

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE - ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

GENIE ELECTRIQUE

REALISATION D'UNE ASSOCIATION
ONDULEUR DE TENSION - MOTEUR
ASYNCHROME MONOPHASE

Proposé par :

H. Chekireb
L. Nezli

Etudié par :

H.B. Benzine
S. Bendjoudi

Dirigé par

H. Chekireb
L. Nezli

PROMOTION

JUIN 1993

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail:

A mon père
A ma chère mère
A mes frères et soeurs
A toute ma famille
A tous ceux qui me sont chers

SAÂDI

Je dédie mon travail:

A la mémoire de mon père
A ma chère mère
A mes frères et soeurs
A mon oncle Ahmed
A toute ma famille
A tous mes amis sincères

Hadj Belkacem

REMERCIEMENTS

Nous adressons nos vifs remerciements à notre promoteur Mr H. Chekireb qui, par ses conseils éclairés et son aide précieuse, a su nous mener au terme de ce travail.

Nous tenons à remercier aussi Mr L. Nezli pour ses suggestions et aide morale.

Notre reconnaissance va aussi à tous le personnel du laboratoire d'électronique de puissance et particulièrement Mr M.O. Mahmoudi et Mr B. Hemici pour leurs suggestions et leur aide matériel.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I: CHOIX DE LA STRUCTURE DE L'ONDULEUR MONOPHASE	3
I.1. Les différents types d'onduleurs de tension	3
I.1.1. Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu	4
a. Expressions et formes d'ondes	4
b. Remarques	6
I.1.2. Onduleur monophasé en demi-pont	6
a. Remarque	7
b. Expressions et formes d'ondes	7
I.1.3. Onduleur monophasé en pont	8
I.2. Conclusion	11
CHAPITRE II: CIRCUIT DE PUISSANCE	12
II.1. Choix des transistors de commutation	12
- Aires de sécurité en commutation	13
II.2. Commandes de base	15
a. Commande en Darlington	16
b. Utilisation d'un montage push-pull	17

II.3. Circuit d'aide à la commutation	18
II.3.1. Choix des éléments du CALC	19
a. Cas de la commande à décalage	19
b. cas de la commande à MLI	21
CHAPITRE III: COMMANDE DE BASE DIRECTE ET OPTIMISEE UAA4002	26
III.1. Description générale du CI UAA4002	26
III.2. Interface d'entrée	27
III.3. Etage de sortie de l'UAA4002	28
III.4. Fonctions de sécurité de L'UAA4002	30
CHAPITRE IV: COMMANDES ET TENSIONS DE SORTIE DE L'ONDULEUR MONOPHASE	34
IV.1. Commande à décalage	34
IV.1.1. Principe	34
IV.1.2. Circuit de commande	35
a. Utilisation du CI TCA785	35
a.1. Schéma synoptique et principe de fonctionnement du TCA785	35
a.2. Principe de la carte de commande autour du CI TCA785	39

CHAPITRE V: SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR, MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE	81
V.1. Modélisation du moteur asynchrone monophasé avec condensateur permanent	81
V.2. Equations électriques de base	84
V.3. Expressions des équations électriques dans un système invariant	85
V.4. Equation mécanique	89
V.5. Paramètres et caractéristiques du moteur asynchrone monophasé pris comme modèle	90
V.6. Résultats de la simulation	91
CONCLUSION	94
BIBLIOGRAPHIE	96

INTRODUCTION

Les équipements de puissance utilisent de plus en plus l'entraînement à vitesse variable. Ceci est dû, en partie au souci de donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des phases d'un processus.

Le moteur à courant continu reste très utilisé pour la réalisation des entraînements à vitesse variable. Mais l'emploi du moteur à courant alternatif pour réaliser de tels entraînements est de plus en plus fréquent.

Parmi les procédés permettant de faire varier la vitesse du moteur à courant alternatif, synchrone ou asynchrone, le plus utilisé, consiste à faire varier la fréquence de ses tensions d'alimentation, donc à l'alimenter par un onduleur.

En même temps que la fréquence, il faut faire varier la valeur efficace des tensions d'alimentation. D'ordinaire on adopte une commande "à flux constant" qui permet de développer le même couple à toutes les vitesses, la valeur des tensions croît à peu près proportionnellement à leur fréquence. L'onduleur doit donc être à fréquence et à tension variables.

Ce présent travail consiste en une réalisation d'un onduleur de tension monophasé à transistor commandé par deux techniques:

- commande à décalage
- commande en modulation de largeur d'impulsion.

Le premier chapitre traite le choix de la structure de l'onduleur de tension monophasé à utiliser.

Le second chapitre est consacré au dimensionnement du circuit de puissance.

Pour bénéficier pleinement des performances des transistors de puissance, il est préférable de les associer à des circuits auto-protégeants assurant une commande de base directe et optimisée, ceci fait l'objet du troisième chapitre.

Le quatrième chapitre regroupe les principes des commandes adoptées et la réalisation des circuits relatifs à ces commandes. Les résultats expérimentaux ainsi que leurs interprétations sont présents dans ce chapitre.

Enfin le dernier chapitre traite la simulation des grandeurs de sortie du moteur monophasé vis à vis des deux types de commande de l'onduleur.

CHOIX DE LA STRUCTURE DE L'ONDULEUR MONOPHASE

Le but visé par notre réalisation est une alimentation en tension d'un moteur monophasé asynchrone. Dans un premier cas l'alimentation est une tension alternative en créneau, dans un deuxième cas la tension d'alimentation est un signal en modulation de largeur d'impulsion.

La charge ainsi considérée représente un récepteur de courant alternatif.

L'onduleur répondant à la question ne peut être qu'un onduleur de tension.

Une présentation succincte des différents types d'onduleurs monophasé existant en électronique de puissance permet de tirer la structure de l'onduleur adéquate à notre utilisation.

I.1. Les différents types d'onduleurs de tension:

Selon le nombre d'interruption utilisé on distingue.

* Les onduleurs à deux interrupteurs:

- Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu.
- Onduleur monophasé en demi-pont avec diviseur capacitif à l'entrée.

* Les onduleurs à quatre interrupteurs:

- Onduleur monophasé en pont complet

I.1.1. Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu.

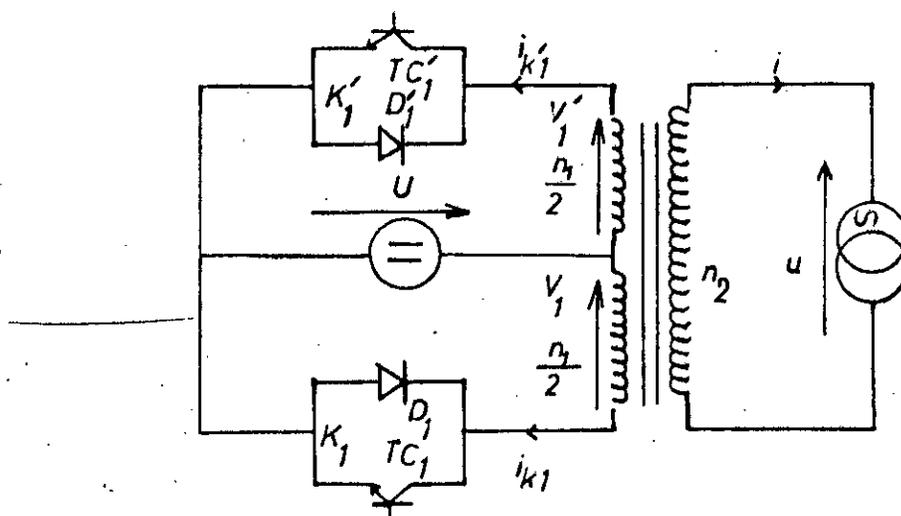


Figure I.1

Si l'on suppose le transformateur parfait les tensions sont dans le rapport des nombres de tours [1]:

$$V_1 = V'_1; U' = V_1 \times (n_2 / n_1)$$

Si on néglige les ampères tours magnétisants, les courants primaires et secondaires sont liés par compensation des ampères tours.

$$(n_1/n_2) \cdot (i_{k1} - i_{k'1}) = n_2 \cdot i'$$

a. Expressions et formes d'ondes

Pour $0 < t < T/2$. K_1 est fermé; K'_1 est ouvert

$$V_1 = +U; U' = 2 (n_2/n_1) U$$

$$V'_{k1} = +U$$

$$V_{k1} = 0 ; V_{k'1} = V_{k1} + V'_{k1} = 2U$$

$$i_{k1} = i = 2 (n_2/n_1) i' ; i_{k'1} = 0$$

Pour $T/2 < t < T$, k_1 est fermé, k_1 est ouvert

$$V_{k1} = -U ; U' = -2 (n_2/n_1) U$$

$$V'_{k1} = -U$$

$$V_{k'1} = -V_{k1} - V'_{k1} = +2U ; V_{k1} = 0$$

$$i_{k1} = 0 ; i_{k'1} = i = -2 (n_2/n_1) i'$$

Si on suppose le courant de sortie i' sinusoïdal, les formes d'ondes pour une charge inductive sont représentées sur la figure I.2a.

φ étant le déphasage du courant de sortie par rapport au fondamental de la tension.

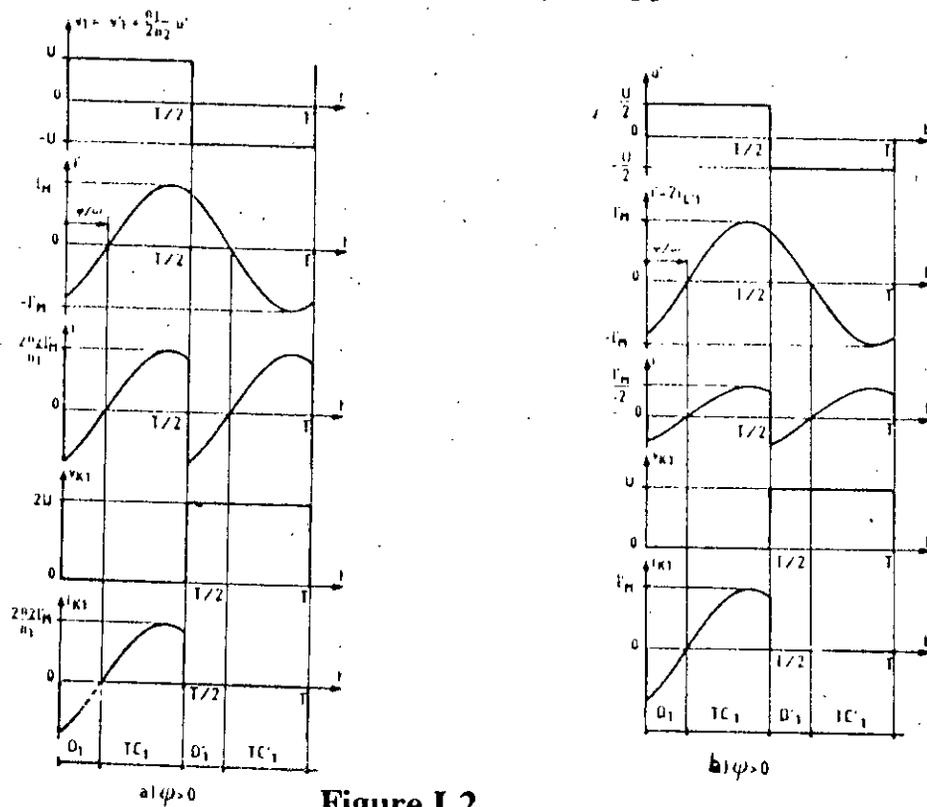


Figure I.2

b. Remarques:

- Sur une charge inductive les commutations doivent être forcées.
- A cause du transformateur à point milieu, la tension inverse aux bornes des diodes et les tensions directes aux bornes des semi-conducteurs commandes sont égales à deux fois la tension continue d'alimentation.

$$V_{Tmax} = -V_{Dmax} = 2U$$

I.1.2. Onduleur monophasé en demi-pont:

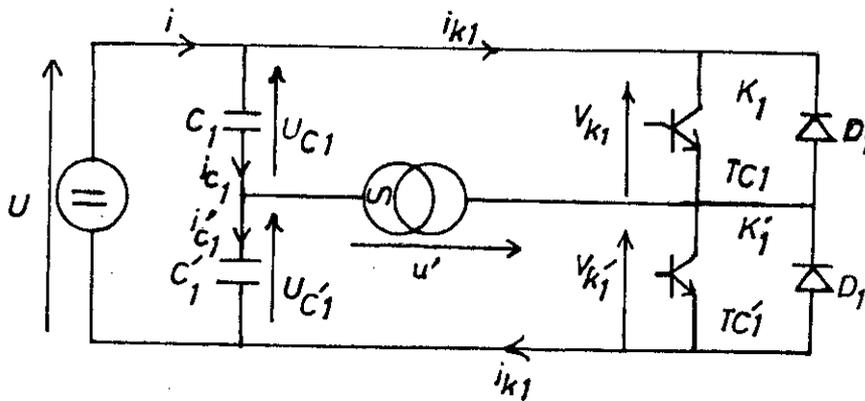


Figure I.3

On a $U_{C1} + U_{C1'} = U \implies C (du_{c1}/dt) = -C (du'_{c1}/dt)$

$\implies i_{c1} = -i_{c1'}$

ce qui donne: $i' = i_{c1'} - i_{c1} = 2i_{c1'} = -2i_{c1}$ [1]

a. Remarque: Le courant i' arrivant au point milieu du diviseur capacitif est le double du courant dans l'un des bras de celui-ci.

b. Expressions et formes d'ondes:

Pour $0 < t < T/2$, K_1 est fermé et K'_1 ouvert

$$U' = U_{c1} = U/2$$

$$V_{k'1} = +U$$

$$i = i_{c1} = i'/2$$

$$i_{k1} = i' = 2i$$

Pour $T/2 < t < T$, $k1$ est ouvert et $k'1$ fermé.

$$U' = -U'_{c1} = -U/2$$

$$V_{k1} = +U$$

$$i = i_{c1} = -i'/2$$

$$i_{k'1} = -i' = 2i$$

Une alimentation d'une charge inductive par une tension en créneau donne les formes d'ondes représentées sur la figure I.2b.

I.1.3 Onduleur monophasé en pont:

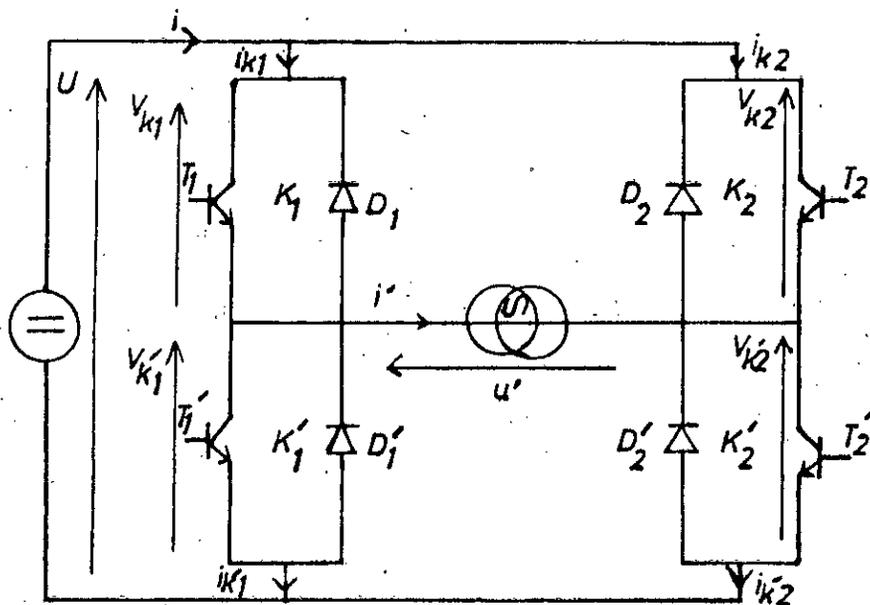


Figure I.4

Les interrupteurs k_1 et k_1' doivent être complémentaires pour éviter la mise en court-circuit de la source U et l'ouverture du circuit de la source du courant i' .

De même pour l'autre demi-pont les commandes de k_2 et k_2' doivent être complémentaires. Les commandes des deux ponts peuvent être simultanées comme elles peuvent être décollées.

- Expressions et formes d'ondes pour une commande à décalage β .

Désignant par β le décalage des commandes.

Désignant par ω la pulsation du fondamental de la tension de sortie U' .

. Pour $0 < \omega t < \beta$, k_1 et k_2 sont fermés, k'_1 et k'_2 ouvert.

$$U' = 0; \quad V_{k1} = 0; V_{k'1} = +U$$

$$V_{k2} = 0; V_{k'2} = +U$$

$$i = 0; \quad i_{k1} = +i'; i_{k'1} = 0$$

$$i_{k2} = -i'; i_{k'2} = 0$$

. Pour $\beta < \omega t < \pi$, k_1 et k'_2 sont fermés, k'_1 et k_2 ouverts

$$U' = +U; \quad V_{k1} = 0; V_{k'1} = +U$$

$$V_{k2} = +U; V_{k'2} = 0$$

$$i = +i'; \quad i_{k1} = +i'; i_{k'1} = 0$$

$$i_{k2} = 0; i_{k'2} = +i'$$

. Pour $\pi < \omega t < \pi + \beta$, k'_1 et k'_2 sont fermés, k_1 et k_2 ouverts.

$$U' = 0; \quad V_{k1} = +U; V_{k'1} = 0$$

$$V_{k2} = +U; V_{k'2} = 0$$

$$i = 0; \quad i_{k1} = 0; i_{k'1} = -i'$$

$$i_{k2} = 0; i_{k'2} = +i'$$

. Pour $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$; k'_1 et k_2 sont fermés, k_1 et k'_1 ouverts.

$$U' = -U; \quad V_{k1} = +U; V_{k'1} = 0$$

$$V_{k2} = 0; V_{k'2} = +U$$

$$i = -i'; \quad i_{k1} = 0; i_{k'1} = -i'$$

$$i_{k2} = -i'; i_{k'2} = 0$$

La figure I.5 montre les formes d'ondes de U' et i' , de i , de V_{k1} et i_{k1} , de V_{k2} et i_{k2} lors du débit sur une charge inductive ($0 < \varphi < 180^\circ$) [1].

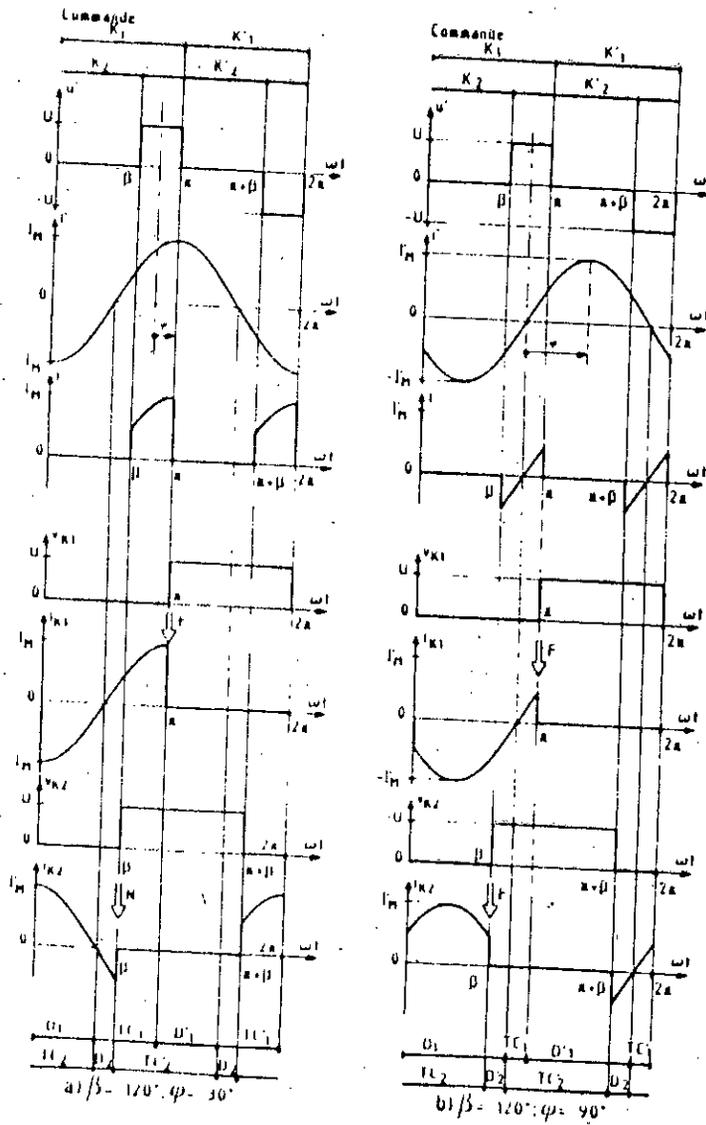


Figure I.5

A remarquer qu'on a trois types d'intervalles concernant les échanges d'énergie entre la source continue et la charge alternative:

- . Les intervalles d'alimentation de la charge par la source
- . Les intervalles de récupération durant lesquelles la charge renvoie l'énergie vers la source continue

. Les intervalles de zone libre . La charge est mise en court-circuit.

I.2. Conclusion

L'onduleur monophasé en pont, alimenté par une tension continue U permet d'obtenir à la sortie une tension U' égale à $+U$, à $-U$ ou à zéro. Cette possibilité d'obtention d'un intervalle à U' nul, que ne présentait pas l'onduleur en demi-pont monophasé permet de mieux approximer la tension de sortie sinusoïdale désirée. Aussi peut-on avec cette structure faire varier la fréquence de la tension U' ainsi que sa valeur efficace grâce à une commande appropriée. L'onduleur monophasé en pont complet convient le mieux pour notre réalisation.

CIRCUIT DE PUISSANCE

L'onduleur monophasé qu'on se propose de réaliser doit être dimensionné en fonction des paramètres électriques de la charge à considérer.

La charge à considérer étant un moteur monophasé asynchrone dont les caractéristiques sont les suivantes:

$$P_n = 1.1 \text{ kw}$$

$$I_n = 8.8 \text{ A}$$

$$\cos\varphi = 0.85$$

$$N = 2850 \text{ tr/min}$$

II.1. Choix des transistors de commutation

Les éléments déterminants de notre choix entre technologie "thyristor" et "transistor" sont les suivants:

- Absence pour le transistor de circuit auxiliaire à l'extinction. Ce circuit met en oeuvre des composants de puissance supplémentaires, limitant le fréquence d'emploi.

- Les pertes de commutation sont importantes en "thyristor", la fréquence maximale est plus faible en "thyristor" qu'en transistor.

Les transistors de puissance sont des transistors spécialement adaptés à leur utilisation dans des convertisseurs statiques.

Un transistor de puissance travaillant en commutation ne peut occuper de façon stable que deux états:

- Etat bloqué (ouvert)
- Etat passant (fermé)

Soit I_c le courant passant dans le collecteur d'un transistor de puissance.

Soit V_{CE} la tension collecteur émetteur du même transistor. Le point de fonctionnement (I_c , V_{CE}) du transistor doit se trouver dans des limites qu'il ne doit pas dépasser.

Ces limites forment ce qu'on appelle aire de sécurité du transistor. En dehors de cette aire le transistor subira des contraintes pouvant le mettre hors d'usage.

Aires de fonctionnement en commutation:

Le processus de commutation dépend de la polarisation base-émetteur V_{BE} . On est amené à distinguer:

- L'air en polarisation directe FBSOA (figure II.1a)
- L'air en polarisation inverse RBSOA (figure II.1b)

En régime de polarisation négative le processus de blocage dépend de l'état antérieur et de la façon dont est réalisé le blocage.

La figure II.1 donne la forme de ces aires tracées en échelles linéaires pour V_{CE} et i_c .

L'air FBSOA, limitée entrant continu est utilisable pendant le blocage sans polarisation inverse. Pour la mise en conduction on peut étendre la surface (courbe en trait interrompu) à condition que la zone supplémentaire soit traversée très rapidement.

L'air RBSOA est utilisable pour le blocage avec une commande négative. Cette aire est un peu diminuée (partie hachurée) si, au lieu de partir de la quasi saturation on part de la saturation [2].

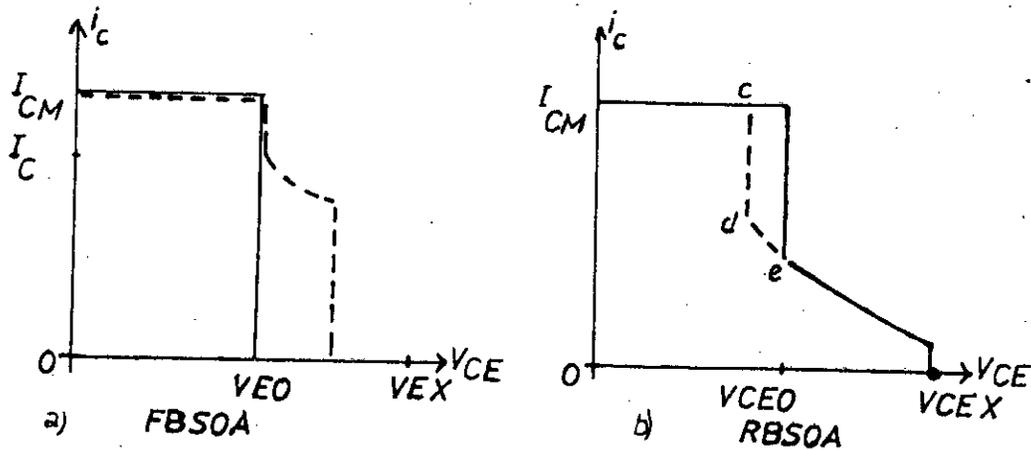


Figure II.1

Sur la figure I.6; I_{CM} représente le courant de crête de collecteur, V_{CE0} représente la tension continue collecteur-émetteur, avec $I_B=0$ et V_{CEX} représente la tension continue collecteur-émetteur avec une tension de blocage V_{BE} .

Le blocage des transistors de puissance utilisés dans notre montage est assuré grâce à une tension négative, chose qui favorisera le blocage.

Le point de fonctionnement de ces transistors ne doit sortir de l'air de fonctionnement RBSOA.

Le transistor à utiliser doit donc avoir les caractéristiques suivantes:

$$I_{CM} \geq 2,5I_n$$

$$V_{CEX} \geq U + (4,5/10)U.$$

La valeur $2,5I_n$ correspond approximativement au courant de démarrage du moteur monophasé.

La valeur $(4,5/10)U$ correspond au dépassement ΔV de la tension collecteur-émetteur au moment du blocage, limitée par les éléments choisis pour le circuit d'aide à la commutation.

Pour une tension d'entrée $U=250V$ on doit avoir:

$$I_{CM} \geq 22A$$

$$V_{CEX} \geq 326,5V$$

Le transistor MJ16018 répond aux conditions exigées. Ce dernier possède un courant I_{CM} proche de 22A et une tension V_{CEX} proche de 1000V.

II.2. Commande de base:

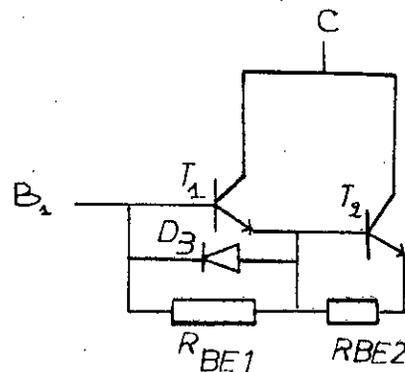
La commande de base doit être correcte car elle est inhérente aux pertes dans le transistor, par conséquent elle doit respecter les points suivants:

1/ L'amorçage: le courant de base doit avoir un (di_B/dt) très grand.

2/ La saturation: le courant de base doit être suffisant afin que le transistor reste saturé pour un courant $I_c \leq I_{sat}$

3/ Le blocage: le courant de base doit être suffisant pour que les courants du collecteur et d'émetteur s'annulent en même temps. Un courant de base inverse favorisera le blocage.

a) Commande en Darlington:



A l'état quasi saturé ou saturé, le transistor bipolaire MJ16018 présente une amplification en courant assez faible et il est nécessaire d'intercaler entre la commande et l'entrée du transistor un étage amplificateur et adaptateur susceptible de délivrer le courant de base du composant piloté. Le montage Darlington utilise pour cela un autre transistor BUX98C disposé en cascade avec le MJ16018.

Le transistor BUX98C possède un gain forcé $\approx 2,5$.

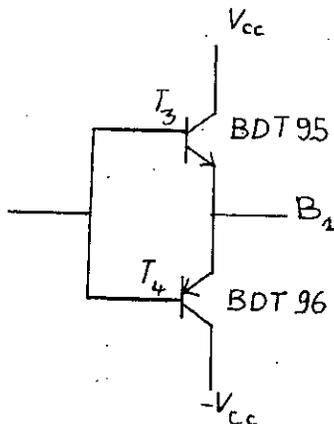
Le transistor MJ16018 possède un gain forcé ≈ 5 .

Le gain du Darlington formé par les transistors BUX98C et MJ16018 étant $\beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2$; β_1 et β_2 sont respectivement le gain de T_1 et T_2 .

Soit donc un gain de valeur $2,5 + 5 + 2,5 \times 5 = 20$

La diode D_B indiquée sur le schéma du Darlington permet le destockage de T_2 . R_{BE1} et R_{BE2} représentent des résistances de protection au blocage. Les valeurs prises pour R_{BE1} et R_{BE2} sont respectivement 47Ω et 150Ω .

b) Utilisation d'un montage push-pull.



Le montage push-pull à transistor est utilisé au niveau de la base du transistor pilote. La mise en conduction du transistor de puissance est assurée par le transistor T_3 qui fournit le courant positif nécessaire pour la saturation du transistor piloté.

La coupure est assurée par le transistor T_4 en imposant une polarisation inverse de la jonction de base durant toute la durée de blocage du transistor.

Le courant de base T_3 étant de valeur approximativement $0,5A$. Cette valeur est générée par un circuit de commande optimisée de base UAA4002 (voir III). Le transistor T_3 doit donc présenter une amplification en courant d'au moins égale à trois pour qu'un courant de $22A$ puisse passer dans le collecteur du Darlington.

On a choisi pour T_3 le transistor BDT95 et pour T_4 le transistor BDT96.

II.3. Circuit d'aide à la commutation CALC

Chaque fois qu'un semi-conducteur fonctionne en interrupteur commandé est mis en conduction ou est bloqué la tension à ces bornes et le courant qui le traverse ne varient pas instantanément.

Les intervalles de commutation doivent être pris en compte dans le calcul des pertes dans les composants et dans la détermination des valeurs de crête du courant et de la tension.

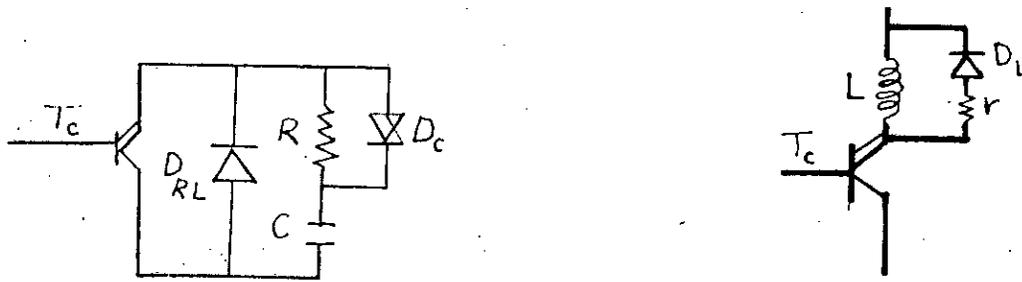
Pour venir à bout du problème de commutation dans les transistors on est amené à associer à ces interrupteurs des circuits d'aide à la commutation CALC.

Le rôle principal du CALC est de réduire les pertes de commutation dans le transistor de façon à pouvoir augmenter la fréquence de commutation.

On peut atteindre ce but en accélérant les commutations et en aidant le transistor à commuter et cela avec une commande directe et optimisée de base (voir III).

- A la fermeture, une bobine d'inductance L en série avec le transistor limite la vitesse de montée du courant collecteur et surtout fait chuter la tension V_{CE} à ses bornes (voir figure II.2b).

- A l'ouverture, un condensateur de capacité C , mis en parallèle sur T limite la vitesse de croissance de V_{CE} et dérive une partie du courant de charge (voir figure II.2a) [1].



circuit d'aide à l'extinction

(a)

Circuit d'aide à la conduction

(b)

Figure II.2

II.3.1. Choix des éléments du CALC.

Les problèmes posés par les commutations dans les onduleurs de tension sont différents suivant qu'on utilise la commande à décalage ou la commande en modulation de largeur d'impulsion (voir IV).

a) Cas de la commande à décalage.

Dans ce cas les transistors de commutation entrent en conduction à courant i' nul pour une charge inductive. Ils ne nécessitent donc qu'une protection contre les dV_{CE}/dt grâce à un CALC capacitif.

Lorsque le récepteur est capacitif, c'est l'évolution naturelle de i' qui annule le courant dans les semi-conducteurs commandés. L'addition de CALC capacitif est inutile.

Dans le cadre de notre projet la charge considérée est un moteur asynchrone monophasé qui peut être assimilé à un récepteur inductif actif; donc une protection à l'ouverture des transistors de commutation contre les dV_{CE}/dt est suffisante.

Soit C_0 la valeur de C qui donne à la montée de V_{CE} depuis 0 jusqu'à U une durée égale au temps t_f de descente du courant i_c .

C_0 est donnée par: $C_0 = I_{t_f} / 2U$

I étant le courant i_c au moment de l'ouverture.

Soit $C = kC_0$ la capacité du circuit d'aide à l'extinction.

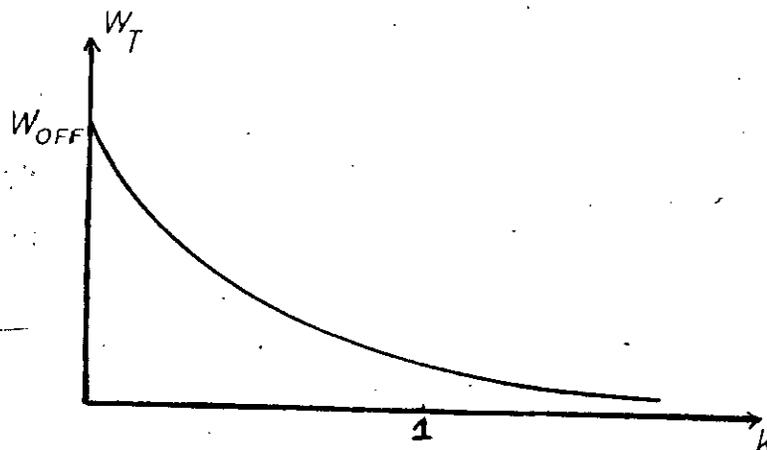
L'énergie dissipée dans le transistor pendant son extinction dépend étroitement de la valeur choisie pour C .

Si $C > C_0$ on a ; $W_T = 1/6k \times W_{off}$

Si $C < C_0$ on a ; $W_T = (1 - (4/3)(k)^{1/2} + K/2) W_{off}$

W_{off} étant l'énergie dissipée dans le transistor en l'absence de circuit d'aide à l'extinction évaluée à $1/2 U I t_f$.

L'allure de W_T en fonction de K est donnée ci-après [2].



Le choix de C est lié à celui de K , on a intérêt à choisir $k > 1$ pour limiter les pertes W_T dans le transistor. Le choix de C repose donc sur la formule: $C \geq I_{t_f} / 2U$ [3]

Pour la valeur de I on prend le courant maximum de la charge considérée, soit 12,5A.

La tension d'entrée de l'onduleur étant $U=250V$ le temps t_r est évalué à $0,6\mu s$.

La valeur de C doit donc être supérieur à 15 nF

$$C \geq 15 \text{ nF}$$

La constante de temps RC du circuit d'aide à l'extinction doit être inférieure au temps minimum de conduction fixé à $6 \mu s$.

$$RC < 6 \mu s$$

On a choisi pour C et R les valeurs suivantes:

$$C = 47 \text{ nF}$$

$$R = 47 \Omega$$

b- Cas de la commande à MLI

Lorsqu'on utilise la commande MLI chaque transistor est fermé puis ouvert plusieurs fois au cours d'une même alternance du courant de sortie i' .

Pratiquement toutes les commutations se font à courant i' non nul et chaque transistor doit être protégé à la fois contre les di/dt et les dv_{ce}/dt excessifs. Chaque demi pont se présente alors comme l'indique la figure 8.

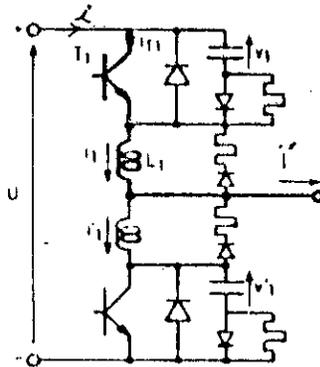


Figure II.3

Le choix des éléments du CALC résulte d'un compromis, pendant la commutation, entre la limitation de la surintensité et de la surtension dans les transistors et entre la limitation de la puissance dissipée dans les transistors au moment des commutations.

$$\text{Soit } K_1 = (C/2L)^{1/2} \quad ; \quad K_2 = r/R$$

ΔI le dépassement du courant I_c pendant la mise en conduction du transistor de puissance.

ΔV le dépassement de V_{CE} pendant le blocage du même transistor.

Les dépassements ΔI et ΔV sont donnés par [1]

$$\Delta I / I_n(2)^{1/2} = K_1 / (2)^{1/2} [1 + (2K_2)^{1/2} \exp(-(2K_2)^{1/2} ((2)^{1/2} / K_1 + \pi/2))]]$$

$$\Delta V / U = (2)^{1/2} / K_1 \exp(-1 / (1 - 8K_2)^{1/2}) \quad \text{Arcth}(1 - 8K_2)^{1/2}$$

La figure ci-après donne la variation de $\Delta I / I_n(2)^{1/2}$ et $\Delta V / U$ en fonction de K_1 et K_2 [1].

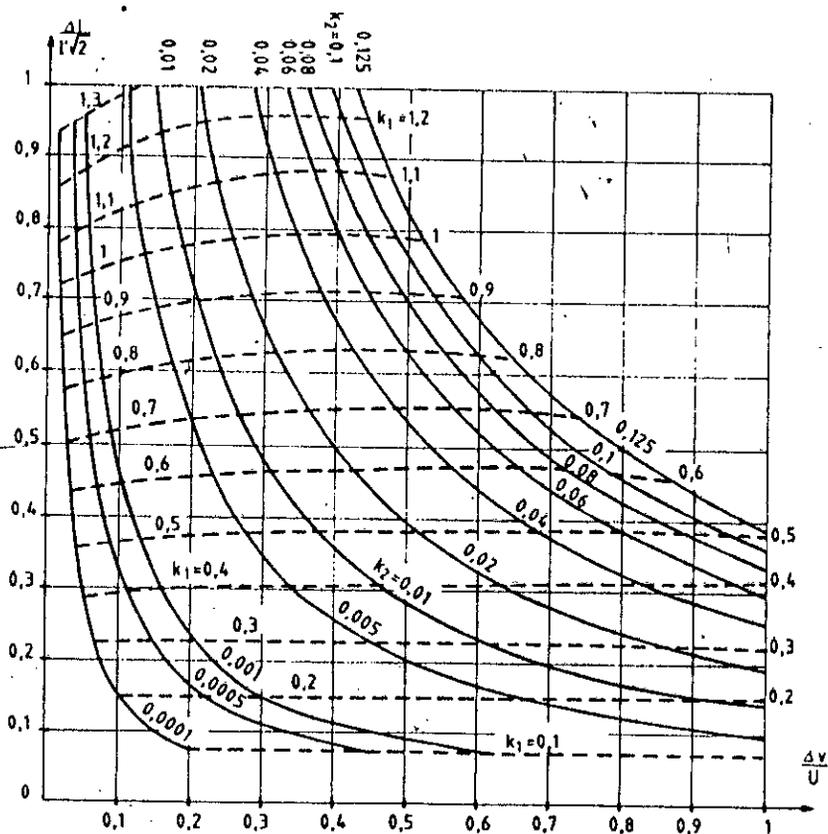


Figure II.4

En fonction des caractéristiques des transistors utilisées MJ 16018 on a choisi:

$$\Delta I / I_n(2)^{1/2} = 0.24 \implies \Delta I = 2.9A$$

$$I_n = 8.8 A$$

$$\Delta V / U = 0.45 \implies \Delta V = 112.5V$$

$$U = 250V$$

D'où: $K_1 = 0.3$; $K_2 = 0.005$

Les composants du CALC auront donc pour valeur:

$$R = 1.2 k\Omega$$

$$r = 6 \Omega$$

$$\tau = 10 \text{ tf} = 6 \mu\text{s}$$

$$C = \tau/R = 5 \text{ nF}$$

$$L = \tau r = 36 \mu\text{H}$$

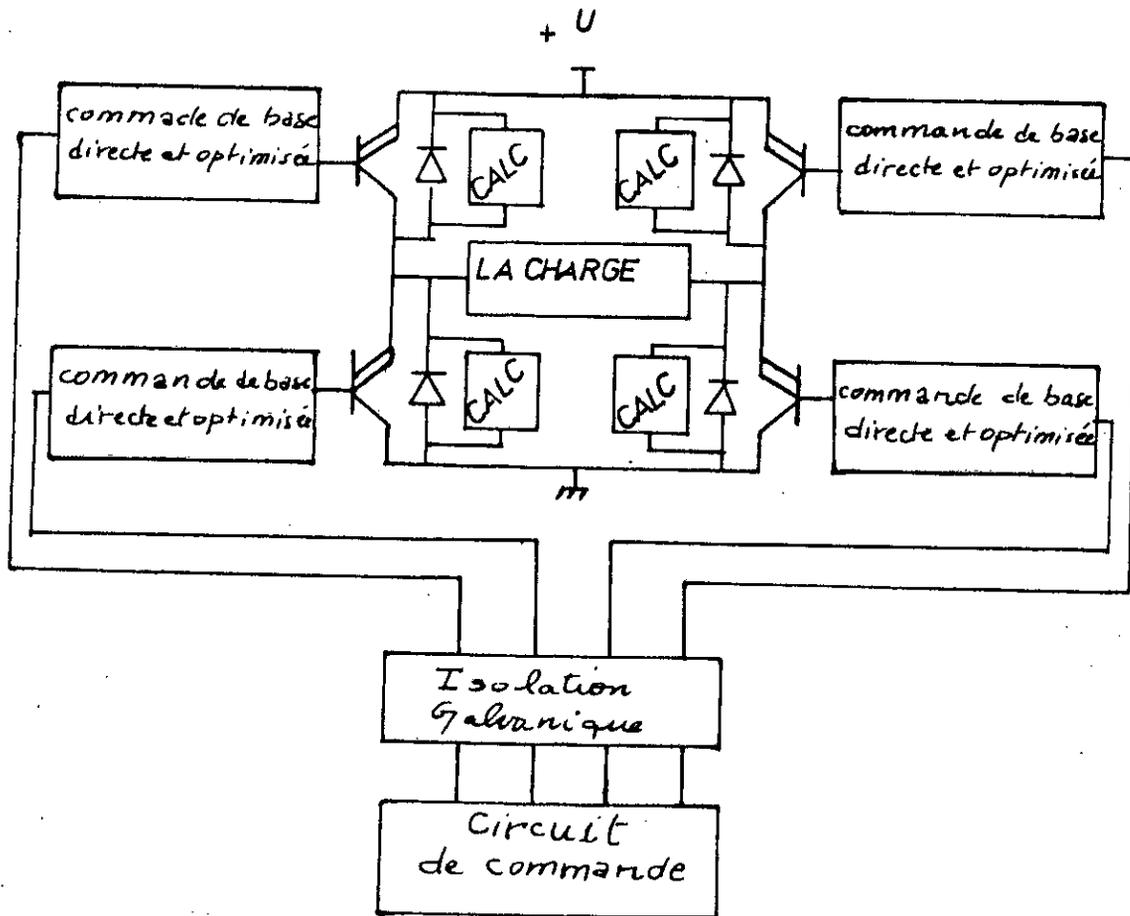
Sur le plan pratique on a pris:

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$r = 5.6 \Omega$$

$$C = 4.7 \text{ nF}$$

L'induction $L = 36 \mu\text{H}$ a été réalisée.



SCHEMA SYNOPTIQUE DE LONDULEUR DE TENSION

figure II.5

COMMANDE DE BASE DIRECTE ET OPTIMISEE

Afin d'aboutir à une sécurité totale des commutateurs, il est nécessaire d'ajouter aux circuits de commande des circuits de surveillance et de production.

Le rôle des dispositifs de protection est de faire en sorte qu'en aucun cas, les limites de fonctionnement des composants ne soient dépassés. Le circuit intégré UAA4002 permet d'assurer les fonctions "commande de base" et de "protection efficace du transistor en commutation" avec un minimum de pertes, il assure une commutation rapide.

III.1. Description générale du circuit intégré UAA4002

Les principales caractéristiques de l'UAA4002 sont:

- Il reçoit des informations de conduction sous forme de signaux logiques et les convertit en un courant base appliqué au transistor de puissance. Ce courant base est auto régulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation réduisant ainsi considérablement le temps de stockage à l'ouverture.

Le courant positif maximale fourni par le circuit est 0,5A.

- Au moment du blocage l'UAA4002 applique à la base du transistor de puissance un fort courant négatif pouvant atteindre 3A assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur.

- Le transistor de puissance est protégé par un processeur rapide intégré. Ce processeur contrôle en particulier la tension de saturation collecteur-émetteur et le courant collecteur du transistor pendant la conduction. Il vérifie également les tensions d'alimentation et la température de pastille du CI, des temps de conduction minimum et maximum peuvent être programmés par l'utilisateur.

III.2. Interface d'entrée de l'UAA4002

L'interface d'entrée assure l'adaptation nécessaire entre les signaux provenant du dispositif de régulation et le processeur logique du circuit intégré.

- La commande de l'UAA4002 peut s'effectuer de deux façons selon l'état d'une broche de sélection appelée SE (broche 4, figure III.1)

* SE niveau haut (broche non connectée) la commande s'effectue par niveau, l'entrée est reliée à un optocoupleur qui assure une commande isolée galvaniquement.

* SE niveau bas (broche reliée à la masse) la commande s'effectue par impulsion alternées.

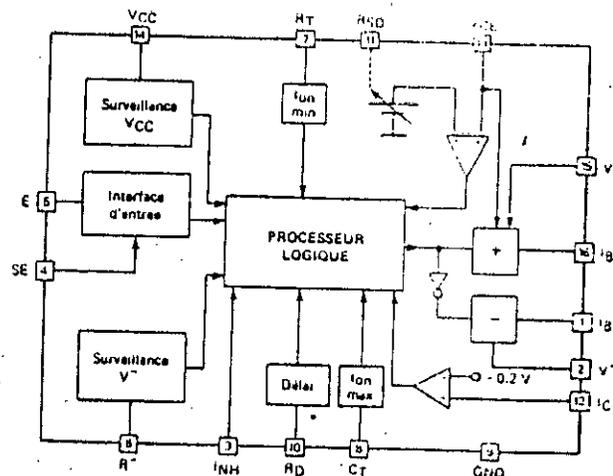


Figure III.1: Bloc diagramme de l'UAA4002

III.3. Etage de sortie de l'UAA4002

Il est en fait constitué de deux étages, un étage positif autorégulant assure la conduction du transistor de puissance, un étage négatif assure son blocage.

Le type de driver a été choisi en raison de nombreux avantages qu'il apporte:

- La commande directe du transistor de puissance
- Energie de commande limitée au strict nécessaire
- Transistor maintenu en quasi-saturation, d'où un temps de stockage réduit et une aire de sécurité accrue.
- Possibilité de courants-Crêtes élevé entraînant des temps de commutation très courts.

- Augmentation aisée de courant de base par l'adjonction de transistor extérieurs.

La figure III.2 est une représentation simplifiée de cet étage de sortie.

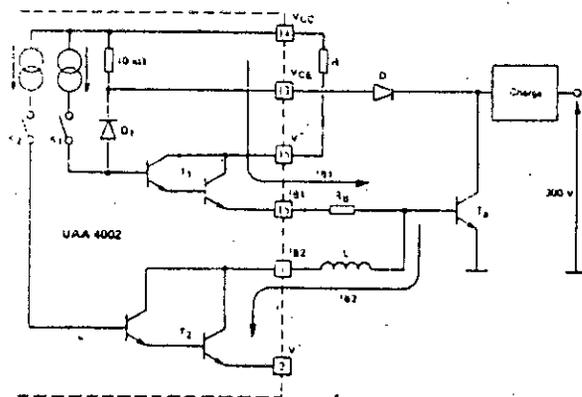


Figure III.2

La mise en conduction du transistor de puissance est obtenue par la fermeture de K_1 . Le darlington T_1 conduit et un courant de base positif I_{b1} s'établit dans le transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation. Plus celui-ci tend à se saturer, plus les diodes D et D_1 dérivent une part importante du courant base T_1 , de cette façon on s'affranchit des effets de la dispersion des caractéristiques des transistors de puissance quelque soit le gain du transistor utilisé, le courant base prend la valeur nécessaire pour le quasi-saturer.

L'énergie de commande est donc minimum et les performances en commutation optimisées.

* Le blocage du transistor de puissance est obtenu par la fermeture de K_2 (après l'ouverture de K_1). Un fort courant de base négatif appliqué au transistor assurant une décroissance rapide du courant collecteur.

III.4. Fonctions de sécurité de LVAA 4002

- Limitation du courant collecteur

Le transistor est bloqué dès qu'une surintensité est détectée. A cet effet le circuit procède à une limitation du courant collecteur d'une manière efficace et instantanée par l'intermédiaire d'un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est fixé à $-0.2V$ (figure III.3).

L'image du courant collecteur est obtenue à travers un shunt inséré dans le retour négatif de l'alimentation de puissance.

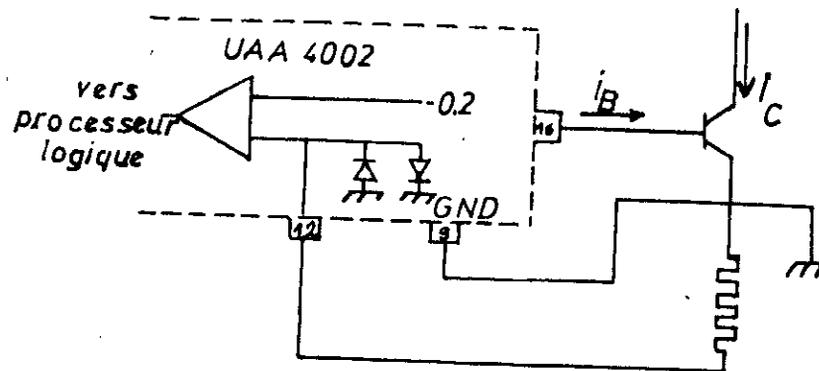


Figure III.3: Mesure du courant collecteur

Le montage monophasé en pont complet nécessite trois shunts. Chaque shunt en série avec l'émetteur annonce une tension de $0.2V$ dès qu'il est

traversé par un courant de 22A. Pour une valeur supérieure à 22A le CI UAA4002 déclenche.

La valeur de la shunt est: $R_{SH} = 0.2/22$

$$R_{SH} = 9 \text{ m}\Omega$$

- Protection contre la désaturation

La tension collecteur-émetteur est mesurée pendant la conduction sur l'anode d'antisaturation (broche 13) dès que la tension dépasse 5,5V le transistor de puissance est immédiatement bloqué.

- Surveillance des tensions d'alimentation

Il y a surveillance de la tension d'alimentation positive à l'aide d'un comparateur interne, si V_{cc} est inférieure à 7V la commande est interrompue.

- Surveillance des temps de conduction

* temps de conduction minimum

Lors de la commutation à l'ouverture il est nécessaire d'afficher une durée de conduction minimale t_{onmin} du transistor permettant ainsi la décharge du condensateur du circuit d'aide à la commutation. Ce t_{onmin} peut être programmé entre 1 et 12 μs avec l'équation suivante:

$$t_{onmin} (\mu s) = 0.06 K_T (k\Omega).$$

Dans le cas de la commande à décalage la constante RC du CALC capacitif est inférieur à 6 μs .

Dans le cas de la commande à MLI la constante RC du CALC capacitif est égale à $6 \mu\text{s}$. Dans les deux cas de commande la décharge du condensateur du circuit d'aide à la commutation sera assurée.

R_T est choisie égale à $100 \text{ k}\Omega$.

* Temps de conduction maximum.

La valeur de ton max est programmée par la capacité C_T . Nous avons relié le pin 8 à la masse, par la suite ton max est infini.

Sinon ton max est défini par:

$$2 R_T * C_T = \text{tonmax}$$

$$(\text{k}\Omega) \quad (\text{nF}) \quad (\mu\text{s})$$

- Entrée d'inhibition.

La broche 13 permet d'interrompre ou d'écourter la conduction du transistor par un signal sur l'entrée inhibition.

- Fonction délai.

Un retarde de 1 à $20 \mu\text{s}$ peut être programmé entre le front montant du signal de commande et le début de la conduction en sortie. Ce temps est fixe égal à $1,35 \mu\text{s}$ par l'équation $T_D (\mu\text{s}) = 0,05 R_D (\text{k}\Omega)$

$$R_D = 27 \text{ k}\Omega$$

COMMANDES ET TENSIONS DE SORTIE DE L'ONDULEUR MONOPHASE

Pour commander l'onduleur monophasé en pont, est proposé deux types de commande:

- Commande à décalage.
- Commande à modulation de largeur d'impulsion.

IV.1. Commande à décalage.

IV.1.1. Principe:

Considérons toujours le schéma de principe du pont monophasé de la figure I.4 Le principe de la commande à décalage consiste en la génération de quatre signaux T_1 , T'_1 , T_2 , T'_2 en créneau et de même longueur [1].

T_1 et T'_1 sont des signaux "complémentaires", ainsi que T_2 et T'_2 .

Les signaux T_1 , T'_2 commandent respectivement les interrupteurs K_1 , K'_2 .

Les signaux T_2 , T'_1 commandent respectivement les interrupteurs K'_1 , K_2 .

Les commandes des deux demi-pont peuvent être décaler d'un angle β réglable entre 0° et 180° . Pour ce faire on doit avoir:

K_1 fermé pour $0 < \omega t < \pi$; K'_2 pour $\beta < \omega t < \pi + \beta$.

K'_1 est fermé pour $\pi < \omega t < 2\pi$; K_2 pour $\pi + \beta < \omega t < 2\pi + \beta$.

ω étant la pulsation du fondamental de la tension de sortie U' .

Concernant les expressions et formes d'ondes relatives à cette commande on se réfère au figure I.5.

IV.1.2. Circuit de commande.

Pour la génération des signaux de commande, est réalisée une première carte de commande utilisant le circuit intégré TCA 785 puis une deuxième carte à composant discrets.

A- Emploi du CI. TCA 785.

A.1- Schéma synoptique et principe de fonctionnement du TCA 785.

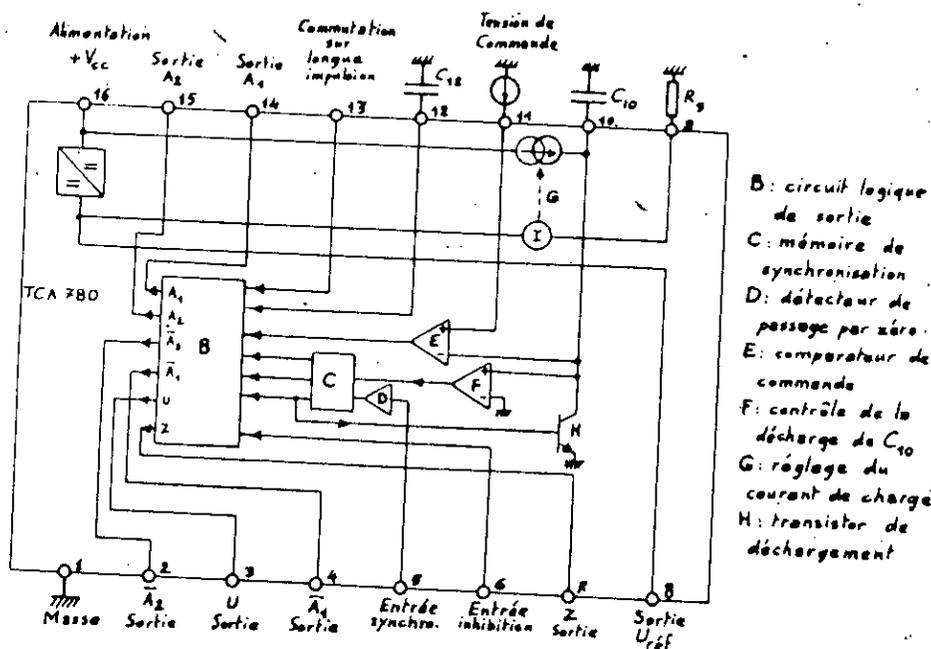


Schéma synoptique du CI TCA 785

Figure IV.1

Le principe de son fonctionnement est le suivant [3]:

- Les passages par zéro de la tension de synchronisation V_s , appliquée à la broche 5 au moyen d'une grande résistance R_s , sont détectés (D), numérisés (C) et provoquent (H) la décharge du condensateur externe C_{10} connecté à la borne 10; la décharge est contrôlée par F.

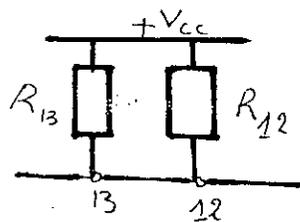
- Le condensateur se charge ensuite à courant d'intensité constante réglée (G) par la valeur de la résistance externe R_g ; lorsque le potentiel de la borne 10 excède celui de la borne 11 le comparateur E change d'état et le circuit B élabore les signaux de sortie.

Le retard introduit par le dispositif entre le passage à zéro de V_s et le changement d'état de E est donc proportionnel à la tension de commande V_{11} .

$$\Delta t_r = (V_{11} \cdot R_s \cdot C_{10}) / U_{ref}$$

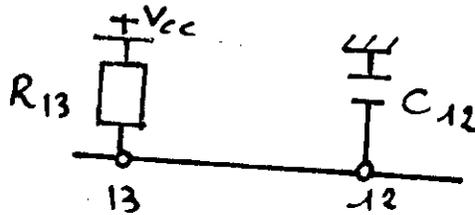
Les durées des signaux de sortie disponibles dépendent de l'état des entrées 12 et 13; trois cas se présentent:

- cas (a): les bornes 12 et 13 sont mises à $+V_{cc}$ par R_{12} et R_{13} : les impulsions fournies par les sorties 14 et 15 ont une durée d'environ $30\mu s$.

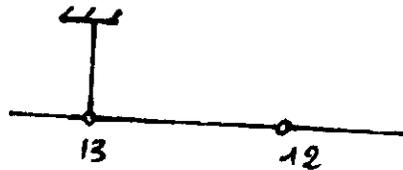


- cas (b): la borne 13 est mise à V_{cc} par R_{13} mais la borne 12 est connectée à la masse par un condensateur de capacité C_{12} ; les impulsions délivrées en 14 et 15 sont de durée:

$$\Delta t_i = K \cdot C_{12}; K = 430 \mu s/nF$$

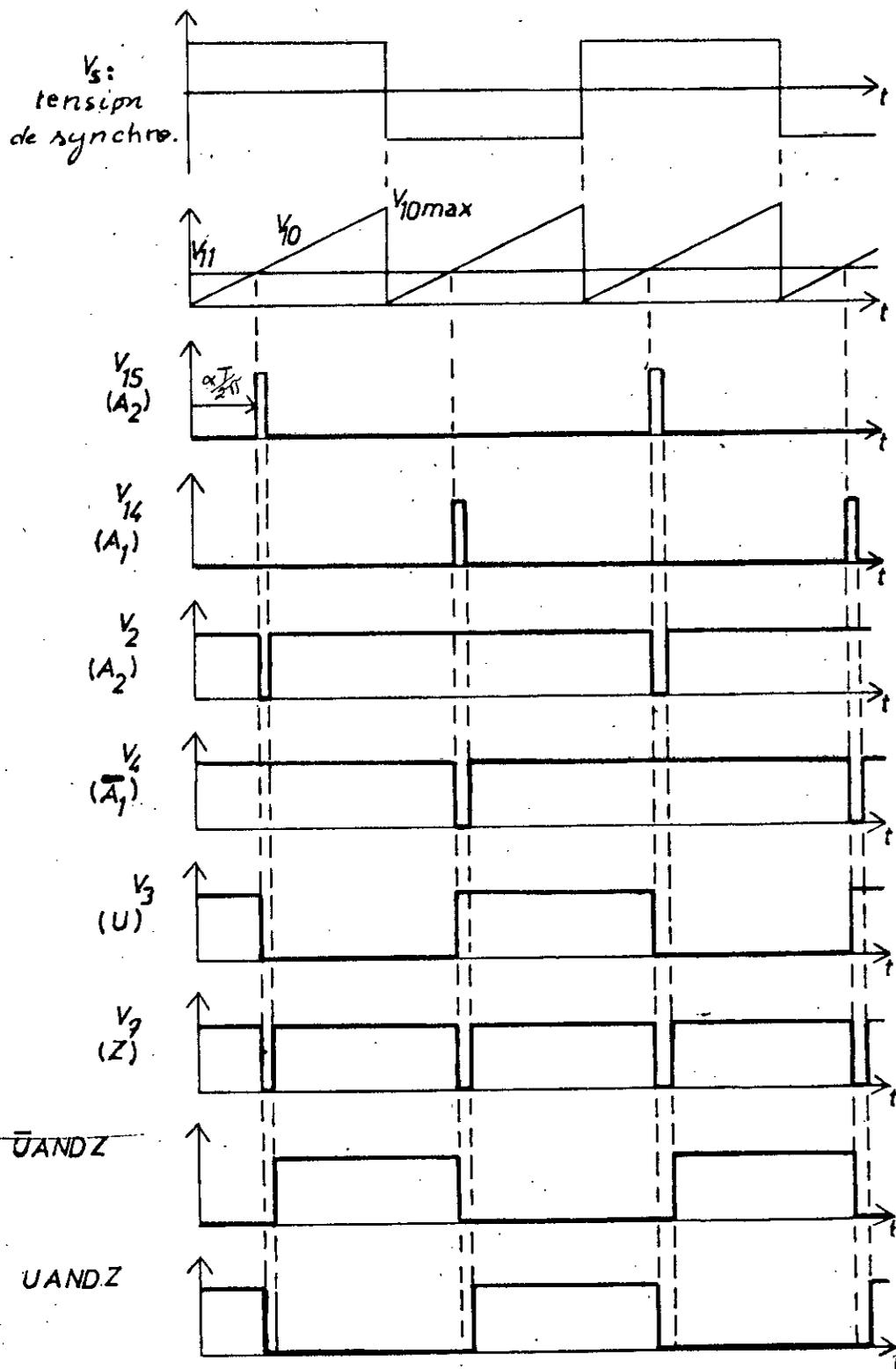


- cas (c): la borne 13 est connectée à la masse. Les Généaux de sortie ne s'achèvent que lors du passage à zéro suivant de V_s .



La forme des signaux de sortie est indiquée sur la figure IV.2

- Les broches 15 (A_2) et 14 (A_1) délivrent des Généaux de tensions retardés de Δt_r sur les passages à zéro dans le sens croissant (A_2) ou dans le sens décroissant (A_1) de V_s .
- Les sorties 2 (A_2) et 4 (A_1) sont complémentaires de 15 et 14.
- Les broches 3(U) et 7(Z) délivrent des signaux liés, pour V_3 , aux débuts des impulsions de sortie V_{15} et V_{14} et, pour V_7 , au complément de V_{15} , V_{14} .



SIGNAUX DE SORTIE DU CI TCA 785

figure IV.2

A.2- Principe de la carte de commande autour du CI TCA785

Pour l'élaboration des quatre signaux de commande il est utilisé deux CI TCA785.

Le premier TCA785 (CI(1)) permet de générer deux signaux "complémentaires" présentant un temps de séparation entre le front descendant de l'un et le front montant de l'autre, ce qui permet d'éviter un éventuel court-circuit de l'alimentation du pont.

Dans ce premier cas la broche 11 du CI1 doit être mise à la masse.

Le deuxième CI2 permet de générer également deux signaux "complémentaires" séparés par le même intervalle de temps sauf que dans ce deuxième cas les signaux obtenus sont décalables par rapport aux deux signaux homologues précédents grâce à la variation de la tension V_{11} entre 0 et la tension V_{10max} .

Pour chaque circuit intégré les deux signaux de commande sont obtenus de la façon suivante:

U AND Z sert à constituer un signal de commande

\bar{U} AND Z sert à constituer le signal "complément".

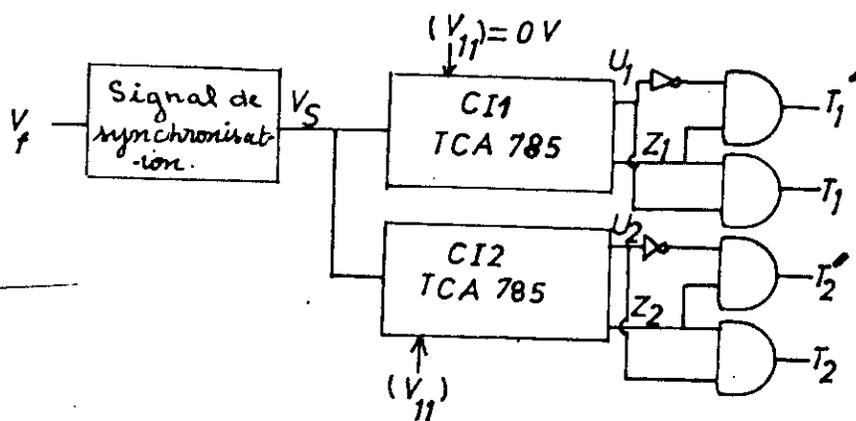


Schéma de principe du montage

Figure IV.3

A.3- Génération du signal de synchronisation:

Le signal de synchronisation V_s est généré par un circuit dont le schéma de principe est le suivant.

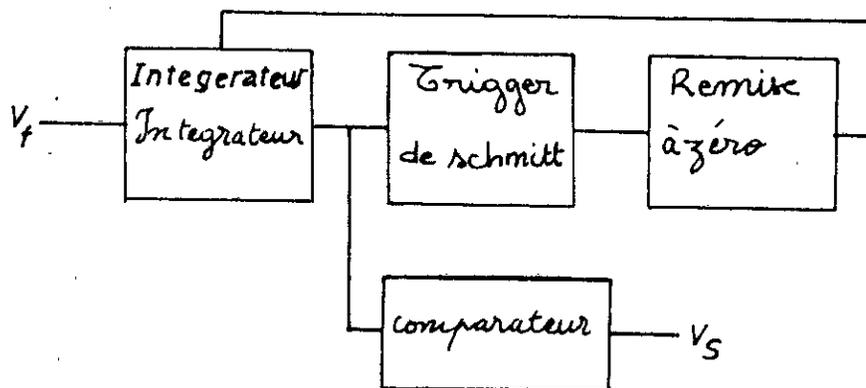
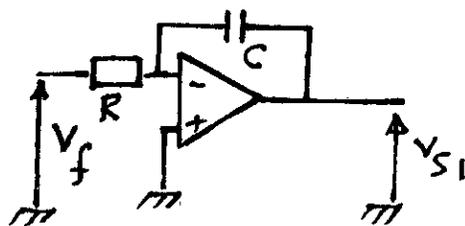


Schéma de principe du circuit donnant V_s

Figure IV.4

La réalisation de ce circuit se compose de trois étages:

- un intégrateur réalisé autour d'un ampli-op



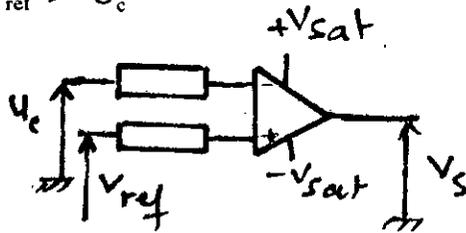
$$V_{S1} = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_f \cdot dt.$$

- Un comparateur:

Une tension de référence V_{ref} est appliquée sur l'entrée (+) de l'ampli-op et la tension à comparer U_c est appliquée sur l'entrée (-). Le dispositif effectue la comparaison de telle sorte que la tension de sortie V_m prend la valeur:

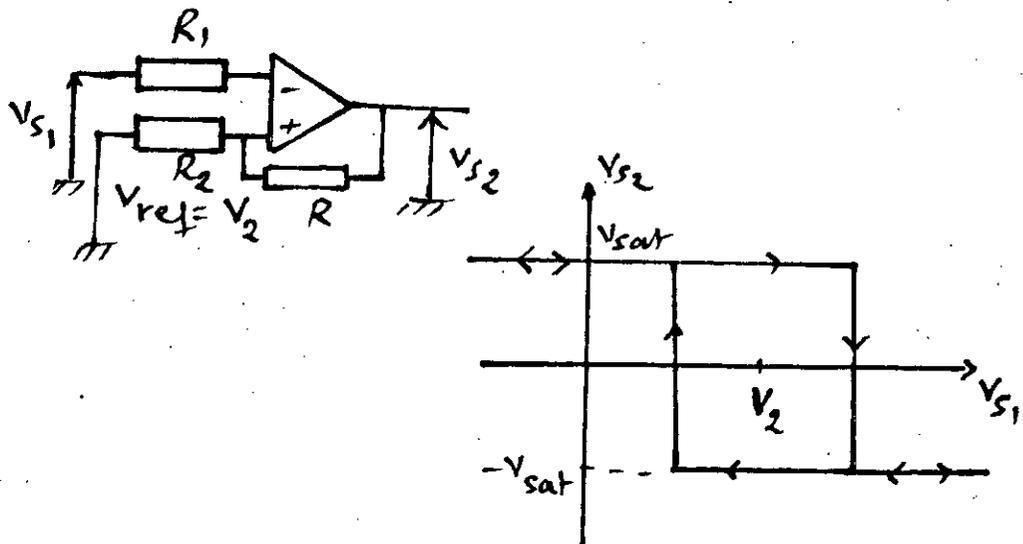
$$+V_{sat} \text{ si } V_{ref} < U_c$$

$$-V_{sat} \text{ si } V_{ref} > U_c$$



- trigger de schmitt:

Il est réalisé à partir d'un comparateur et moyennant l'adjonction d'une contre-réaction positive de la sortie sur l'entrée (+). Le signal de sortie présente un certain hystérésis c'est à dire que le basculement ne se produit pas exactement pour la même tension d'entrée.

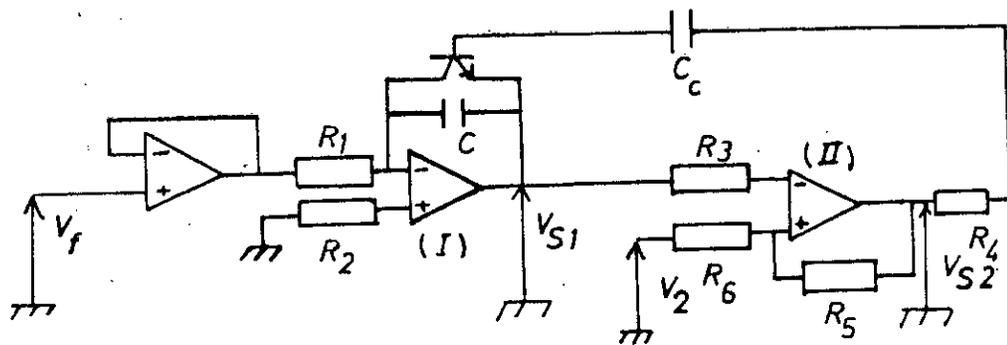


A.3.1- Génération de la tension en dent de scie:

A la borne négative de l'intégrateur (I) est appliquée une tension positive. La sortie V_{s1} est négative et, tant que $|V_{s1}| < |V_2|$ (V_2 étant la tension de seuil du trigger II), la sortie V_{s2} du trigger reste négative bloquant ainsi le transistor 2N2222 qui est couplé par un condensateur.

Dès que $|V_{s1}| = |V_{s2}|$, la sortie du trigger bascule à une valeur positive entraînant ainsi la conduction du transistor. la capacité à ces bornes est ainsi court-circuitée, le signal V_s revient à zéro et le cycle peut reprendre à nouveau.

Le niveau de tension de V_{s2} a été réglé à -6V.



A.3.2- Génération du signal carré V_s :

Le signal en dent de scie obtenu V_{s1} , est appliqué à l'une des entrées du comparateur (III). L'autre borne de l'ampli-op reçoit le signal de référence V_3 réglé à 3V.

La tension recueillie à la sortie prend la valeur:

$$\begin{aligned}
 &V_{+sat} \quad \text{si} \quad |V_{s1}| > |V_3|, \\
 &V_{-sat} \quad \text{si} \quad |V_{s1}| < |V_3|
 \end{aligned}$$

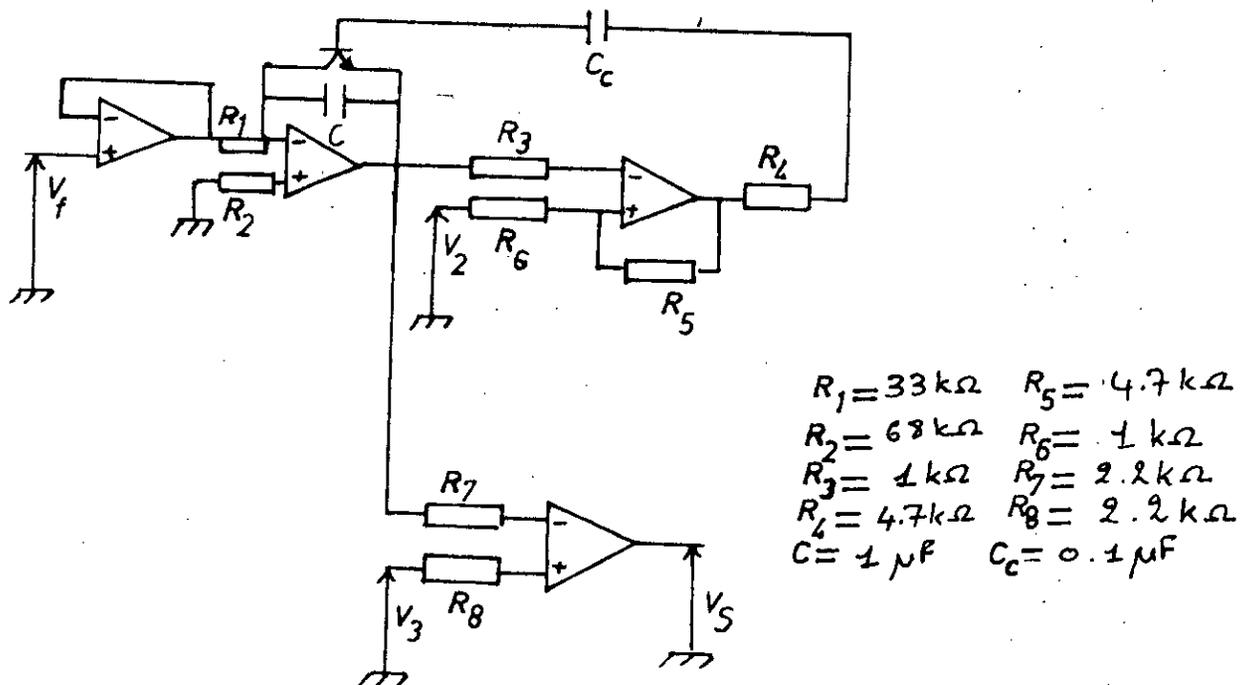
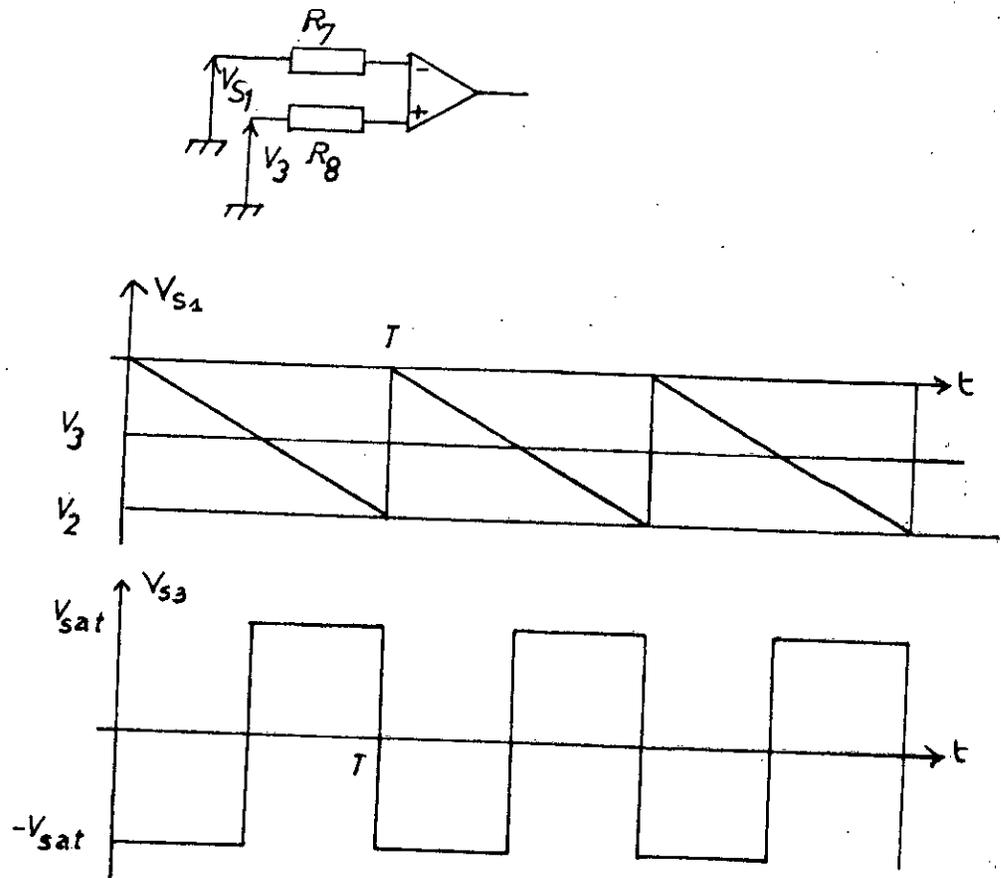


Schéma global du circuit générant V_S

Figure IV.5

Le circuit ainsi réalisé permet de fournir à sa sortie un signal carré alternatif réglable en fréquence dans une plage (10Hz à 50Hz) par variation de la tension V_r .

Le signal carré ainsi obtenu est appliqué à l'entrée 5 du CI TCA785 (CII) à travers une résistance de $68k\Omega$.

Les valeurs des résistances R_g et C_{10} sont choisies de telle manière que pour une fréquence de 10Hz, la tension V_{10max} soit 10V. Ainsi la valeur de C_{10} a été fixée à $0,1\mu F$, R_g est ajustée à l'aide d'une résistance variable.

La durée du signal impulsionnel disponible à la borne 15 est fixé à $30\mu s$, R_{12} et R_{13} ont donc pour valeurs $220 k\Omega$ et $56 k\Omega$ respectivement. le choix de cette durée est calculé en fonction du temps qui sépare l'ouverture et la fermeture des transistors d'un même bras.

Sur la broche 6 est appliquée la tension $+V_{cc}$ à travers une résistance de $11 k\Omega$, ce qui annule l'action de l'entrée inhibition.

Les sorties 3(U) et 7(Z) s'effectuent au moyen de portes à collecteurs ouvert d'où les polarisations V_{cc} à leurs bornes à travers les résistances $10 k\Omega$ et $27 k\Omega$.

Pour ce premier CII (TCA785), la borne 11 est mise à la masse.

Les signaux permettant la commande des transistors sont obtenus au moyen de portes logiques "AND":

$$T_1 = U \text{ AND } Z$$

$$T'_1 = \bar{U} \text{ AND } Z$$

La figure IV.2 montre bien l'obtention des signaux T_1 et T'_1 .

Pour le deuxième CI2 on garde le même environnement que le premier CI TCA785 (CI1) sauf que dans ce cas à la borne 11 est appliquée une tension de commande V_β permettant le décalage β .

Les signaux T_2 et T'_2 sont obtenus de la même façon que pour T_1 et T'_1 , soit:

$$T_2 = U \text{ AND } Z$$

$$T'_2 = \bar{U} \text{ AND } Z$$

A.4- Problème posé par le CI TCA785:

Pour une valeur de la tension V_{11} donnée et lors de la variation de la fréquence du signal de synchronisation, l'angle β n'est plus gardé le même et de plus la tension V_{11} risque de devenir supérieure à $V_{10\max}$ et de ce fait les signaux de commande disparaissent.

Ce problème est évité par le filtrage de la tension en dent de scie V_{10} . le filtre est du type RC et il fournit à sa sortie la tension $V_{10\text{moy}}$:

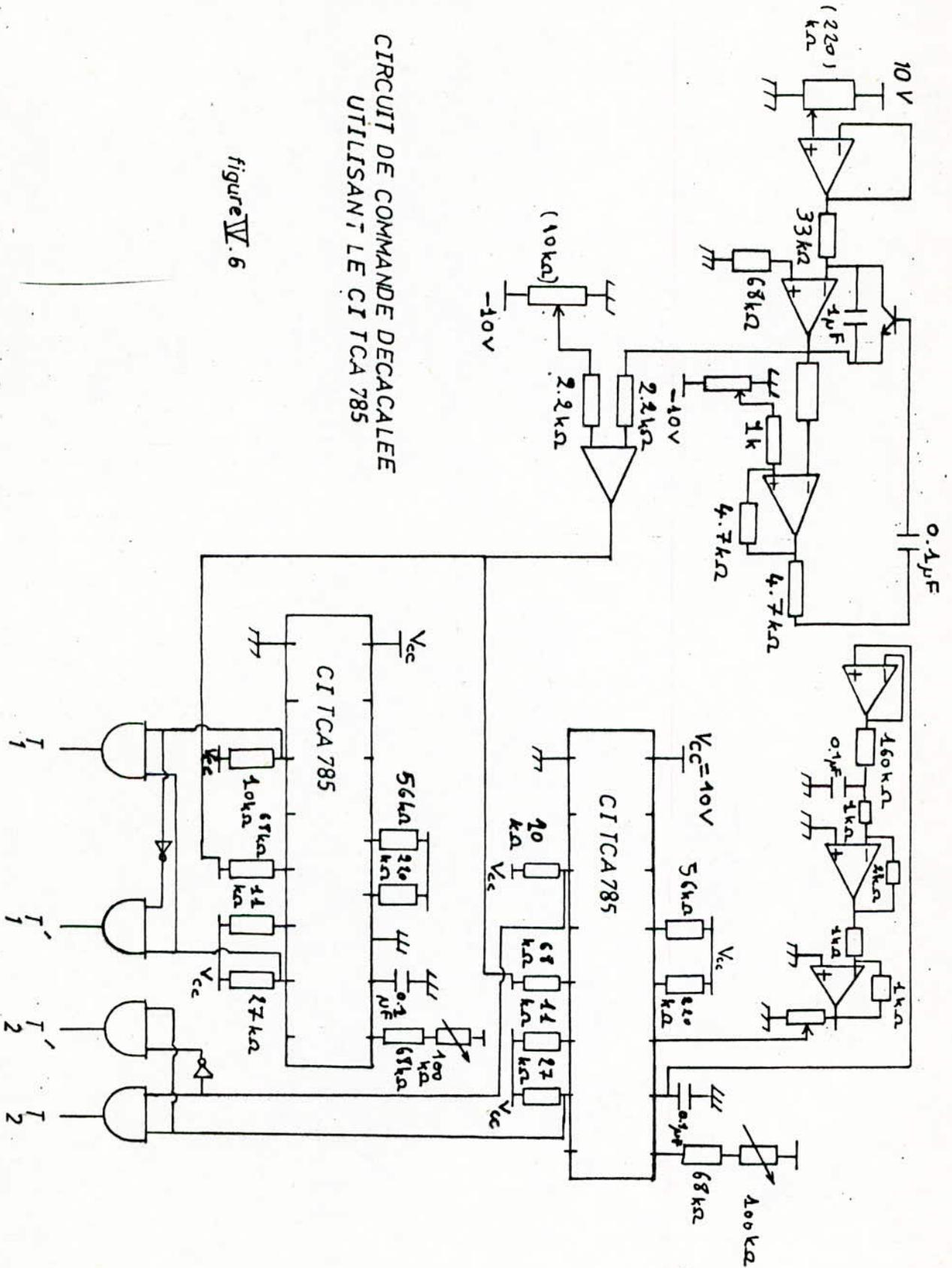
$$V_{10\text{moy}} = V_{10\max} / 2.$$

Grâce à un amplificateur de tension de gain égal à 2 on obtient $V_{10\max}^*$
 $= 2V_{10\text{moy}} = V_{10\max}$.

L'entrée V_{11} du CI2 est ainsi obtenue de la borne variable d'un potentiomètre auquel est appliquée la tension $V_{10\max}^*$.

Comme la tension V_{11} est proportionnelle au retard Δt_r :

$$\Delta t_r = \beta \cdot (T/2\pi)$$



B- Utilisation de composants discrets:

Les limitations posées par le CI TCA785 ont conduit à concevoir un autre circuit de commande permettant de commander l'angle β grâce à une tension V_β indépendamment de la tension V_r de commande de la fréquence des signaux de commande.

B.1- Principe du circuit:

La comparaison d'une tension en dent de scie de valeur de crête U_{cr} à une tension de valeur $U_{cr}/2$, permet l'obtention d'un Créneau de commande F_1 , son complément \bar{F}_1 est obtenu grâce à un inverseur (Figure IV.18a).

Les deux signaux de commande restants sont obtenus de la façon suivante:

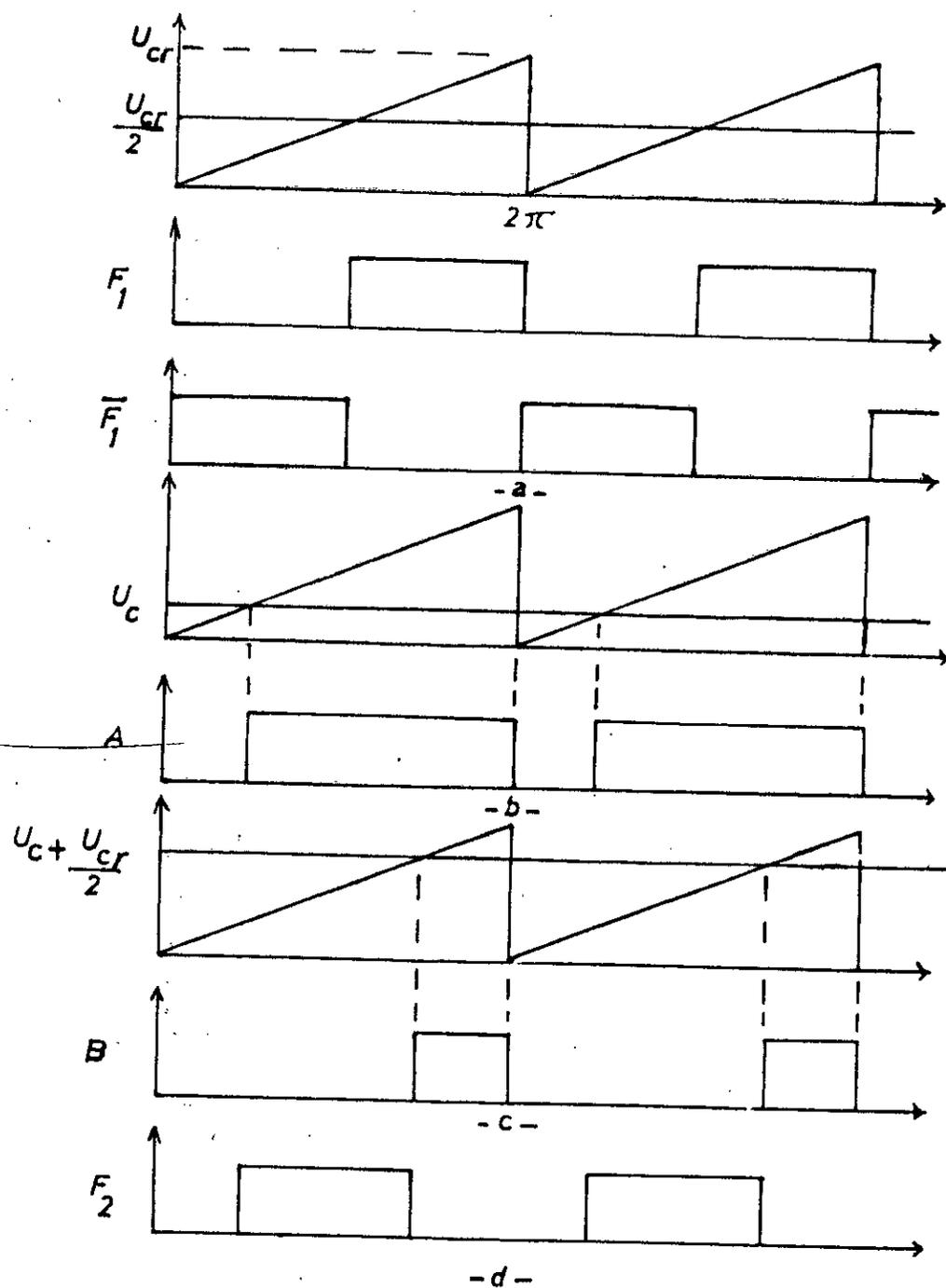
Une tension U_c comprise entre 0 et $U_{cr}/2$, comparée à la tension en dent de scie précédente permet la génération d'un signal A (figure IV.18b).

La même tension en dent de scie comparée à la tension $U_c + U_{cr}/2$ permet de générer un signal B (figure IV.18c).

La combinaison des signaux A et B dans un circuit logique "AND" permet l'obtention d'un signal F_2 décalé d'un angle β par rapport au signal F_1 (figure IV.18d).

L'angle β est commandé par la tension U_c .

Dans la suite, on confond U_c et V_β .



PRINCIPE D'OBTENTION DES SIGNAUX DE COMMANDE

figure IV-18

B.2- Réalisation du circuit:

Cette carte utilise également le circuit générant le signal de synchronisation V_s .

Le signal de commande F_1 et son complément sont obtenus en éliminant l'alternance négative du signal V_s . Le Créneau ainsi obtenu a pour niveau de tension 10V, pour l'adapter à des circuits logiques est utilisé un diviseur de tension, comme indiqué à la figure IV.19.

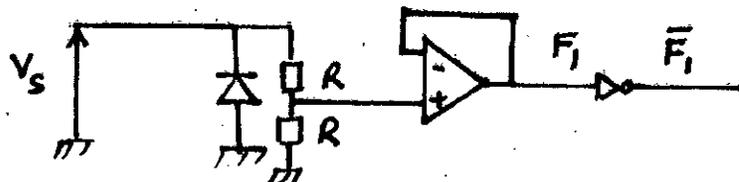


Schéma donnant les signaux de commande F_1 et \bar{F}_1

Figure IV.19

Le montage de l'amplificateur en suiveur permet de stabiliser le niveau de tension des signaux F_1 et \bar{F}_1 .

la production des signaux F_2 et \bar{F}_2 se base sur le principe expliqué précédemment.

Le signal A est obtenu comme l'indique le montage de la figure IV.20.

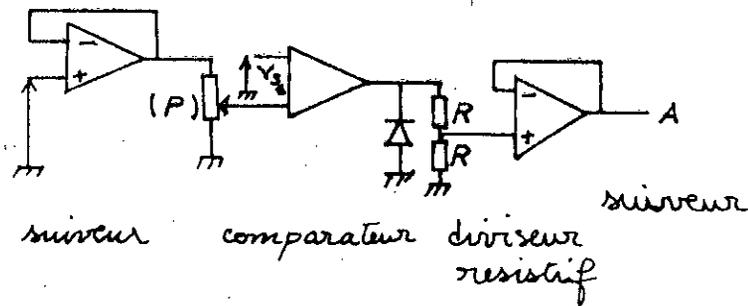


Schéma du montage donnant le signal A

Figure IV.20

Le signal B est obtenu par le montage de la figure IV.21

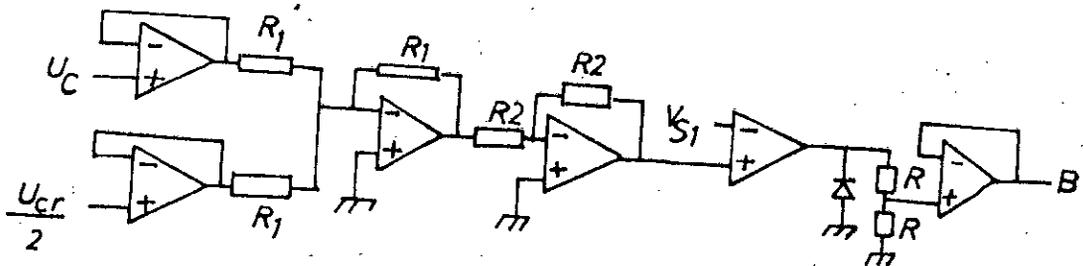


Schéma du montage donnant le signal B

Figure IV.21

La combinaison des signaux A et B dans un circuit logique "AND" donne le signal de la figure IV.22

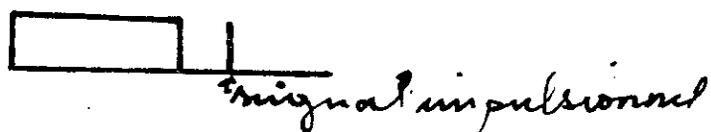


Figure IV.22

Le signal obtenu F_2 est suivi d'une impulsion.

L'impulsion ainsi obtenue est due au fait que le signal A est en retard sur le signal B d'une durée égale à celle de l'impulsion. Ce retard correspond au temps mis par le signal en dent de scie V_{s1} pour revenir à zéro.

Il est remédié à ce problème par un circuit à retard RC permettant de retarder le signal B d'une durée égale à celle de l'impulsion. Pour rendre le signal ainsi obtenu conforme, on lui fait subir deux inversions.

Le retard du signal B est compensé en ajustant le potentiomètre P' (figure IV.23).

Le schéma permettant l'obtention des signaux F_2 et \bar{F}_2 est donné à la figure IV.23

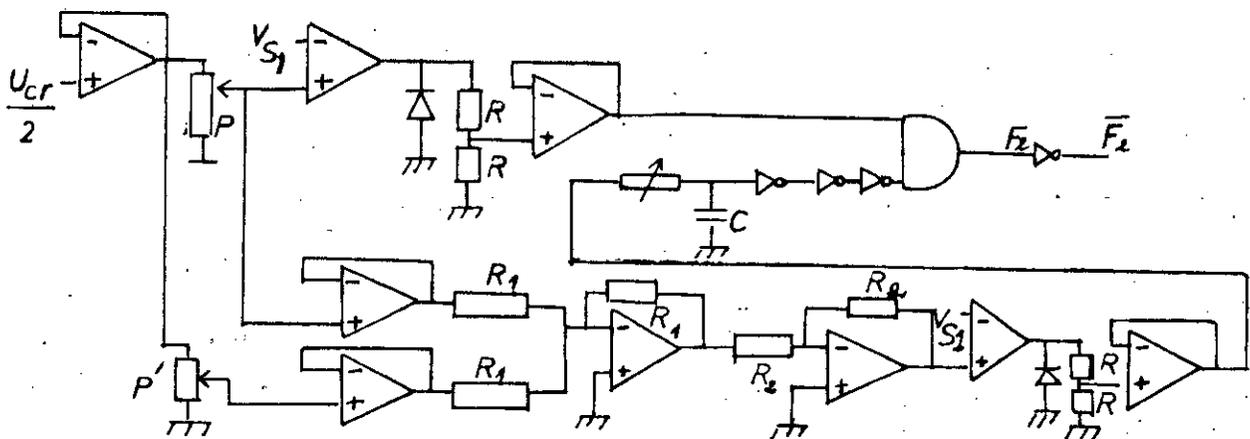


Schéma du montage donnant F_2 et \bar{F}_2

Figure IV.23

- Obtention des signaux T_1, T'_1, T_2, T'_2 :

L'introduction des retards de fermeture à partir des signaux F_1, \bar{F}_1, F_2 et \bar{F}_2 et l'obtention ainsi des signaux de commande T_1, T'_1, T_2, T'_2 est basée sur le principe de la figure IV.24.

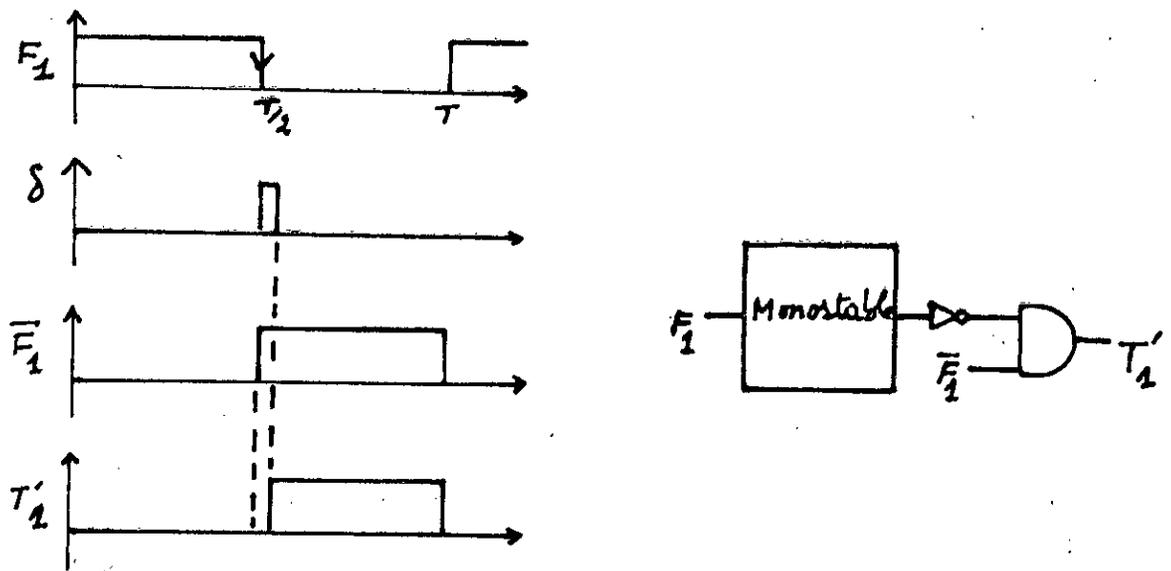
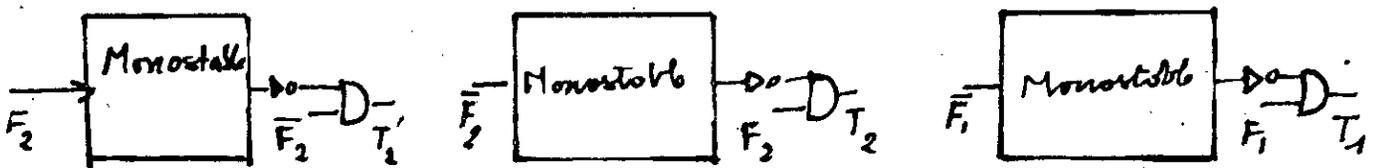


Schéma de principe d'obtention des signaux de commandes réels

Figure IV.24

La durée du retard δ est obtenue par un monostable lequel est attaqué par le signal F_1 , le signal de commande T'_1 est obtenu par la combinaison des signaux \bar{F}_1 et δ dans un circuit logique "AND".

De la même façon on obtient les signaux T_1, T_2, T'_2 .



Le monostable est réalisé à base du CI NE555.

L'impulsion de déclenchement (figure IV.25) devait être de durée plus courte que celle de t_p obtenue à la sortie. Comme l'impulsion d'entrée est de longue durée, ce qui est le cas, elle est transformée en un décrochement ou une impulsion très étroite grâce au circuit R_1-C_1 (figure IV.25) qui convertit l'impulsion d'entrée F_1 en une pointe dont la durée est inférieure au temps t_p de la sortie fixé par R_T et C_T . ($t_p = 1,1 \times R_T C_T$)

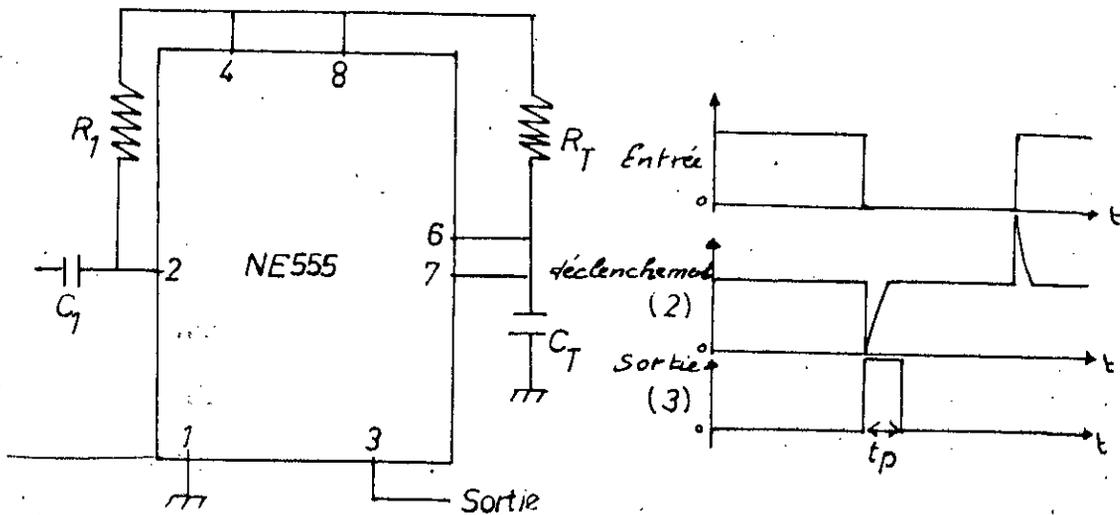
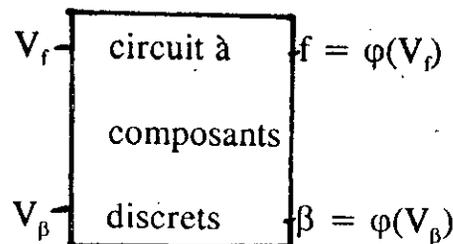


Schéma du monostable utilisé

Figure IV.25

Remarque: Le circuit de commande à composants discrets (figure IV.26) permet une commande à flux constant du moteur asynchrone monophasé.



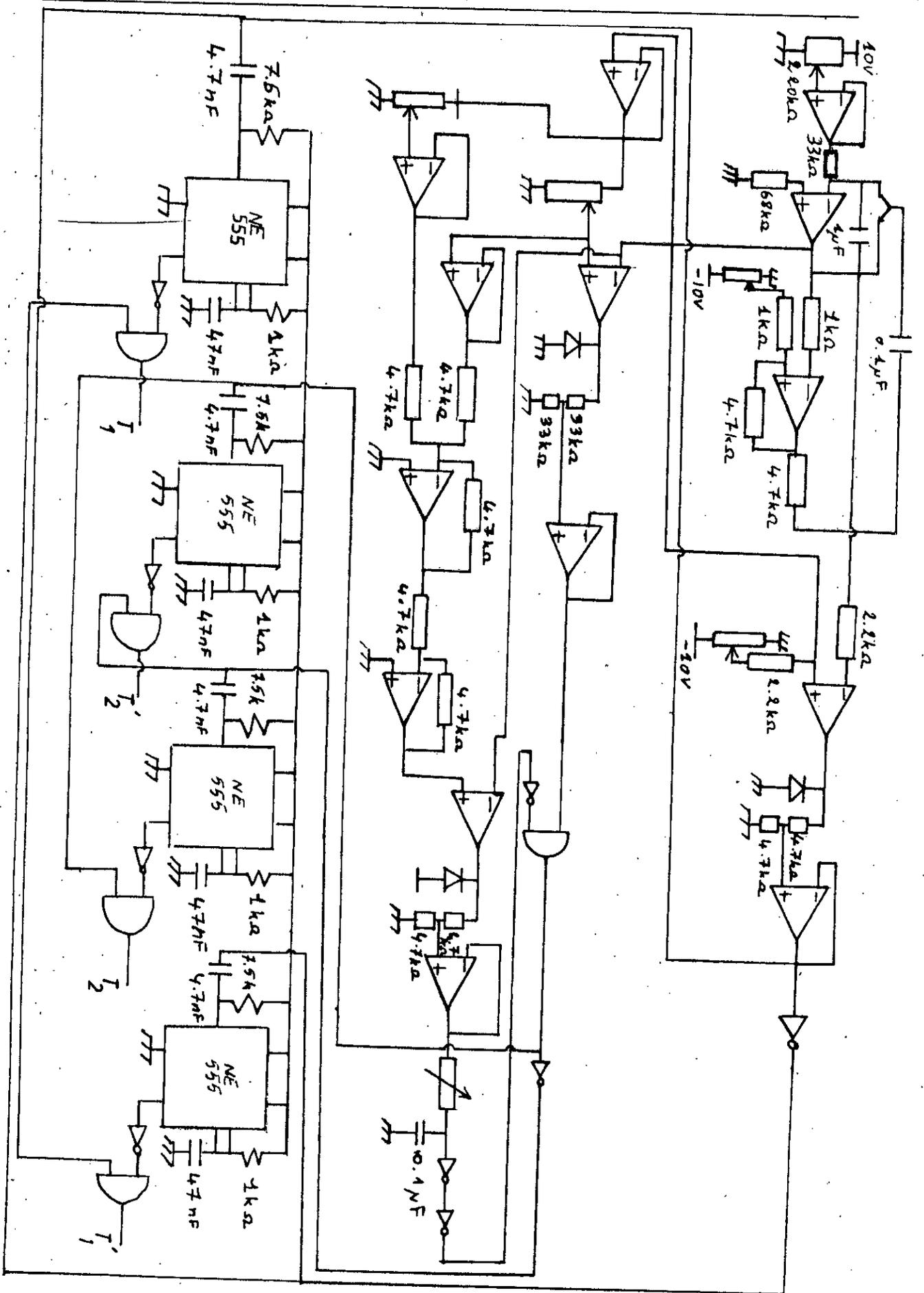


figure II.26 CIRCUIT DE COMMANDE A DELAGAGE A COMPOSANTS DISCRETS

IV.1.3. Tension de sortie.

Si l'on suppose les sources et les interrupteurs parfaits, la tension de sortie U' ne dépend que de β .

Elle a pour valeur efficace: $U' = U (1 - \beta/\pi)^{1/2}$

Son fondamental a pour valeur efficace:

$$U'_1 = U(2 \cdot (2)^{1/2}/\pi \cdot \cos(\beta/2))$$

Son développement en série contient tous les harmoniques de rang impaire [1]

La valeur efficace du terme de pulsation $(2k+1) \omega$ est:

$$U'_{2k+1} = [(U \cdot 2 (2)^{1/2}) / (2k+1) \cdot \pi] \cos((2k+1)(\beta/2))$$

Les courbes de la figure IV. 27 montrent comment varie U' , U'_1 et les premiers harmoniques, lorsque β va de zéro à π . Toutes ces valeurs sont rapportées à U . Pour voir l'importance globale des harmoniques, il est préférable d'évaluer leur somme quadratique:

$$(\sum U'^2_{2k+1})^{1/2} = (U' - U'^2_1)^{1/2}$$

On a représenté les variations de cette somme en fonction de β sur la figure IV.27. Egale à 0,435 U pour β nul, elle décroît d'abord, puis recroît et décroît à nouveau pour s'annuler quand β atteint 180° . Son premier minimum est obtenu pour $\beta = 51^\circ 8$ et a pour valeur 0,237 U .

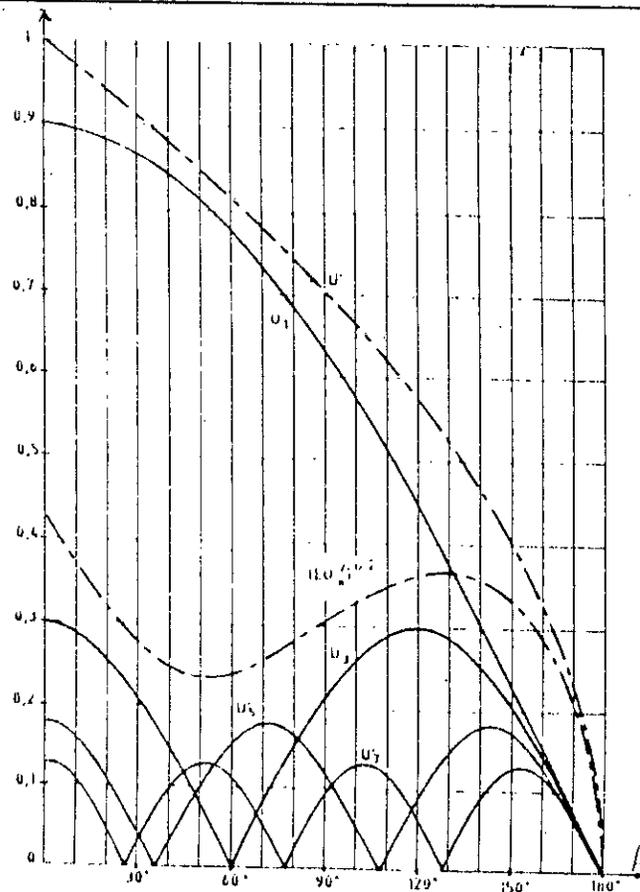


Schéma donnant les valeurs efficaces des harmoniques en fonction de β

Figure. IV.27

IV.1.4. Résultats pratiques et interprétations.

Le circuit de puissance et le circuit de commande décalée achevés, nous avons vérifié le bon fonctionnement de chaque bras de l'onduleur.

Les essais pratiques ont été faits sur une charge R-L et un moteur asynchrone monophasé dont les indications de la plaque signalétique sont:

$$V_n = 220V$$

$$I_n = 0.92A$$

$$\cos(\varphi) = 0.8$$

$$P_n = 1/12 \text{ HP (cheval)}$$

$$N = 2850 \text{ tr/mn}$$

Les courbes expérimentales sont relevées sur un oscilloscope puis chargées sur un micro-ordinateur.

- Vérification de la commande.

Pour vérifier le fonctionnement de la commande de l'onduleur lié à la charge, il est relevé les grandeurs expérimentales suivantes:

- Deux signaux de commande décalés (figure IV.28a)
- Deux signaux de commande complémentaires (figure IV.28b)
- Signal de sortie du CI UAA4002 (figure IV.28c)
- Vérification du fonctionnement de l'onduleur sur charge R-L.

La tension d'entrée de l'onduleur étant fixée à 250V. L'onduleur, réglé pour $f = 50 \text{ Hz}$ et $\beta = 60^\circ$, alimente une charge R-L.

- Les résultats expérimentaux concernent les grandeurs:

- La tension de sortie de l'onduleur (figure IV.29a)
- Le courant dans la charge R-L (figure IV.29b)
- Le courant d'entrée de l'onduleur (figure IV.29c)

- Commentaire

* Le courant dans la charge R-L est alternatif, qui s'approche d'une sinusoïde.

* L'harmonique 3 la plus importante a été éliminée grâce au réglage $\beta = 60^\circ$.

- Vérification du fonctionnement de l'ensemble onduleur-MAS monophasé.

La tension d'entrée de l'onduleur est fixée à 250V. L'onduleur, réglé pour $f = 50$ Hz et $\beta = 24,65^\circ$, alimente le moteur asynchrone monophasé. Les grandeurs relevées sont:

- La tension et le courant d'entrée du moteur (figure IV.30a)
- La tension et le courant de démarrage du moteur (figure IV.30b)
- La tension et le courant de la phase principale en régime permanent (figure IV.30c)

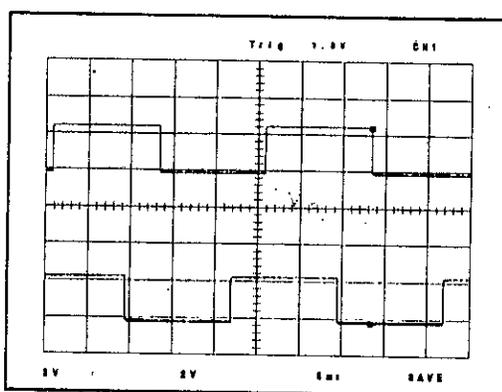
Il est relevé l'effet de la variation des paramètres de réglage (f , β) et tel que $V/f = \text{cte}$ sur la tension et le courant d'entrée du moteur (figure IV.31a, figure IV.32a), figure IV.33a) et sur la tension et le courant dans la phase principale (figure IV.32b, figure IV.33b).

- Commentaire:

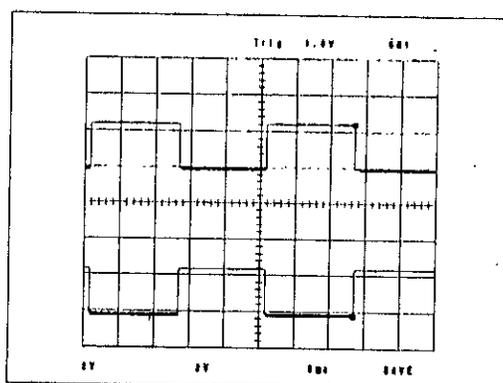
* L'effet des harmoniques est bien visible sur l'allure sinusoïdale du courant. Un choix adéquat de β permet d'éliminer une harmonique de bas ordre.

* On remarque l'inexistence de piques très élevés de courant, ceci est dû au fait que les transistors de commutation entrent en conduction à courant nul.

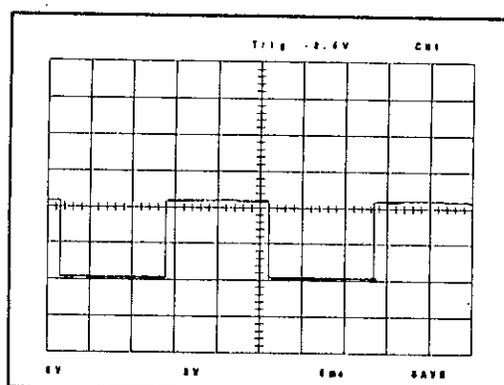
* On remarque des vibrations importantes sur le fonctionnement du moteur pour des valeurs de β proches de π . Ceci est dû aux couples parasites correspondants aux harmoniques de la tension d'entrée du moteur. Un échauffement du circuit magnétique est aussi remarqué.



a): deux signaux de commande décalés



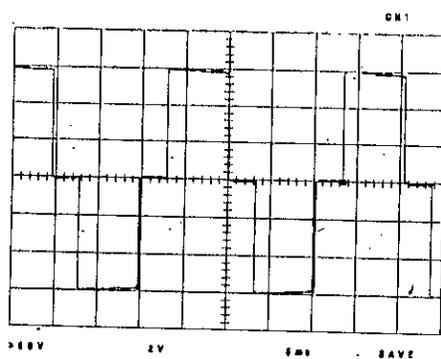
b) : Deux signaux de commande complémentaires



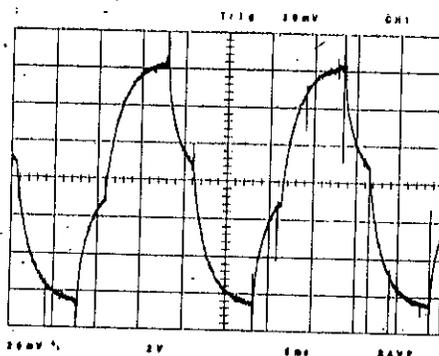
c): tension de sortie du C.I UAA4002

$\beta=60^\circ$
 $F=40 \text{ Hz}$

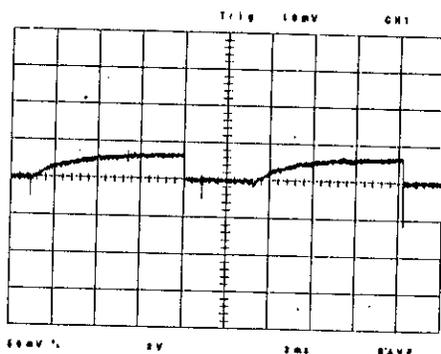
fig.IV.28



a) tension de sortie de l'onduleur



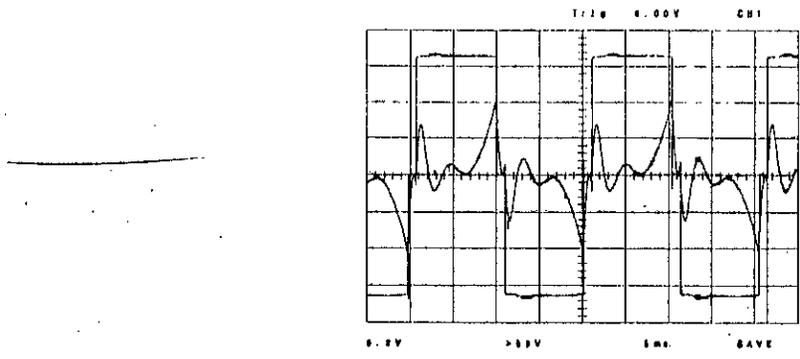
b) courant dans une charge R.L



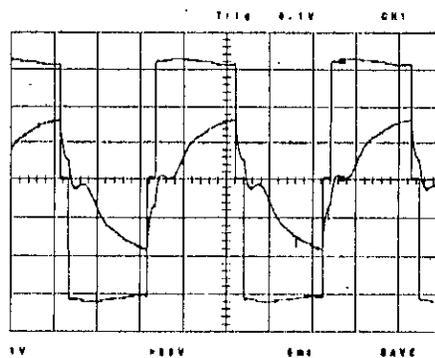
c) courant d'entrée de l'onduleur

($\beta=60^\circ$, $F=50$ Hz)

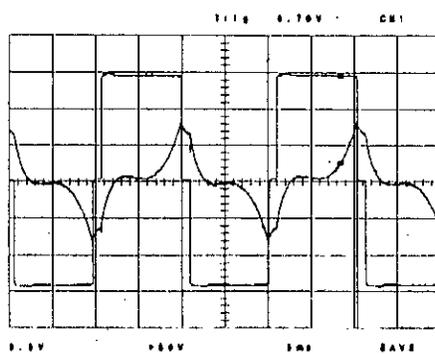
Fig.IV.29



a) tension et courant dans le moteur



b) tension et courant de démarrage du moteur



c) tension et courant dans la phase principale

($\beta=24.5^\circ$, $F=50$ Hz)

fig.IV.30

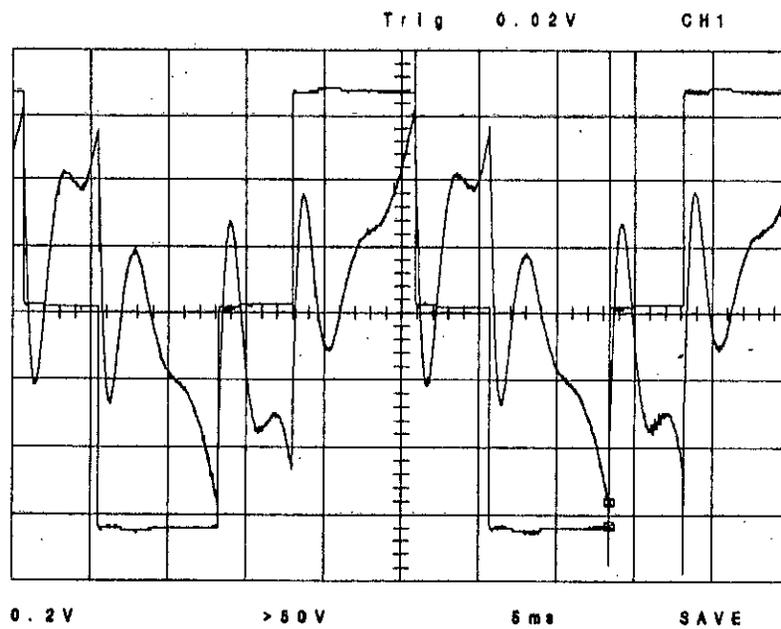
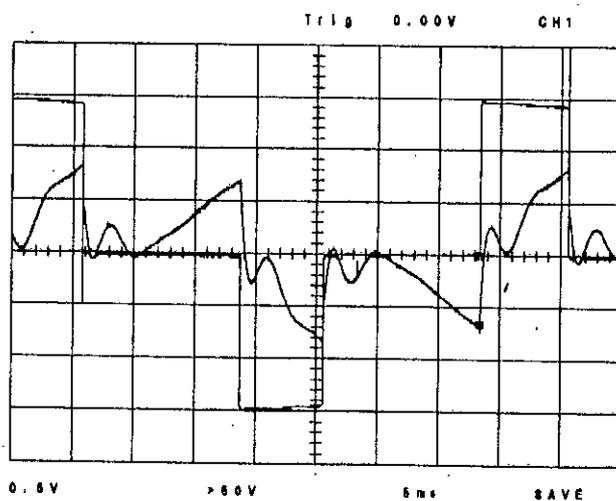
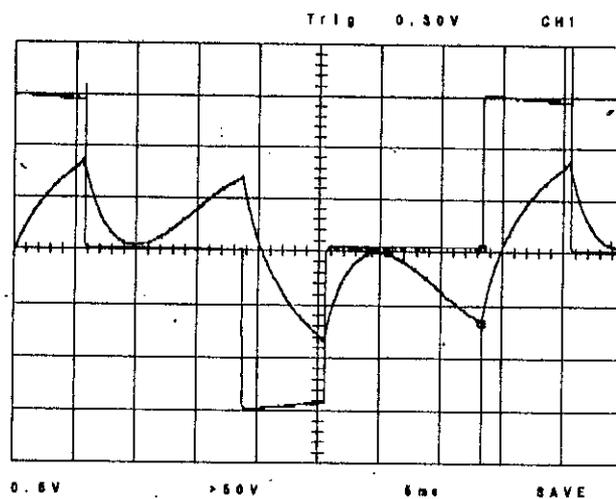


Fig.IV.31.tension et courant
d'entrée du moteur

($\beta=77.2^\circ$ · F=40 Hz)



a) tension et courant d'entrée du moteur



b) tension et courant dans la phase principale du moteur

($\beta=121^\circ$, $F=25$ Hz)

Fig.IV.32

IV.2. Commande en modulation de largeur d'impulsion.

IV.2.1. Principe.

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI), chaque alternance de la tension de sortie est formée de plusieurs créneaux de largeurs convenables au lieu d'un seul créneau rectangulaire. Les schémas des onduleurs restent les mêmes, c'est la commande des "interrupteurs" qui est modifiée, la fréquence des commutations est supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie.

La multiplication du nombre des "impulsions" formant chacune des alternances d'une tension de sortie présente deux avantages: - Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.

- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

La génération des signaux de commande MLI peut être obtenue avec différentes stratégies de modulation.

Dans notre cas, nous exploitons la MLI implantée sur le circuit intégré spécialisé HEF 4750V.

Ce circuit est conçu spécialement pour la commande des moteurs à courant alternatif triphasé à fréquence variable, lequel est adapté pour une utilisation en monophasé.

IV.2.2. Description du circuit intégré HEF 4752V

Le circuit intégré HEF 4752V comprend 3 compteurs interconnectés, un décodeur, trois étages de sorties (figure IV.35). Les trois étages de sortie correspondent aux trois phases R,B,Y. Chaque étage de sortie possède quatre sorties: 2 sorties principales pour commander les deux transistors (supérieur et inférieur) d'un même bras de l'onduleur, les deux autres sorties auxiliaires sont utilisées dans le cas d'onduleurs à 12 thyristors.

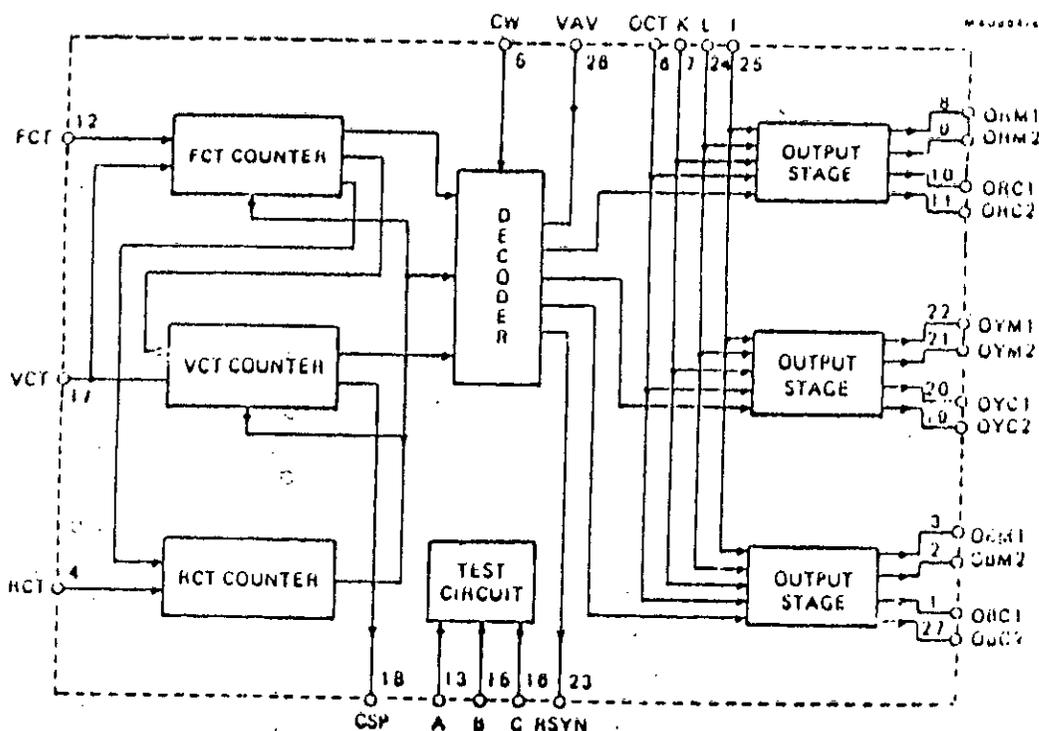
La principale fonction du HEF 4752V est de générer des signaux MLI de commande de façon que les transistors d'un même bras ne conduisent pas simultanément. Un retard de fermeture régi par l'horloge OCT et l'entrée K du CI est introduit.

Ce retard est réglé par un signal de command interne au CI, il est introduit lors de la communication entre 2 sorties principales. Ainsi à l'ouverture d'un transistor supérieur est suivi par la fermeture du transistor inférieur qu'après ce retard.

Le signal de commande interne est obtenu à partir d'une onde porteuse modulée, sa fréquence est égale au produit de la fréquence de sortie par un nombre déterminé par les compteurs FCT et RCT.

Le nombre multiplicateur peut être déterminé en comptant le nombre d'impulsions du compteur RCT pendant un temps égal à un nombre fixe d'impulsion FCT. Ce nombre, pour une fréquence donnée de RCT diminue quand FCT augmente, par conséquent quand la fréquence de sortie fout augmente [5].

Le nombre d'impulsion de la porteuse est un multiple de 3 et il est défini comme étant le rapport de la fréquence de commutation sur la fréquence de sortie de l'onduleur, ce nombre prend les valeurs 15, 21, 30, 42, 60.



Block diagramme du HEF 4752V

Figure IV.35

IV2.3. Les entrées/ sorties du HEF 4752V

Le C.I possède 12 sorties de commande pour l'onduleur: 3 sorties de contrôle, 4 entrées horloges et 7 entrées de données.

a- Signaux de command de l'onduleur

Il y a 6 sorties principales arrangées en 3 paires complémentaires: (ORM1, ORM2), (OYM1, OYM2) (OBM1, OBM2) (figure IV.36)

- O : Sortie
- R,B,Y: Trois phases
- M : Principal
- 1 : Commutateur supérieur
- 2 : Commutateur inférieur

Les sorties auxiliaires sont destinées à déclencher les thyristors (ORC1, ORC2) (OVC1, OVC2) (OBC1, OBC2), Chaque sortie auxiliaire est identifié par la lettre C et est associé à la partie principale.

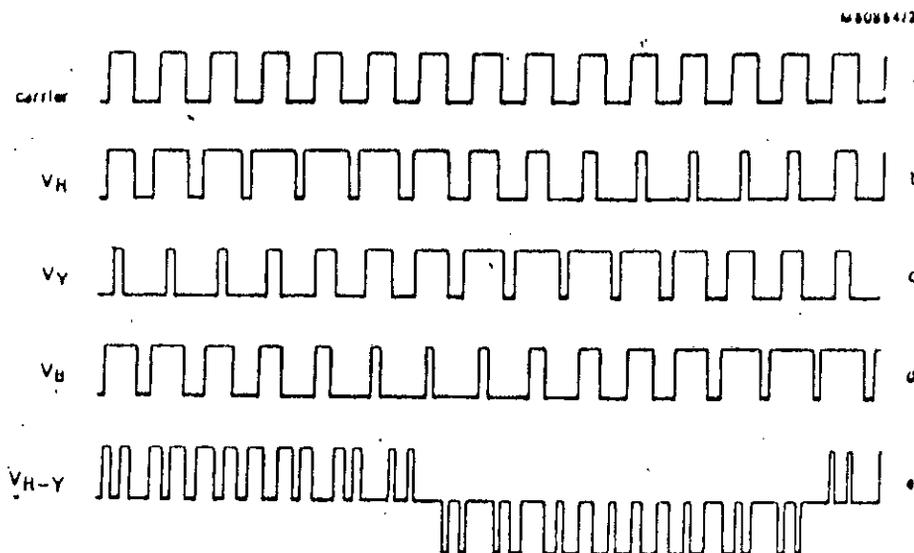


Fig. 4 15-pulse sinusoidal PWM waveforms

Figure IV.36

b- Les entrées de données I,K,L

- Si I est au niveau bas, c'est le mode transistor qui est actif, sinon, c'est le mode thyristor.

- L'entrée K mise à la masse, l'horloge OCT est utilisé pour ajuster la longueur de la période délai de déclenchement.

- L'entrée L contrôle l'arrêt et le fonctionnement du HEF 4752V.

L = 0 fonctionnement normal

L = 1 fonctionnement bloqué

- L'entrée CW commande le sens de rotation du moteur (3N) alternant deux signaux de commande.

c- Les entrées A,B,C

Elles sont utilisées lors du test de fabrication du CI, en fonctionnement normal elles sont connectées à la masse.

d- Les entrées horloges.

- Horloge de commande de la fréquence: FCT.

Elle sert à commander la fréquence de sortie de l'onduleur et donc la vitesse du moteur, les fréquences f_{ct} et f_{out} sont liées par:

$$f_{FCT} = 3360 \times f_{out}$$

Pour faire varier la fréquence de sortie de 10 hz à 50hz la fréquence de l'horloge FCT doit pouvoir varier de 33,6 khz à 168 khz.

- Horloge de commande de la tension: VCT

Le circuit intégré fournit un signal de commande tel que le rapport V/f soit constant pour le moteur.

L'amplitude de la tension de sortie est déterminée à partir de la tension continue d'entrée U_0 .

A 10% de modulation l'amplitude du fondamental de la tension de sortie est égale à $0,624 \times U_0$.

La fréquence de sortie dans ces conditions est déterminée par le rapport tension fréquence.

$$f_{out}(m) = f_n \times (0,624 U_0) / V_n$$

ou f_n et V_n sont la fréquence et la tension nominales du moteur (50Hz, 220V) respectivement.

Comme la tension d'entrée U_0 est limitée à 250V, valeur limitée par le condensateur de filtrage à l'entrée de l'onduleur.

$$\text{donc } f_{out}(m) = 35,45 \text{ Hz}$$

$$\text{Pour cette fréquence } f_{FCT}(m) = 119112 \text{ Hz}$$

La valeur de f_{VCT} détermine le rapport tension fréquence à respecter, la valeur nominale de f_{VCT} est donnée par:

$$f_{VCT} = 6720 \times f_{out}(m) = 238224 \text{ Hz}$$

Pour cette valeur de f_{VCT} , la tension de sortie de l'onduleur reste une fonction linéaire de la fréquence jusqu'à la valeur $f_{out}(m)$.

- Horloge de délai de sortie: OCT

Cette horloge opère en conjonction avec l'entrée K pour déterminer la période délai d'enclenchement.

Si K au niveau bas le délai Δt vaut $8/f_{OCT}$

$$\text{Ainsi } \Delta t = 8/f_{\text{out}} = 22\mu\text{s} \implies f_{\text{out}} = 336636 \text{ Hz}$$

- Horloge de référence: RCT

Elle fixe la valeur de la fréquence maximale de commutation f_{smax} , elle est liée à f_{RCT} par :

$$f_{\text{RCT}} = 280 \times f_{\text{smax}}$$

La valeur minimale de la fréquence de commutation f_{smin} est maintenue par le CI à $0,6 \times f_{\text{smax}}$

Comme les fréquences f_{RCT} et f_{VCT} sont fixées à 23822 Hz on a alors:

$$f_{\text{smax}} = 850 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{smin}} = 510,48 \text{ Hz}$$

Remarques: la génération de ces différentes horloge est basé sur le circuit intégré HEF 4047B dont le schéma de brochage est indiqué sur la figure IV.37

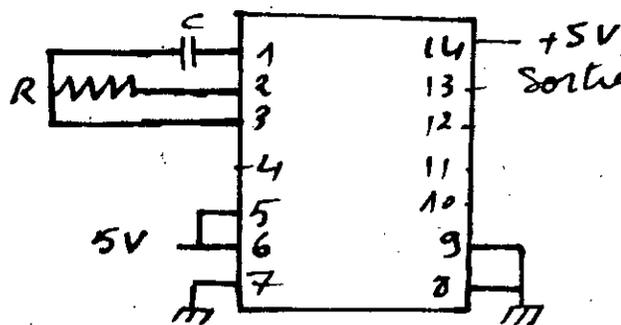


Schéma de brochage du HFE 4047B

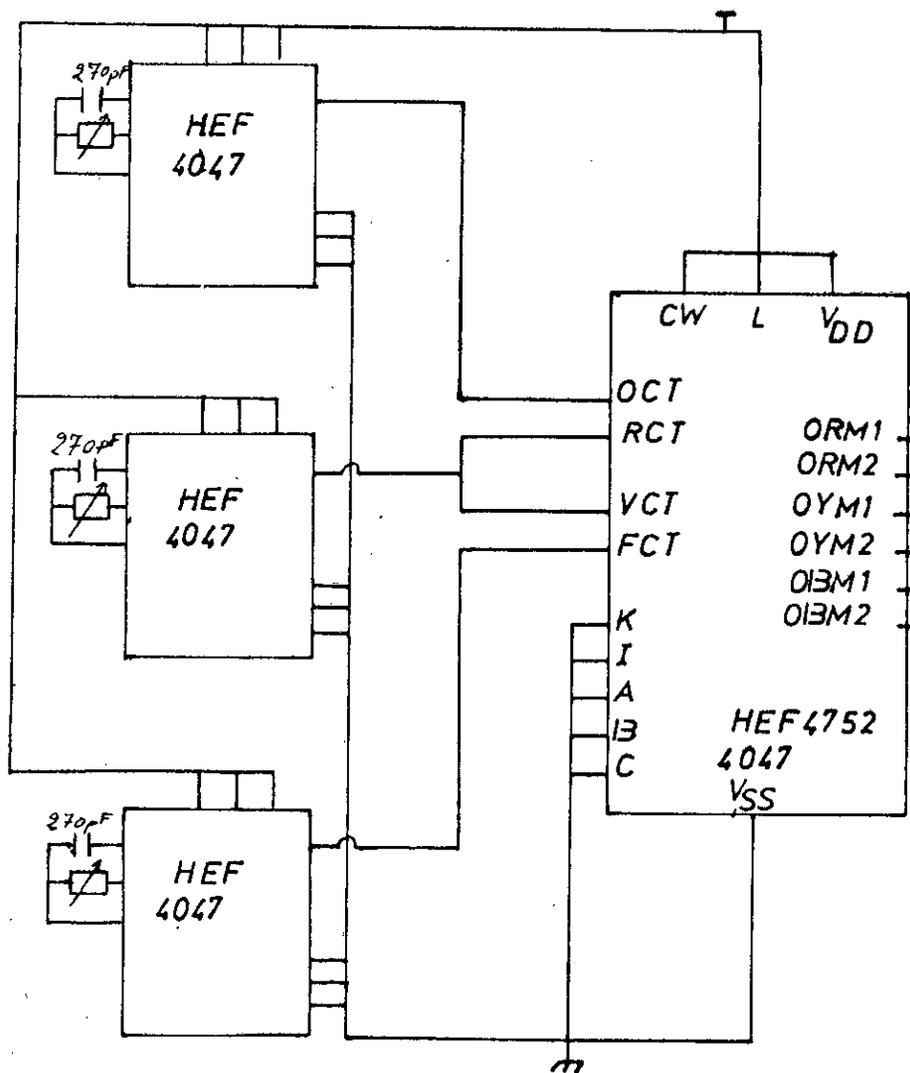
Figure IV.37

IV2.4. Circuit de commande

Le brochage du circuit de commande est indiqué sur la figure IV.38

Les sorties utilisées pour commander l'onduleur monophasé en MLI bipolaire sont ORM1, ORM2.

Chaque demi-pont est attaqué par un signal, soit ORM1 ou ORM2.



CIRCUIT DE COMMANDE A MLI

figure IV.38

IV2.5. Tension de sortie.

Le signal à MLI qu'on utilise pour alimenter le moteur monophasé est du type bipolaire.

On caractérise la forme d'onde par le nombre de "trou" par alternance C , c'est à dire le nombre d'intervalle U' égal à U pendant l'alternance positive, à U' égal à $-U$ pendant l'alternance négative.

La valeur efficace du fondamental et celles des divers harmoniques impaires de la tension U' sont données par la relation [1]:

$$U'_n = (2(2)^{1/2}/\pi n)U(1/2 - \cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) - \cos(n\theta_3) + \dots + (-1)^{c-1}\cos(n\theta_c))$$

avec $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

et $0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_c < \pi/2$

Un choix indiquant des angles de commutation θ_i permet d'éliminer les harmoniques gênants.

IV2.6. Résultats expérimentaux et interprétations.

Le circuit de commande réalisé à l'aide du CI HEF4752V associé à trois horloges est réglé à une fréquence nominale de 35.45Hz. Cette fréquence correspond à une tension d'entrée de l'onduleur $U = 250V$.

Si on veut travailler à une fréquence nominale de 50Hz, on doit augmenter la tension U à 352V.

- Vérification de la commande.

Pour vérifier le fonctionnement de la commande de l'onduleur lié à la charge, il est relevé les grandeurs expérimentales suivantes:

- Deux signaux de commande MLI complémentaires (figure IV.39a).
- Vérification du fonctionnement de l'onduleur MAS monophasé.

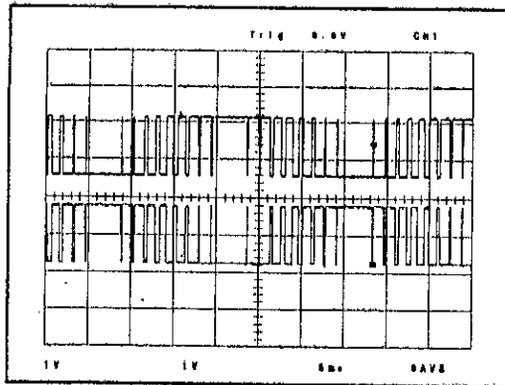
La tension d'entrée de l'onduleur étant fixée à 250V.

Il est relevé les résultats expérimentaux suivants:

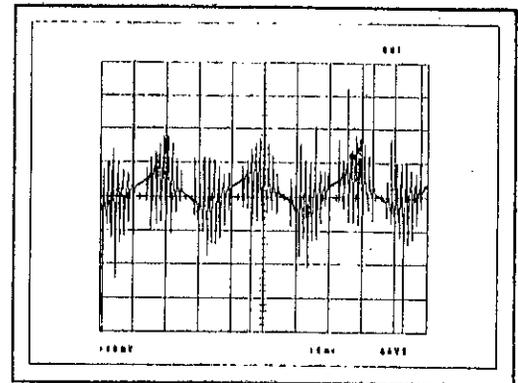
- Tension de sortie de l'onduleur (figure IV.39b)
- le courant total à l'entrée du moteur (figure IV.39c)
- le courant dans la phase principale (figure IV.39d)

- Commentaire:

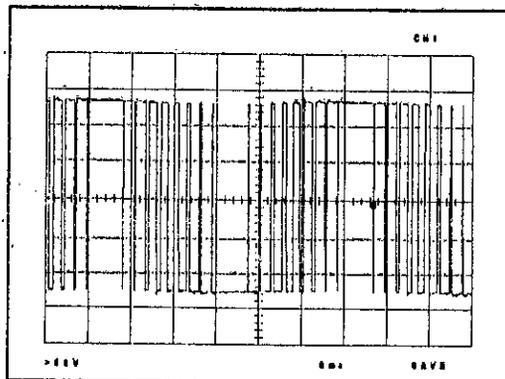
- * Un délai de $22\mu\text{s}$ sépare les deux signaux de commande MLI.
- * A remarquer l'inexistence de surtension excessives, ceci est dû au bon dimensionnement du CALC.
- * Le courant total à l'entrée du moteur présente des ondulations parasites dues, d'une part à la superposition des harmoniques du courant de la phase principale et auxiliaire et d'autre part la fréquence de commutation.
- * Le courant dans la phase principale présente une forme proche d'une sinusoïde grâce à la technique d'élimination d'harmonique assurée par le CI HEF 4752V.
- * A remarquer l'existence de piques de courant qui augmentent à mesure que le courant augmente. Ces piques sont la conséquence de l'entrée en conduction à courant non nul des transistors. L'inductance du CALC réduit ses piques:



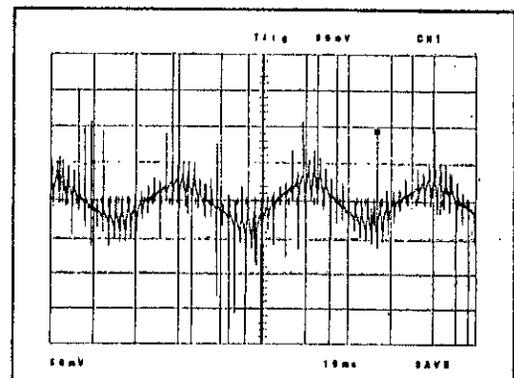
a) signaux de commande MLI



c) courant d'entrée du moteur

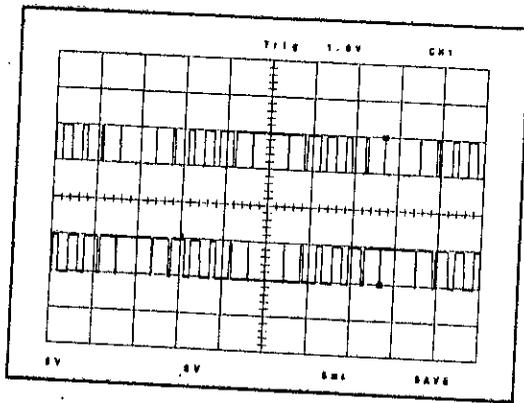


b) tension de sortie MLI de l'onduleur

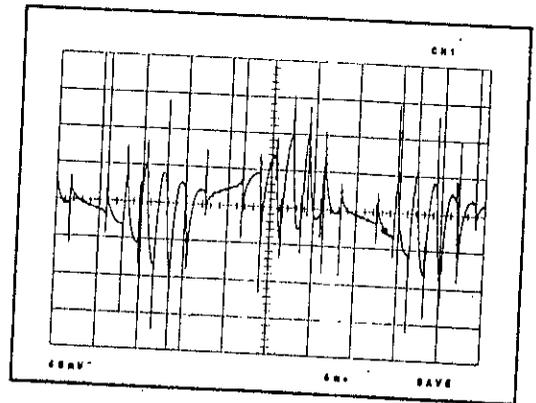


d) courant dans la phase principale

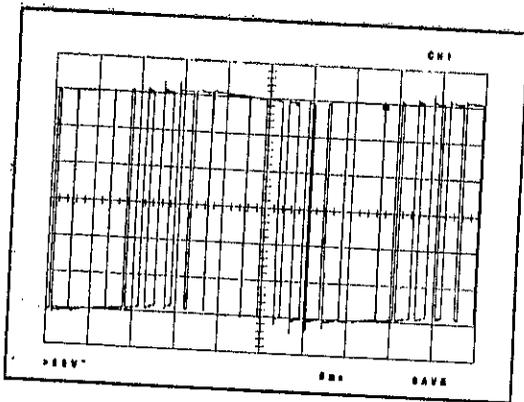
Fig.IV.39



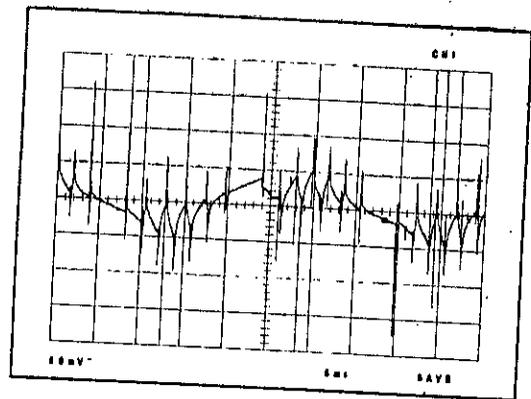
a) signaux de commande MLI



c) courant d'entrée du moteur



b) tension de sortie de l'onduleur



d) courant dans la phase principale

Fig.IV.40

SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

Dans ce chapitre on va présenter les résultats de simulation obtenus en utilisant deux sortes de commande avec le moteur asynchrone monophasé fonctionnant à flux constant, c'est à dire à un rapport de la tension statorique V_s à la fréquence statorique f_s pratiquement constant ($V_s/f_s = \text{cte}$):

- Commande à décalage
- Commande en modulation de largeur d'impulsions.

V.1. Modélisation du moteur asynchrone monophasé avec condensateur permanent:

La machine est constituée de deux enroulements en quadrature au stator;

- Enroulement principale dont l'axe magnétique est désigné par m_s sur la figure V.1

- Enroulement auxiliaire dont l'axe magnétique est désigné par a_s et d'un rotor à cage, assimilé à deux enroulements fictifs en quadrature dont les axes magnétiques sont désignés par α_r et β_r sur la figure V.1

Hypothèses simplificatrices:

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements (statoriques et rotoriques) sont parcourus par des courants.
- On suppose que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle que font leurs axes magnétiques.

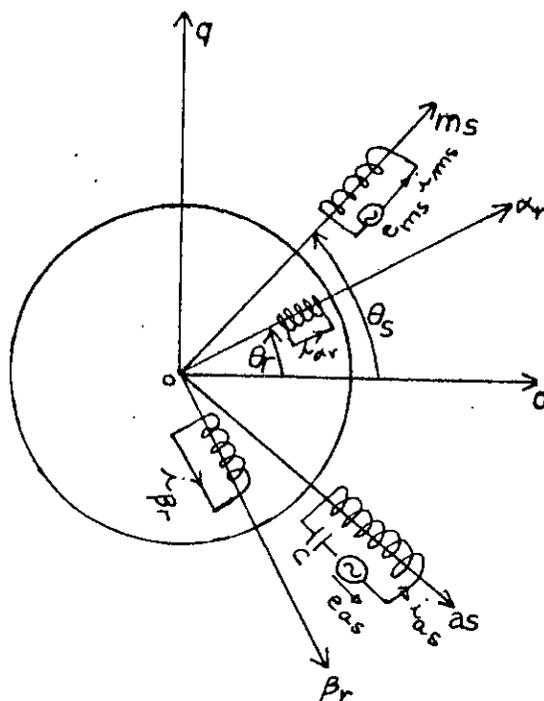
Représentation schématique de la machine diphasée

Figure V.1

- NOTATION:

e_{ms} : alimentation de la phase principale

e_{as} : alimentation de la phase auxiliaire

V_{ca} : tension aux bornes du condensateur

i_{ms} : courant dans la phase principale

i_{as} : courant dans la phase auxiliaire

i_{ar}, i_{pr} : courants rotoriques fictifs

q_{ca} : charge du condensateur

R_{ms}, R_{as} : résistances de l'enroulement principale et auxiliaire

R_r : résistance d'un enroulement du rotor diphasé équivalent

L_{ms} : inductance totale de l'enroulement principal

L_{as} : inductance totale de l'enroulement auxiliaire

L_r : inductance totale d'un enroulement du rotor diphasé équivalent

M_{ms} : Amplitude de la mutuelle entre l'enroulement principal et un enroulement rotorique

M_{as} : Amplitude de la mutuelle entre l'enroulement auxiliaire et un enroulement rotorique

C : capacité du condensateur

ω_r : vitesse rotorique

J : moment d'inertie de la partie tournante

Le fonctionnement du moteur est régi par des équations électriques et mécaniques.

V.2. Equations électriques de base:

Les équations électriques sont:

$$\begin{bmatrix} e_{ms} \\ e_{as} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \\ V_{ca} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ms} \\ \phi_{as} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ q_{ca} \end{bmatrix}$$

que l'on peut mettre sous la forme:

$$[E] = [R] [I] + d/dt . [\phi] \quad (1)$$

Avec: $I = [i_{ms} \ i_{as} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r} \ V_{ca}]^t$

$$\phi = [\phi_{ms} \ \phi_{as} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r} \ q_{ca}]^t$$

On a aussi:

$$[\phi] = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{m\alpha} & M_{m\beta} & 0 \\ 0 & L_{as} & M_{a\alpha} & M_{a\beta} & 0 \\ M_{m\alpha} & M_{a\alpha} & L_r & 0 & 0 \\ M_{m\beta} & M_{a\beta} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix} \times [I]$$

que l'on peut mettre sous la forme:

$$[\phi] = [L] [I]$$

[L]: matrice "inductance".

Les inductances L_{ms} , L_{as} et L_r sont indépendantes de la position relative du rotor, tandis que les mutuelles sont données par:

$$M_{m\alpha} = M_{ms} \cos(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{m\beta} = M_{ms} \sin(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{a\alpha} = -M_{ms} \sin(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{a\beta} = M_{as} \cos(\theta_r - \theta_s)$$

Le système (1) devient:

$$[E] = [R + \dot{L}] [I] + [L] [\dot{I}] \quad (2)$$

$$[\dot{L}] = d[L]/dt ; [\dot{I}] = d[I]/dt$$

V.3. Expressions des équations électriques dans un système invariant:

On définit une matrice A qui nous permet d'avoir un nouveau vecteur d'état $[I_{dq}]$ tel que:

$$[I_{dq}] = [A] [I] \text{ où } [I_{dq}] = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ V_{ca}]^t ;$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

dans le nouveau référentiel (d,q) le système (2) devient:

$$[A]^{-1} [E_{dq}] = [R + \dot{L}] [A]^{-1} [I_{dq}] + [L] [\dot{A}^{-1} I_{dq}]$$

avec $[E_{dq}] = [A] [E]$, d'ou:

$$[E_{dq}] = [[A] [R + \dot{L}] [A]^{-1} + [A] [L] [\dot{A}^{-1}]] [I_{dq}] + [A.L.A^{-1}] [\dot{I}_{dq}]; \quad (3)$$

Pour $\theta_e = 0$ les trois matrices $[A.L.A^{-1}]$, $[A.\dot{L}.A^{-1} + A.L.\dot{A}^{-1}]$ et $[A.R.A^{-1}]$ sont indépendants du temps, elles s'expriment par:

$$[A.L.A^{-1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{as} & 0 & M_{as} & 0 \\ M_{ms} & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M_{as} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix}$$

$$[A.R.A^{-1}] = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\dot{A}LA^{-1} + AL\dot{A}^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{as}\omega_r & 0 & L_r\omega_r & 0 \\ -M_{ms}\omega_r & 0 & -L_r\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La forme développée du système (3) s'écrit alors:

$$\begin{cases} e_{ms} = R_{ms}i_{ds} + L_{ms}(di_{ds}/dt) + M_{ms}(di_{dr}/dt) \\ -e_{as} = R_{as}i_{qs} + L_{as}(di_{qs}/dt) + M_{as}(di_{qr}/dt) - V_{ca} \\ 0 = R_r i_{dr} + M_{as}\omega_r i_{qs} + L_r\omega_r i_{qr} + M_{ms}(di_{ds}/dt) + L_r(di_{dr}/dt) \\ 0 = R_r i_{qr} - M_{ms}\omega_r i_{ds} - L_r\omega_r i_{dr} + M_{as}(di_{qs}/dt) + L_r(di_{qr}/dt) \\ 0 = i_{qs} + c(dV_{ca}/dt) \end{cases}$$

On ramène les grandeurs rotoriques au stator, on définit alors les rapports de transformation:

$$k_1 = N_{ms}/N_r, \quad k_2 = N_{as}/N_r$$

où N_{ms} , N_{as} et N_r sont respectivement les nombres de spires des enroulements principale, auxiliaire et d'un enroulement rotorique.

Le système (4) prend la forme:

$$e_{ms} = R_{ms} i_{ds} + L_{ms} (di_{ds}/dt) + (N_{ms}/N_r \cdot M_{ms}) (di'_{dr}/dt)$$

$$-e_{as} = R_{as} i_{qs} + L_{as} (di_{qs}/dt) + (N_{as}/N_r \cdot M_{as}) (di'_{qr}/dt) - V_{ca}$$

$$0 = (N_{ms}/N_r)^2 R_r i'_{dr} + (N_{as}/N_r \cdot M_{as}) \omega_r (N_{ms}/N_{as}) i_{qs} + (N_{ms}/N_r)^2 L_r \omega_r (N_{as}/N_{ms}) i'_{qr} \\ + (M_{ms} \cdot N_{ms}/N_{as}) (di_{ds}/dt) + (N_{ms}/N_r)^2 L_r (di'_{dr}/dt)$$

$$0 = (N_{as}/N_r)^2 R_r i'_{qr} - (N_{ms}/N_r \cdot M_{ms}) \omega_r (N_{as}/N_{ms}) i_{ds} - (N_{as}/N_r)^2 L_r \omega_r (N_{ms}/N_{as}) i'_{dr} \\ + (M_{as} \cdot N_{as}/N_r) (di_{qs}/dt) + (N_{as}/N_r)^2 L_r (di'_{qr}/dt)$$

$$0 = i_{qs} + c(dV_{ca}/dt)$$

qui peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$[E_{dq}] = [A_1] [I_{dq}] + [A_2] [\dot{I}_{dq}] \quad (5)$$

en posant $M_m = M_{ms}(N_{ms}/N_r)$: inductance de magnétisation de la phase principale

$M_a = M_{as}(N_{as}/N_r)$: inductance de magnétisation de la phase auxiliaire

$R_{ar} = R_r(N_{as}/N_r)^2$; $L_{ar} = L_r(N_{as}/N_r)^2$: résistance et inductance rotoriques ramenées à la phase auxiliaire

$R_{mr} = R_r (N_{ms}/N_r)^2$; $L_{mr} = L_r (N_{ms}/N_r)^2$: résistance et inductance rotoriques ramenées à la phase auxiliaire.

$n = N_{as}/N_{ms}$: rapport de transformation

Pour la résolution du système (5) on l'écrit sous la forme suivante:

$$[I_{dq}] = [A_2]^{-1} [E_{dq}] - [A_2]^{-1} [A_1] [I_{dq}]$$

V.4. Equation mécanique:

Elle est donnée par:

$$\Gamma_m = J(d\omega_r/dt) + \Gamma_r$$

où Γ_r : couple résistant

J : moment d'inertie de l'organe tournant

Γ_m : couple mécanique donné par:

$$\Gamma_m = P(M_a i_{qs} (i_{dr}/n) - M_m i_{ds} i_{qr} n)$$

Le système régissant le fonctionnement de la machine est en définitive:

$$d\omega_r/dt = (1/J) (P(M_a i_{qs} (i'_{dr}/n) - M_m i_{ds} i'_{qr} n) - \Gamma_r)$$

$$di_{ds}/dt = (-1/(L_{ms} \dot{L}_{mr} - M_m^2)) (L_{mr} R_{ms} i_{ds} - M_m M_a \omega_r (i_{qs}/n) - R_{mr} M_m i'_{dr} - M_m L_{mr} \omega_r n i'_{qr} - R_{mr} e_{ms})$$

$$di_{qs}/dt = (-1/(L_{as}L_{ar} - M_a^2)) (M_m M_a \omega_r - ni_{ds} + L_{ar} R_{as} i_{qs} + \omega_r L_{ar} M_a (i'_{dr}/n) - R_{ar} M_a i'_{qr} + L_{ur} e_{us} - L_{ar} V_{ca})$$

$$di'_{dr}/dt = (-1/(L_{ms}L_{mr} - M_m^2)) (-R_{ms} M_m i_{ds} + L_{ms} M_a \omega_r (i_{qs}/n) + R_{mr} L_{ms} i'_{dr} + L_{ms} L_{mr} \omega_r ni'_{qr} + M_m e_{ms})$$

$$di'_{qr}/dt = (-1/(L_{as}L_{ar} - M_a^2)) (-M_m L_{as} \omega_r ni_{ds} - R_{as} M_a i_{qs} - L_{as} L_{ar} \omega_r (i'_{dr}/n) + R_{ar} L_{as} i'_{qr} - M_a e_{as} + M_a V_{ca})$$

$$dV_{ca}/dt = i_{qs}/C$$

V.5. Paramètres et caractéristiques du moteur asynchrone monophasé choisi pour la simulation:

La simulation est faite avec un moteur asynchrone monophasé dont les caractéristiques sont [10]:

- Plaque signalitique:

4 pôles: 1/4 HP (cheval)

$V_n = 110V$; $f_n = 50$ Hz

- Caractéristiques mécaniques et électriques.

$J = 1.46.10^{-3}$ Kgm²

$M_a = 0.17728$ H

$M_m = 0.24655$ H

$$L_{ms} = 0.2551 \text{ H}$$

$$L_{as} = 0.1846 \text{ H}$$

$$L_{mr} = 0.2543 \text{ H}$$

$$L_{ar} = 0.1829 \text{ H}$$

$$R_{ms} = 7.14 \ \Omega$$

$$R_{ar} = 4.12 \ \Omega$$

$$R_{mr} = 5.74 \ \Omega$$

$$n = 0.847$$

$$C = 15.42 \text{ nF}$$

V.6. Résultats de la simulation:

1- Cas de la commande à décalage:

La simulation à l'association onduleur-MAS monophasé a donné les résultats suivants pour $\beta = 24,6^\circ$ et $f = 50 \text{ Hz}$.

- La tension d'alimentation du moteur sur la figure V.2a
- Le courant total à l'entrée du moteur sur la figure V.2b
- Le courant dans la phase principale en régime transitoire sur la figure V.2c
- le courant dans la phase principale en régime permanent sur la figure V.2d
- La variation de la vitesse en fonction du temps sur la figure V.3a
- La variation du couple en fonction du temps sur la figure V.3b

- Commentaire:

* Les résultats obtenus par la simulation confirme bien les résultats trouvés pratiquement.

* A remarquer que le couple présente des ondulations importantes dues entre autre aux harmoniques de tension.

* La vitesse présente des ondulations au démarrage qui sont atténuées par l'effet d'inertie.

2- Cas d'une commande MLI

La simulation du comportement du moteur asynchrone monophasé alimenté par une tension en modulation de largeur d'impulsion est faite suivant deux cas:

Dans un premier cas on considère un signal MLI réellement généré par le CI HEF 4752V. Dans un deuxième cas, on considère un signal MLI généré par la stratégie triangulo-sinusoïdale.

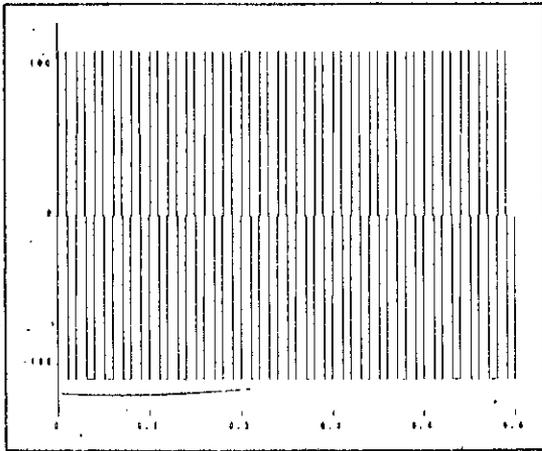
Les résultats de cette simulation sont représentés comme suit:

- La tension en MLI générée par le CI HEF 4752V et la stratégie triangulo-sinusoïdale (figure V.4a, figure V.6a) respectivement.

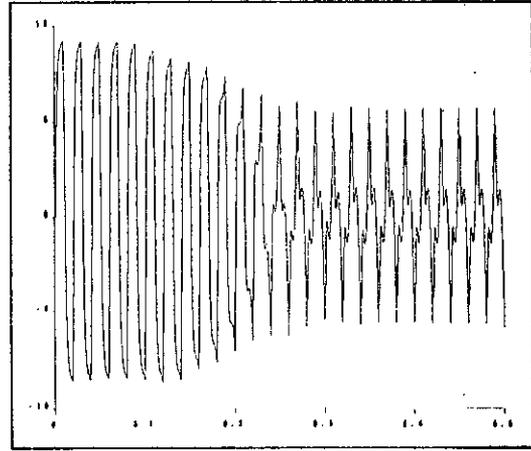
- Le courant total du moteur en régime transitoire et permanent (figure V.4b, figure V.6b)

- Le courant dans la phase principale avec son régime transitoire (figure V.4c, figure V.6a)

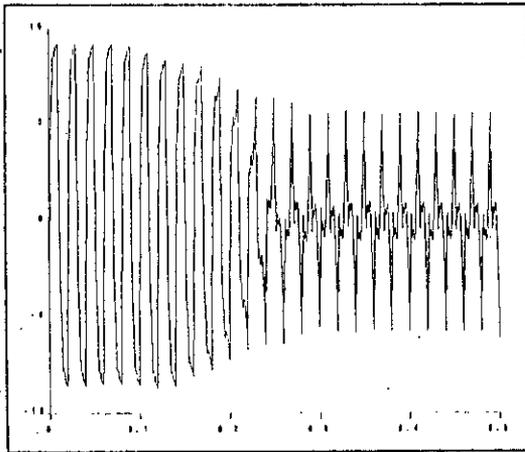
- Le courant permanent dans la phase principale (figure V.5a, figure V.7a)
- La variation du couple instantané en fonction du temps (figure V.7b)
- Caractéristiques couple instantané-vitesse (figure V.5b, figure V.7c)
- On remarque que le courant total dans le moteur présente des pulsations de fréquence égale à celle de la fréquence de commutation, ce courant est le résultat de la superposition du courant principal et auxiliaire qui sont presque disphasés.
- Le courant dans phase principale est proche d'une sinusoïde, la MLI, élimine les harmoniques de bas ordre.
- La vitesse présente des ondulations au démarrage qui sont dues à celles du couple. Ces oscillations sont atténuées par l'effet d'inertie.
- A remarquer aussi que la MLI générée par le CI HEF est plus performante que la stratégie triangulo-sinusoïdale, car elle donne un bon fonctionnement du moteur. (courant presque sinusoïdal), de plus le CI HEF 4752V élimine les harmoniques de bas ordre et garde toujours $V/f = cte$.
- Les résultats de la simulation confirment les résultats obtenus pratiquement.



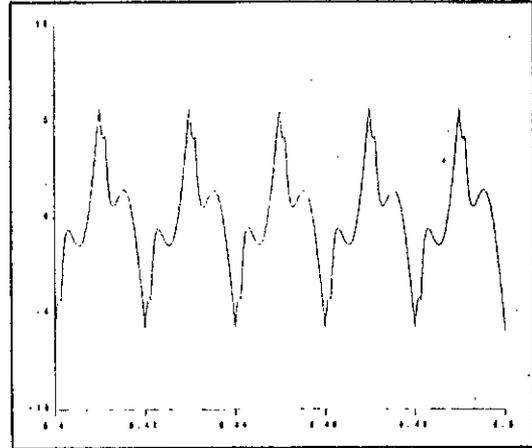
a) tension d'entrée
à décalage



c) courant dans la phase
principale

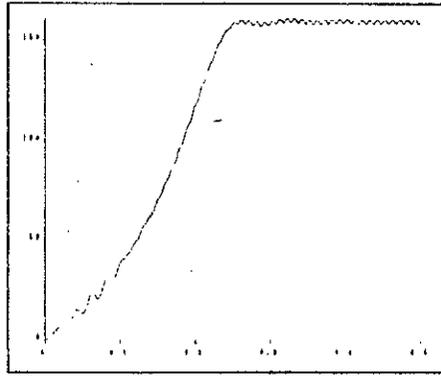


b) courant total dans le
moteur

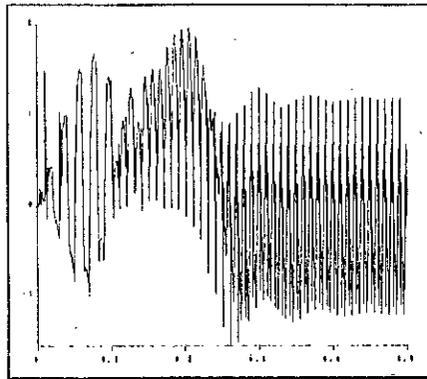


d) régime permanent du
courant principal

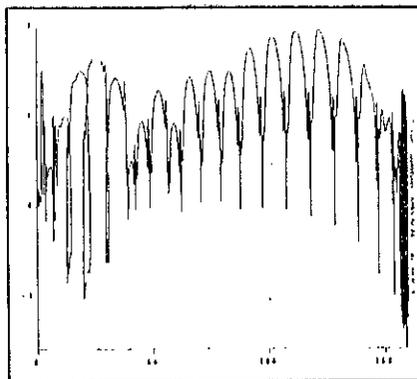
Fig.v.2



a) variation de la
vitesse en fonction
du temps

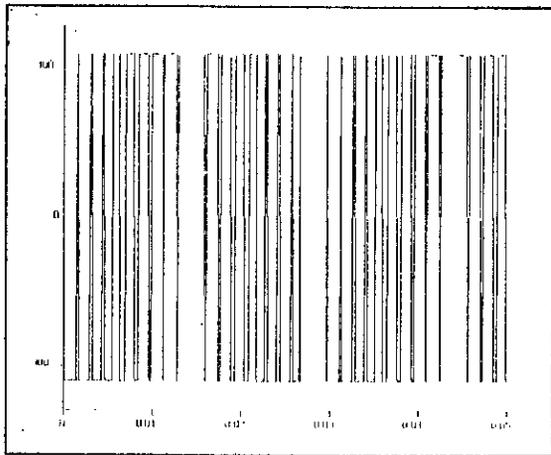


b) couple moteur
instantané

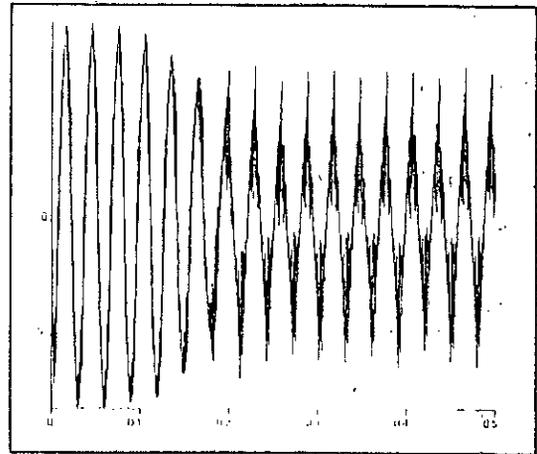


c) caractéristique
couple-vitesse
(instantané)

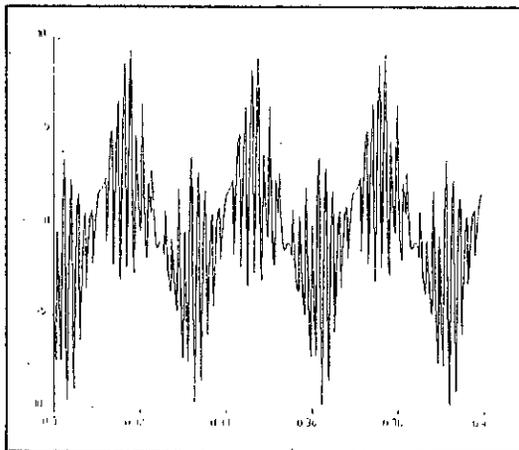
Fig.V.3



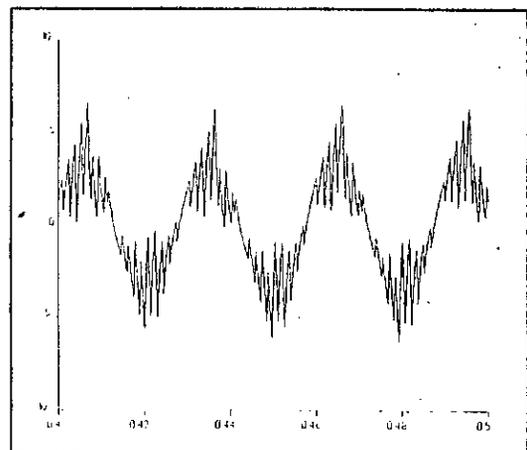
a) tension d'entrée mli
(hef 4752v)



c) courant dans la phase
principale

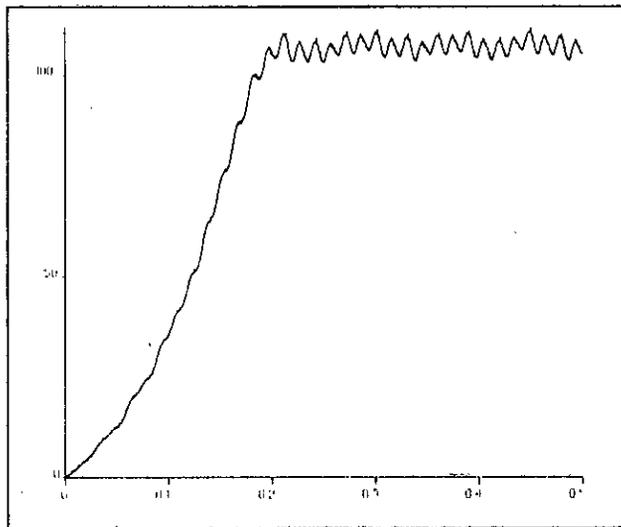


b) courant total permanent
dans le moteur

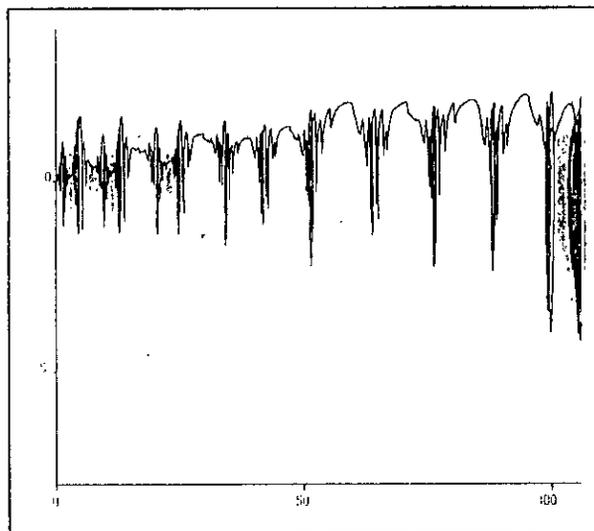


d) courant principale
permanent

Fig.v.4

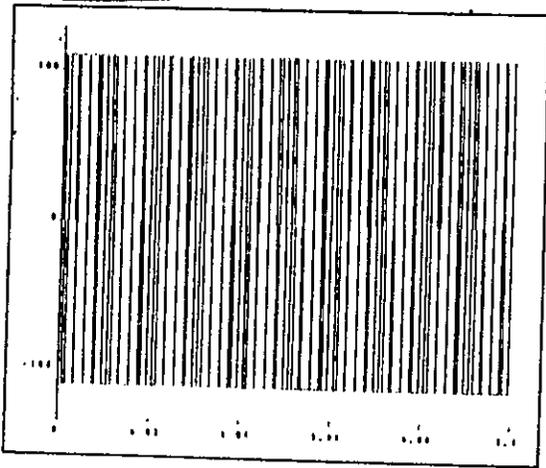


a) variation de la vitesse en
fonction du temps

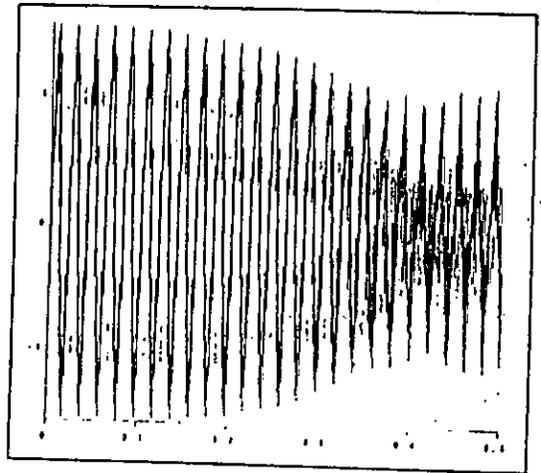


b) caractéristique couple
instantané vitesse

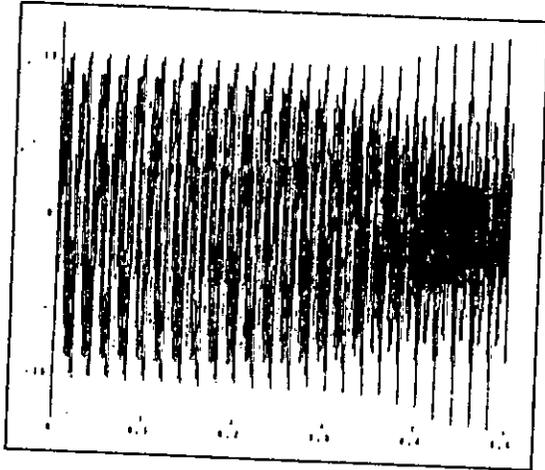
Fig.v.5



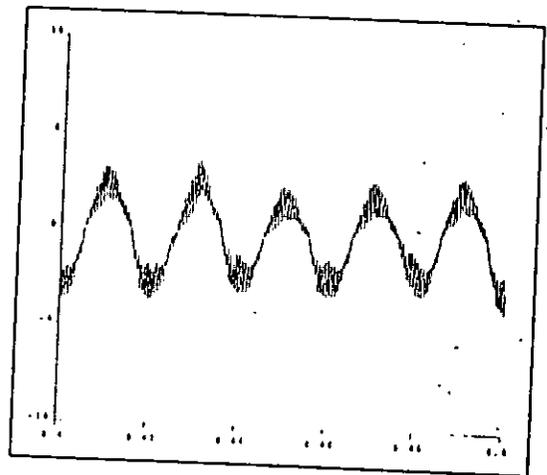
a) tension d'entrée mli
(triangulo-sinusoidale)



c) courant dans la phase
principale

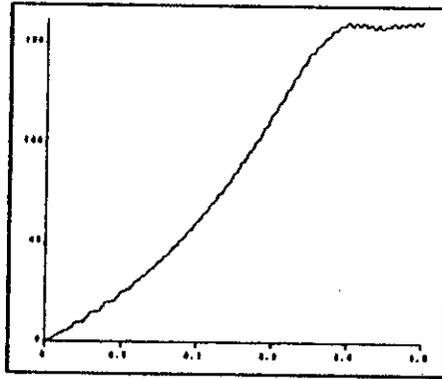


b) courant total du moteur

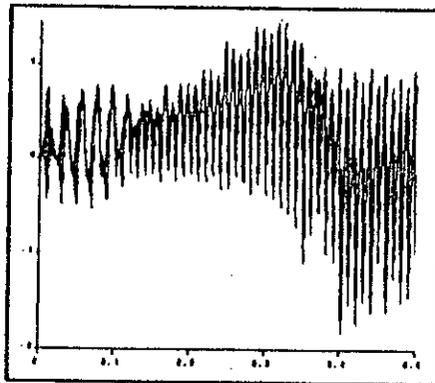


d) courant permanent dans la
phase principale

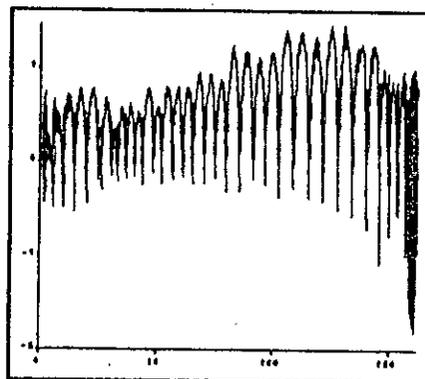
Fig.v.6



a) variation de la
vitesse en fonction
du temps



b) couple moteur
instantané



c) caractéristique
couple-vitesse
(instantané)

Fig.v.7

CONCLUSION GENERALE

Ce présent travail nous a permis de réaliser un onduleur de tension monophasé à transistor commandé par deux techniques:

- La commande à décalage
- la commande à MLI

Le fonctionnement des transistors est très satisfaisant, ce qui vérifie l'efficacité de la commande de base par le CI UAA4002 lorsqu'elle est associée à un bon dimensionnement du CALC.

L'utilisation du CI TCA785 pour la commande à décalage ne permet pas un réglage à flux constant. Toutefois on peut l'utiliser à fréquence fixe et un décalage variable.

Une commande à flux constant est possible avec le circuit de commande à décalage réalisé avec des composants discrets du fait que la fréquence et le décalage sont variables par action sur deux tensions de commande.

La tension délivrée par l'onduleur à décalage est riche en harmonique de bas ordre, nuisible pour le moteur.

La commande MLI permet d'éliminer ces harmoniques de plus le moteur est alimenté par un courant presque sinusoïdal.

Ce travail peut servir comme base de travaux ultérieurs concernant la commande de la MAS monophasé.

Nous proposons pour la suite de ce travail la réalisation d'un circuit de réglage à flux constant permettant la variation automatique du décalage β en fonction de la fréquence.

BIBLIOGRAPHIE

[1]: G. SEGUIER - F. LABRIQUE

"Les convertisseurs de l'électronique de puissance".

Tome 4. La conversion continue - alternative.

[2]: R. BAUSIERE - F. LABRIQUE - G. SEGUIER

"Les convertisseurs de l'électronique de puissance"

Tome 3. La conversion continue - continue

[3]: J.L. DALMASSO

"Electronique de puissance"

"Commutation".

Collection DIA

[4]: THOMSON - CSF

Le transistor de puissance dans son environnement

[5]: S. HALFAOUI - A. DEHBI

Réalisation d'un onduleur de tension triphasé à modulation de

largeur d'impulsion.

PFE ENP 92

[6]: M. ABDELLI - L. SAD-LAIB

Hacheur à transistors

PFE ENP 86

[7]: Components and know-how for 3-phase AC motors

PWM speed control system

(HEF 4752 PWM Sinewave synthesis) document Philips

[8]: G. CHEVALIER J.C. CHAUVEAU

MEMOTECH ELECTRONIQUE

Composants

[9]: H.Leila - L. Hadjout

Etude d'un moteur asynchrone monophasé

PFE ENP 91

[10]: P. Krause

Analysis of electric machinery

ED: Graw Hill 86

[11]: M.O. Cours d'électronique de puissance

4e année électrotechnique

[12]: R. Chauprade

"Electronique de puissance"

Tome 2. Commande des moteurs à courant alternatif