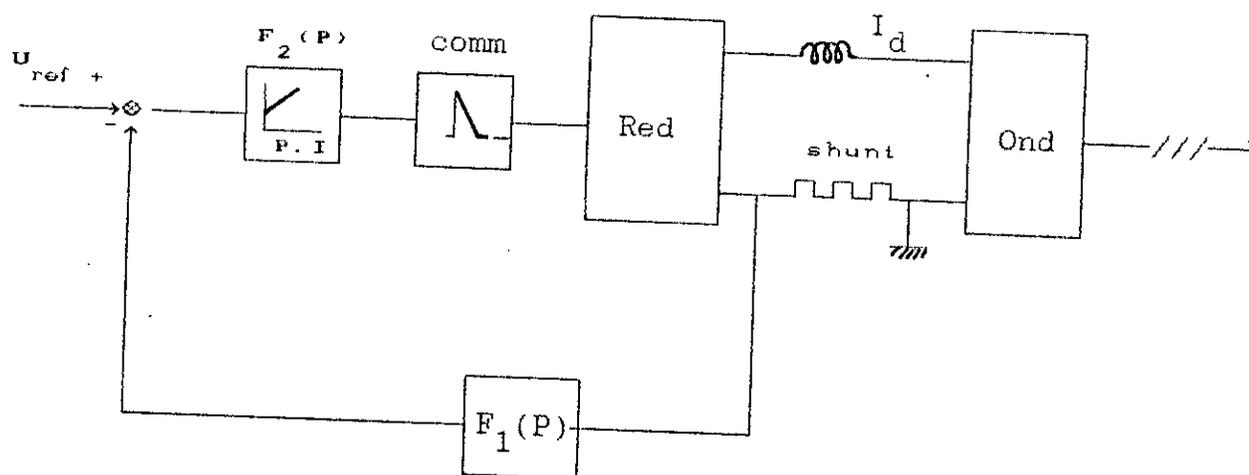


fig (V.4): Schema de principe de la régulation du courant

Avec:

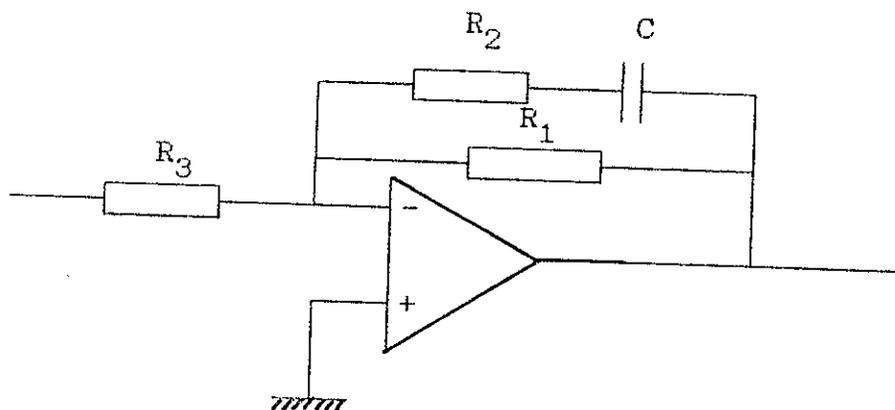
$F_1(P)$ : Amplificateur de courant avec filtrage

$F_2(P)$ : Correcteur de type proportionnel et intégral

2- Calcul de l'amplificateur et du correcteur utilisés:

2.1) Calcul de l'amplificateur:

La figure suivante représente le schéma de l'amplificateur.



Avec:  $R_1 = 183 \text{ k}\Omega$  ,  $R_2 = 13 \text{ k}\Omega$  ,  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 0.47 \text{ }\mu\text{F}$

La fonction de transfert de ce circuit est :

$$F_1(P) = - \frac{6.1 \cdot 10^{-3} \cdot P + 1}{32 \cdot 10^{-3} \cdot P + 1} \cdot 183$$

Le courant maximal  $I_c$  est limité à 10 A obtenu pour une référence de 3.67 V .

### 2.2) Calcul du correcteur:

Le choix des paramètres du régulateur est lié à la stabilité du système (compromis entre le dépassement maximal et le temps de montée ).

Le système à réguler est représenté par le schéma bloc de la figure (V.5) .

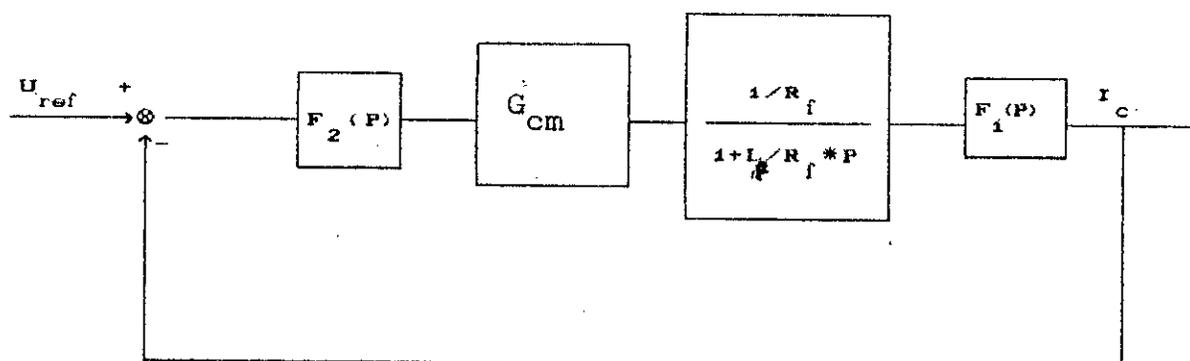


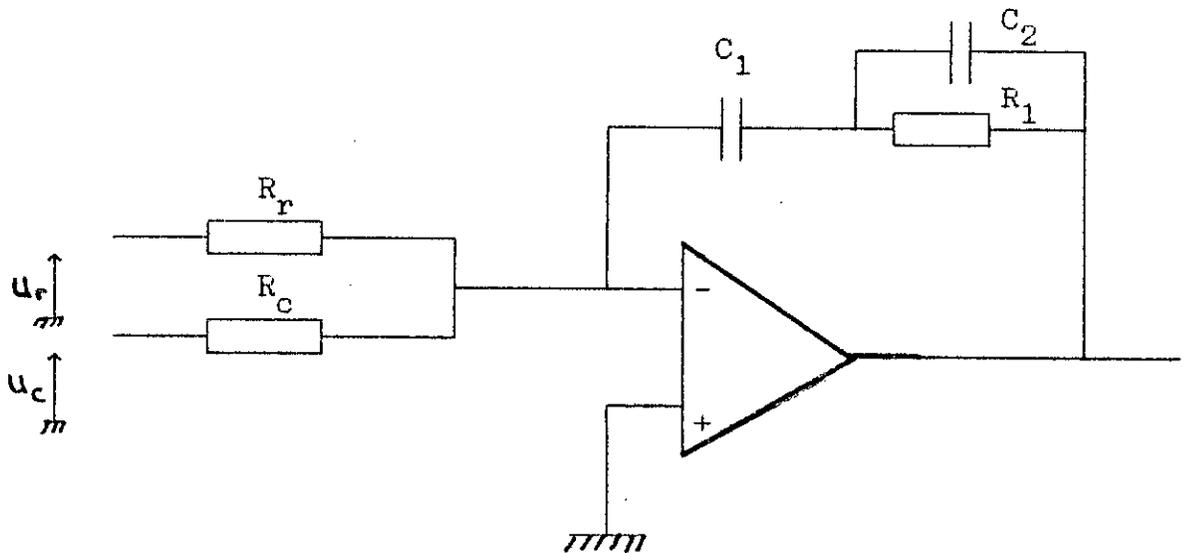
fig (V.5) Schéma bloc de la régulation

Avec :

$$G_{cm} = \frac{81}{1.67 \cdot 10^{-3} p + 1} \quad \text{fonction de transfert de la commande.}$$

$R_f$  ,  $L_f$  : Paramètres de la self de lissage.

On représente ci dessous le circuit de ce régulateur.



Avec:

$$R_r = R_c = 47 \text{ K}\Omega ; R_1 = 15 \text{ K}\Omega ; C_1 = 47 \text{ }\mu\text{F} ; C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

Ce circuit a pour fonction de transfert :

$$F_2(P) = \frac{70 \cdot 10^{-3} \cdot P + 1}{2 \cdot P}$$

Ce régulateur fonctionne quand le courant dans le système tend à s'éloigner de la valeur de consigne .

Pour limiter la sortie du régulateur à une valeur de 2.7V, on a utilisé un circuit limiteur représenté par la figure (V.6).

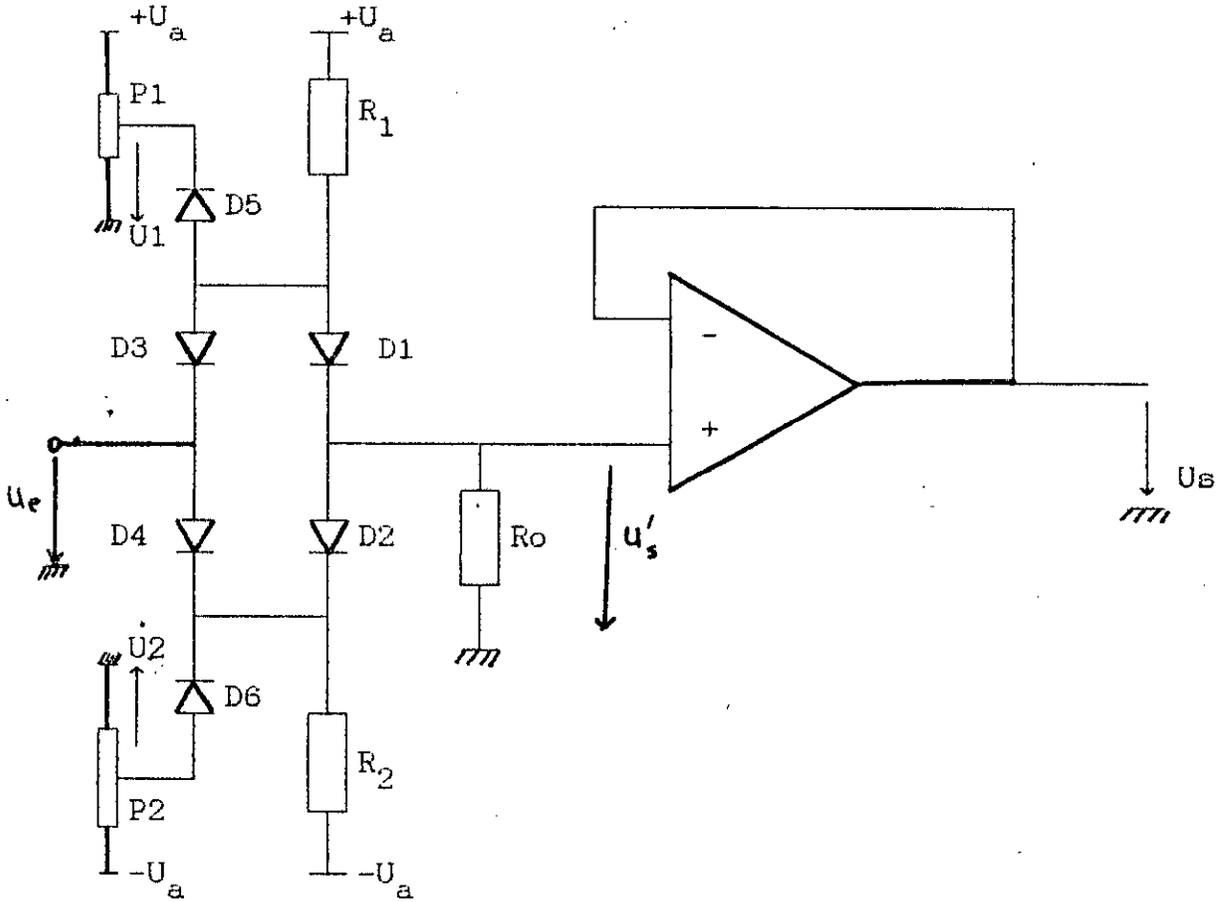
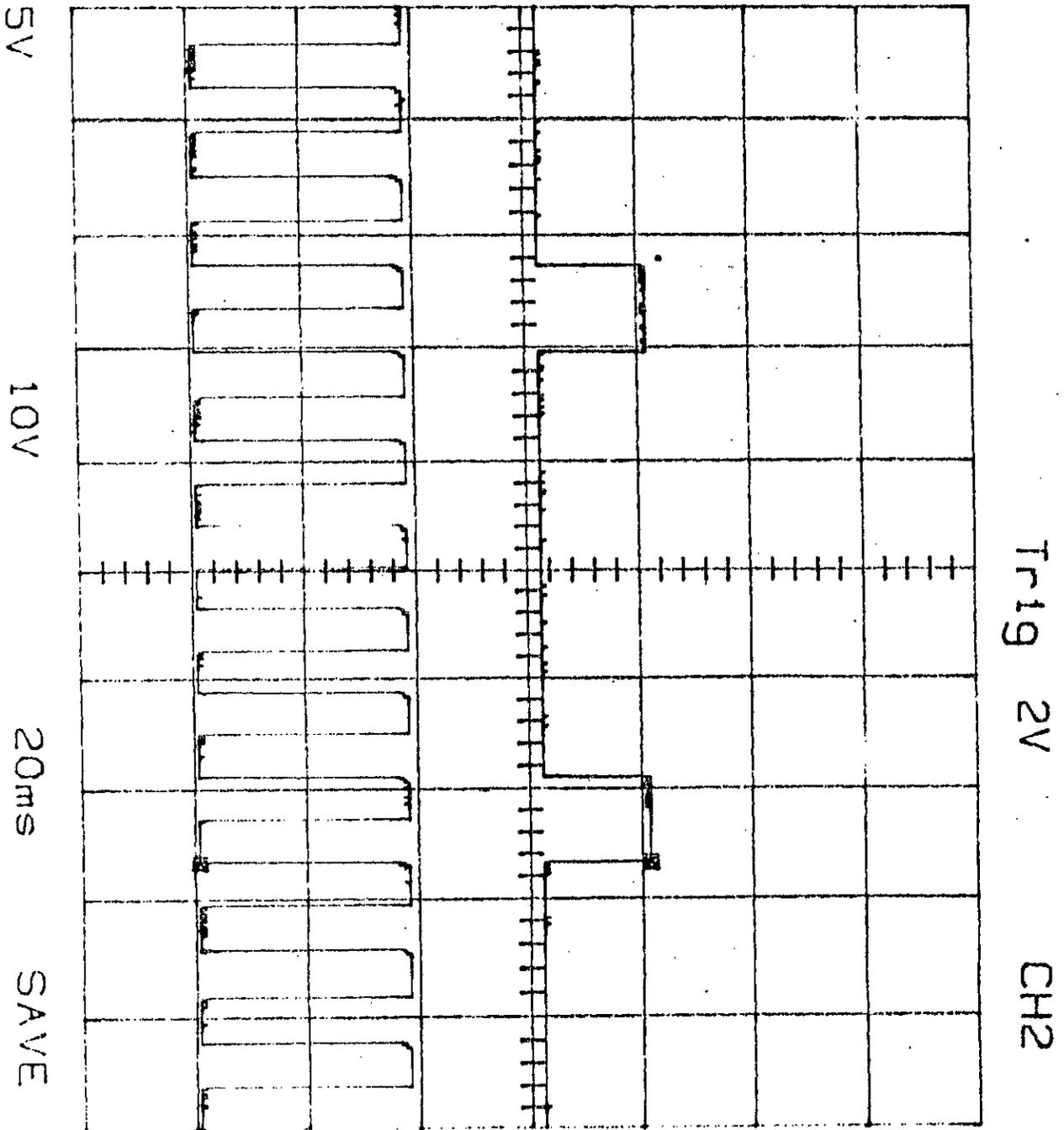
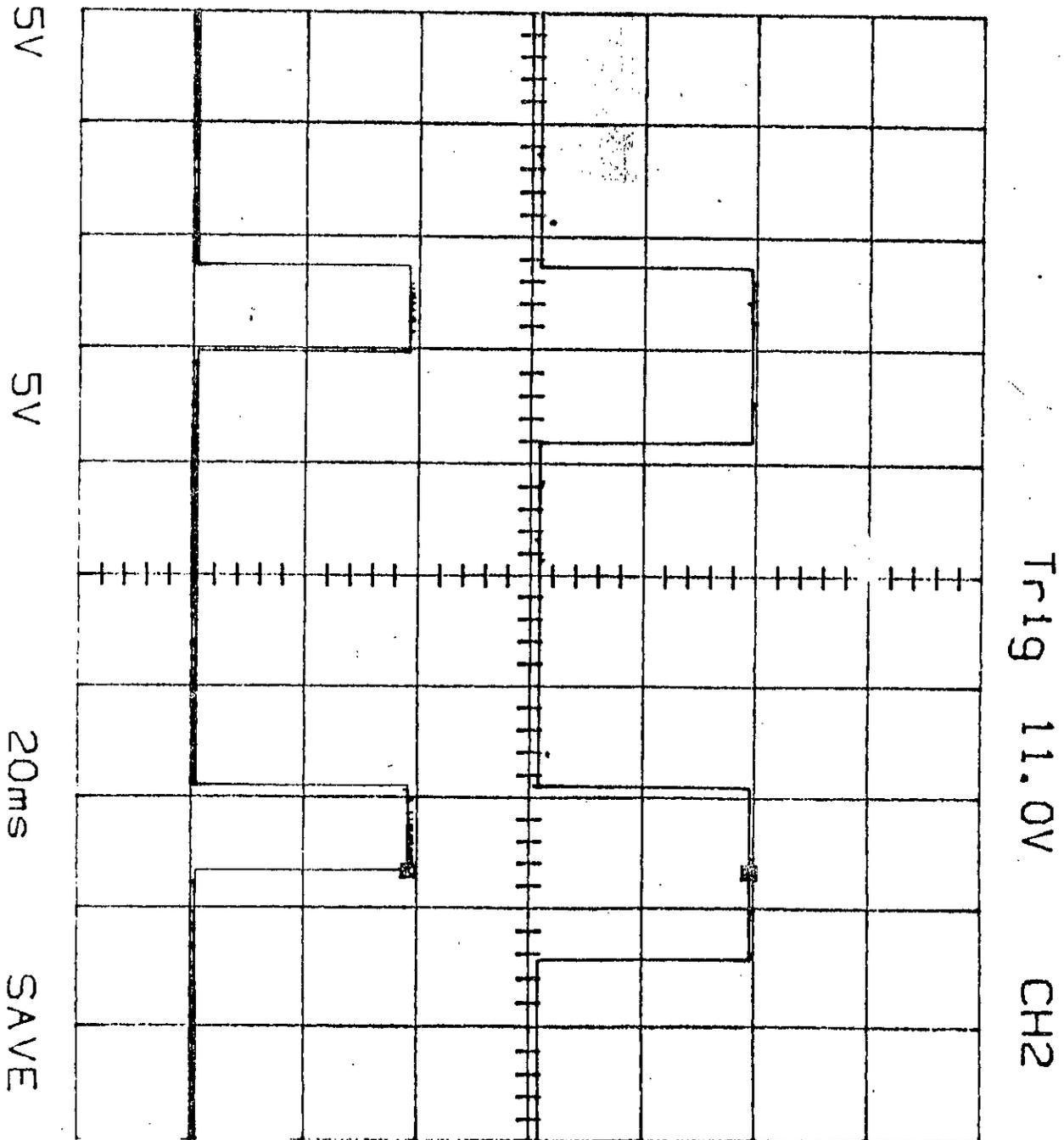


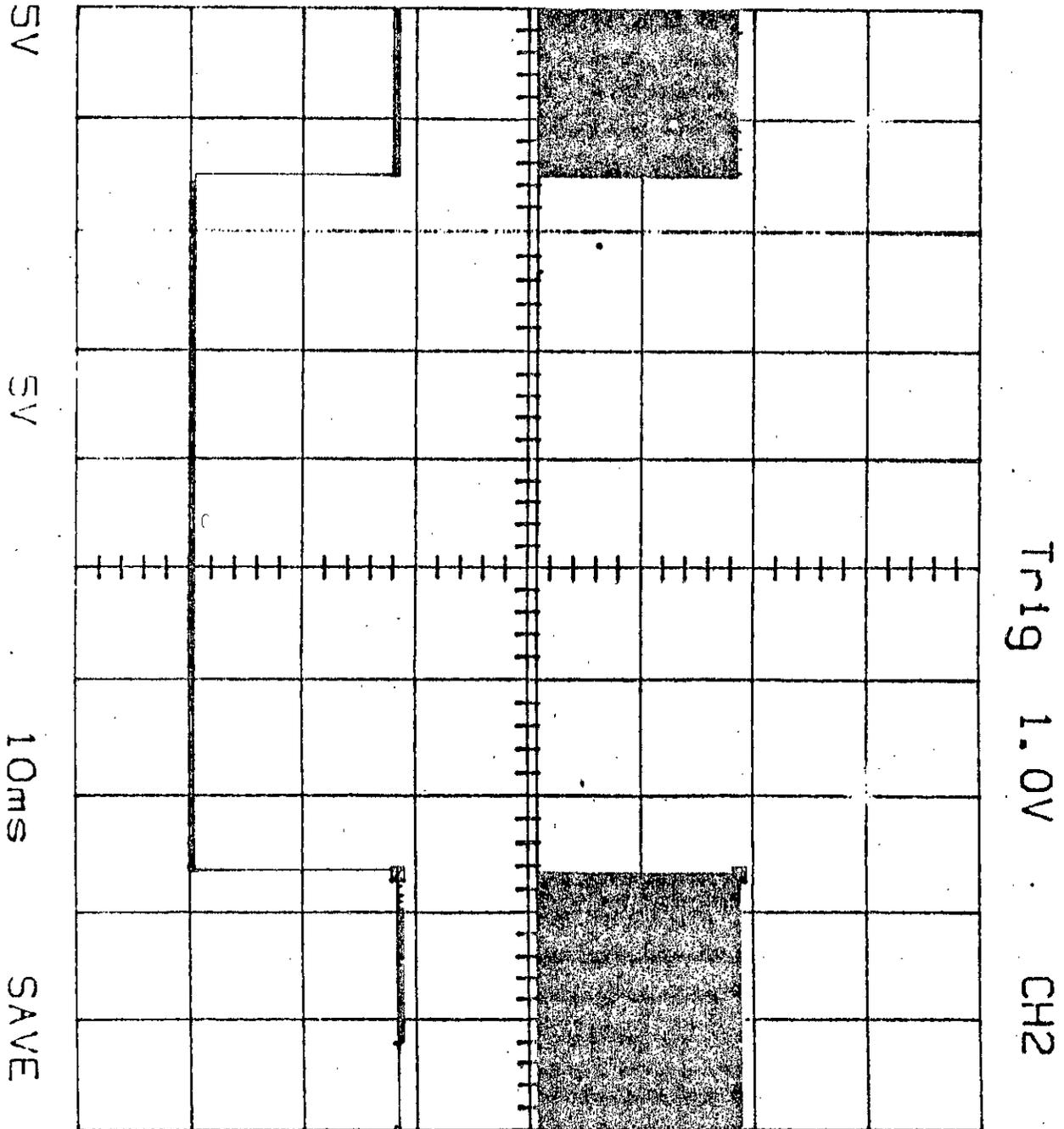
Fig (V.6) Circuit de limitation



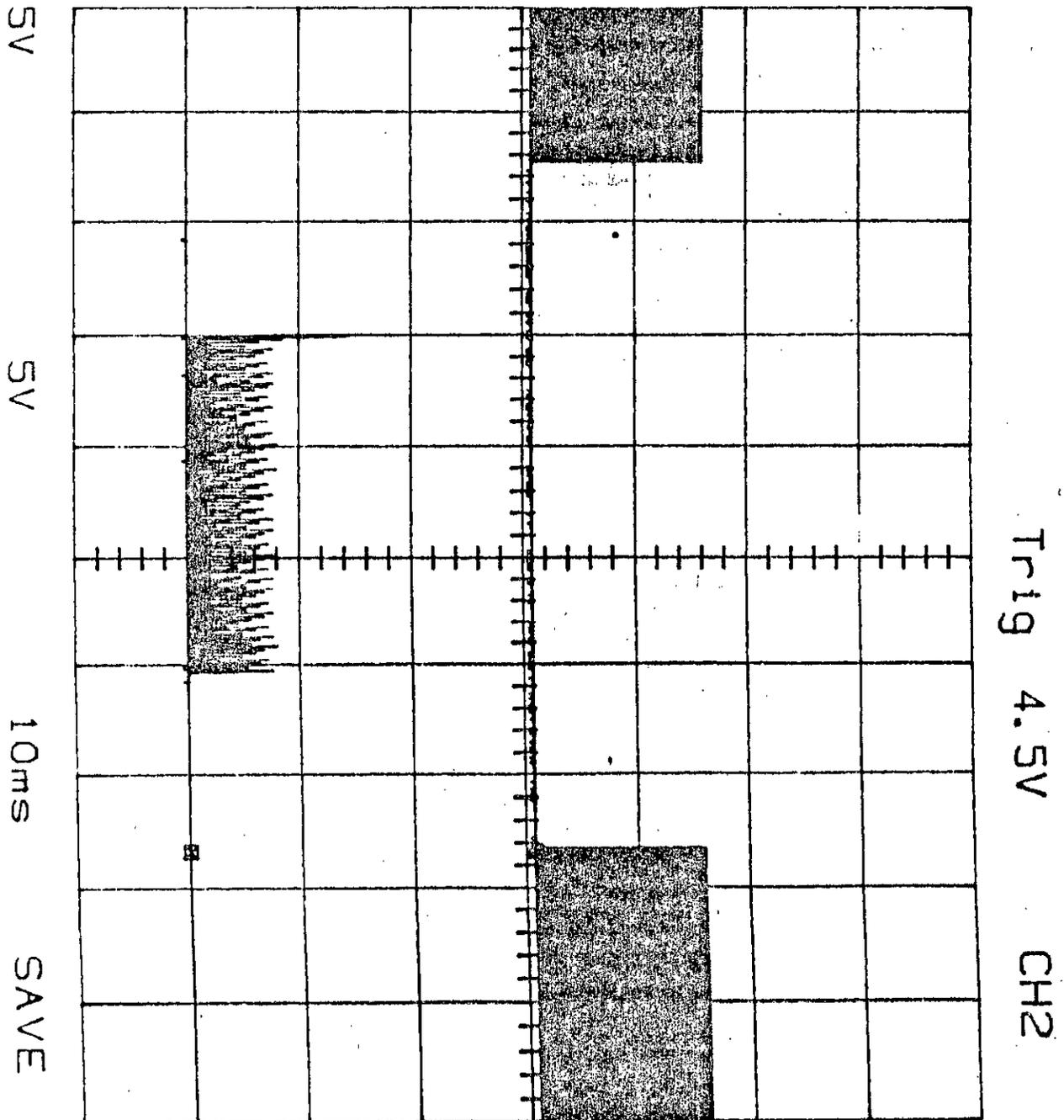
Figure(V.1.a) . sortie du VCO (en bas)  
une sortie du compteur (en haut)



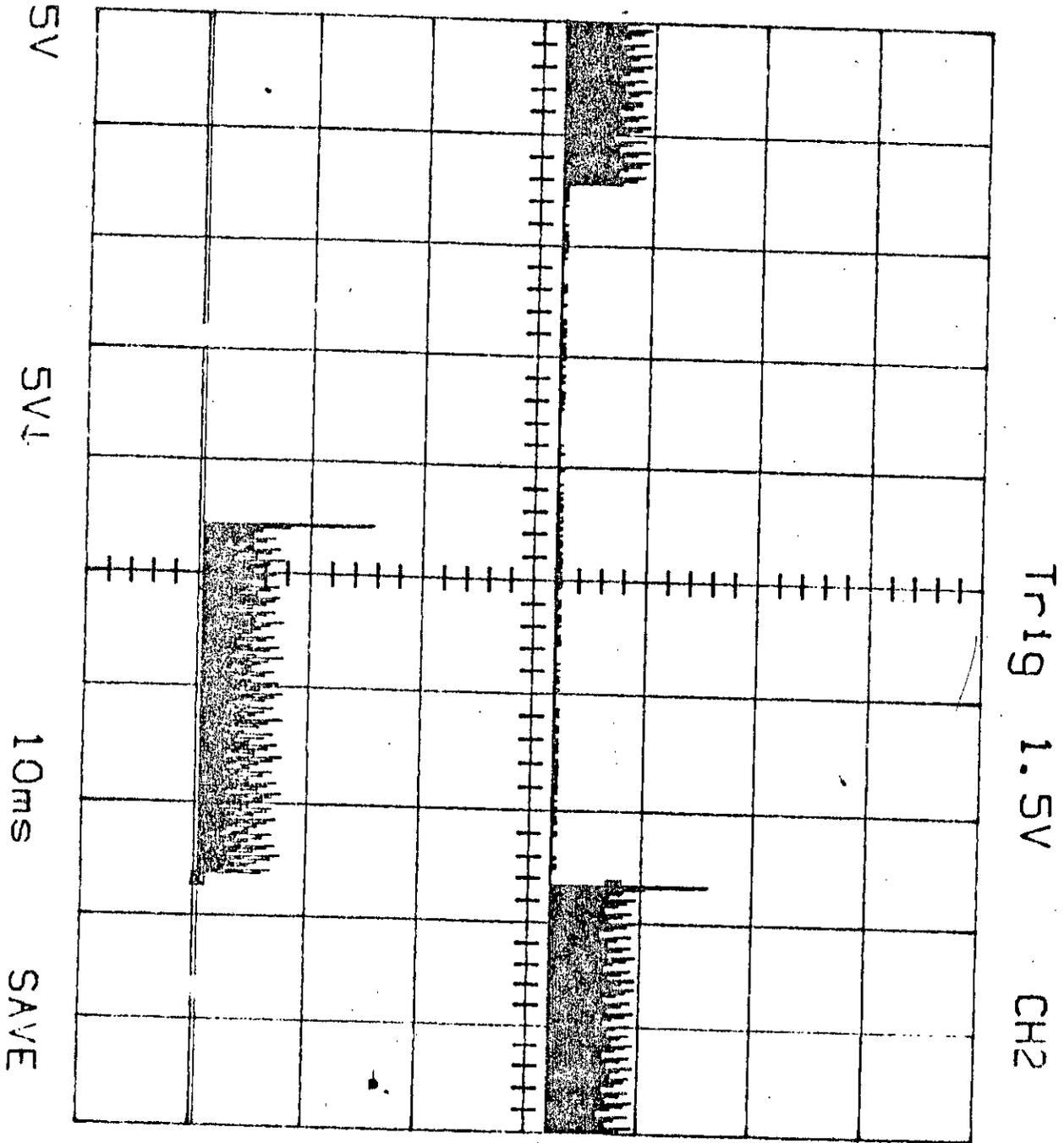
Figure(V.1.b) une sortie du compteur (en bas)  
une sortie d'une porte "OR" (en haut)



Figure(V.1.C). sortie d'une porte "OR" et sa multiplication par le signal oscillatoire du multivibrateur.



Figure(V.1.d) Deux trains d'impulsions de 2 thyristors d'un même bras.



Figure(V.1.e) Deux trains d'impulsions de deux thyristors sur la même partie.

ESSAIS PRATIQUES ET COMMENTAIRES

VI.1)- Essais:

Nous avons fait les essais sur le montage tent associant au convertisseur statique un moteur asynchrone possédant la plaque signalétique suivante:

- 3φ ; 50 HZ
- 1.1 KW (1.6 HP)
- 220 / 380 V ; 4.4 / 2.6 A
- COS φ = 0.83
- 2840 tr/mn
- 25 Kg

Les caractéristiques relevées sont celles de la vitesse et du courant alimentant l'onduleur à vide et en charge pour les deux régimes de fonctionnement: transitoire et permanent, ainsi que celles des tensions aux bornes du moteur, d'un condensateur de commutation, d'un thyristor, d'une diode et à l'entrée de l'onduleur et aussi le courant dans une phase, relevés en régime permanent.

- Les caractéristiques présentées sont relevées à l'aide d'une table traçante.
- Les courbes de la vitesse sont obtenues par une génératrice tachymétrique.
- Pour le relevé de courant dans la phase du moteur, nous avons utilisé un shunt de 0.1V pour 20A.

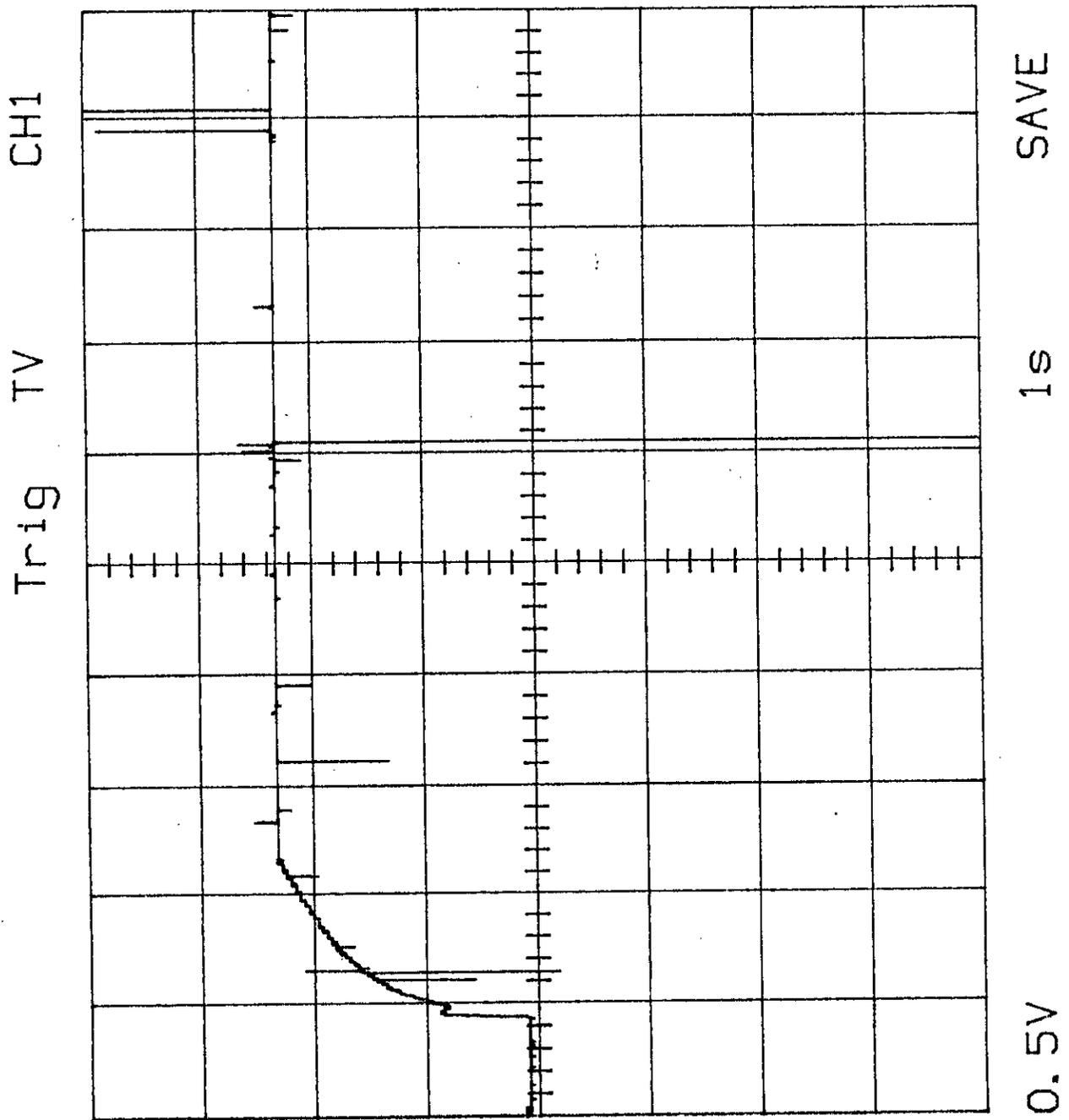


Figure (VI.1.2). Allure de la vitesse à vide pour une fonte consigne de courant.

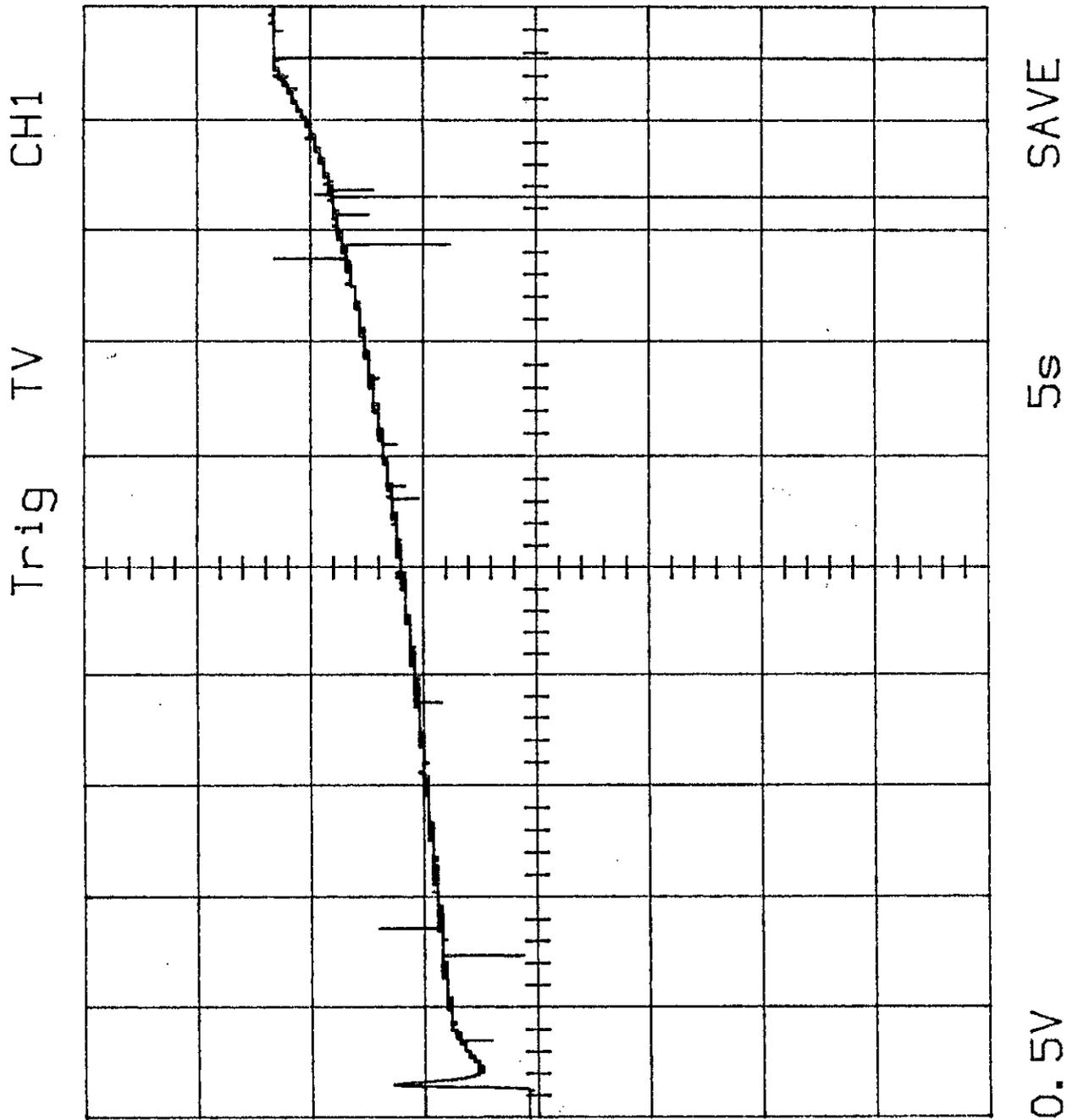


Figure (VI.1.b). Allure de la vitesse à vide pour une faible consigne de courant

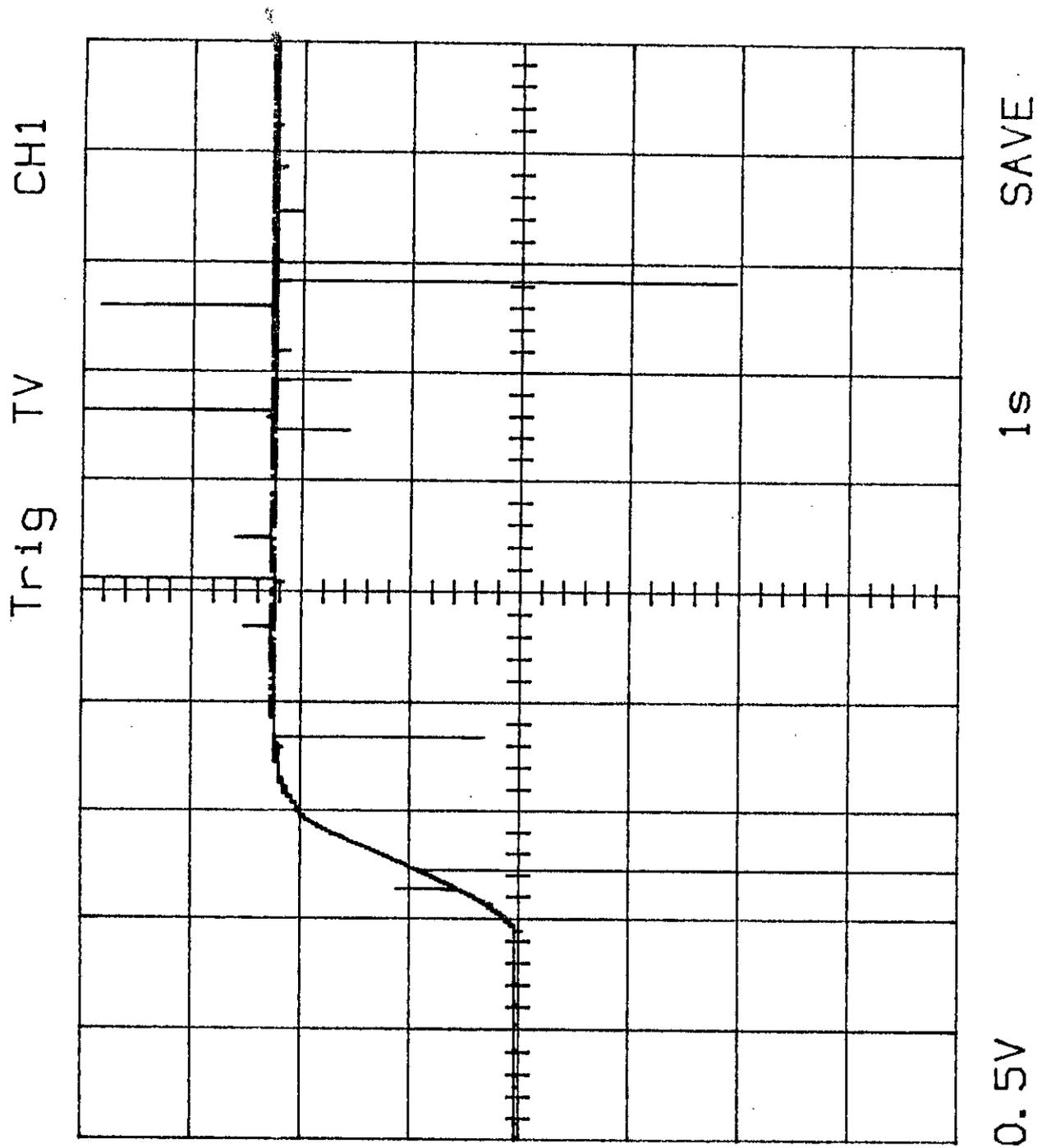
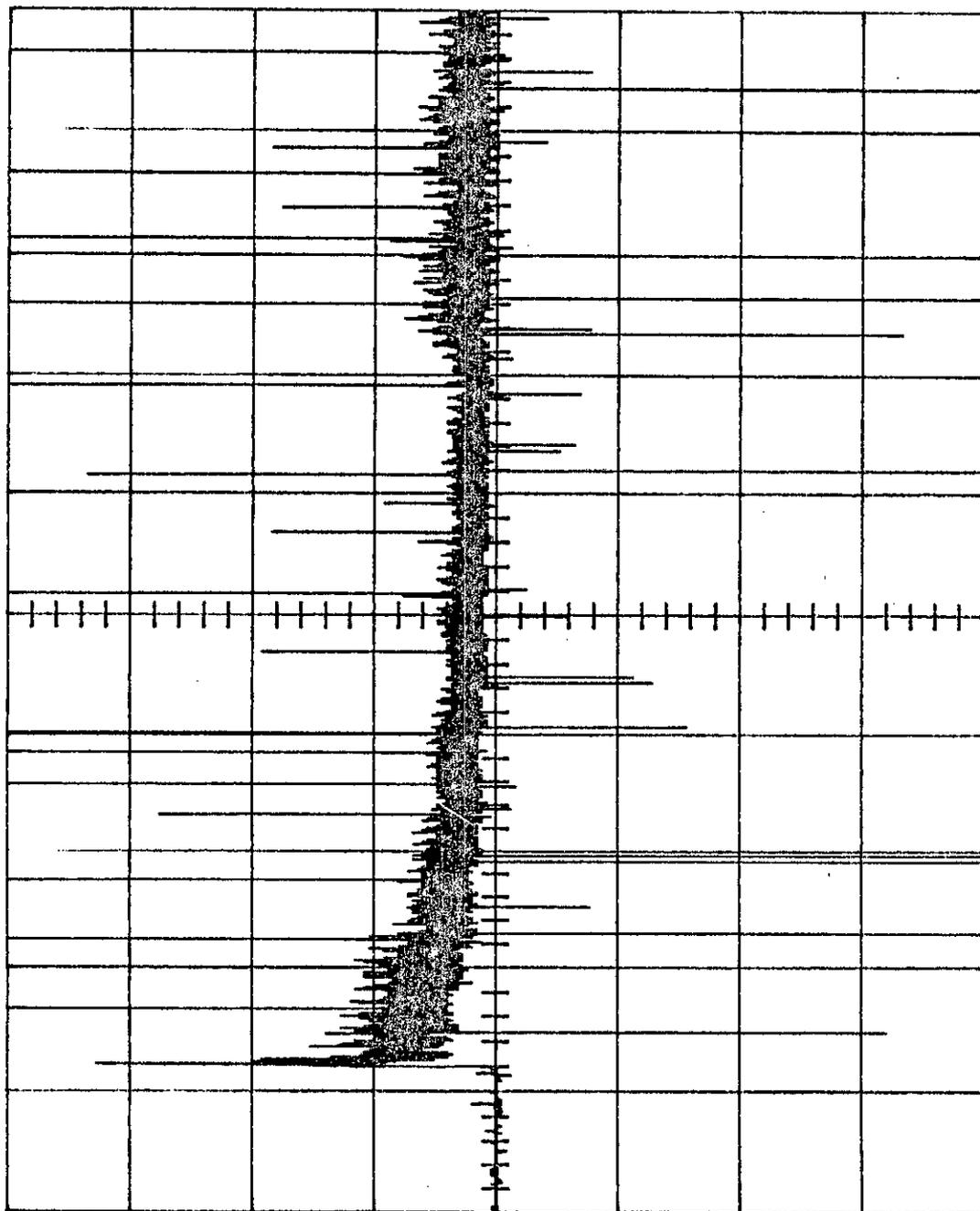


Figure (VI.1.c). Allure de la vitesse en charge pour une forte consigne de courant

Trig TV CH2



SAVE

1s

20mV

Figure (VI.2.a). Allure du courant à l'entrée de l'onduleur à vide

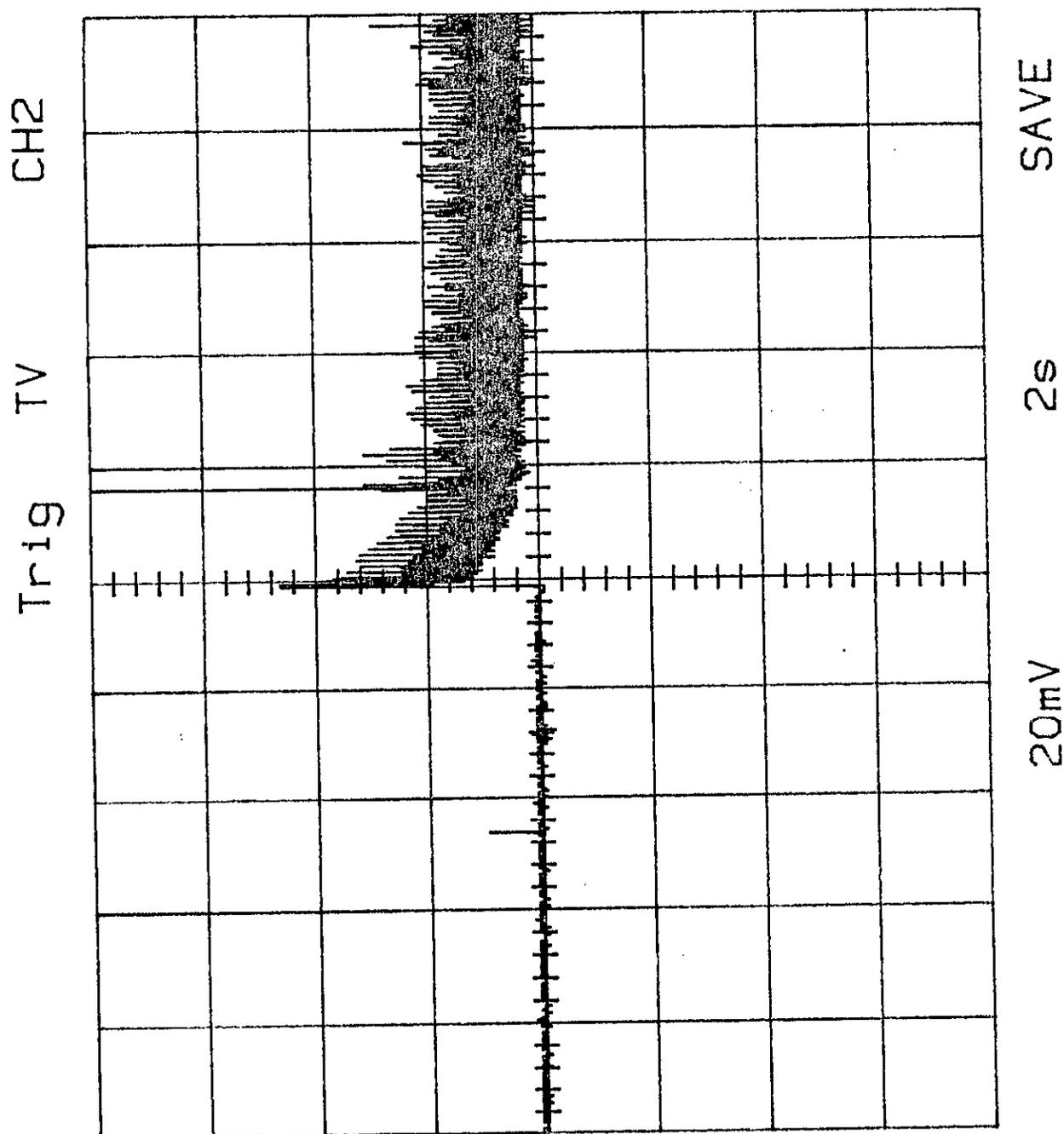
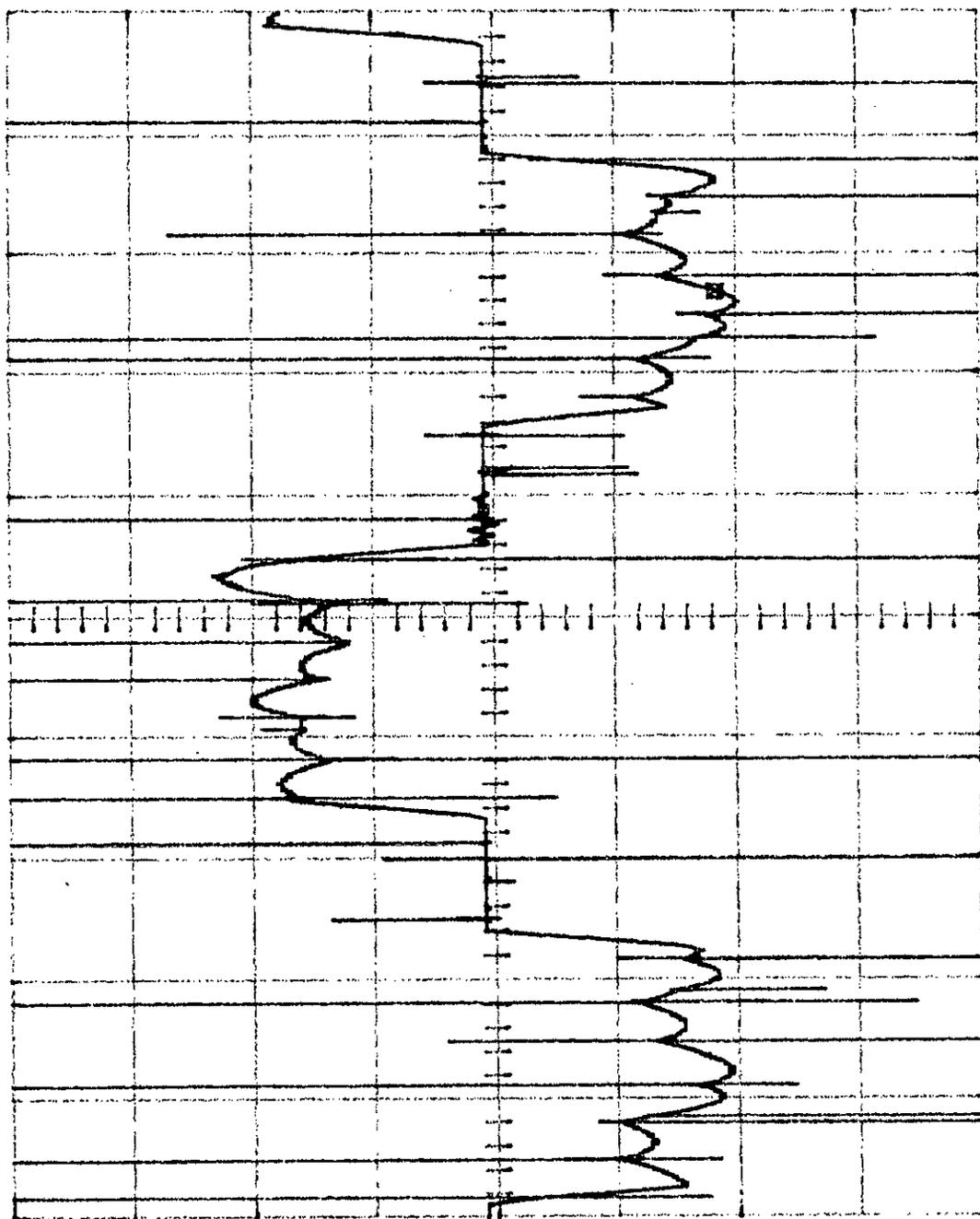


Figure (VI.2.b). Allure du courant à l'entrée de l'onduleur en charge.

Trig TV EXT



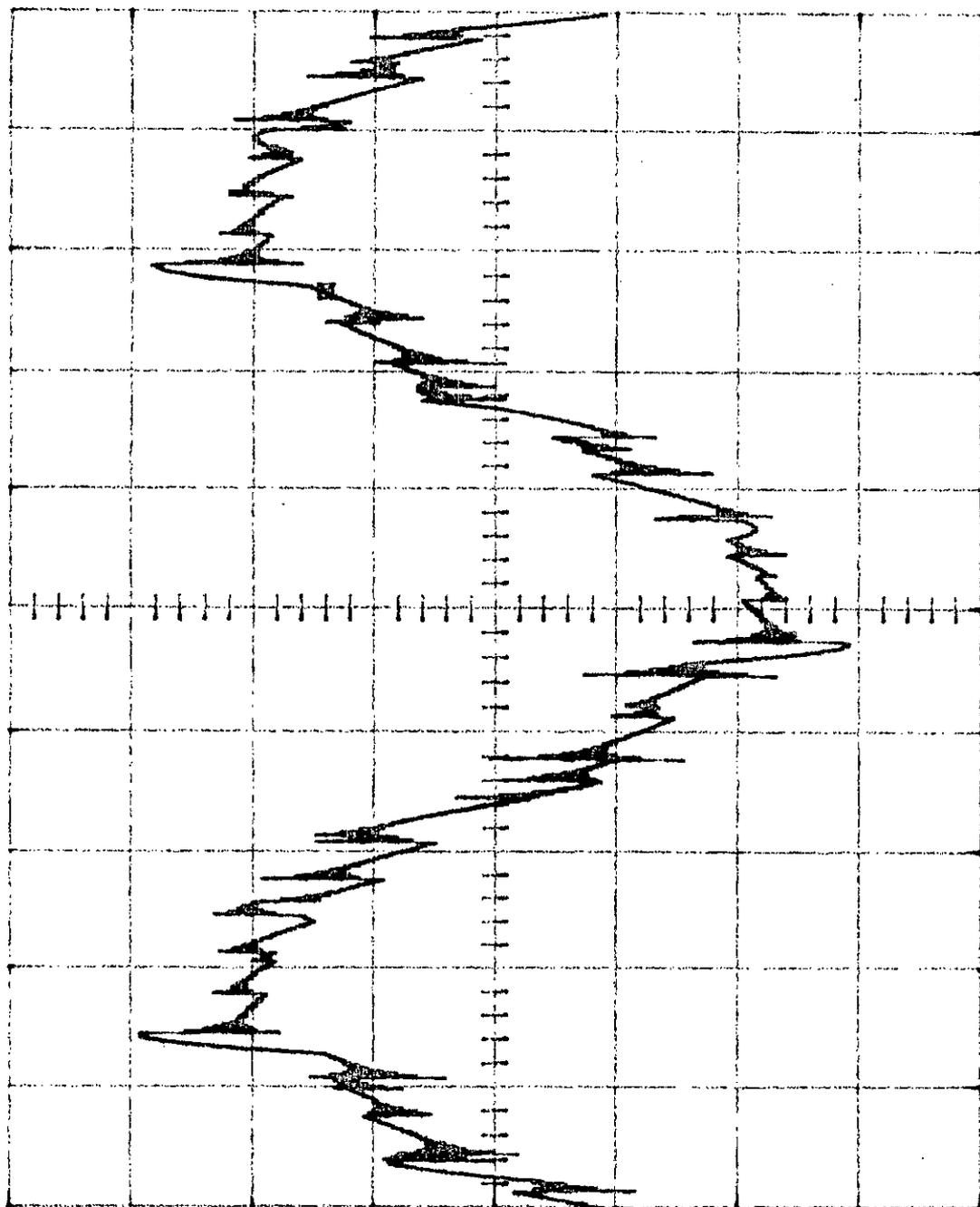
SAVE

10ms

20mV↓

Figure (vi.2.c). Allure del courant dans une phase de la machine

Trig TV EXT



SAVE

10ms

50V

Figure (VI.3.2)- Allure de la tension aux bornes de la machine

EXT  
TV  
Trig

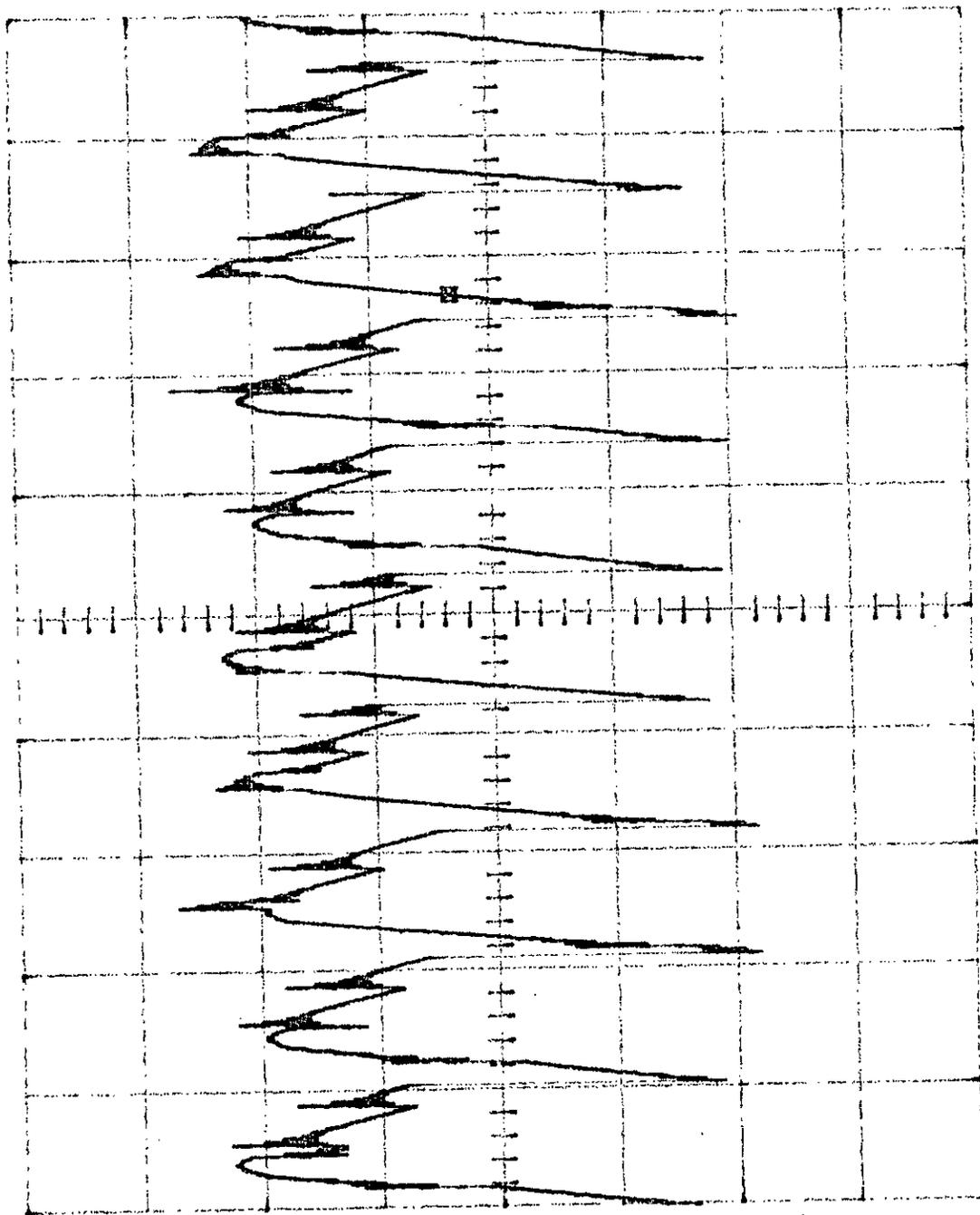
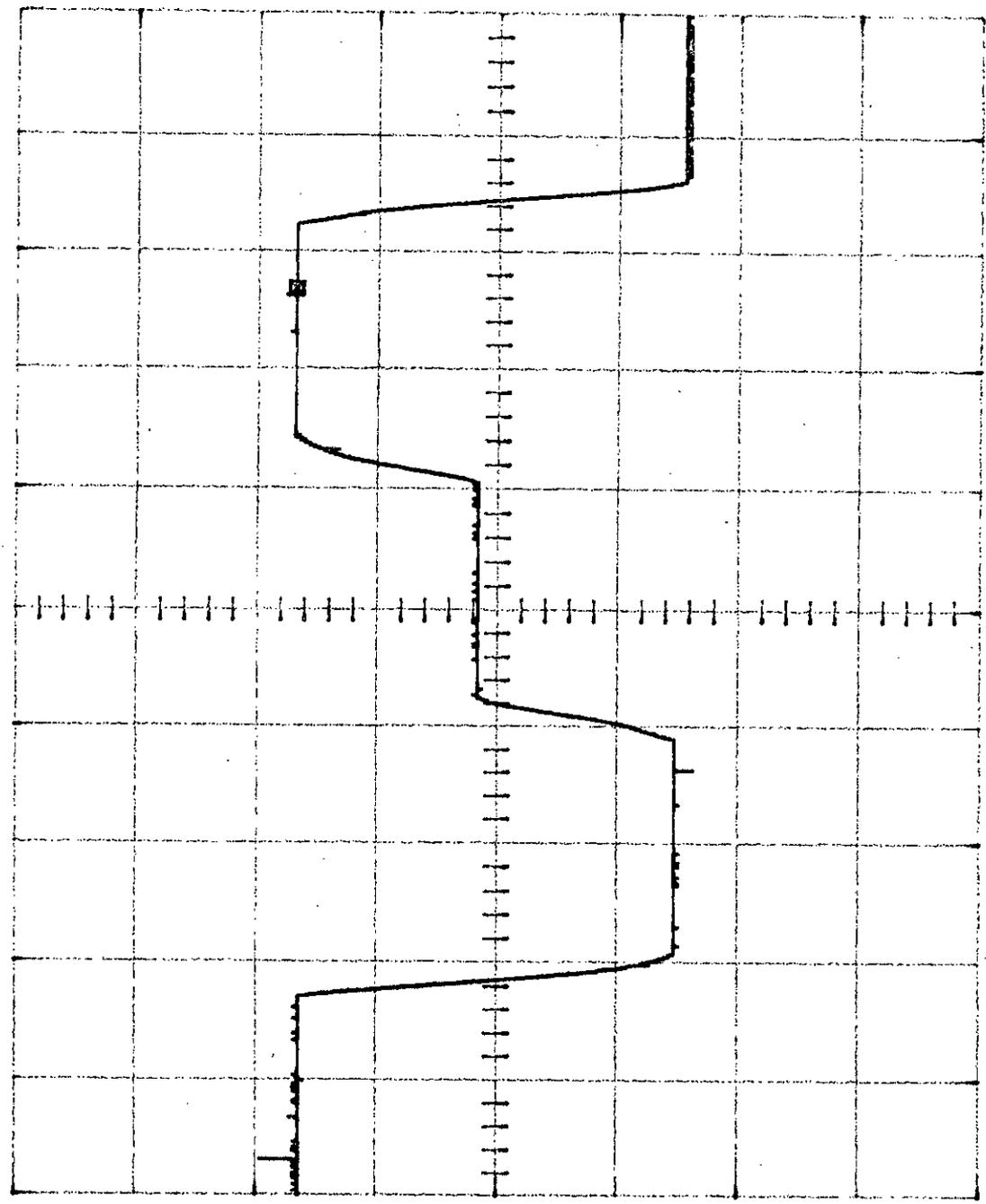


Figure (VI.3.b). Allure de la tension à l'entrée de l'onduleur

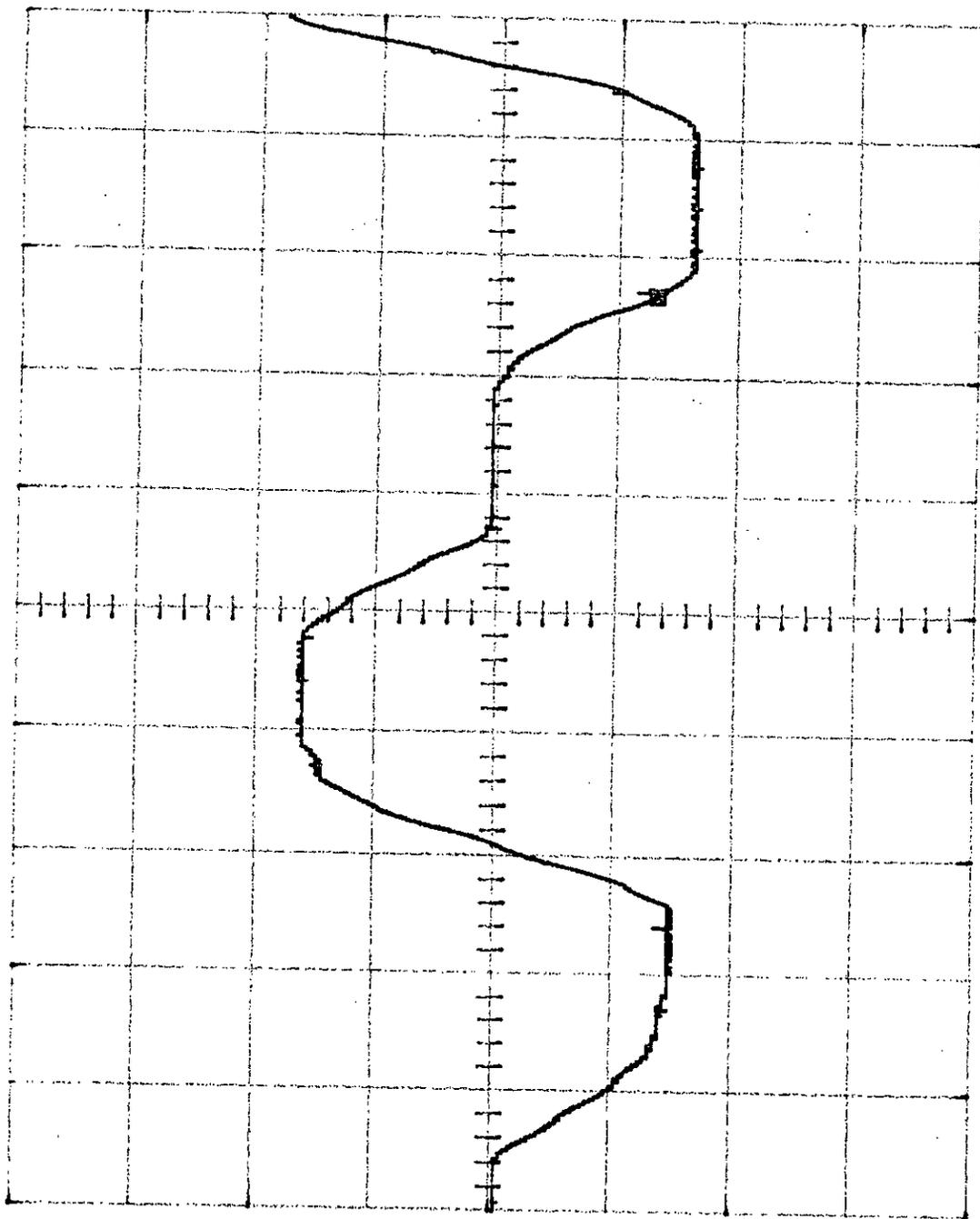
Trig TV EXT



50V 10ms SAVE

Figure (VI.3.c)- Allure de la tension aux bornes d'un condensateur de commutation  $C = 30 \mu F$

Trig TV EXT



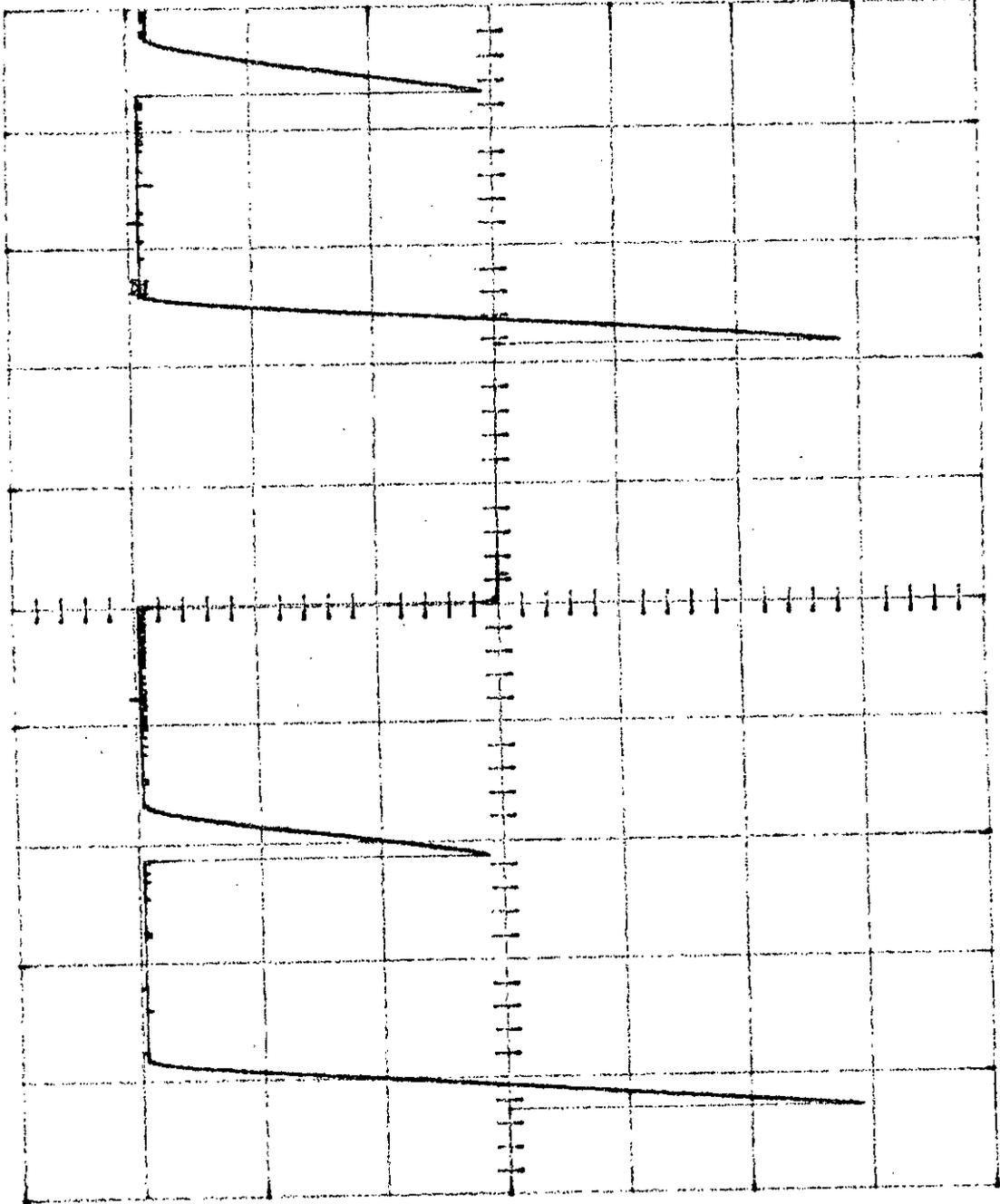
SAVE

10ms

50V

Figure (VI.3.d). Allure de la tension aux bornes  
d'un condensateur de commutation  
 $C = 60 \mu\text{F}$

EXT  
TV  
Trig



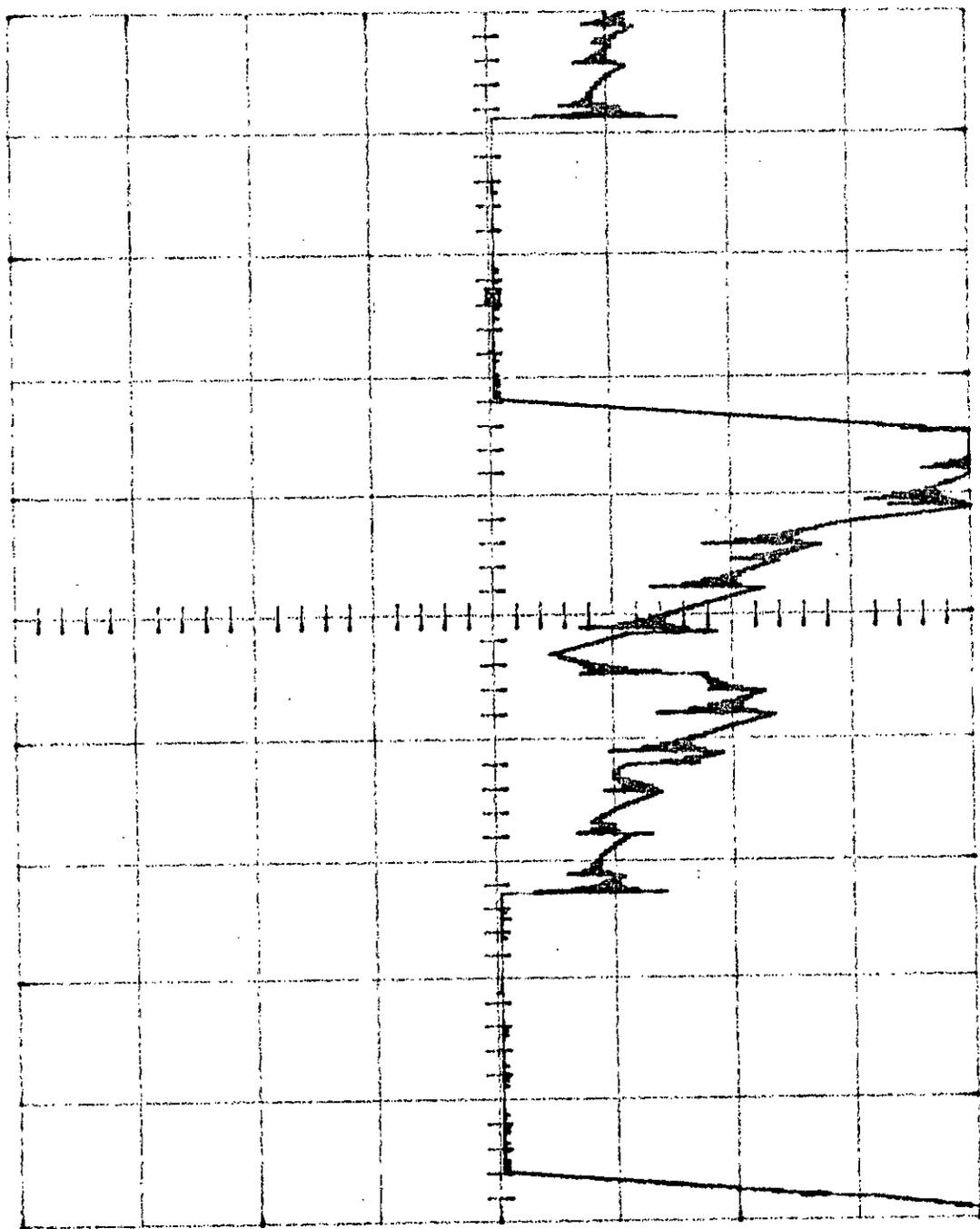
SAVE

10ms

50V

Figure (VI.3.e). Allure de la tension aux bornes d'un thyristor

Trig TV EXT



SAVE

10ms

50V

Figure (VI.3.f). Allure de la tension aux bornes d'une diode

## CONCLUSION GENERALE

L'étude analytique de l'association redresseur-onduleur-MAS est très importante pour prévoir les performances du meilleur fonctionnement et pour faire la conception des différents éléments du système. Cette étude nous a permis de constater la nécessité de limitation de <sup>courant</sup> et l'adoption d'une bonne valeur de la capacité du condensateur de commutation.

Cependant, la réalisation pratique qui constitue la partie la plus importante dans notre travail, nous a permis elle de mettre en évidence les problèmes liés à la mise en service des circuits étudiés théoriquement. Plusieurs phénomènes liés au démarrage ainsi qu'au régime permanent du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur de courant ont été constatés lors des essais pratiques. On note une grande similitude entre les formes d'ondes des caractéristiques relevées expérimentalement et celles obtenues par simulation excepté les pics de tensions durant la commutation qui ne sont pas importants dans l'expérimental. Ceci peut être expliqué par la saturation de la machine.

En fin, nous espérons que ce travail sera complété par la réalisation de la boucle de régulation de vitesse et des études telle que l'étude des harmoniques introduits par cette commande et la diminution des ondulations du couple électromagnétique.

## BIBLIOGRAPHIE

- 1) *Les convertisseurs de l'électronique  
de puissance vol 4* G. SEGUIER  
F. LABRIQUE
- 2) *Electronique de puissance* H. BUHLER  
ED. DUNOD (1987)
- 3) *"Machines électriques" Traité d'électricité  
vol x , Presses polytechniques romandes,  
Lausanne, 1983* J. chatelain
- 4) *"Power electronics and ac drives "*  
*Company prentice-Hall, 1987 .* B. K. BOSE
- 5) *"Electronique de puissance " vol 2*  
*Commande électronique des moteurs à courants  
alternatifs. Ed. EYROLLES (1980)* R. CHAUPRADE  
F. MILSANT
- 6) *Commande de la vitesse d'un moteur  
asynchrone par les variables rotoriques*  
*Thèse de Magister 1987* B. HEMICI
- 7) *Etude de l'association onduleur de courant-  
MAS, réalisation d'un onduleur de type sans  
thyristors auxiliaires. P.F.E (1991) ENP* A. LAIFA  
B. MAAZI