

وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Electrotechnique*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Réalisation d'un onduleur de tension
triphasé commandé par MLI
alimentant un moteur
asynchrone.*

Proposé par :

**M.O. MAHMOUDI
B. HEMICI**

Etudié par :

**N. TALBI
A. NESBA**

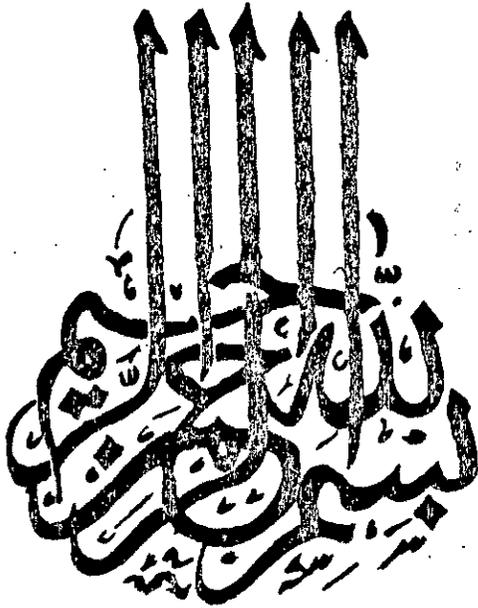
Dirigé par

**M.O. MAHMOUDI
B. HEMICI**

PROMOTION

Juillet 1993

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier Monsieur M.O. MAHMOUDI et Monsieur B.HEMICI pour leurs aides et conseils précieux .

Nous remercions également Messieurs :

A.MAAZI

S.DERRADJI

A.HELLAL

qui nous ont fait l'honneur d'être membres du jury.

Nous exprimons aussi notre sincère reconnaissance à tous les enseignants qui ont participé de près ou de loin à notre formation.

TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Chapitre I: GENERALITES

I.1 Introduction

I.2 Stratégies de modulation de largeur d'impulsion

I.2.1 Modulation triangulo-sinusoidale

I.2.2 Injection d'harmonique 3

I.2.3 Elimination d'harmoniques

I.2.4 Modulation du HEF 4752V

Chapitre II: CIRCUIT DE PUISSANCE

II.1 Transistor de puissance

II.2 Darlington

II.3 Circuit d'aide à la commutation

II.4 Commande de base directe et optimisée des transistors de puissance

Chapitre III CIRCUIT DE COMMANDE

III.1 Les signaux PWM du HEF 4752V

III.2 Organisation interne de l' HEF 4752V

III.3 Les entrées /sorties de l' HEF 4752V

Chapitre IV: MODELISATION

IV.1 Modélisation du moteur asynchrone

IV.2 Modélisation du C.I. HEF4752V

IV.3 Modélisation de l'association

Chapitre V: REALISATION PRATIQUE

V.1 Dimensionnement

V.1.1 Partie puissance

V.1.2 Partie commande

V.2 résultats obtenus

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

NOMONCLATURE

- f: fréquence
 fs: fréquence de commutation
 fm: fréquence à cent pour cent de modulation
 fp: fréquence de la porteuse
 m: indice de modulation
 r: coefficient de réglage
 U: tension d'alimentation continue
 ω_r : vitesse du rotor
 ω_b : vitesse synchrone
 V_{ds}/V_{dr} : tension statorique / rotorique dans l'axe d
 V_{qs}/V_{qr} : tension statorique / rotorique dans l'axe q
 V_{os}/V_{or} : tension statorique / rotorique dans l'axe o
 $r_{s/r}$: résistance statorique / rotorique (par phase)
 X_{ls}/X_{lr} : réactance de fuite statorique / rotorique
 X_m : réactance magnétisante
 $\lambda_{ds}/\lambda_{dr}$: flux statorique / rotorique
 $\lambda_{qs}/\lambda_{qr}$: flux statorique / rotorique d'axe q
 $\lambda_{os}/\lambda_{or}$: flux statorique / rotorique d'axe o
 i_{ds}/i_{qr} : courant statorique / rotorique d'axe d
 i_{qs}/i_{qr} : courant statorique / rotorique d'axe q
 i_{os}/i_{or} : courant statorique / rotorique d'axe o
 T_c : couple électromagnétique
 T_l : couple de charge
 J: moment d'inertie
 q: nombre de pôles
 p: opérateur dérivé par rapport au temps

INTRODUCTION

La machine asynchrone par ses avantages réels (construction simple, robustesse, prix bas) intéresse à plusieurs points de vue les industries. Cependant elle présente des difficultés au niveau de la commande.

Avec l'apparition des onduleurs ce problème est complètement résolu, surtout avec les onduleurs commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Parmi les circuits de commande basés sur cette technique, on peut citer le circuit intégré spécialisé le HEF 4752V (Philips). C'est ce circuit même qu'on va utiliser comme circuit de commande de l'onduleur, qui alimentera un moteur asynchrone.

Notre travail se divise en trois parties principales

l'étude,

la simulation,

la réalisation.

La partie étude comporte trois chapitres: le premier regroupe des généralités sur les différentes techniques de modulation.

Le second chapitre est consacré à l'étude des circuits de puissance de l'onduleur (Transistor de puissance, Darlington, CALC, Driver).

Le troisième chapitre comporte une étude détaillée du circuit intégré HEF 4752V.

La deuxième partie est consacrée à la modélisation du C.I. HEF, du moteur asynchrone et de l'association onduleur de tension-MAS.

Les résultats de simulation sont donnés en fin de chapitre.

Dans la troisième partie; réalisation; on expose la réalisation pratique de l'onduleur (dimensionnement et résultats obtenus)

Enfin on termine par une conclusion générale.

CHAPITRE I

GENERALITES

1).1 INTRODUCTION

Un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions fournit des tensions dont chaque alternance est formée par plusieurs créneaux de largeurs variables. Cet onduleur présente les avantages suivants:

- a) Il facilite le filtrage : les harmoniques de la tension de sortie sont repoussés vers les fréquences plus élevées.
- b) Il permet la variation de la valeur du fondamental de la tension de sortie proportionnellement au rapport cyclique de l'onduleur.
- c)- Il élimine les harmoniques impairs multiples de trois de la tension, si le récepteur est en étoile sans neutre, ou en triangle. [1]

Dans le cas de la modulation triangulo-sinusoïdale, les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, sont déterminés en comparant deux signaux l'un a la forme triangulaire appelé

" porteuse " et l'autre a la forme sinusoïdale appelé "modulante" les instants de commutation sont calculés puis mémorisés et les interrupteurs sont alors commandés par micro-processeur. [1]

I).2 STRATEGIES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS :

I).2.1 MODULATION TRINGULO-SINUSOÏDALE :

Elle consiste à comparer trois signaux modulateurs qui représentent les tensions de sortie recherchées, à un signal triangulaire symétrique dont la fréquence f_p est supérieure à f et d'amplitude fixe. Le but recherché est donc d'approximer une tension de sortie sinusoïdale en faisant varier d'une façon sinusoïdale sa valeur moyenne.

La modulation est caractérisée par deux paramètres:

a) l'indice de modulation m ; égal au rapport de la fréquence du signal triangulaire (f_p), à la fréquence du signal modulant f . b) Le coefficient de réglage en tension r (rapport cyclique) égal au rapport de l'amplitude du signal modulant à la valeur crête du signal triangulaire.

La modulation peut être synchrone c'est à dire que la fréquence f_p est un multiple entier de f , dans ce cas la tension de sortie est périodique de période T .

En modulation synchrone si l'indice de modulation est impair l'alternance négative reproduit au signe près l'alternance positive. Le développement en série de Fourier de cette tension ne comporte alors que des harmoniques impairs.

Si m est pair, on trouve dans le développement une composante continue, des harmoniques pairs et impairs [1].

En ce qui concerne le modulation asynchrone elle ne peut être adoptée pour les faibles valeurs de m car le fondamental et ses harmoniques représenteraient alors des oscillations [14] importantes. Elle est sans inconvénient pour m suffisamment grand. [1]

Pour une commande à fréquence variable on peut conserver f_p constante et agir seulement sur la fréquence f de la modulante, tant que celle-ci reste très inférieure à f_p .

Etude de la tension de sortie:

Nous étudierons le cas où la modulation est synchrone et le calage est optimale (c'est à dire que la porteuse passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de la référence). Dans ce cas les alternances sont symétriques par rapport à leurs milieux. [1]

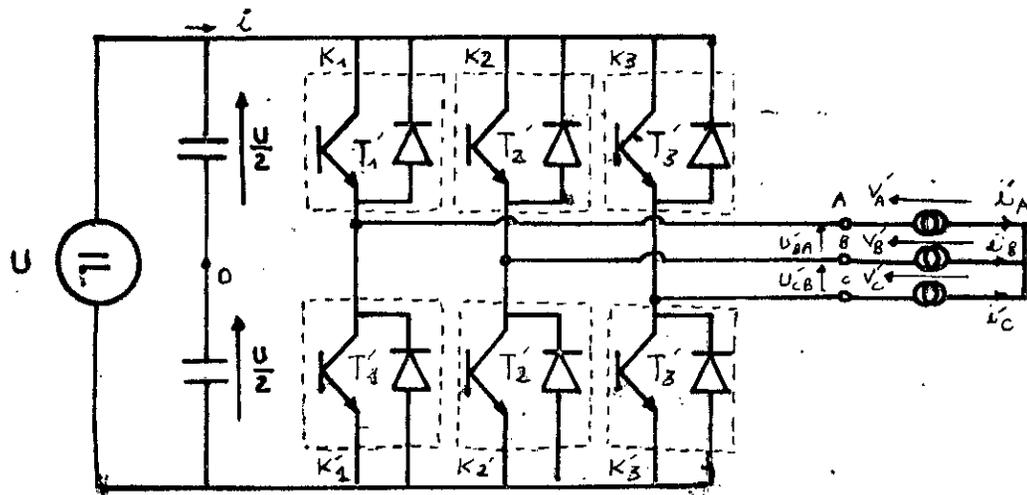
Pour l'onduleur triphasé en modulation synchrone, on adopte une valeur de m multiple de trois pour que les tensions de sortie soient identiques à un tiers de période près.

Le fondamental de la tension de sortie $(V_a - V_o)$ prise entre la phase et le point milieu fictif de la source et donné par sa valeur efficace:

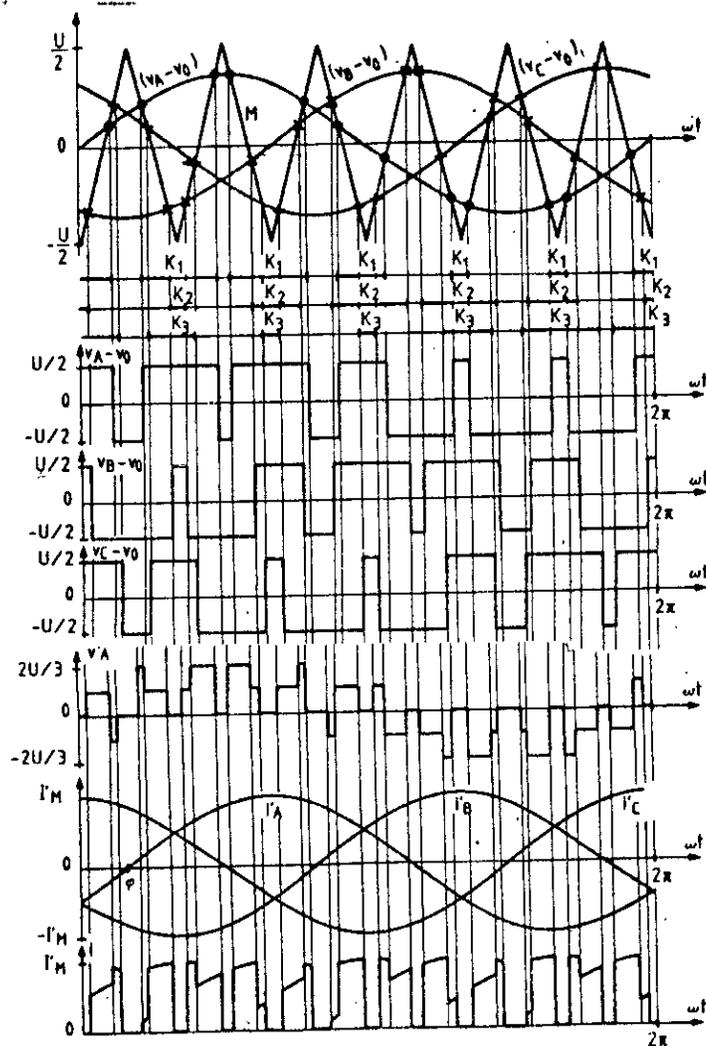
$$(V_a - V_o)'_{eff} = \frac{U}{2} \frac{r}{\sqrt{2}} \quad (I-1)$$

Le fondamental de la tension composée U_{ab} a une valeur efficace:

$$(U'_{ab})_{eff} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{r}{2} U \quad (I-2)$$



ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE



Formes d'ondes pour $m=6, r=0.75$

Le " déchet " de tension a pour valeur:

$$\left(\frac{(V_a - V_o)'}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} U} \right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \quad (I-3)$$

Pour une charge équilibrée couplée en étoile la tension de la phase "a" est:

$$V_a' = \frac{1}{3} (2 (V_a - V_o) - (V_b - V_o) - (V_c - V_o)) \quad (I-4)$$

L'harmonique d'ordre(k) s'écrit:

$$V_a'(k) = \frac{1}{3} (2 (V_a - V_o) (k) - (V_b - V_o) (k) - (V_c - V_o) (k)) \quad (I-5)$$

Donc les tensions de sortie V_a' , V_b' et V_c' se déduisent de $(V_a - V_o)$, $(V_b - V_o)$ et $(V_c - V_o)$ par la suppression des harmoniques multiples de trois. [1]

I).2.2 INJECTION D'HARMONIQUE TROIS DANS LA REFERENCE :

En triphasé, on peut réduire le "déchet" de tension sans diminuer la qualité des tensions de sortie et du courant d'entrée: on ajoute un harmonique 3 à la sinusoïde pour former le signal modulant.

On trouvera cet harmonique dans les tensions $V_a - V_o$, $V_b - V_o$, $V_c - V_o$ mais il disparaît dans les tensions simples et composées.

Le résultat de cette addition donne une référence, dont les maximums ne se situent plus aux milieux des alternances, et qui peut excéder $U/2$ et donc des amplitudes plus importantes pour les tensions de sortie.

La tension de référence aura la forme :

$$(V_a - V_b) = \frac{U}{2} (r \sin \omega t + k \sin 3 \omega t) \quad (\text{I-6})$$

La commande utilisant cette tension de référence est appelée " commande suboptimale "

Pour déterminer r_{\max} on pose : $(V_a - V_b) = \frac{U}{2} r (\sin \omega t + k' \sin 3 \omega t)$

$$\text{La quantité } \sin \omega t + k' \sin 3 \omega t \quad (\text{I-8})$$

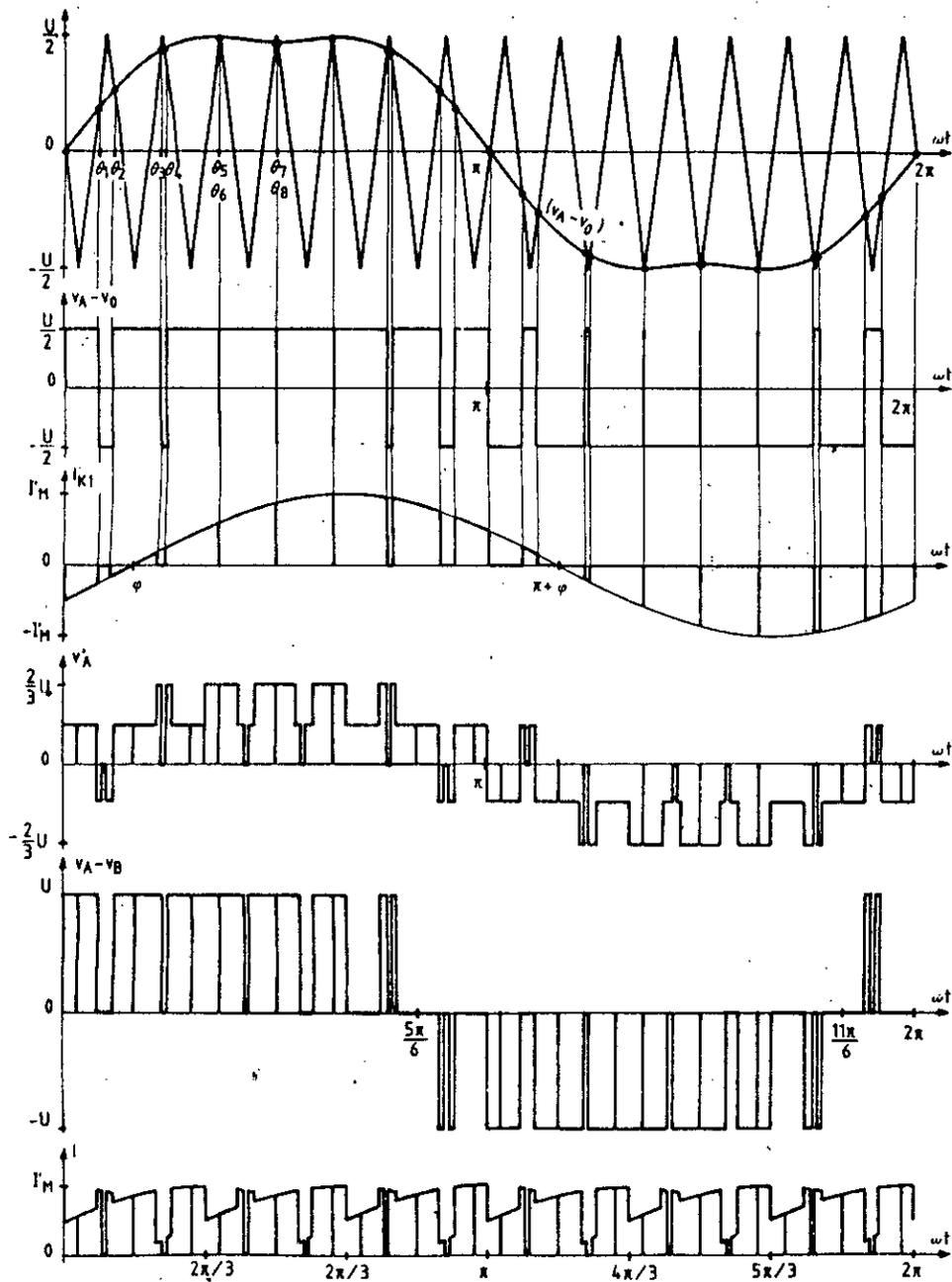
passé par un maximum à l'instant t tel que

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{4} \left(3 - \frac{1}{3k'} \right) \quad (\text{I-9})$$

D'où,

$$r_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (\text{I-10})$$

Ainsi le déchet de tension passe de 21.46 % à 9.31 % [1].



Formes d'ondes pour r maximum, $m=15$

I).2.3 ELIMINATION D'HARMONIQUES :

Dans la modulation calculée au lieu de déterminer les angles de commutation en temps réel, on peut calculer préalablement les séquences de commande, et commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de ces séquences.

On caractérise la forme d'onde par le nombre c de " trous " par alternance; i.e le nombre d'intervalles à $u' = -U/2$ pendant l'alternance positive, et à $u' = U/2$ pendant l'alternance négative.

(u' est la tension entre phase et neutre fictif).

L'identité, au signe près, des alternances positives et négatives ainsi que la symétrie de chaque alternance par rapport à son milieu font que c angles suffisent à déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux.

Dans les tensions de sortie de l'onduleur triphasé en pont, les harmoniques de rang multiple de trois sont supprimées.

Si on veut faire varier les tensions de sortie on calcule les c angles définissant les c trous.

Le système devient:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2} \cdot \cos\theta_1 + \cos\theta_2 - \cos\theta_3 + \dots \pm \cos\theta_c &= U_1/2U_{10} \\
 \frac{1}{2} - \cos 5\theta_1 + \cos 5\theta_2 - \cos 5\theta_3 + \dots \pm \cos 5\theta_c &= 0 \\
 \frac{1}{2} - \cos 7\theta_1 + \cos 7\theta_2 - \cos 7\theta_3 + \dots \pm \cos 7\theta_c &= 0 \\
 \frac{1}{2} - \cos 11\theta_1 + \cos 11\theta_2 - \cos 11\theta_3 + \dots \pm \cos 11\theta_c &= 0
 \end{aligned}
 \tag{I-11}$$

avec:

$$U_{10} = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \quad (I-12)$$

où on annule les $c-1$ premiers harmoniques impairs autres que ceux de rang multiple de 3. [1]

Généralement on limite c à cinq, et ainsi on peut éliminer jusqu'à quatre harmoniques qui sont les plus indésirables pour la machine.

La détermination des angles de commutation nécessite la résolution du système non linéaire à c équations et c inconnues.

I).2.4 MODULATION DU HEF 4752V :

Le **HEF 4752V** génère son signal **MLI** par double modulation sinusoïdale d'un signal carré appelé porteuse. La fréquence de la sinusoïde sera celle de la tension de sortie. La fréquence de la porteuse est généralement prise par le **HEF** assez grande devant celle de la sinusoïde. [13]

Parmi les caractéristiques de la technique de modulation du **HEF** on peut citer que:

- la modulation est toujours synchrone.
- l'indice de modulation varie entre 168, pour les faibles fréquences, et 15 pour les plus grandes, en restant toujours multiple de trois.
- l'amplitude du fondamental de la tension de sortie varie linéairement avec la fréquence de sortie.

Pour plus de détail sur le **HEF 4752V** voir le chap.III

CHAPITRE II

CIRCUITS DE PUISSANCE

II.1. TRANSISTOR DE PUISSANCE

Les transistors de puissance sont des transistors spécialement adaptés à l'utilisation dans des convertisseurs statiques, c'est à dire au fonctionnement en tout ou rien.

Il est :

- Soit bloqué; le courant qui le traverse est alors nul ou très faible.
- Soit conducteur (ou saturé); la tension à ses bornes est alors très faible également.

[9]

Un transistor de puissance fonctionne à des fréquences très élevées en comparant à celles du thyristor, à condition d'atténuer les pertes dues à la commutation et de respecter ses caractéristiques limites [7]

a) Limite thermique

Comme tout semi-conducteur le transistor de puissance a une température maximale admissible qu'on ne doit, en aucun cas la dépasser. D'où la nécessité d'utilisation d'un radiateur, surtout pour les fortes puissances, pour dissiper la chaleur produite par commutation, et de refroidir donc le composant.

b) Aires de sécurité

Quatre limites interviennent dans la détermination de l'aire de sécurité d'un transistor :

- Le courant collecteur maximal : I_M

I_M est noté I_C en régime permanent et I_{CM} en régime transitoire. Généralement, I_{CM} est un peu supérieur à I_M . [9]

- La tension collecteur-émetteur maximale

Dans ce cas, il importe de distinguer les grandeurs suivantes:

V_{CEO} = tension de claquage lorsque la base est en l'air.

V_{CER} = tension de claquage lorsque la base est reliée à l'émetteur par une résistance R de valeur spécifiée.

V_{CEX} = tension de claquage lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en inverse sous une tension spécifiée.

V_{CE0sus} = tension de claquage lorsque la base est en l'air et lors de la décroissance du courant collecteur à travers une inductance. [9]

* Les différentes tensions de claquage n'ont pas la même valeur. Les caractéristiques sont données en figure II-1.

- La puissance maximale dissipable :

Elle dépend des conditions de refroidissement du transistor et varie avec la température de la jonction selon la courbe de la figure II-2.

En générale les constructeurs indiquent cette puissance à 25°C.

- Le phénomène du second claquage

Ce phénomène se traduit par une brusque augmentation du courant collecteur I_C accompagnée d'une brusque réduction de V_{CE} .

L'aire de sécurité est la zone dans laquelle doit impérativement rester le point de fonctionnement du transistor utilisé en commutation (figure II-3).

Pour rester dans l'aire de sécurité, il est en général, nécessaire d'utiliser des réseaux de protection.

* Remarques importantes:

- A l'intérieur même de l'aire de sécurité, on peut distinguer deux zones de fonctionnement du transistor (figure II-4).

Il est vivement conseillé de faire travailler le transistor dans sa zone à faibles pertes. C'est également par l'emploi de réseaux de protection que l'on y parvient.

- Il est également possible de définir une aire de sécurité de fonctionnement en régime continu (fig. II-5)

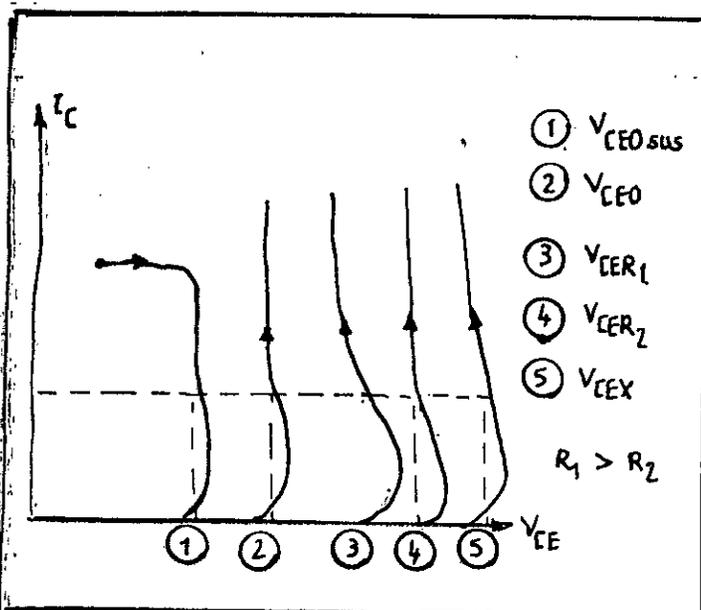


Fig II.1: Différentes tension de claquage.

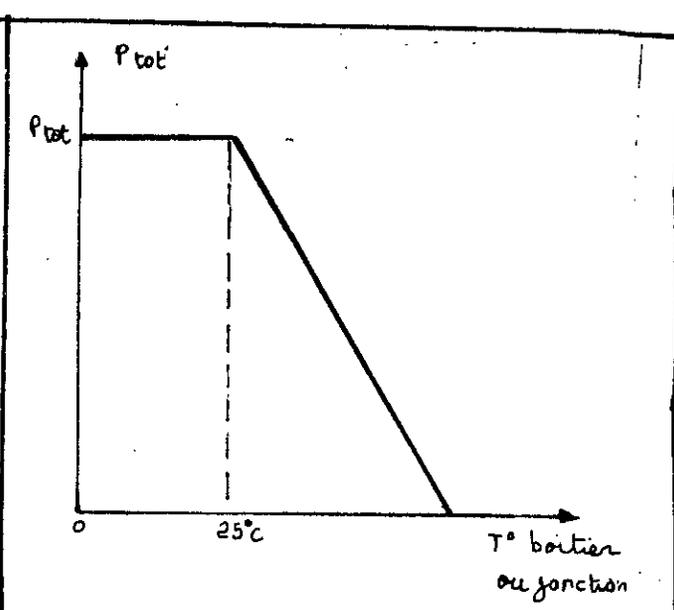


Fig II.2: Puissance maximale dissipable.

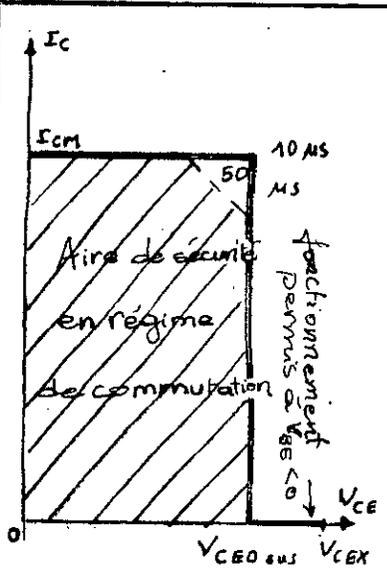


Fig II.3: Aire de sécurité du transistor

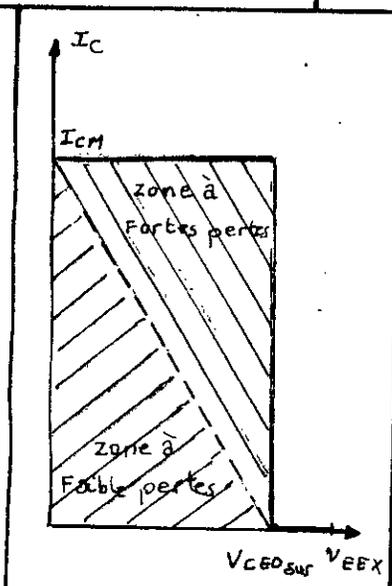


Fig II.4: Différentes zones de perte de l'aire de sécurité

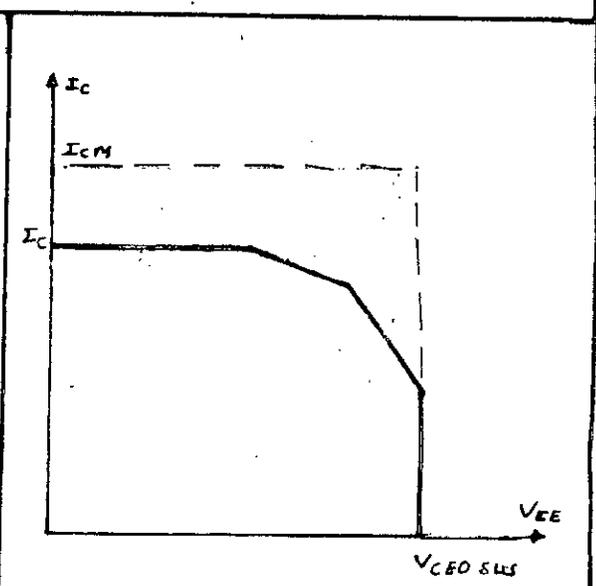


Fig II.5: Aire de sécurité en fonctionnement continu.

II.2 DARLINGTON

II.2.1 Principe :

Le gain en courant du transistor bipolaire dans son état saturé ou quasi-saturé, étant assez faible, il est alors nécessaire d'intercaler entre la commande et l'entrée du transistor un étage amplificateur qui puisse délivrer au transistor un courant de base suffisant. Le montage Darlington utilise pour cela un autre transistor bipolaire dit transistor pilote disposé en cascade avec le transistor commandé (piloté) suivant le schéma de la figure II.6.

On représente schématiquement par le symbole de la figure II.7.

Remarque :

-La chute de tension d'un Darlington est à I_c donné, est supérieure à celle d'un transistor bipolaire saturé (1.5V à 2.5V).

II.2.3. Résistances de stabilisation :

En tenant compte des courants de fuite des deux transistors; i_{CE01} et i_{CE02} , l'expression de i_c en fonction de i_B , β_1 , β_2 , i_{CE01} et i_{CE02} serait:

$$i_c = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2) \cdot i_{B1} + (1 + \beta_2) \cdot i_{CE01} + i_{CE02}$$

β_1 et β_2 étant les gains en courant des transistors; pilote et piloté.

Ces courants de fuite étant très liés à la température, donnent au Darlington une mauvaise stabilité thermique [2].

Les résistances R_{BE1} et R_{BE2} étant choisies telles que :

$$R_{BE} \cdot i_{CEO} \ll V_{BE} \text{ (seuil)} \quad (\text{tension de seuil})$$

Cela ;

- Réduit considérablement les courants de fuite,
- Améliore la stabilité thermique du Darlington,
- Atténue la sensibilité au bruit de fond.

N.B : V_{BE1} et V_{BE2} étant faibles, la consommation de R_1 et R_2 est faible aussi.

Avantages et inconvénients du Darlington

Voici enfin quelques avantages et inconvénients du Darlington, comparé à un transistor seul :

Avantages :

- 1- Gain en courant plus important.
- 2- facilité de la réalisation de la commande de base à cause du courant de base réduit demandé par un Darlington.
- 3- Courte durée de fermeture.
- 4- Echauffement très faible du transistor piloté pendant la fermeture.

Inconvénients

- 1- Chute de tension directe plus importante donc échauffement plus fort.
- 2- Plus grande durée d'ouverture et surcharge du transistor à cette transition d'où encore un échauffement plus important.

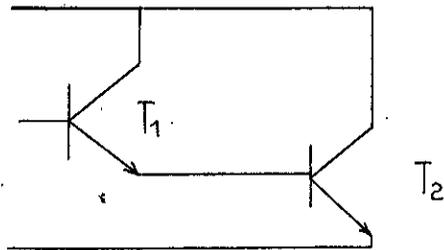


Fig II.6
Le darlington

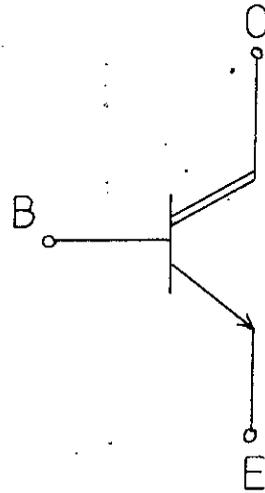


Fig II.7
Symbole du Darlington

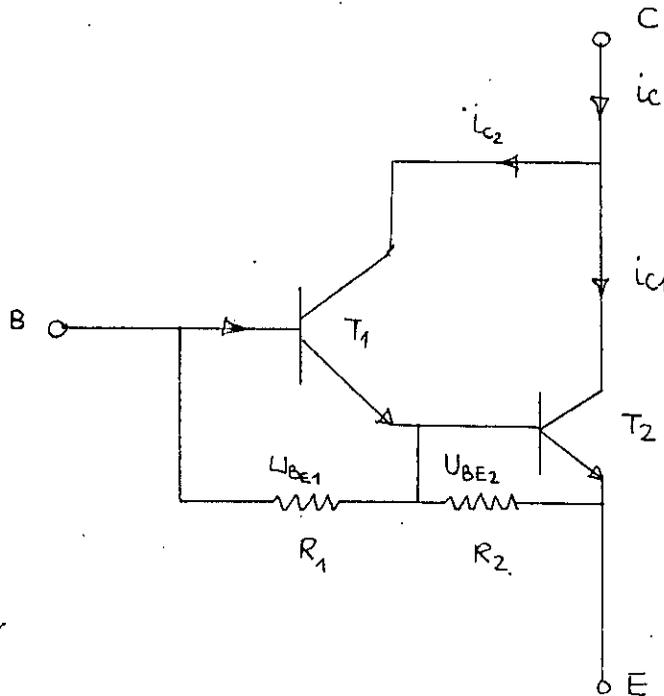


Fig II.8 Résistances de stabilisation

II-3 CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION (C.A.L.C) :

II-3-1 Principe

Comme déjà vu la commande MLI a l'avantage de pouvoir donner en sortie de l'onduleur une tension dont le fondamentale s'approche le plus vers la sinusoïde et ce pour un nombre de commutations très élevé.

Mais sachant, d'une autre part que pratiquement toutes ces commutations se font à courant non nul, cela pose un problème:

des surtensions, des surintensités et échauffement des transistors.[1]

Pour résoudre ces problèmes, chaque transistor est protégé contre les dv/dt excessifs par des circuit R, C, D_c et contre les di/dt excessifs par des circuits r, L, D_L (figure II-9)

Ce circuit auxiliaire s'appelle, circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C).

On appelle **snubber capacitif** l'ensemble des élément R, C, D_c , **snubber inductif** l'ensemble des éléments, r, L, D_L .

le choix des éléments de ces deux snubbers repose sur la connaissance des valeurs des pertes, des surtensions et surintensités dans le transistor. Les expressions de ces grandeurs sont: [1]

Pertes par commutation dans le transistor

On ne va tenir compte que de l'énergie dissipée à l'ouverture. Celle dissipée pendant la fermeture (d'un transistor avec CALC) est en effet très faible.

Soit P_T la puissance dissipée (à l'ouverture) par un transistor pendant une période des grandeurs de sortie ($T = 1/f$), alors :

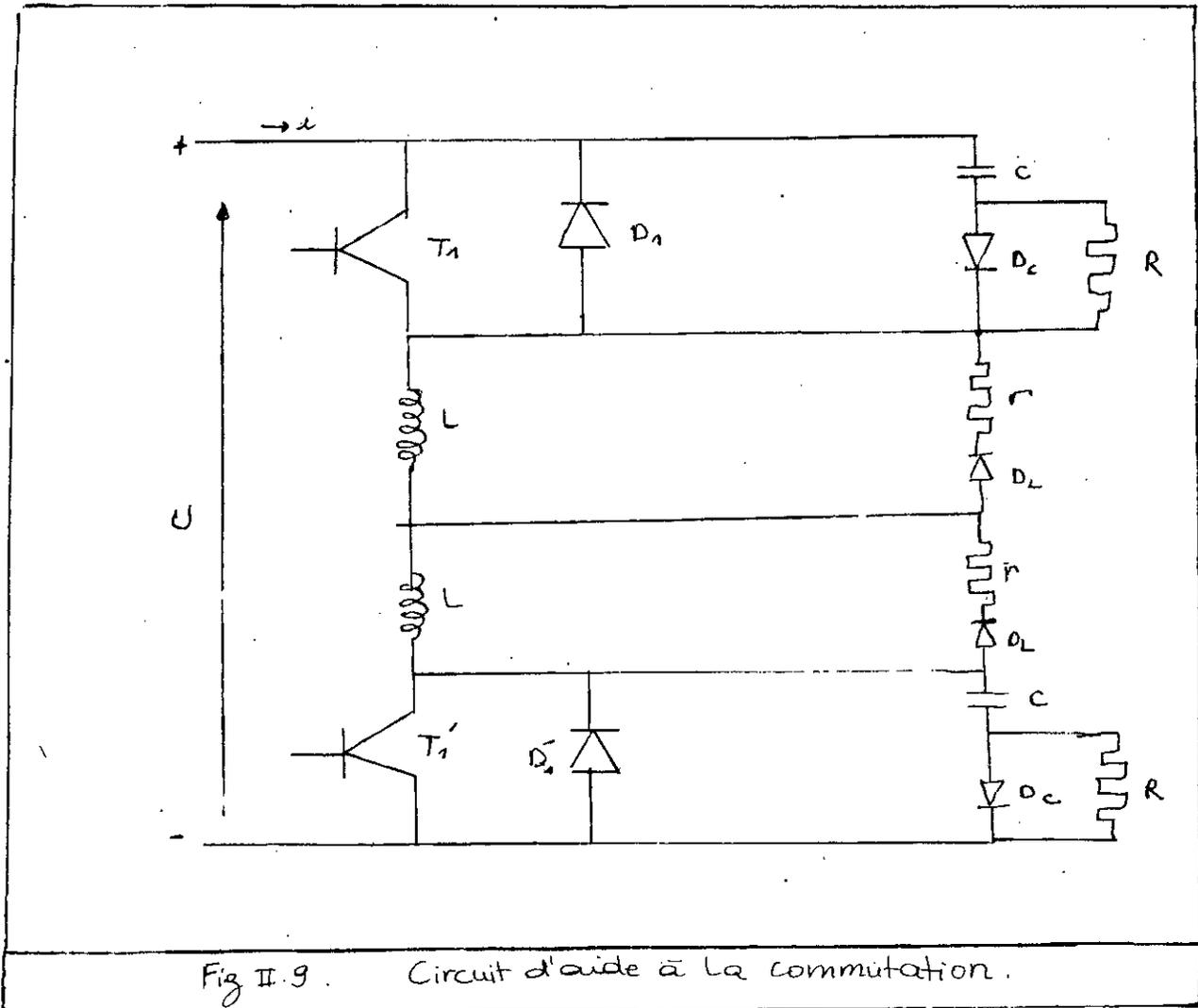


Fig II.9. Circuit d'aide à la commutation.

$$P_T = mf \frac{t_f^2}{48 \cdot C} \quad (14)$$

Surtensions & surintensités

Soient:

$$K_1 = \sqrt{\frac{C}{2L} \frac{U}{I}} \quad K_2 = \frac{r}{R}$$

$$\tau = \frac{L}{r} = RC$$

I étant la valeur efficace maximale du courant de sortie.

L'expression de la surintensité est:

$$\frac{\Delta i}{I\sqrt{2}} = \frac{K_1}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{2K_2} \exp\left(-\sqrt{2K_2} \left(\frac{\sqrt{2}}{K_1} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \right]$$

Elle exprime la surintensité maximale

L'expression de la surtension maximale est:

$$\frac{\Delta v}{U} = \frac{\sqrt{2}}{K_1} \exp\left(-\frac{1}{\sqrt{1-8K_2}} \operatorname{Arcth}\sqrt{1-8K_2}\right)$$

On prend généralement en pratique r très petit devant R , c'est pour cette raison qu'on n'a considéré pour ces deux expressions que le cas $8r/R < 1$ [1].

Choix des éléments du CALC

Le choix des éléments des snubbers repose sur trois conditions: la minimisation de Δi , Δv et P_T .

Mais on ne peut minimiser autant qu'on le veuille ces trois grandeurs Δi , Δv et P_T en même temps.

On cherche alors une solution optimale qui les minimise le plus possible.

La figure (II-10) fait alors un outil aidant à approcher cette solution. La solution adoptée est repérée par des valeurs-correspondantes de K_1 et K_2 . Et c'est à la base de ces valeurs de K_1 et K_2 qu'on calculera les éléments des snubbers.

$$R = \frac{U}{IK_1\sqrt{2K_2}} \quad r = K_2 R$$

$$C = \frac{\tau}{R} \cdot \frac{I}{U} \tau K_1 \sqrt{2} \quad L = \tau \cdot r$$

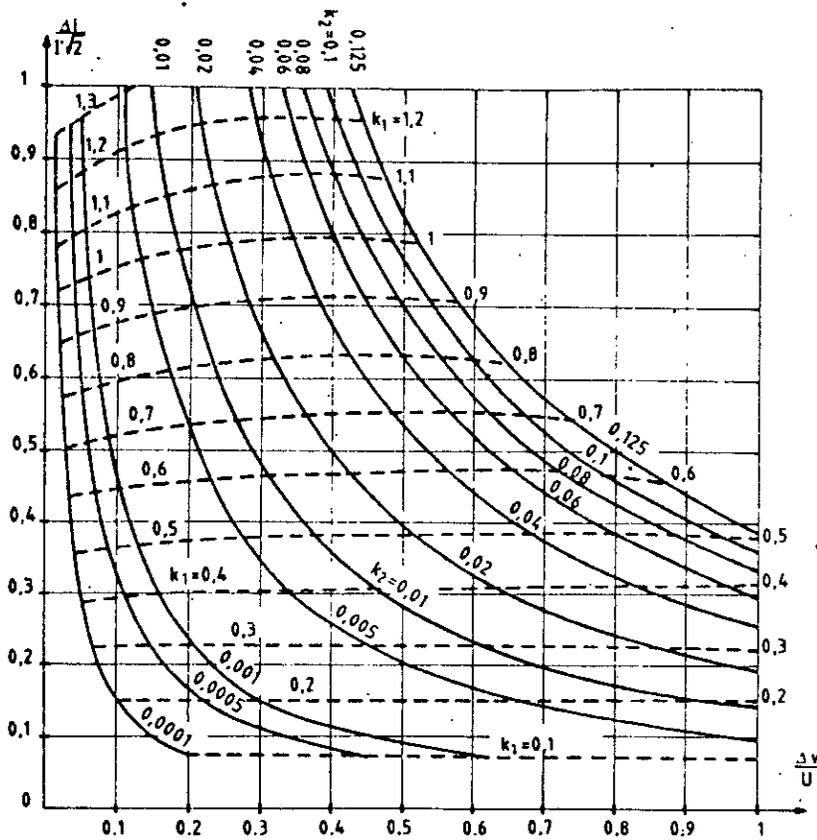


Fig II. 10 Allures des courbes de surtension et sur intensité, en fonction des paramètres k_1 et k_2 .

II.4 COMMANDE DE BASE DIRECTE ET OPTIMISEE DU TRANSISTOR DE PUISSANCE :

II)-4-1 INTRODUCTION

Pour bénéficier pleinement des remarquables performances des transistors de commutation modernes, il est préférable de les associer à des circuits Drivers, eux mêmes performants. Si de plus la sécurité totale des commutateurs est recherchée quelque soient les conditions de fonctionnement, il est nécessaire d'ajouter aux circuits de commande des circuits de surveillance et de protection [6].

Le circuit intégré **UAA 4002** permet d'assurer à lui seul les fonctions de commande de base et de protection efficace du transistor en commutation avec un minimum de pertes, en assurant une commande rapide.

II.4.1 DESCRIPTION DE L' UAA 4002

Il est présenté dans un boittier de 16 broches standard. Il requiert une alimentation tension positive **Vcc**, fournissant une tension entre 7 et 14 V (broche 14), et une alimentation négative, dont la valeur absolue doit être supérieure ou égale à 1 V (broche 2). Il reçoit des signaux de commande (broche 5), sous forme de signaux logiques, ou par impulsions alternées, et les convertit en courant de base appliqué au transistor de puissance.

La commande de l'UAA 4002 s'effectue de deux façons suivant

l'état de la broche de sélection SE :

a) Si SE est au niveau haut (broche 4 non connectée) la commande se fait par niveau.

b) Si SE est au niveau bas (broche 4 à la masse) la commande se fait par impulsions alternées figure II.11. [4]

Le courant de base est autorégulé, de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation, réduisant ainsi le temps de stockage à l'ouverture. Il a une valeur maximale de 0.5 A, et peut être amplifié par adjonction de transistors extérieurs. Le courant de blocage fourni par l'UAA 4002, peut atteindre 3 A, assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur.

La figure II-12 représente le diagramme en bloc de l'UAA 4002.

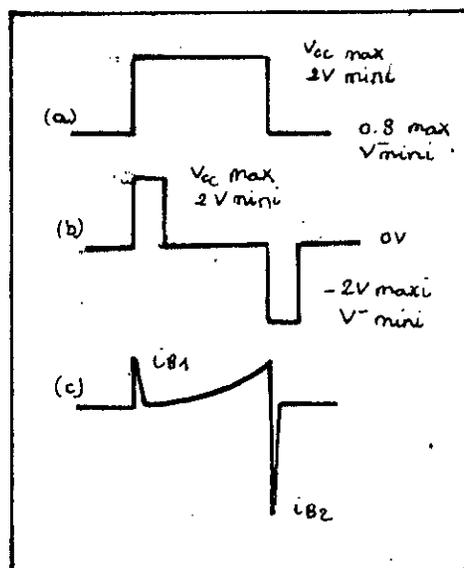


Fig II. 11.

Signaux de commande de l'UAA 4002

a) entrée logique

b) impulsions alternées

c) courants de base fournis par l'UAA 4002

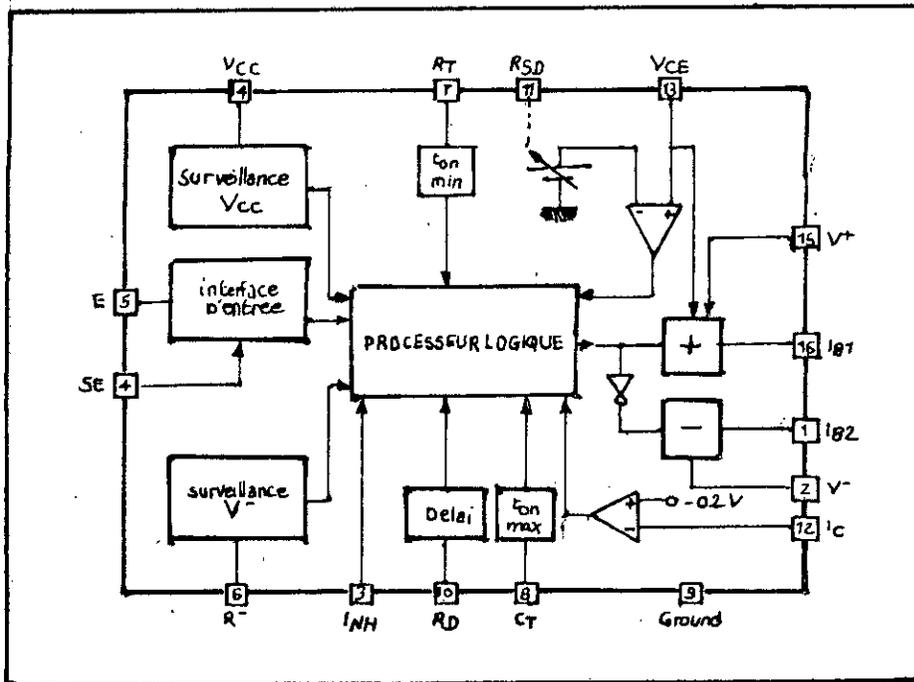


Fig II.12
Schéma bloc de l'UAA 4002

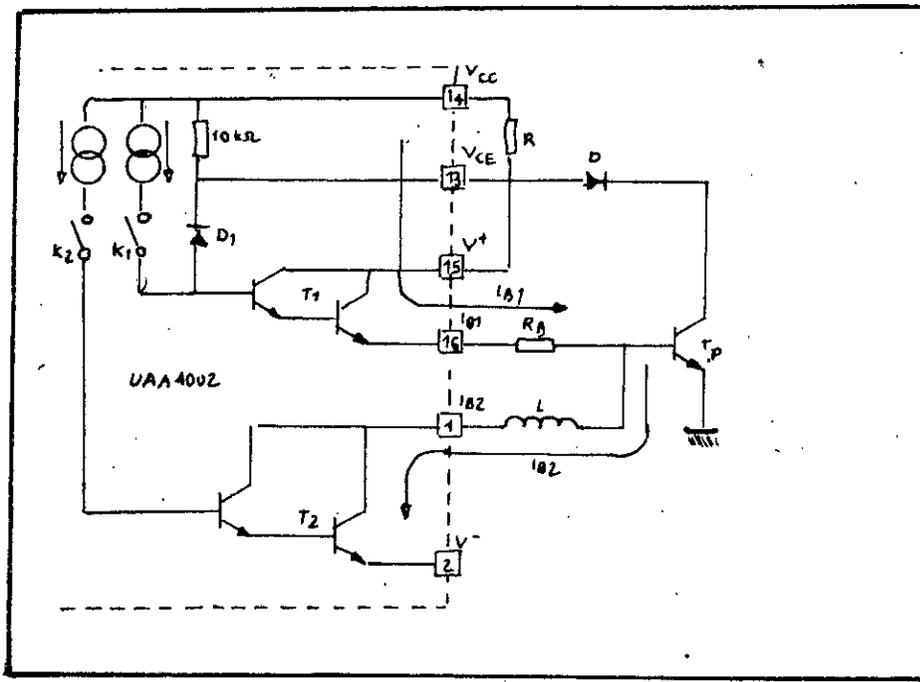


Fig II.13. Etage de sortie de l'UAA 4002

II).4.2 ETUDE DE L'ETAGE DE SORTIE DE L'UAA 4002 :

La sortie de l'UAA 4002 est constituée de 2 étages :

- Un étage positif autorégulant assurant la conduction du transistor de puissance, et un étage négatif assurant son blocage (figure II-13).

La mise en conduction du transistor de puissance est obtenue par fermeture de l'interrupteur K , ainsi le darlington $T1$ conduit un courant de base I_{b1} autorégulé de façon à maintenir le transistor de puissance en quasi-saturation (plus celui-ci se sature, plus les diodes D_{as} et D_1 dérivent une part importante du courant de base de T_1). Quelque soit le gain du transistor utilisé le courant de base prend la valeur nécessaire à la quasi-saturation, la commutation est donc optimisée.

- L'étage négatif assure le blocage du transistor de puissance par ouverture de K_1 et fermeture de K_2 , d'où un fort courant de base négatif appliqué au transistor de puissance provoquant la décroissance rapide du courant collecteur.

II).4.3.FONCTION DE SECURITE DE L'UAA 4002 :**a)Limitation du courant collecteur :**

L'image du courant collecteur est obtenue à travers un shunt inséré dans le retour négatif de l'alimentation de puissance; dès que la tension aux bornes du shunt dépasse -0.2 V l'UAA 4002 bloque le transistor, grâce à un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est de -0.2 V. [12]

b) Protection contre la désaturation :

La tension collecteur-émetteur est mesurée sur l'anode d'antisaturation, pendant la conduction, et dès qu'elle dépasse certain seuil, il y a blocage immédiat du transistor de puissance jusqu'à la fin de la période de conduction.

c) Surveillance des tensions d'alimentations :

Il surveille les tensions d'alimentation et empêche les commutations de conduction si ces alimentations ne sont pas correctement établies.

d) Surveillance des temps de conduction :

Le temps minimal de conduction $t_{on\ min}$ doit être programmé de façon à assurer au condensateur du CALC le temps nécessaire à sa décharge.

e) Fonction délai :

Un retard de 1 à 20 micro-secondes peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de la conduction en sortie. On peut ainsi éviter une conduction simultanée de plusieurs éléments commutant de façon séquentielle.

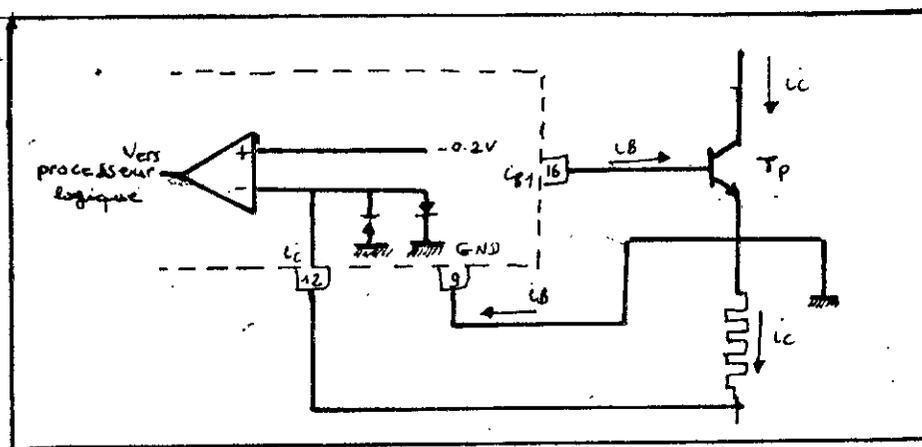


Fig II.14 Mesure du courant collecteur.

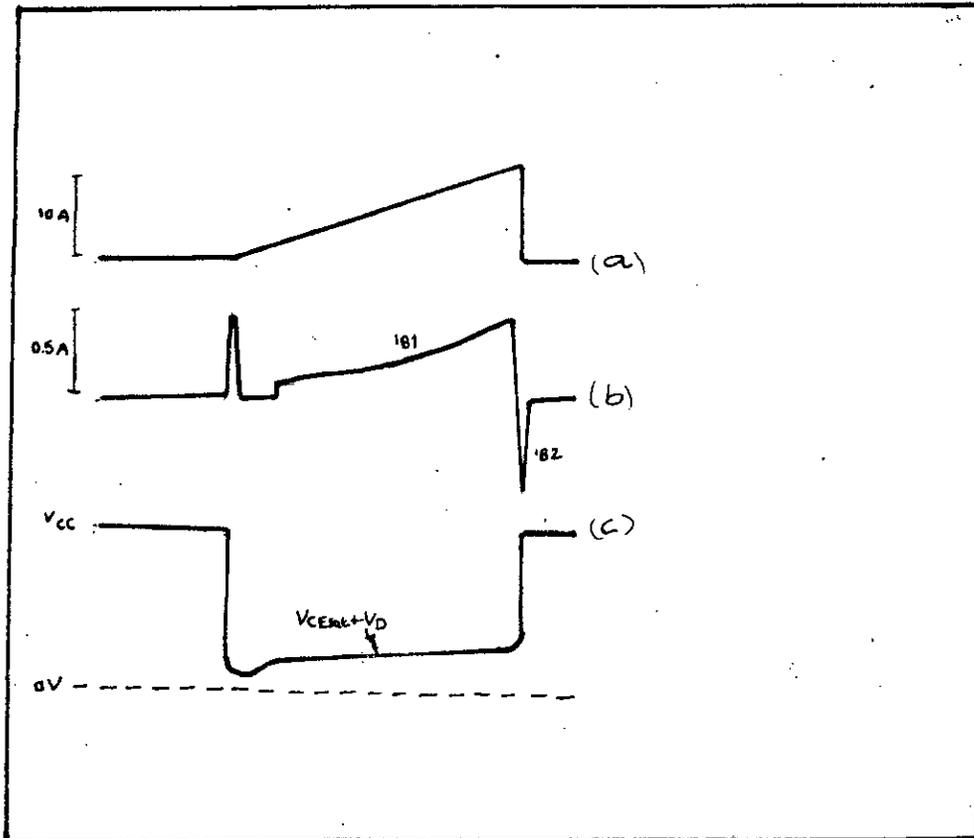


Fig. II.15

- a) Courant collecteur du transistor de puissance
- b) Courant de base du transistor de puissance
- c) tension du pin V_{CE} de l'UAA 4002

CHAPITRE III

CIRCUIT DE COMMANDE

III).1 INTRODUCTION

Le circuit de commande de l'onduleur est basé essentiellement sur le circuit intégré **HEF 4752V** (Philips).

Ce circuit a été conçu spécialement pour la commande de vitesse des moteurs à courant alternatif, en se basant sur la modulation de largeur d'impulsion (**MLI**).

La fonction de base de ce circuit est de générer trois paires complémentaires de signaux, qui, appliquées à un commutateur à six interrupteurs, ouvrent et ferment ces interrupteurs dans des séquences appropriées de façon à produire une onde de sortie triphasée symétrique. [13]

Toutes les sorties du C.I. sont du type logique (0 / 5v)TTL.

III).2 LES SIGNAUX PWM DU HEF

Les signaux délivrés par le HEF (fig.II-1) sont donnés par la modulation double d'un signal carré (onde-porteuse). Chacun de ces signaux correspond à une phase [V_R (R=red), V_Y (Y=yellow), V_B (B=blue)].

Les deux bords de chaque impulsion (carrée) de la porteuse sont modulés de façon à donner une d.d.p moyenne entre phases, sinusoïdale.

Le détail de la double-modulation de la porteuse est représenté sur la figure(II-2) qui montre alors que chaque bord de la porteuse est modulé par une variable temps δ proportionnelle au sinus de la position angulaire de ce bord(sans modulation).Le coefficient de proportionnalité est fonction des inputs (horloges) du HEF. Il en résulte que la modulation d'une porteuse à 15 impulsions (par exemple) nécessite au total 30 valeurs de δ .

III).3 CARACTERISTIQUES DU SIGNAL PWM DU HEF

Parmi les caractéristiques du signal PWM du HEF on peut citer qu'il assure une commande à flux constant. On verra plus loin comment fixer la valeur du flux. On peut aussi citer qu'il adopte un faible indice de modulation (égale à 15) pour les hautes fréquences de sortie. Et pour améliorer la distribution des impulsions aux basses fréquences l'indice de modulation est choisi d'autant plus grand que la fréquence baisse, et inversement pour la fréquence de commutation.

Cette dernière reste toujours un multiple entier de la fréquence de sortie de l'onduleur. Ces multiples sont 15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168.

Le tableau (II-1) ci-dessous indique les valeurs typiques de la fréquence de sortie, l'indice de modulation et la fréquence de commutation.

Conformément au tableau (II-1), si la fréquence de sortie dépasse 71.3 Hz la fréquence de commutation devient supérieure à 1070 Hz jusqu'à atteindre la sur-modulation.

La sur-modulation se manifeste par le fusionnement d'impulsions voisines de la porteuse, il en résulte une réduction de la fréquence de commutation, jusqu'à éventuellement un signal de sortie presque carré.

III).4 ORGANISATION INTERNE DE L'HEF 4752V:

La figure II-3 indique le schéma simplifié (bloc digram) du HEF 4752V. Le circuit comprend trois compteurs, RCT, FCT, VCT, un décodeur, trois étages de sortie et un circuit de test

(utilisé pour tester le C.I. pendant la fabrication).

Les trois étages de sorties correspondent aux trois phases R, B, Y de l'onduleur. Chaque étage de sortie possède quatre sorties:

- Deux sorties principales pour commander les transistors d'un même bras (supérieur et inférieur).

- Deux sorties auxiliaires, utilisées dans le cas de l'onduleur à thyristors.

On a déjà signalé que la principale fonction du HEF est la génération de signaux

de commande tout en assurant que deux transistors d'un même bras ne conduisent simultanément. Pour assurer cette dernière condition un retard de fermeture (intrelock delay period) régi par l'horloge OCT et l'entrée K, est introduit pendant la commutation entre les deux sorties principales d'une même phase. Le signal de commande est obtenu à partir de la modulation de l'onde porteuse par les valeurs appropriées de δ .

La fréquence de cette porteuse est égale au produit de la fréquence de sortie par un nombre multiplicateur défini de la manière suivante:

C'est le nombre d'impulsions du compteur RCT compté pendant un temps égale un nombre fixe d'impulsions de l'horloge FCT. Donc pour une fréquence donnée de RCT, Le nombre d'impulsions comptées diminue si la fréquence de FCT augmente et c'est ce qui assure que ce nombre multiplicateur diminue quand FCT augmente par conséquent quand f_{out} (fréquence de sortie) augmente. Ceci est utilisé pour dériver de faibles indices de modulation pour les plus grandes fréquences. Pour chaque valeur du nombre multiplicateur le décodeur détient l'ensemble des valeurs de δ correspondantes [13].

A partir de la fréquence de la porteuse et des modulations δ , le décodeur enfin assemble le signal de commande. Trois signaux de commandes sont produits par le décodeur un pour chaque étage de sortie, avec un retard de phase de 120° entre chaque deux signaux.

Le modèle d'harmonique en PWM avec le fonctionnement à nombre d'impulsions variable produit moins de pertes et de bonnes performances de démarrage. [13]

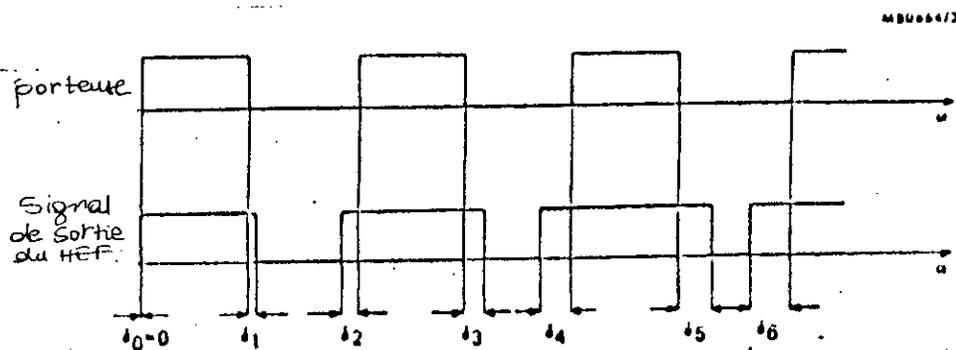


Fig. III.2 Detail de la double modulation

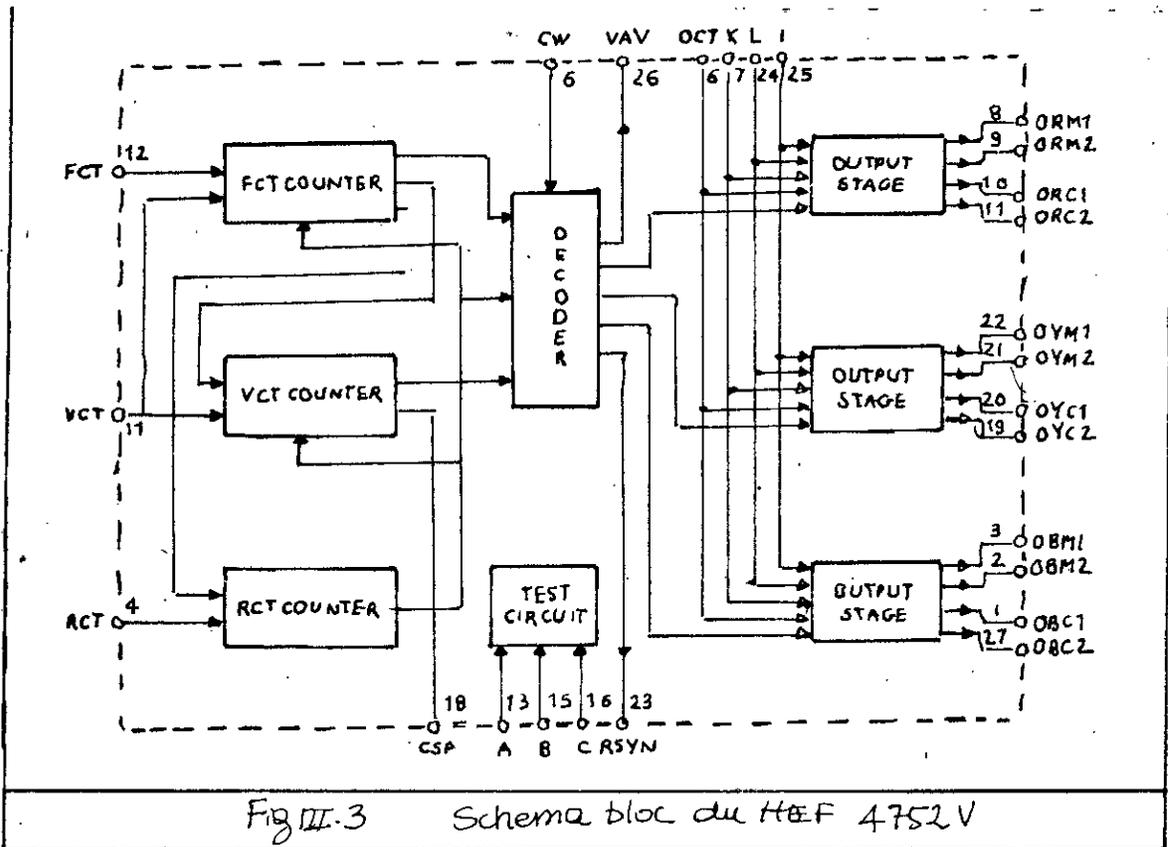


Fig III.3 Schéma bloc du HEF 4752 V

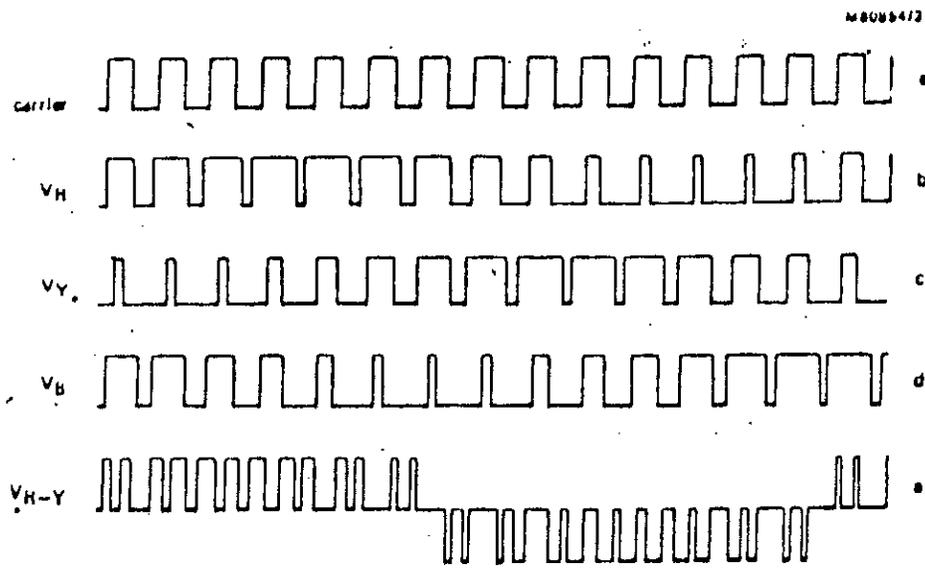


Fig III.1 Signaux de sortie du HEF 4752 V.

III).5 LES ENTREES / SORTIES DU HEF 4752V :

Le C.I. possède: douze sorties de commandes de l'onduleur,

- Sept entrées de données,
- Quatre entrées horloges,
- Trois sorties de contrôle.

III).5.1 SIGNAUX DE COMMANDE DE L'ONDULEUR :

Le C.I. a en tout douze signaux de sorties:

- Six sorties principales arrangées en trois paires complémentaires:

ORM1 ORM2

OYM1 OYM2

OBM1 OBM2

C'est les trois paires dont on va se servir pour commander l'onduleur.

- Six sorties auxillaires utilisées dans les commutateurs à thyristors

ORC1 ORC2

OYC1 OYC2

OBC1 OBC2

Ces deux signaux peuvent être obtenus en deux modes, le mode de commande des transistors, et le mode de commande des thyristors. Ceci est déterminé par le niveau logique appliqué à l'entrée I.

III).5.2 LES ENTREES DE DONNEES I. L. K. CW :**a) L'entrée I :**

ENTREE I	MODE
BAS	TRANSISTOR
HAUT	THYRISTOR

b) L'entrée L :

- L au niveau haut : le circuit fonctionne normalement, - L au niveau bas : les signaux de commande sont bloqués (le fonctionnement interne du C.I. n'est pas interrompu)

c) L'entrée K :

L'entrée K avec l'association de l'horloge OCT est utilisée pour ajuster la longueur de la période de délai d'enclenchement, suivant le tableau ci-dessous

K	PERIODE DE DELAI D'ENCLANCHEMENT
BAS	$8/f_{OCT}(\text{kHz})$ (μs)
HAUT	$16/f_{OCT}(\text{kHz})$ (μs)

d) L'entrée CW :

Commande le sens de rotation du moteur en alternant les phases B et Y suivant le tableau suivant :

CW	SEQUENCE DES PHASES
BAS	R , B , Y
HAUT	R , Y , B

e) Les entrées A, B, C :

Elles sont utilisées lors du test du C.I. pendant la fabrication. En fonctionnement normales, elles sont connectées à la masse. Cependant l'entrée A, au niveau HAUT, initialise le circuit.

III).5.3 LES ENTREES HORLOGES :

Le HEF 4752 a quatre entrées horloges appelées: **FCT, VCT, RCT, OCT.**

a) Horloge de commande de la fréquence : FCT

Elle commande la fréquence de sortie de l'onduleur f_{out} et donc la vitesse du moteur. Les fréquences f_{FCT} et f_{out} sont liées par:

$$f_{FCT} = 3360.f_{out} \quad (III-1)$$

b) Horloge de commande de la tension : VCT

Le HEF 4752 assurant une commande à flux constant, l' horloge VCT joue alors un rôle déterminant quant à cette propriété très importante.

En effet le circuit intégré satisfait automatiquement la condition : rapport (tension - fréquence) constant en gardant directement la tension de sortie proportionnelle à la fréquence f_{out} .

Le niveau de la tension moyenne de sortie, est commandé par l' horloge VCT, à une fréquence de sortie donnée. le changement du niveau de la tension de sortie, est réalisé par variation de la largeur de modulation de la porteuse (la fréquence de sortie, et celle de commutation restant inchangées).

L'augmentation de f_{VCT} , réduit la largeur de modulation, et par conséquent la tension de sortie, et vice versa.

La valeur efficace maximale que peut atteindre le fondamental de la tension de sortie est : $0.624 \cdot V_c$.

Cette valeur maximale est atteinte à cent pour cent de modulation ie quand deux impulsions voisines (du signal de commande) tendent à fusionner dans une seule. En ce point même la fréquence de sortie à une valeur particulière, notée: $f_{out(m)}$, et liée à f_{VCT} par:

$$f_{VCT} = 6720.f_{out(m)} \quad (III-2)$$

Au delà de $f_{out(m)}$ la commande à flux constant n'est plus assurée.

Si on veut que le flux dans le moteur commandé ait sa valeur nominale, il faut choisir $f_{out(m)}$ telle que:

$$\frac{V_n}{f_n} = 0.624 \cdot \frac{V_c}{f_{out(m)}} \quad (III-3)$$

f_n et V_n étant les fréquences et tensions nominales du moteur.

f_{VCT} prend alors aussi sa valeur nominale :

$$f_{VCT(nom)} = 6720 \cdot f_{out(nom)} \quad (III-4)$$

Le rapport f_{FCT}/f_{VCT} est important dans la conception du système.

A cent pour cent de modulation on a :

$$\frac{f_{FCT}}{f_{VCT(nom)}} = 3360 \cdot \frac{f_{out(m)}}{6720 \cdot f_{out(m)}} = 0.5 \quad (III-5)$$

Si le rapport f_{FCT}/f_{VCT} est inférieur à 0.5 la modulation est sinusoïdale, à partir de 0.5 la forme d'onde approche une onde carrée. A 2.5 l'onde est complètement carrée 3 est la valeur limite recommandée. Au dessus de 3 les signaux de sortie deviennent instables.

c) Horloge de référence RCT :

$$f_{RCT} = 280 \cdot f_{s(max)} \quad (III-6)$$

Elle fixe la valeur de la fréquence maximale de commutation $f_{s(max)}$ par la relation:

$$f_{RCT} = 280.f_{s(max)} \quad (III-7)$$

La valeur minimale de commutation est maintenue par le C.I. égale à :

$$f_{s(min)} = 0.6f_{s(max)} \quad (III-8)$$

Ces valeurs extrêmes de f_s ne sont respectées que pour une fréquence f_{RCT} appartenant à l'intervalle ($0.043 \cdot RCT$, $0.8 \cdot RCT$) et un rapport $f_{RCT}/f_{VCT} < 0.5$.

d) Horloge de délai OCT :

(voir l'entrées de données K)

III).5.4 LES SORTIES DE CONTROLES:

- Sorties de synchronisation de l'oscilloscope RSYN:

c'est une impulsion de sortie de fréquence f_{out} et de largeur d'impulsion identique à celle de l'horloge VCT. L'impulsion est temporisée pour avoir lieu just avant le passage positif par zéro de la tension de la phase R.

- VAV: sortie de simulation :

C'est onde digitale qui simule la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur. Elle est utile pour fermer la boucle de contrôle de f_{VCT} afin d'obtenir quelques améliorations dans la linéarité de la tension avec la fréquence quand le rapport f_{RCT}/f_{VCT} est supérieur à 0.5.

- CSP: sortie de commutation:

C'est un train d'impulsions dont la fréquence est deux fois la fréquence de commutation de l'onduleur.

Quand f_{RCT}/f_{VCT} dépasse 0.5 CSP représente la fréquence théorique de l'oduleur.

Les sorties VAV et CSP sont inaffectées par l'état de l'entréeL.

Remarque

Les sorties principales attaquent un buffer afin de garantir l'isolation électrique de l'HEF.

Note d'application:

Pour profiter de toutes les performances du C.I. il est recommandé de prendre:

$$\begin{aligned} a) \quad & 0.043.RCT \leq f_{FCT} \leq 0.8.RCT \\ b) \quad & \frac{f_{FCT}}{f_{VCT}} \leq 0.5 \end{aligned} \quad (HI-9)$$

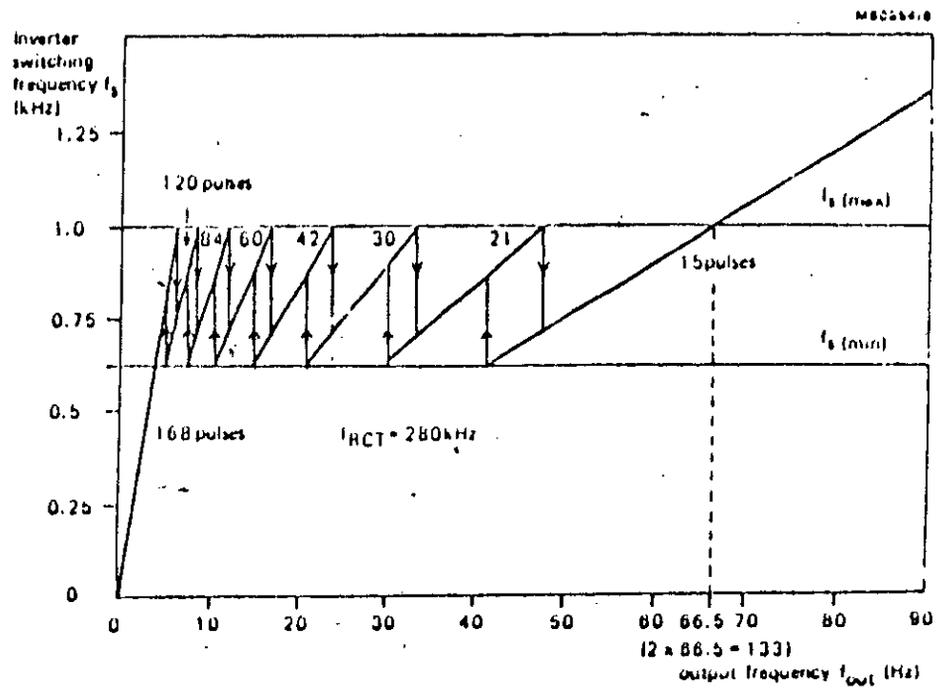


Fig. 5. Inverter switching frequency against output frequency (full range)

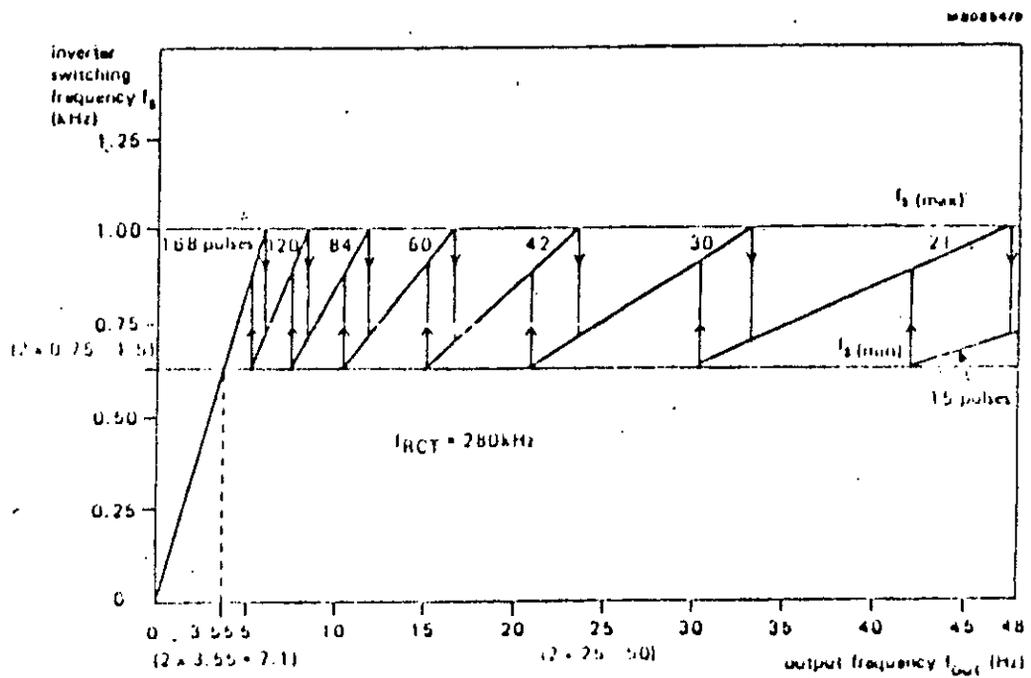


Fig. 5. Inverter switching frequency against output frequency (expanded scale for low frequencies)

fréquence de sortie Hz	indice de modulation	fréquence de commutation (Hz)
0 to 4.0	168	0 to 675
4.0 to 6.4	168	675 to 1070
5.7 to 8.9	120	675 to 1070
8.1 to 12.8	84	675 to 1070
11.2 to 17.9	60	675 to 1070
16.3 to 25.5	42	675 to 1070
22.3 to 35.7	30	675 to 1070
32.5 to 51	21	675 to 1070
44.6 to 71.3	15	675 to 1070
71.3 +	15	See text

Tableau II.1

CHAPITRE IV

MODELISATION

IV.1 MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

IV.1.1. INTRODUCTION

La mise en équation du moteur asynchrone triphasé , en faisant des hypothèses simplificatrices , conduit à un système de six équations différentielles à six inconnues, et à coefficients

variables en temps. Pour simplifier la représentation

de ces équations on applique la transformation de Park aux enroulements statoriques et rotoriques . Ainsi on aboutit à un modèle biphasé équivalent , plus simple à exploiter [8].

IV.1.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour établir les équations de la machine on admet les hypothèses suivantes :

- Les circuits magnétiques sont non saturés et sont parfaitement feuilletés.
- On ne s'intéressera qu'au premier harmonique d'espace des forces magnétomotrices, créées par les enroulements statoriques et rotoriques.

IV.1.3 EQUATIONS DES TENSIONS

Les équations électriques régissant la machine asynchrone sont :

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (IV.1)$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (IV.2)$$

où r_s et r_r sont les résistances par phase du stator et du rotor et $v_{abcs} = (v_{as}, v_{bs}, v_{cs})^t$

le vecteur tension statorique $i_{abcs} = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^t$ le vecteur courant statorique

$\lambda_{abcs} = (\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs})^t$ le vecteur flux statorique

De la même façon on définit par changement d'indice, les vecteurs rotoriques v_{abcr} , i_{abcr} et λ_{abcr} .

IV.1.4 EQUATIONS DES FLUX

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^t & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Si on note :

- L_s : inductance de fuite des enroulements statoriques,
- L_{ms} : inductance magnétisante du stator,
- L_{mr} : inductance magnétisante du rotor,
- L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre stator et rotor,

- θ_r : angle entre phase "a" du rotor et phase "a" du stator,

on aura alors :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

L_r est défini de la même manière que L_s avec un changement d'indice.

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \varepsilon) & \cos(\theta_r - \varepsilon) \\ \cos(\theta_r - \varepsilon) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \varepsilon) \\ \cos(\theta_r + \varepsilon) & \cos(\theta_r - \varepsilon) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

avec :

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{3} \quad (IV.6)$$

IV.1.5. PARAMETRES ET VARIABLES ROTORIQUES RAMENES AUX STATOR

Les et variables utilisés dans les equations des tensions et flux rotoriques sont ramenées aux stator comme suit :

On pose $m_f = N_s/N_r$

L'équation (IV.2) s'écrit :

$$m_1 \cdot V_{abcr} = (m_1^2 \cdot r_r) \left(\frac{1}{m_1} \right) \cdot i_{abcr} + p (m_1 \cdot \lambda_{abcr}) \quad (IV.7)$$

soit:

$$V'_{abcr} = r'_r i'_{abcr} + p \lambda'_{abcr} \quad (IV.8)$$

L'apostrophe représente les paramètres et variables rotoriques ramenés au stator.

Pour les flux, sous forme développée:

$$\lambda_{abcs} = L_s i_{abcs} + L_{sr} i_{abcr} \quad (IV.9)$$

$$\lambda'_{abcr} = L'_{sr} i_{abcs} + L'_r i'_{abcr} \quad (IV.10)$$

IV.1.6. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

On peut exprimer la transformation de Park par:

$$V_{qdo} = T(\theta) V_{abc} \quad (IV.11)$$

avec:

$$V_{qdo} = (V_q, V_d, V_o)^t$$

$$V_{abc} = (V_a, V_b, V_c)^t$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\varepsilon) & \cos(\theta+\varepsilon) \\ \sin\theta & \sin(\theta-\varepsilon) & \sin(\theta+\varepsilon) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

où V : vecteur tension, courant ou flux et T donnée par:

La matrice inverse est:

$$T^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-\epsilon) & \sin(\theta-\epsilon) & 1 \\ \cos(\theta+\epsilon) & \sin(\theta+\epsilon) & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

IV.1.6. TRANSFORMATION D'UN REFERENTIEL A UN AUTRE

La transformation d'un référentiel "A" vers un référentiel "B" est défini par [3]:

$$V_{qdoB} = T(\theta_B - \theta_A) V_{qdoA} = T_{BA} V_{qdoA}$$

Sachant les relations:

$$V_{qdoA} = T_A V_{abc}$$

$$V_{qdoB} = T_B V_{abc}$$

On obtient:

$$T_{BA} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_B - \theta_A) & -\sin(\theta_B - \theta_A) & 0 \\ \sin(\theta_B - \theta_A) & \cos(\theta_B - \theta_A) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (VI.14)$$

Ainsi pour un référentiel arbitraire :

$$V'_{qdor} = T(\theta - \theta_r) V'_{abcr} = T(\beta) V'_{abcr}$$

$$\beta = \theta - \theta_r$$

De cette façon, on aura les équations suivantes:

$$V_{qdos} = T(\theta) V_{abcs} \quad (IV.15)$$

$$V'_{qdor} = T(\beta) V'_{abcr} \quad (IV.16)$$

IV.1.7. TRANSFORMATION DES EQUATIONS DES TENSIONS

On applique la transformation T à l'équation (IV.15) et la transformation T(β) à l'équation (IV.16)

Si on pose:

$$\Psi_{qdos} = \omega_b \lambda_{qdos}$$

$$\Psi'_{qdor} = \omega_b \lambda'_{qdor}$$

on arrive aux équations:

$$V_{qdos} = r_s i_{qdos} + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right) \Psi_{qds} + \Psi_{qdos} \quad (IV.17)$$

$$\Psi_{qdos} = (\Psi_{qs}, \Psi_{ds}, \Psi_{os})^t$$

$$\Psi_{dqs} = (\Psi_{ds}, \Psi_{qs}, 0)$$

ω_b : vitesse synchrone,

ω : pulsation du réseau,

$$V'_{qdr} = r_r i'_{qdr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi'_{dqr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{qdr} \quad (IV.18)$$

dans la quelle on définit les mêmes vecteurs avec changement d'indice.

IV.1.8. TRANSFORMATION DES EQUATIONS DES FLUX

En utilisant des transformations analogues à celles utilisées pour les tensions on démontre que:

$$\psi_{qdos} = X_{ls} i_{qdos} + X_m (i_{qdos} + i'_{qdor}) \quad (IV.19)$$

$$\psi'_{qdor} = X_m (i_{qdos} + i'_{qdor}) + X'_{lr} i'_{qdor} \quad (IV.20)$$

avec:

$$X_s = X_{ls} + X_m$$

$$X'_r = X'_{lr} + X_m$$

IV.1.9. EQUATIONS D'ETAT DE LA MACHINE

La composante homopolaire des courants ne participe ni à la création de f.m.m sinusoïdale d'entrefer ni au développement du couple électromagnétique [8].

Dans ce qui suit on considère que le régime équilibré où les composantes homopolaires des courants et des tensions sont nulles.

En injectant les équations (IV.19) et (IV.20) dans les équations (IV.17) et (IV.18); et en définissant les paramètres suivants:

$$\frac{1}{X_a} = \frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}}$$

$$\psi_{mqd} = X_a \left(\frac{1}{X_{ls}} \psi_{qdos} + \frac{1}{X'_{lr}} \psi'_{qdor} \right)$$

$$\psi_{mqd} = (\psi_{mq}, \psi_{md}, 0)^T$$

on arrive aux équations :

$$p \Psi_{qs} = \omega_b (V_{qs} - (\frac{\omega}{\omega_b}) \Psi_{ds} + (\frac{r_s}{X_{ls}}) (\Psi_{mq} - \Psi_{qs}))$$

$$p \Psi_{ds} = \omega_b (V_{ds} + (\frac{\omega}{\omega_b}) \Psi_{qs} + (\frac{r_s}{X_{ls}}) (\Psi_{md} - \Psi_{ds}))$$

$$p \Psi'_{qr} = \omega_b (V'_{qr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \Psi'_{dr} + (\frac{r_r}{X'_{lr}}) (\Psi_{mq} - \Psi'_{qr}))$$

$$p \Psi'_{dr} = \omega_b (V'_{dr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \Psi'_{qr} + (\frac{r_r}{X'_{lr}}) (\Psi_{md} - \Psi'_{dr}))$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$p \omega_r = (\frac{q}{2j})(T_e - T_l)$$

q: nombre de pôles de la machine.

T_l : couple de charge

L'équation du couple est:

$$T_e = \frac{3q}{4\omega_b} (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})$$

Les variables intermédiaires sont:

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left(\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left(\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right)$$

$$X_{ad} = \left(\frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1}$$

Les courants sont données par:

$$\begin{cases} i_{qs} = \frac{(\psi_{qs} - \psi_{mq})}{X_{ls}} \\ i_{ds} = \frac{(\psi_{ds} - \psi_{md})}{X_{ls}} \end{cases} \quad \begin{cases} i'_{qr} = \frac{(\psi'_{qr} - \psi_{mq})}{X'_{lr}} \\ i'_{dr} = \frac{(\psi'_{dr} - \psi_{md})}{X'_{lr}} \end{cases}$$

$$\text{et } i_{qdos} = T(\theta) i_{abcs}$$

$$\text{d'ou } i_{abcs} = T^{-1}(\theta) i_{qdos}$$

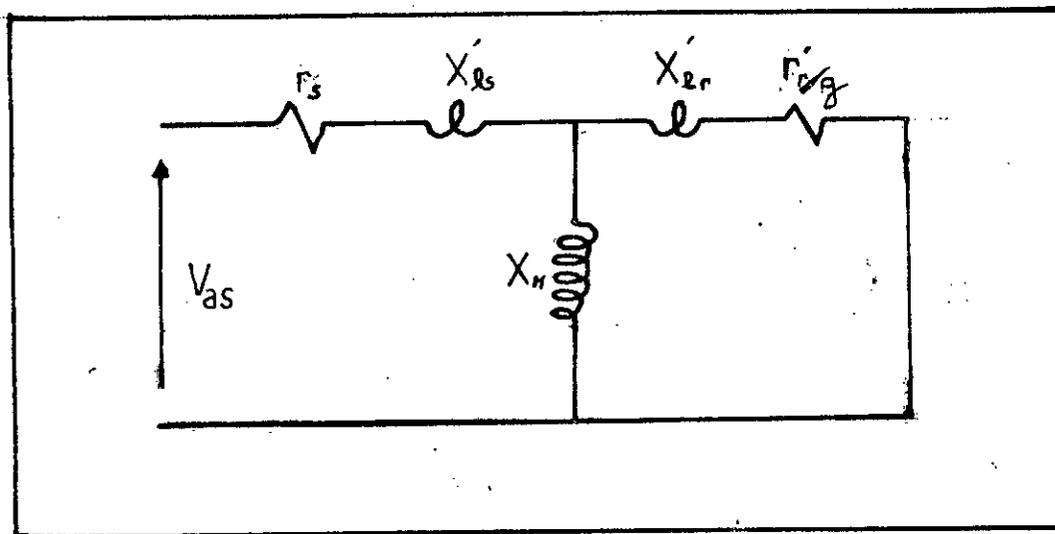


Fig IV.1 Schéma équivalent d'un moteur asynchrone.

IV.2. MODELISATION DE L'HEF 4752V

Le circuit intégré possède 4 entrées horloges:

* **Horloge RCT** : elle permet de contrôler la fréquence maximale de commutation. Cette dernière est donnée par :

$$f_{s(\max)} = \frac{f_{RCT} \text{ (kHz)}}{280} \quad (\text{kHz})$$

* **Horloge FCT**: elle contrôle la fréquence de sortie de l'oscillateur suivant la relation:

$$f = \frac{f_{FCT}}{3360}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

L'indice de modulation **m** est défini par f et la fréquence de commutation maximale:

pour f dans l'intervalle $[0, f_{s(\max)} / 168]$: $m = 168$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 168, f_{s(\max)} / 120]$: $m = 120$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 120, f_{s(\max)} / 84]$: $m = 84$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 84, f_{s(\max)} / 60]$: $m = 60$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 60, f_{s(\max)} / 42]$: $m = 42$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 42, f_{s(\max)} / 30]$: $m = 30$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 30, f_{s(\max)} / 21]$: $m = 21$

pour f dans l'intervalle $[f_{s(\max)} / 21, f_{s(\max)} / 15]$: $m = 15$

pour $f > f_{s(\max)} / 15$; $m = 15$

*** Horloge VCT :**

Elle contrôle la fréquence à 100 % de modulation f_m suivant la relation :

$$f_m = \frac{f_{VCT}}{6720}$$

*** Horloge OCT :**

Avec l'association de l'entrée K, elle détermine le délai

$$d = \frac{8}{f_{OCT}} \quad \text{si } K = 0$$

$$d = \frac{16}{f_{OCT}} \quad \text{si } K = 1$$

Le HEF 4752V synthétise ces signaux de sortie par double modulation de l'onde porteuse (chap. III). la fréquence de cette onde est égale au produit $m \cdot f$. On note T_p sa longueur d'onde :

$$T_p = m \cdot f.$$

Signal S_1 :

$S_1 = 5 \text{ V}$ dans l'intervalle $[a, b]$, avec :

$$a = T_p i - p \sin(\omega T_p i)$$

$$b = (2i+1) \frac{T_p}{2} + p \sin(\omega(2i+1) \frac{T_p}{2}) - d$$

$$i = \frac{(t - \text{mod}(t, T_p))}{T_p}$$

$$p = T_p \frac{f_{FCT}}{2 f_{VCT}}$$

$S_1 = 0$ dans l'intervalle $[b, c]$, avec :

$$c = (i+1)T_p - p \sin(\omega(i+1)T_p)$$

Signal S_4 :

$S_4 = 5 \text{ V}$ dans l'intervalle $[e, g]$, et

$S_4 = 0$ dans l'intervalle $[g, h]$, avec :

$$\begin{aligned} e &= T_p i - p \sin(\omega T_p i) - d \\ g &= (2i+1)\frac{T_p}{2} + p \sin(\omega(2i+1)\frac{T_p}{2}) \\ h &= (i+1)T_p - p \sin(\omega(i+1)T_p) + d \end{aligned}$$

Signaux S_3, S_5, S_2, S_6 :

Ces signaux se déduisent des premiers par :

$$S_3(t) = S_1(t - 2\frac{\pi}{3\omega})$$

$$S_6(t) = S_4(t - 2\frac{\pi}{3\omega})$$

$$S_5(t) = S_1(t - 4\frac{\pi}{3\omega})$$

$$S_2(t) = S_4(t - 4\frac{\pi}{\omega 3})$$

IV.3 MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MAS

La figure IV.2 représente le schéma de principe de l'association onduleur moteur asynchrone.

La source de tension continue, supposée idéale, alimente un onduleur de tension constitué

d'éléments semi-conducteurs dont les commutations sont supposées instantanées. Cette onduleur alimente un moteur asynchrone triphasé.

Les caractéristiques du moteur utilisé sont données en annexe B

IV.4 RESULTATS DE SIMULATION

En se basant sur la modélisation déjà faite, et en se servant du logiciel de simulation des équations non linéaires SIMNON,

on a tiré :

- * Les signaux délivrés par le HEF 4752V.
- * Les tensions de sortie de l'onduleur.
- * Le courant de ligne, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation du

moteur :

En régime de démarrage et régime permanent,

A vide et en charge.

Les résultats sont illustrés sur les figures suivantes

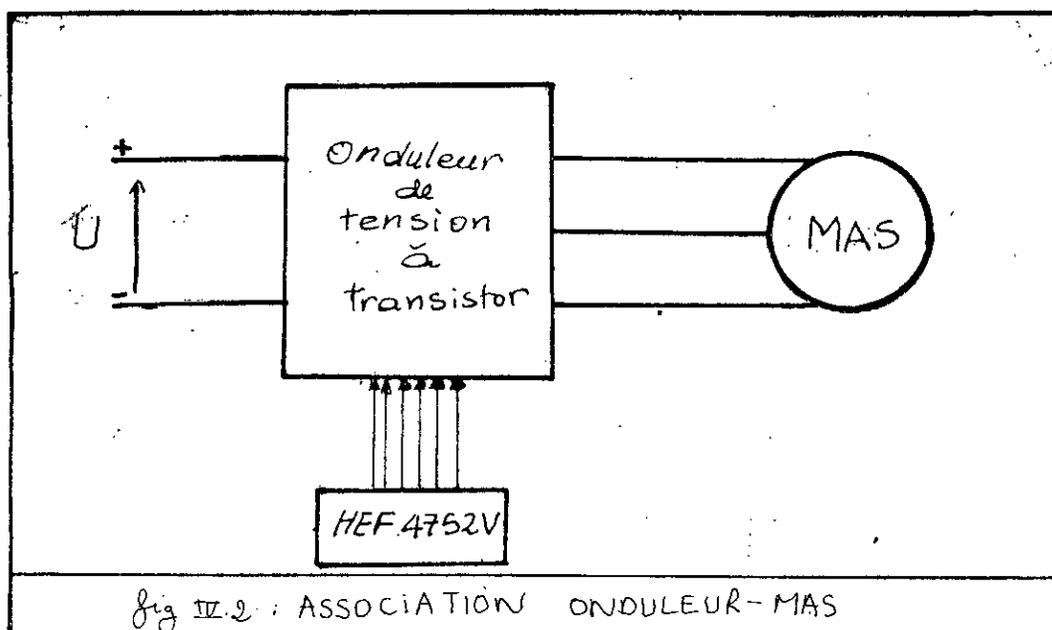


Fig IV.2 : ASSOCIATION ONDULEUR-MAS

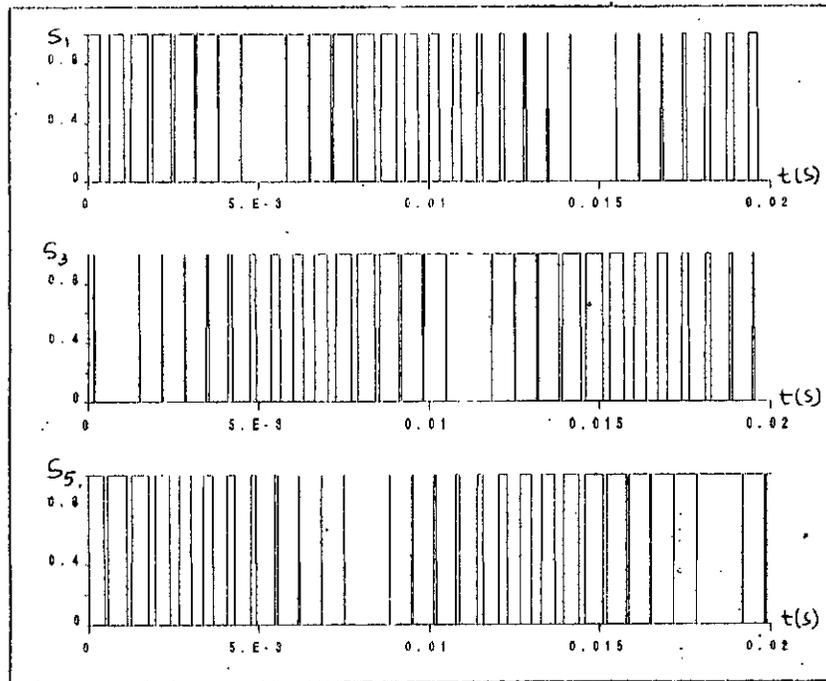


Fig IV.1. Les trois signaux de sortie du HEF4752V (S_1, S_3, S_5) ($f = 50\text{Hz}$) et $f_m = 50\text{Hz}$

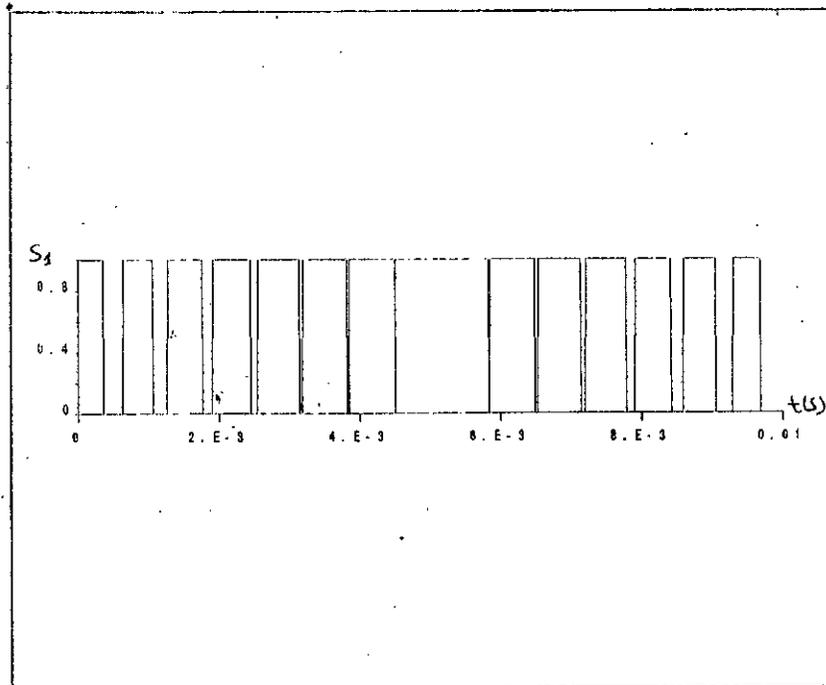


Fig IV.2. Detail du signal S_1 de sortie du HEF4752V sur une demi période

$$f = \frac{1}{T_m} = 50\text{Hz}$$

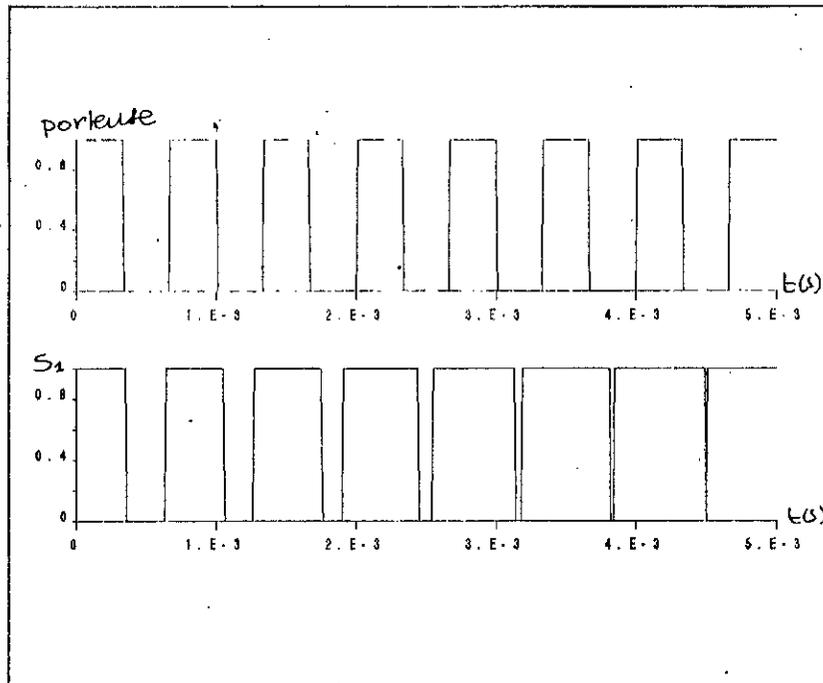


fig. IV. 3. Detail de la double modulation.

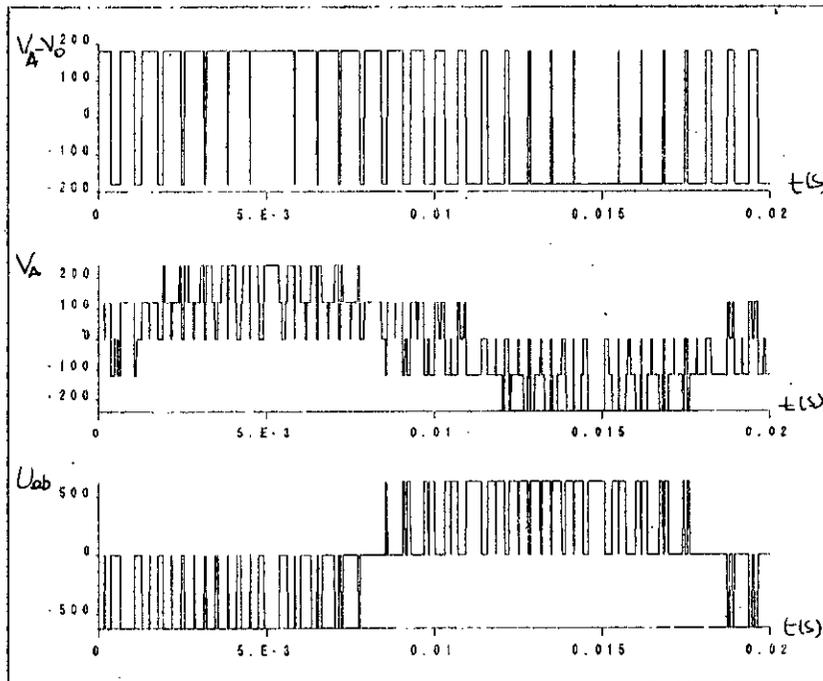
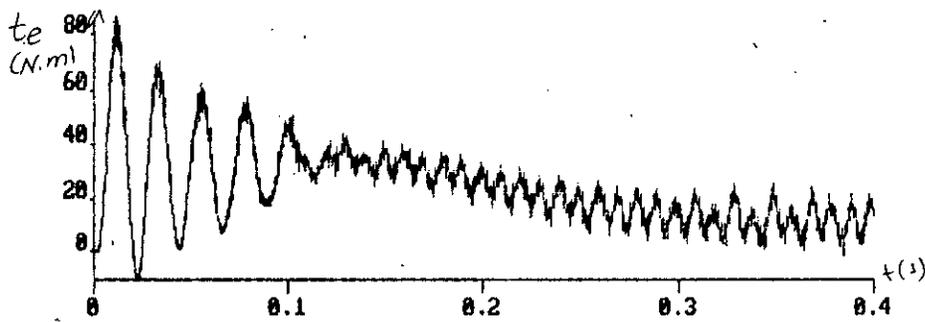


Fig. II. 4. Formes d'ondes de tension.

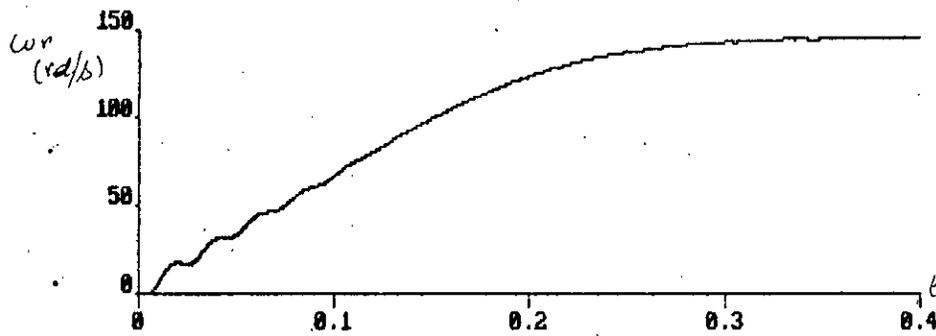
$V_A - V_0$ entre phase et neutre fictif.

V_A tension simple

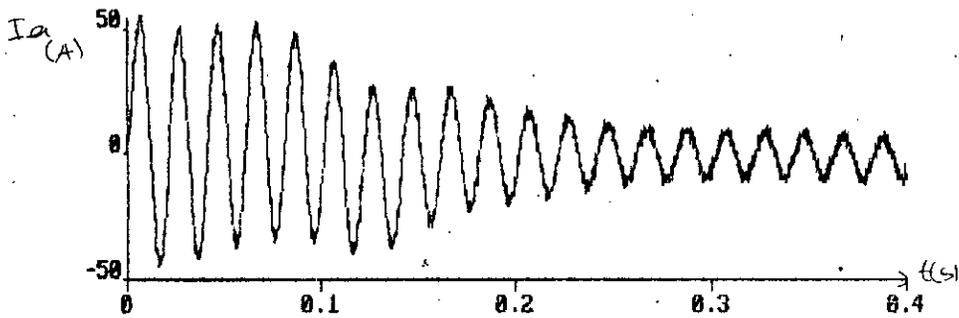
U_{ab} tension entre phase



a) couple



b) vitesse de rotation



c) courant de ligne

fig II.5 Caractéristiques en charge (nominale) à 50Hz

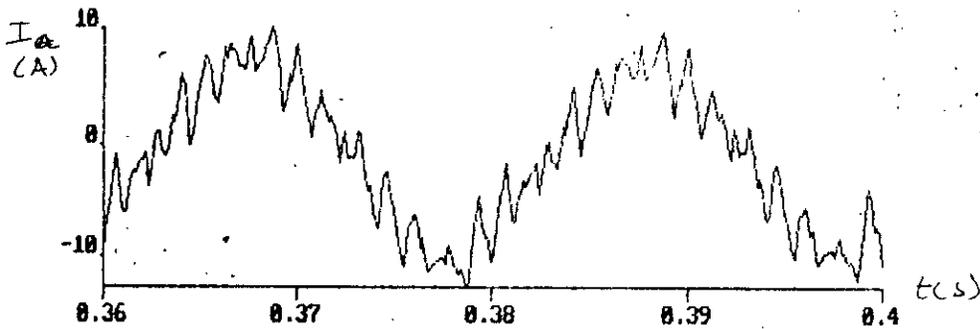


fig II.6 courant de ligne en charge nominale à 50Hz

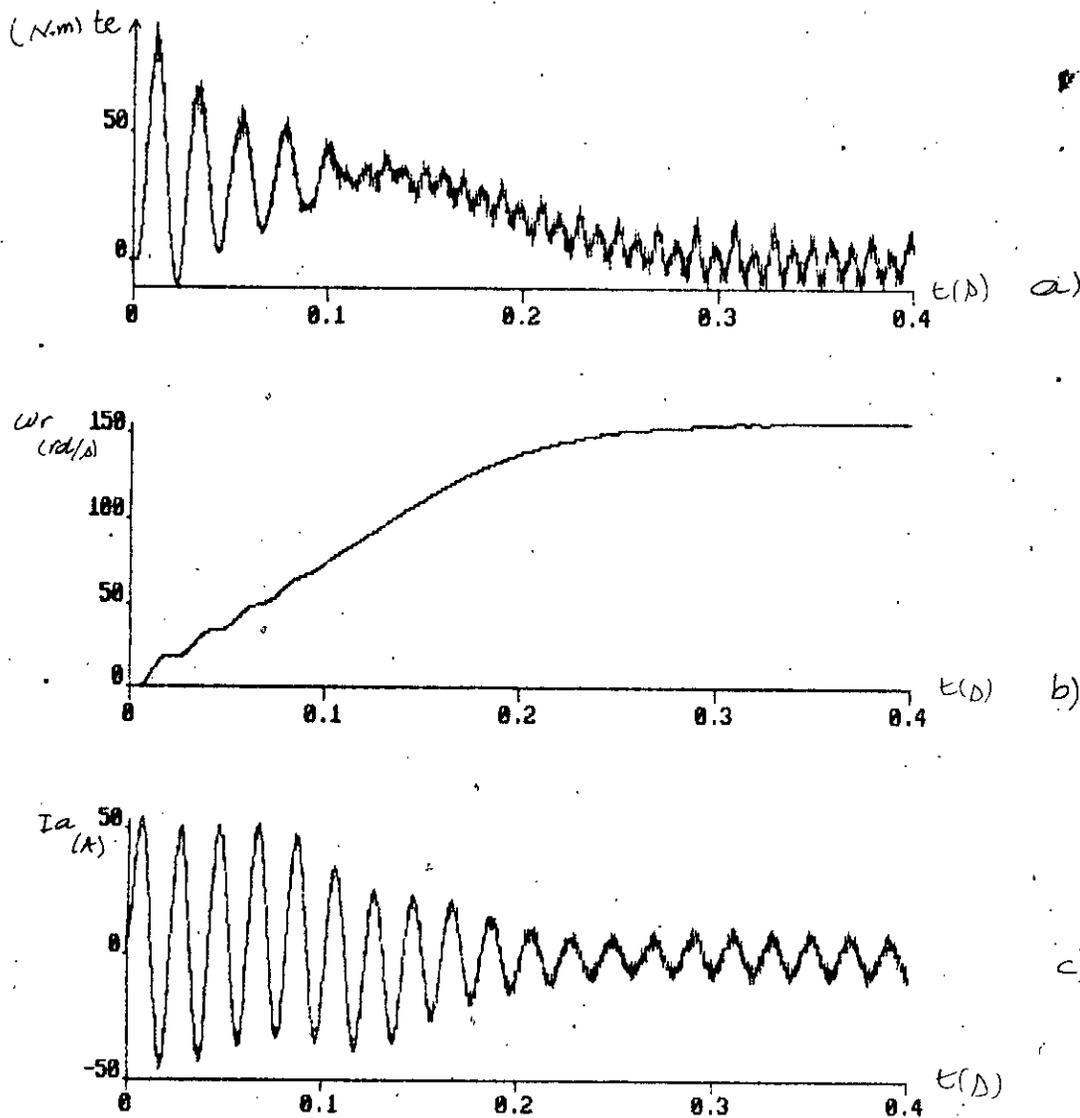


Fig7. caractéristique de démarrage à vide

- a) forme du couple
- b) La vitesse angulaire
- c) courant de ligne

CHAPITRE V

REALISATION PRATIQUE

V.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on présentera la réalisation pratique de l'onduleur de tension : dimensionnement des différentes parties, et résultats pratiques obtenus.

V.2 DIMENSIONNEMENT

V.2.1 Darlington

On a construit le Darlington par deux transistors; le transistor pilote **MJ 16018** et le transistor piloté; **SKC 25B75**.

Pour réduire les courants de fuite, atténuer la sensibilité au bruit de fond et améliorer la stabilité thermique du Darlington, on insert, entre base et émetteur de chaque transistor, une résistance de faible valeur.

$R_{BE1} = 150 \Omega$; (pour le transistor pilote),

$R_{BE2} = 47 \Omega$; (pour le transistor piloté).

On insert aussi en parallèle avec R_{BE1} , deux diodes en série permettant ainsi le blocage sûr du transistor pilote.

Le temps de recouvrement de ces diodes est $t_{rr} = 0.3 \mu s$.

Remarque:

Pour les caractéristiques des composants, voir annex A.

V.2.2 CALC

L'étude théorique du CALC, et le dimensionnement de ses différents éléments étant déjà fait au chapitre II. Dans ce paragraphe on va exposer la méthode qu'on a suivi au laboratoire pour dimensionner le CALC. Cette méthode basée sur des données pratiques n'est pas la même que celle déjà exposée, et qui se basait sur une étude purement théorique.

En effet le choix qu'on va faire résultera d'un compromis entre trois contraintes assez rigides.

La première contrainte est la sensibilité élevée aux surtensions du transistor pilot SKC 25B75. Cela nécessite alors de prendre des valeurs assez élevée pour les condensateur du snubber capacitif.

La seconde contrainte est que, le $t_{on\ min}$ que peut assurer le Driver, ne peut excéder 12 μs .

La troisième contrainte est que, la constante de temps RC du CALC doit être telle que :

$$3.R.C < t_{on\ min} \text{ et } R.C \gg t_f \text{ (soit habituellement } R.C = 10.t_f \text{)}$$

Pour satisfaire toutes ces contraintes on prend :

$$C = 33 \text{ nF} \quad \text{et} \quad R = 150 \ \Omega$$

D'autre part les constantes de temps RC et L/r des deux snubbers doivent être voisines [1]

On a alors pris : une self $L = 15 \ \mu H$ (à 15 A), et une

résistance $r = 2.7 \Omega$.

Le CALC est alors formé par :

$$\begin{array}{ll} C = 33 \text{ nF} & , \quad R = 150 \Omega \\ L = 15 \mu\text{H} & , \quad r = 2.7 \Omega \end{array}$$

V.2.3 Driver

Il est conçu à la base du C.I. UAA 4002. Il est alimenté par une alimentation stabilisée +10 V / -10 V.

La commande se fait par niveau; le pin SE (broche 4), est non connecté. L'entrée est connectée à un optocoupleur assurant ainsi une commande isolée galvaniquement.

La surveillance du courant collecteur se fait à travers un shunt de 15 A.

Il est nécessaire d'assurer une durée de conduction minimale du transistor, permettant la décharge du condensateur du snubber capacitif. Le temps minimal de conduction peut être programmé entre 1 et 12 μs , suivant la relation :

$$t_{on \text{ min}} (\mu\text{s}) = 0.06.R_T (k\Omega) \quad (V.1)$$

On a pris $R_T = 180 \text{ k}\Omega$, d'où $t_{on \text{ min}} = 10.8 \mu\text{s}$.

Le temps de délai est donné par:

$$T_D (\mu\text{s}) = 0.05.R_D (k\Omega) \quad (V.2)$$

On a pris $R_D = 100 \text{ k}\Omega$, d'où $T_D = 5 \text{ }\mu\text{s}$.

Pour amplifier le courant de base fourni au transistor, on monte à la sortie de l'UAA 4002, deux transistors en push-pull, le BDT 95 et le BDT 96 (figure V.3).

V.2.4 Circuit de commande

On utilise pour les entrées horloges du HEF 4752V, les circuits intégrés HEF 4047B. On les a montés en mode astable. Le câblage correspondant est montré en figure V.2.

La fréquence du signal délivré par le HEF 4047B est donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{4.4.R.C} \quad (V.3)$$

* Choix des éléments R et C :

a) Horloge OCT :

L'entrée K du HEF étant au niveau bas, pour fixer à 20 μ s, le temps de retard à la fermeture, on a pris $f_{OCT} = 500$ kHz.

Les valeurs de R et C correspondantes sont :

$$R = 2.2k\Omega \quad , \quad C = 250 \text{ pF}$$

b) Horloge FCT :

Pour pouvoir varier f de 10 à 60 Hz, on a choisi pour l'horloge FCT les valeurs suivantes :

$$R = 2 \text{ k}\Omega + \text{potentiometre de } 50 \text{ k}\Omega \quad , \quad C = 250\text{pF}$$

c) Horloge RCT :

Pour fixer à 317 kHz l'horloge RCT, on pris les valeur suivantes:

$$R = 3 \text{ k}\Omega \quad \quad C = 250 \text{ pF}$$

V.2.5 ALIMENTATIONS STABILISEES

On besoin de quatre alimentations stabilisées +10V/-10V, pour alimenter les Drivers. Ces alimentations sont faites à base des régulateurs: - LAS 1510 pour la tension positive,

- LAS 1810 pour la tension négative.

V.3

RESULTATS DES ESSAIS PRATIQUES

Lors de la réalisation pratique on a fait plusieurs essais sur le circuit de commande ainsi que sur le circuit de puissance, on a obtenu les résultats suivants:

La fig.1 montre la tension entre phases pour une fréquence $f=20.38\text{Hz}$

La fig.2 montre la tension de sortie entre phases pour une autre valeur de $f_m=10.8\text{ Hz}$ on voit bien que les largeurs des crénneaux sont devenues plus importantes.

Les deux figures fig.3 et fig.4 représentent la tension de sortie pour deux valeurs différentes de la fréquence de sortie. La fig.5 illustre la tension entre phases pour une fréquence $f=25\text{ Hz}$.

La fig.6 représente deux signaux complémentaires de 1 HEF; S1 et S4.

La fig.7 montre les deux signaux S1 et S5 correspondant à deux phases différentes de l'onduleur.

La fig.8 représente le courant de ligne de l'onduleur relevé aux bornes d'une résistance de 1.5 Ohm .

Sur la fig.9 on voit la tension entre phases de l'onduleur filtré par une capacité $c=7.8\text{ }\mu\text{F}$.

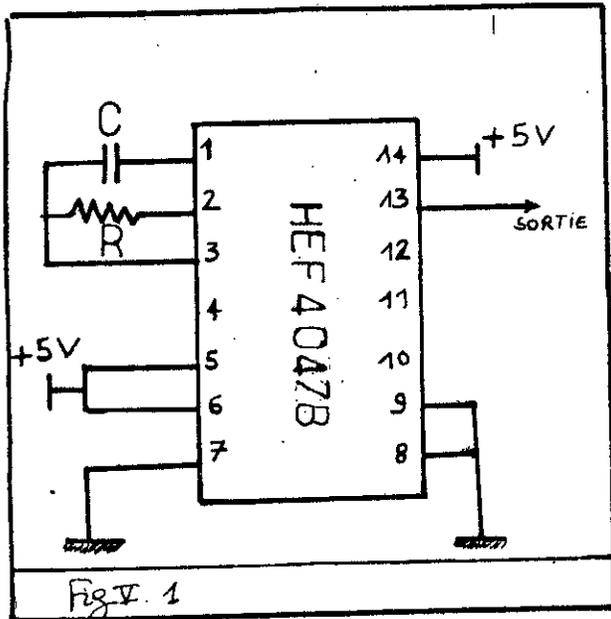


Fig. 1. Schéma du câblage
du C.I. 4047B

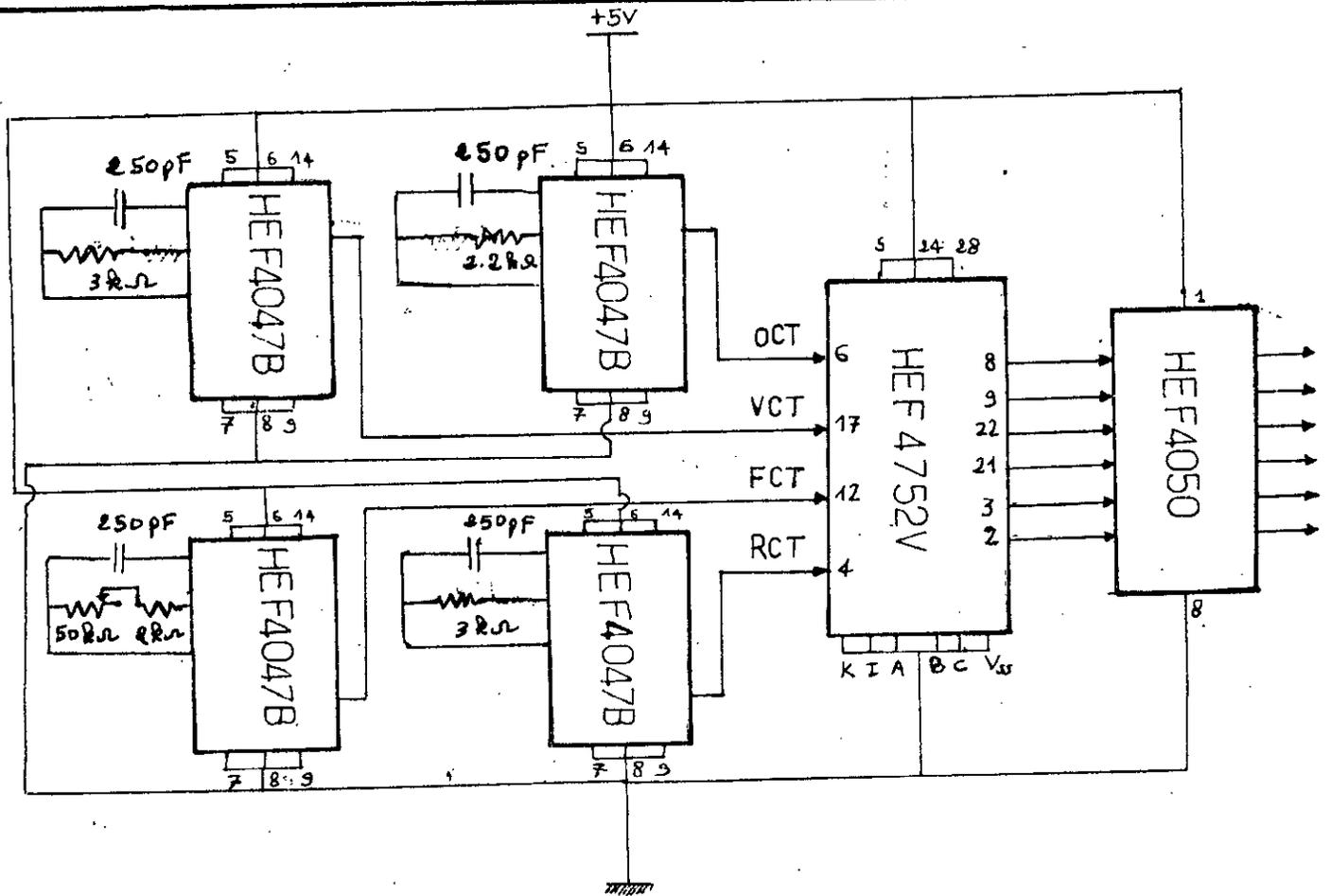


Fig. 2

Circuit de commande

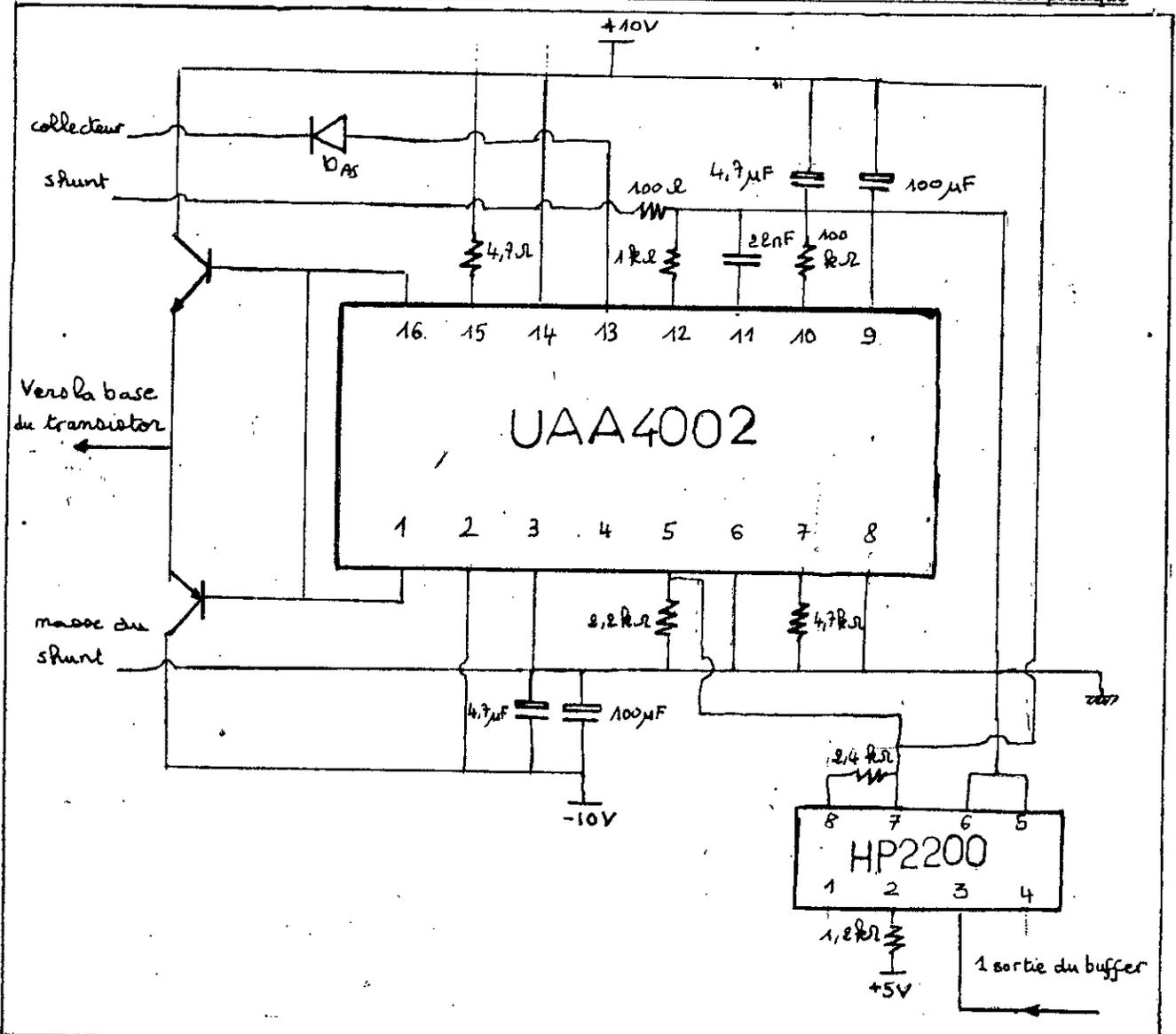


Fig V.3 Circuit de commande de base (le DRIVER)

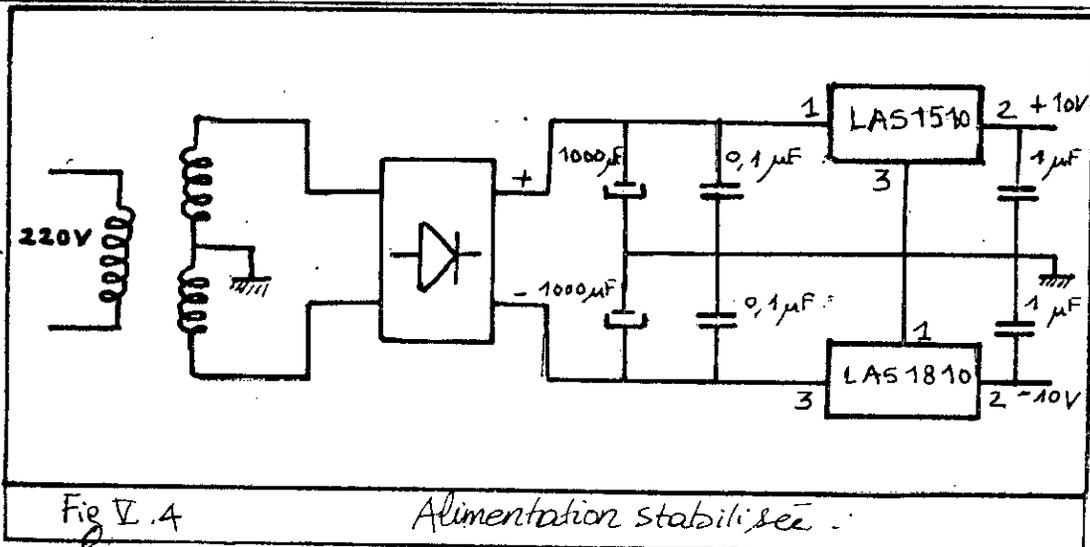


Fig V.4

Alimentation stabilisée

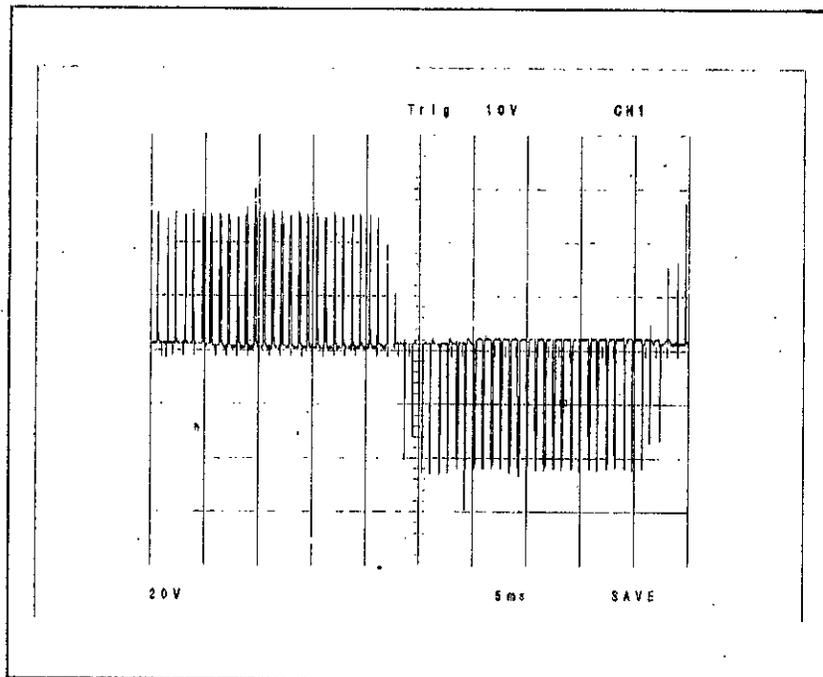


Figure 1 : Tension entre phase,
 $f=20.4$ $f_m=82.6$ $f_s=77.6$

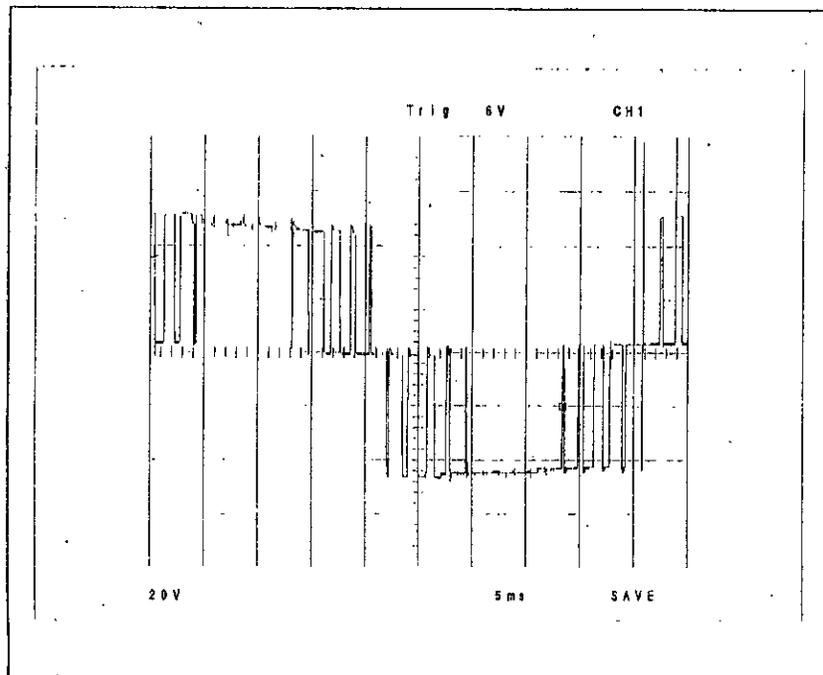


Figure 2 : Tension entre phase,
 $f_m=10.86$

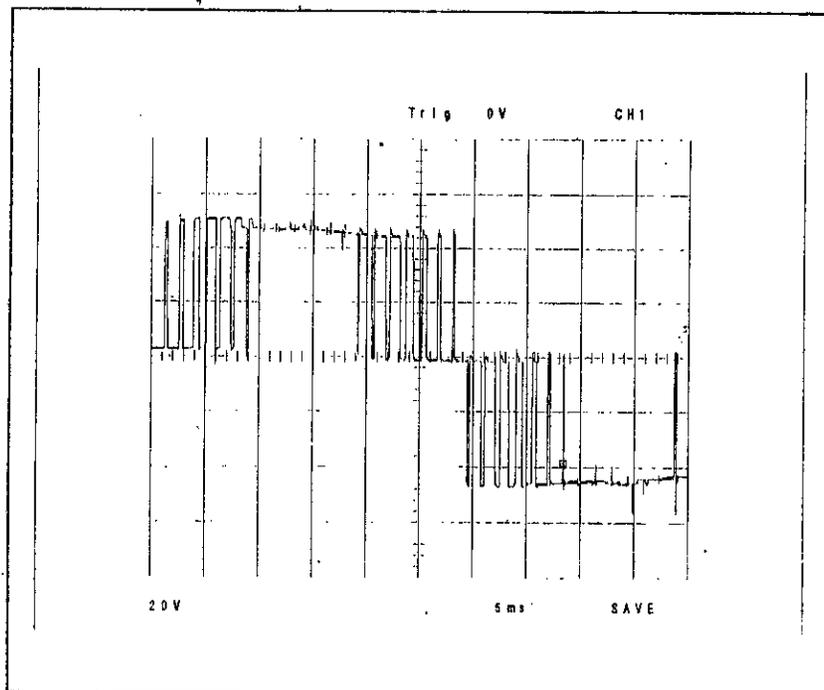


Figure 3 : Tension entre phase,
 $f = 17.3$ $f_n = 1.8$ $f_s = 776$ (Hz)

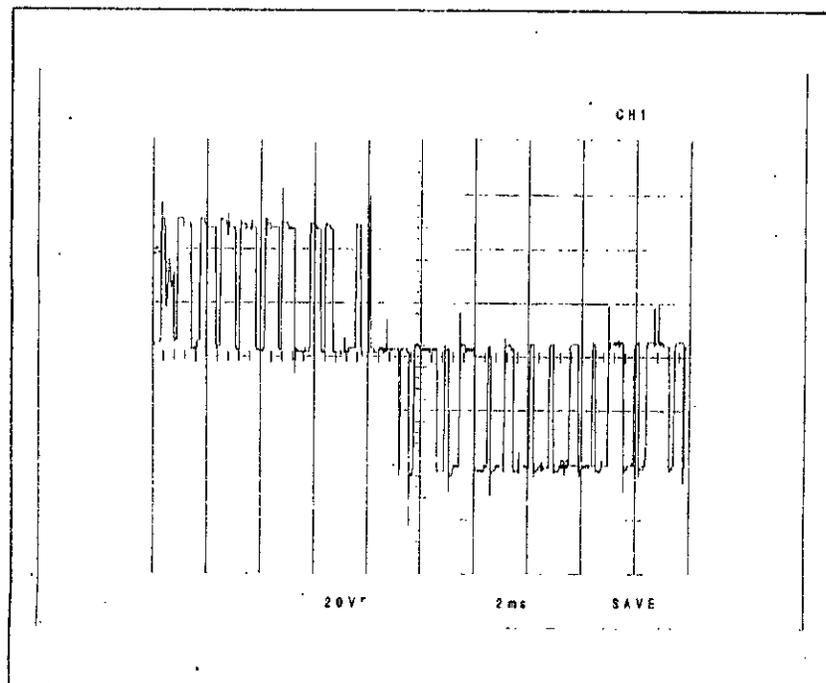


Figure 4 : Tension entre
 phase,
 $f = 42.5$ $f_n = 49$ (Hz)

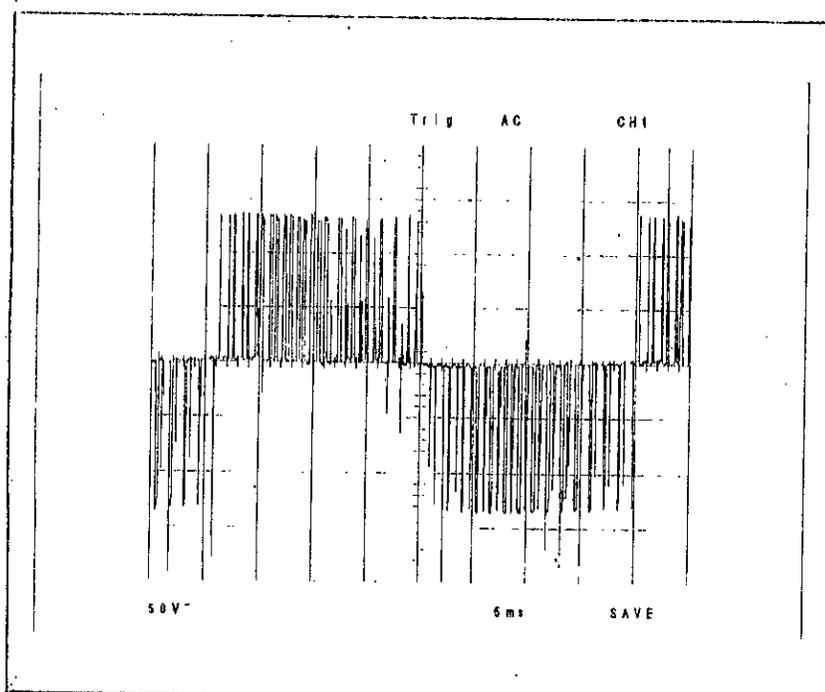


Figure 5 : Tension entre phase pour $f = 25 \text{ Hz}$

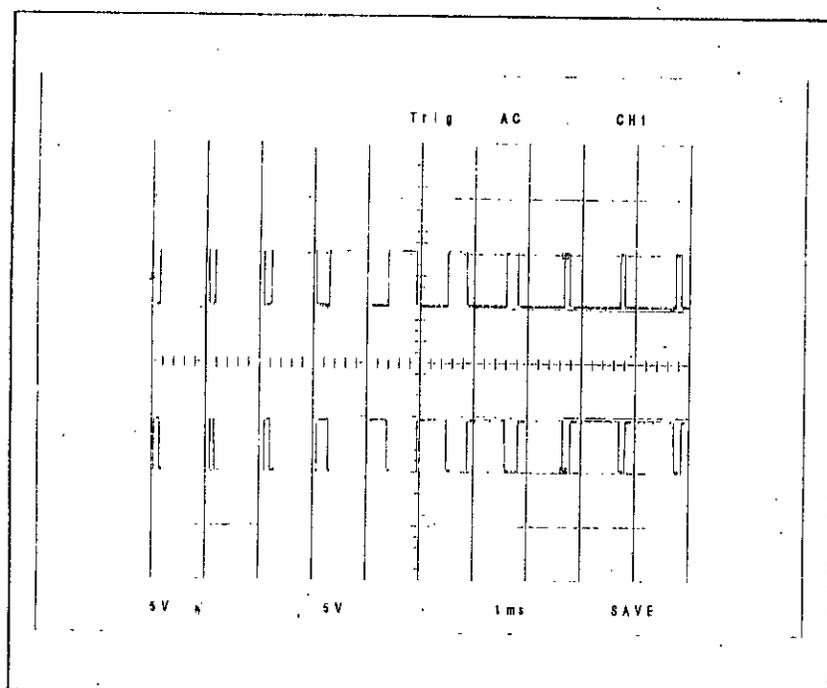


Figure 6 : Deux sorties complémentaires du HEF 4752V

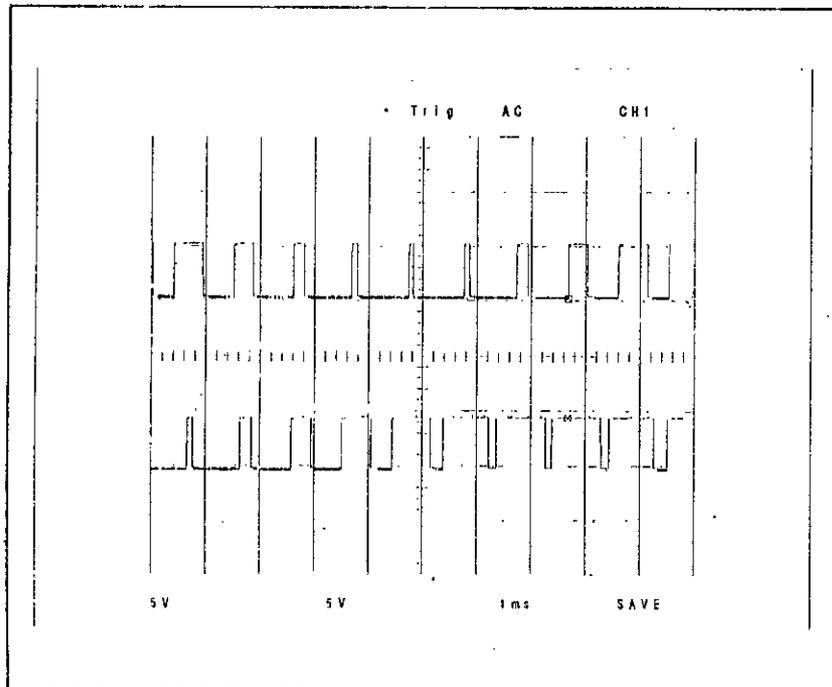


Figure 7 : Signaux ORM1 et OYM1 du HEF 4752V

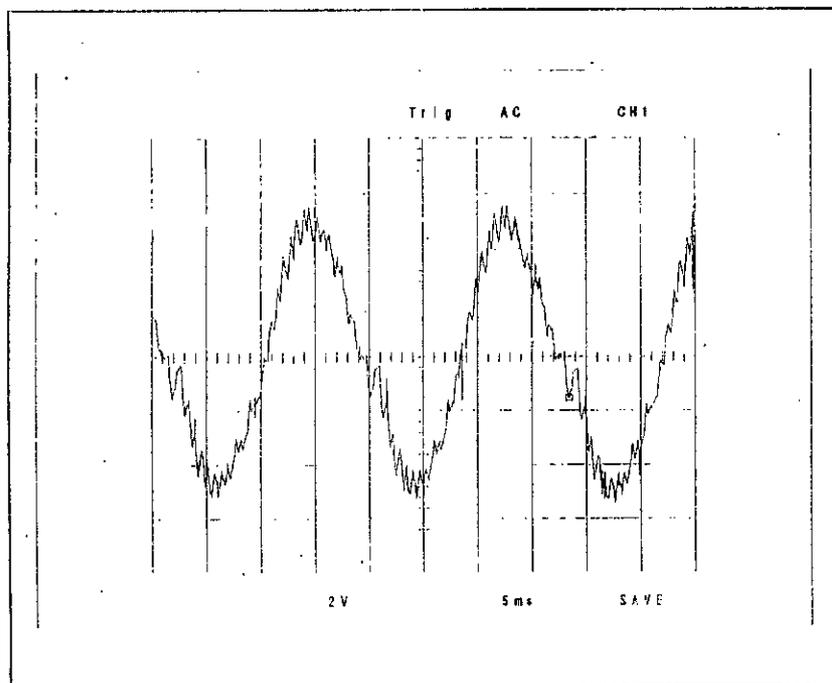


Figure 8 : courant de ligne $f = 55 \text{ Hz}$

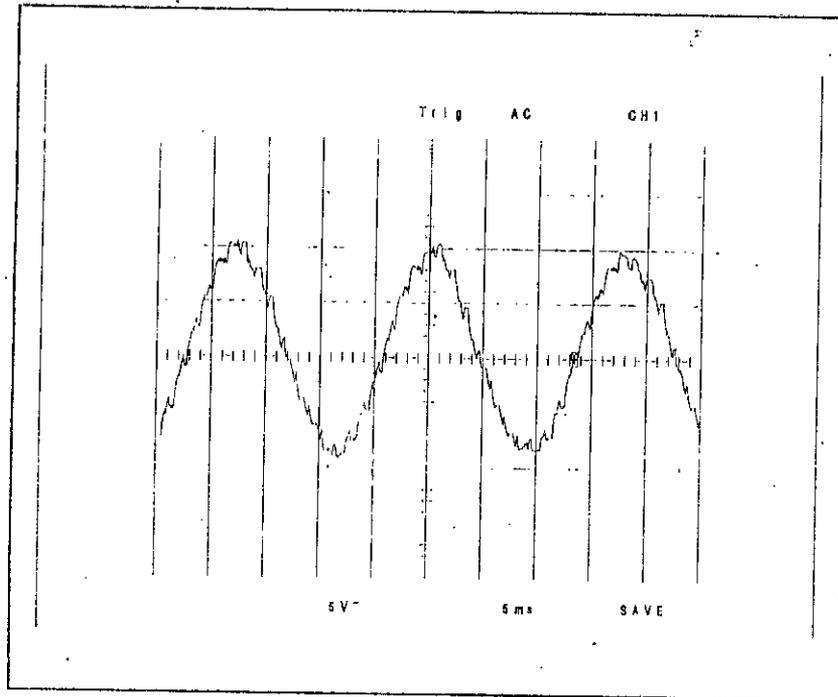


Figure 9 : Tension entre phases vue à travers un filtre capacitif.

CONCLUSIONS

Dans ce travail on a fait l'étude, la simulation et la réalisation de l'association onduleur de tension - MAS. La commande de l'onduleur est du type MLI, basée sur un circuit intégré spécialisé le HEF 4752V.

D'après l'étude théorique, on remarque les bonnes qualités de la technique de modulation de largeur d'impulsion, les bonnes performances du transistor de puissance, ses caractéristiques principales, ainsi que l'entourage qu'il lui est nécessaire (CALC, DRIVER).

Le C.I. UAA 4002 fait alors une partie importante de l'entourage, nécessaire au transistors de puissance. Ce C.I a bien montrer ses propriétés remarquables.

Dans la partie simulation, et après avoir modélisé l'HEF, le moteur asynchrone, ainsi que l'association onduleur - MAS, on a relevé des résultats de simulation cohérents avec ce qui est prévu théoriquement. Cette simulation est faite par un logiciel bien connu : le SIMNON.

Dans la partie réalisation: on pu voir de près, ce qu'on a étudié et simulé : l'effet des entrées horloges du HEF sur la tension & fréquence de sortie, la commande à flux constant (V/f constant).

Les résultats sont assez satisfaisants, surtout avec le circuit de commande. Le CALC a posé un problème qui nous a empêché d'aller jusqu'à la tension de sortie nominale. A part cela les résultats relevés sont assez concordants avec ce qui était prévu.

ANNEXE A

Caractéristiques des Transistors

1) SKC25B75

$$V_{ceV} = 750 \text{ V}$$

$$V_{ce0} = 400 \text{ V}$$

$$I_c = 25 \text{ A}$$

$$I_{cM} (t_p = 20 \mu s) = 40 \text{ A}$$

$$V_{ce\text{sat}} = 0.6 \text{ V}$$

$$h_{21E} = 20$$

$$P_{tot} = 250 \text{ W}$$

$$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$$

$$t_s = 2.5 \mu s$$

$$t_f = 0.3 \mu s$$

2) BDT 95 (NPN) et BDT 96 (PNP)

$$V_{ce0} = 100 \text{ V}$$

$$I_{cM} = 15 \text{ A}$$

$$P_{tot} = 090 \text{ W}$$

$$h_{EF} = 40$$

ANNEXE B

IDENTIFICATION DU MOTEUR UTILISE

Ces caractéristiques sont tirées de la référence [11].

Puissance : 2.24 kW

$p = 4$ (pôles)

$r_s = 0.453 \quad \Omega$

$x_{ls} = 0.628 \quad \Omega$

$x_m = 21.77 \quad \Omega$

$r_r' = 0.816 \quad \Omega$

$x_{lr}' = 0.628 \quad \Omega$

$j = 0.089 \quad \text{kg/m}^2$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tome 4
Guy Segulier
- [2] Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tome 3
Guy Segulier
- [3] Modélisation des machines électrique A. Bensenouci
- [4] THOMSON -EPCIS integrated circuits (document de L'UAA4002).
- [5] Electronique de puissance J.L. DALMASSO
- [6] Commandes de bases directe et optimisée des transistors de puissance Electronique application N°43
- [7] Hacheur à transistor Abdelli Larbi PFE 86
- [8] Etude de l'association onduleur de courant-MAS PFE 91
- [9] Les composants actifs en commutation C. VERBEEK
- [10] *Machines électrique CHATELIN*
- [11] Analysis of electrical machines Krause
- [12] Réalisation d'un onduleur de tension à MLI A. Dhehbi
- [13] LSI circuit for AC motor speed control (Document du HEF 4752V)
- [14] Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone

(Thèse de Magistère) Ait Gougam