

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

HACHEUR A TRANSISTORS

Proposé par :

B. HEMISI

Etudié par :

ABDELLI Mohamed
SAD-LAIB Larbi

Dirigé par :

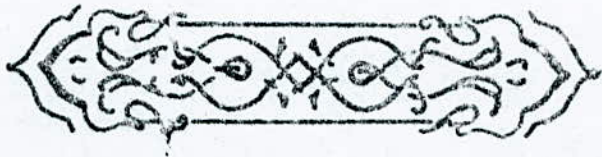
B. HEMISI
H. MAHMOUDI



PROMOTION : JANVIER 1986

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا



اللَّهُمَّ ارْزُقْنَا حَسَنَ التَّوَكُّلِ عَلَيْكَ

اللَّهُمَّ إِنِّي أَسْأَلُكَ عِلْمًا نَافِعًا

إِنَّكَ سَمِيعُ الدُّعَاءِ.

Département : Electrotechnique
Noms et Prénoms : M. ABDELLI
L. SAD-LAIB

Promoteurs : B. HEMICI
H. MAHMOUDI

مختصر

مشروعنا هذا يشمل عاكس دراسة وتحقيق قاطع دوري بالترايستور. الإستعمال لمركب ذي استطاعة يتطلب شبكة حماية لعملية التبديل. إن القاطع الدوري، يسمح بالحصول على توتر وحيد الاتجاه، ذو قيمة متوسطة متغيرة، انطلاقاً من منبع التوتّر المتواصل، ونقدم أيضاً تياراً كهربائياً على شكل خط مستقيم عند ارتفاع التواتر.

Résumé

Notre projet consiste à l'étude et à la réalisation d'un hacheur à transistors. L'utilisation d'un composant de puissance comporte un réseau de protection pour la commutation. Le hacheur permet l'obtention d'une tension unidirectionnelle de valeur moyenne variable à partir d'une source de tension continue. Il offre ainsi un courant lisse à des fréquences élevées.

Summary

Our project consists of the study and the realization of a transistor static contactor. The use of a power component entails a protective network for the changeover. The static contactor allow the obtaining of an unidirectional voltage of a variable average value from a source of direct voltage. And like this, it gives a stable current at high frequencies.

DEDICACES

- A mes parents
- A mes frères et sœurs
- A mes fils ABDELKARIM ; A. LAMINE
IBRAHIM ; AHMED
- A toute ma famille
- A tous mes amis

Je dédie ce modeste ouvrage.

ABDELLI MOHAMED.

- A mes parents
- A mes frères et sœurs
- A mes enfants
- A toute ma famille
- A tous mes amis

Je dédie ce modeste ouvrage

SAD-LAIB LARBI.

Remerciements.

Nous remercions sincèrement notre promoteur M^E B. HEMICI pour son aide précieuse et ses bons conseils qu'il nous a prodigués.

Nos sincères remerciements pour Messieurs : H. MAHMOUDI et A. MAAZI pour l'appui "moral et matériel", ainsi qu'aux conseils qu'ils nous ont fournis.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

TABLE DE MATIERES

Introduction	1
<u>Chapitre I</u> : Etude Théorique d'un hacheur	3
- Introduction	4
- Hacheur série	4
- Hacheur Entrelacés	9
- Hacheur Parallèle	10
<u>Chapitre II</u> : Transistor de puissance et Commutation	
- Transistor de puissance	14
- Caractéristiques limites du transistor	14
- Commutation	16
- Commande de base	25
<u>Chapitre III</u> : Réalisation pratique	
- Alimentation stabilisée	39
- Génération de signaux carrés	40
- Commande de base directe et optimisée	45
- Circuit de puissance	49
- Réseau de protection	51
Conclusion	55
Annexe	56

Introduction

L'électronique de puissance ou électronique des courants forts est une électronique de Commutation.

Elle met en jeu des organes capables d'établir ou d'interrompre statiquement une connexion entre deux points d'un montage assurant un transfert d'énergie. L'organe statique de commutation se situe sur le parcours du transfert d'énergie.

Les applications modernes des machines électriques imposent pour obtenir les fonctionnements requis :

- d'une part que les grandeurs d'entrée (tension, courant dans un moteur) donc les grandeurs de sortie (couple, vitesse dans un moteur) puissent varier dans un vaste domaine.

- d'autre part que ces variations puissent être commandées par des signaux de faible puissance, permettant éventuellement d'effectuer des régulations à l'aide de procédés analogique ou numériques.

Les sources d'énergie existantes ne peuvent donc pas être utilisées directement et ne peuvent alimenter la machine dans de bonnes conditions que par l'intermédiaire d'un convertisseur statique. Dans ce cadre, nous nous proposons d'étudier un hacheur à transistors.

Les hacheurs élémentaires type "série" et "parallèle" sont maintenant connus et donnent lieu à de nombreuses réalisations dans lesquelles un moteur à courant continu doit fonctionner à vitesse variable à partir d'une source de tension continue.

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

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

- Les pertes de Commutation sont plus importantes en "thyristor", la fréquence maximale est plus faible en "thyristor" qu'en "transistor". 151

- Enfin il nous a paru très important de pouvoir bénéficier de protections, agissant en limitation, notamment en intensité, sans pour cela qu'il ait modification du fonctionnement général du hacheur, avec l'utilisation de l'USA 4002 circuit intégré monolithique.

Dans le chapitre (2) nous montrerons les particularités d'utilisation des transistors en commutation et l'introduction du circuit d'aide à la commutation.

- Nous présenterons enfin, dans le chapitre (3), la réalisation et les caractéristiques de fonctionnement d'un hacheur.

ÉTUDE THEORIQUE
D'UN HACHEUR

1 Introduction

Le Hacheur est un dispositif technologique qui, alimenté à partir d'une source de tension continue fixe, peut fournir à une charge une tension continue variable.

Le Hacheur peut être assimilé à un organe de coupure, exemple un interrupteur, qui se ferme régulièrement à des intervalles de temps égaux d'une durée T .

Il reste fermé pendant un temps égal à θ avec $0 \leq \theta \leq T$

Il peut être inséré aussi bien en série qu'en parallèle avec l'utilisation. Suivant le mode de branchement utilisé, il permet de fonctionner comme abaisseur de tension (montage série) ou comme éleveur de tension (montage parallèle).

2. Hacheur "série":

L'interrupteur est placé en série dans la liaison de la source au récepteur; il permet de réduire de façon continue la tension u_{moy} appliquée à celui-ci.

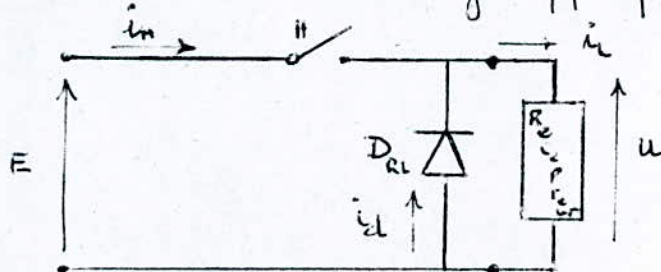
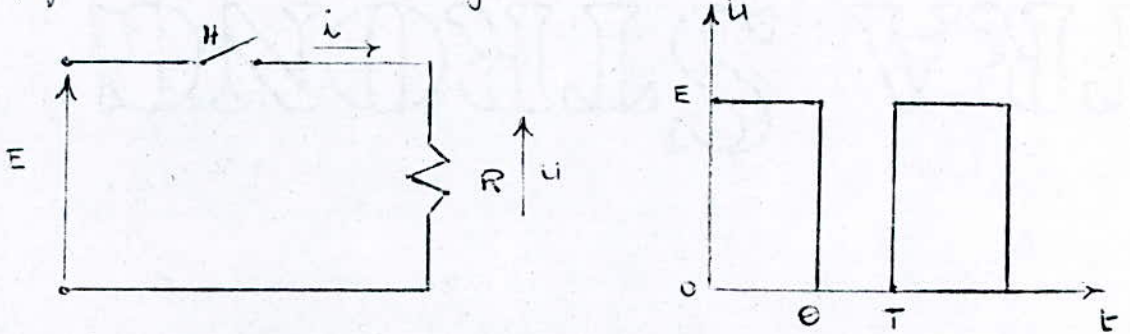


Fig 1

2.1. Alimentation d'une charge résistive

fig 2 : schéma du montage :



Dans ce cas le fonctionnement est discontinu, car le courant et la tension sont en phase. La valeur de la tension moyenne aux bornes du récepteur est fonction du rapport cyclique.

$$U_{\text{moy}} = \alpha E \quad \text{avec} \quad 0 < \alpha < 1$$

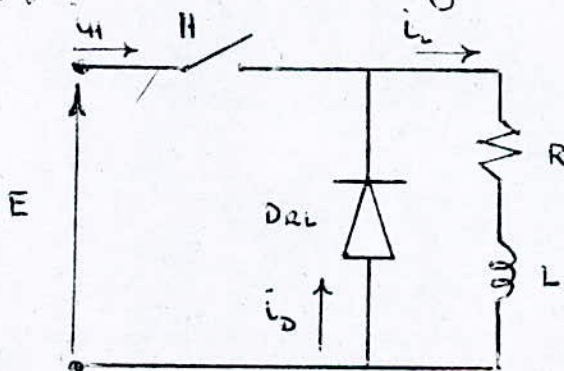
$$\text{et} \quad \alpha = \frac{\theta}{T}$$

On en déduit facilement la valeur de l'intensité dans la charge

$$I_{\text{moy}} = \frac{U_{\text{m}}}{R} = \frac{\alpha E}{R}$$

2.2. Alimentation d'une charge inductive.

fig 3 : schéma du montage :



L'utilisation d'une diode D_{2L} en parallèle avec la charge (R, L) permet la récupération de l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance lorsque l'interrupteur H est ouvert.

Le courant i_L est alors continu, il évolue entre les valeurs I_m et I_M d'une manière exponentielle. Décomposons le graphe du courant en deux parties, cela nous permet la détermination des extrêmes.

a) $0 < t < 0$

L'équation du circuit est:

$$E = Ri + L \frac{di}{dt} \quad \text{pour } t=0 \quad i = I_m$$

la solution:

$$i = i_H = \frac{E}{R} + \left(I_m - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau}$$

avec $\tau = L/R$.

b) $0 < t < T$

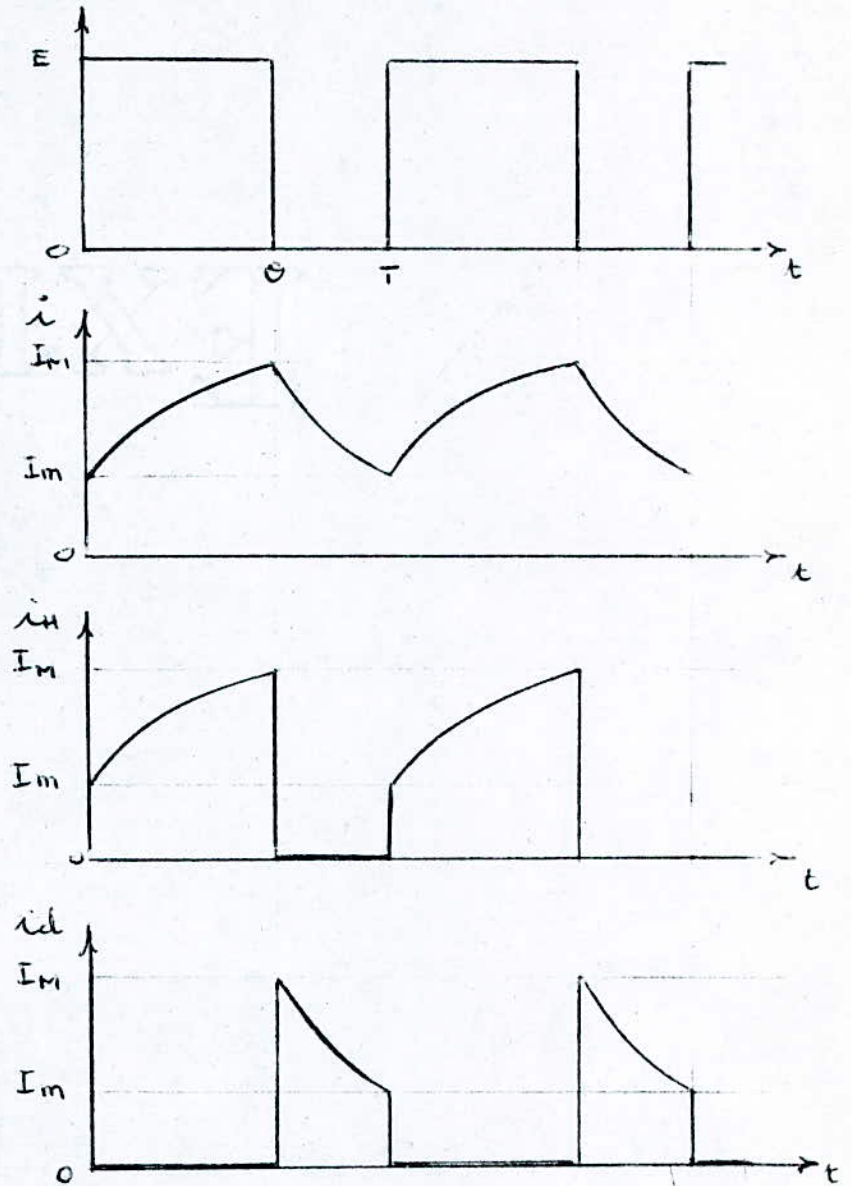
L'équation du circuit est:

$$0 = Ri + L \frac{di}{dt} \quad \text{pour } t=0 \quad i = I_m$$

la solution

$$i = i_d = I_m e^{-\frac{(t-0)}{\tau}}$$

fig 4: Graphes



Courant Moyen

$$\text{On a } u = Ri + L \frac{di}{dt} \Rightarrow \int_0^T u dt = \int_0^T R i dt + \int_{I_m}^{I_M} L di$$

$$\text{d'où } I_{moy} = \frac{E\theta}{RT} = \frac{E\alpha}{R}$$

Le courant I_{moy} ne dépend pas de l'inductance

2.3. Calcul de l'ondulation

Il est important d'apprécier l'importance de l'ondulation $\Delta I = I_M - I_m$ du courant i_L dans un hacheur.

Déduisons les valeurs extrêmes du courant :

$$I_m = i(\theta) = \frac{E}{R} + \left(I_m - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau} \quad (1)$$

$$I_m = i(0) = I_m e^{-\frac{(T-\theta)}{\tau}} \quad (2)$$

A partir des équations (1) et (2) on obtient

$$I_m = \frac{E}{R} \cdot \frac{1 - \exp \theta/\tau}{1 - \exp T/\tau} ; \quad I_m = I_m \exp\left(\frac{T-\theta}{\tau}\right)$$

$$\text{D'où } \Delta I = I_m - I_m$$

$$\Delta I = I_m \exp\left(\frac{T-\theta}{\tau}\right) - I_m = I_m \left(\exp\left(\frac{T-\theta}{\tau}\right) - 1 \right)$$

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{1 - \exp \theta/\tau}{1 - \exp T/\tau} \left(\exp\left(\frac{T-\theta}{\tau}\right) - 1 \right)$$

Vue la complexité du calcul de ΔI , on prend en pratique $\tau = L/R \gg T$, c'est à dire une inductance suffisamment grande devant la période T . Cela nous amène à écrire :

$$\text{Comme } e^{\pm T/\tau} = 1 \pm T/\tau$$

$$\text{il vient que } \Delta I = \frac{E}{R} \left(\frac{\theta}{T} \right) \left(\frac{T-\theta}{\tau} \right)$$

$$\text{et } \alpha = \frac{\theta}{T}, \quad \tau = \frac{L}{R}$$

$$\Delta I = \frac{\alpha E T}{L} (1 - \alpha)$$

Déterminons la valeur max :

$$\frac{d(\Delta I)}{d\alpha} = 0 \quad \Rightarrow \quad \alpha = 0,5 \quad \text{et} \quad \Delta I_{\max} = \frac{E T}{4L} = \frac{E}{4Lf}$$

Pour atténuer l'ondulation il faut monter en fréquence.

3. Hacheurs Entrelacés.

L'augmentation de la fréquence réduit l'ondulation du courant fourni au récepteur et facilite le filtrage du courant pris à la source.

Pour multiplier par n la fréquence de ces courants on peut utiliser n hacheurs «entrelacés». Si T est la période de fonctionnement de chacun d'eux, on décale leurs intervalles de conduction de T/n . En faisant varier α de 0 à $1/n$, on fait varier U_{moy} de 0 à E/n .

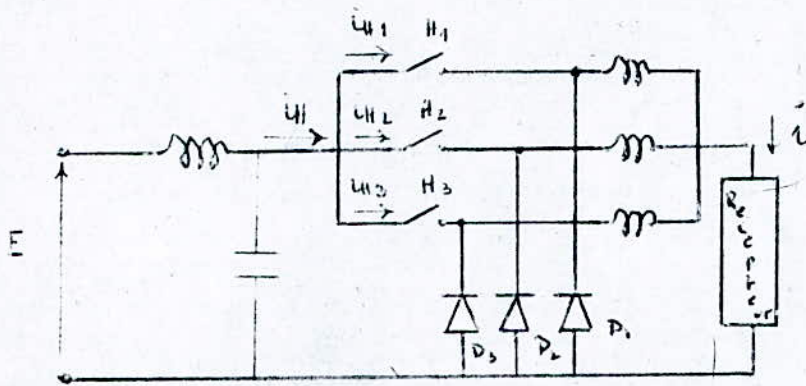
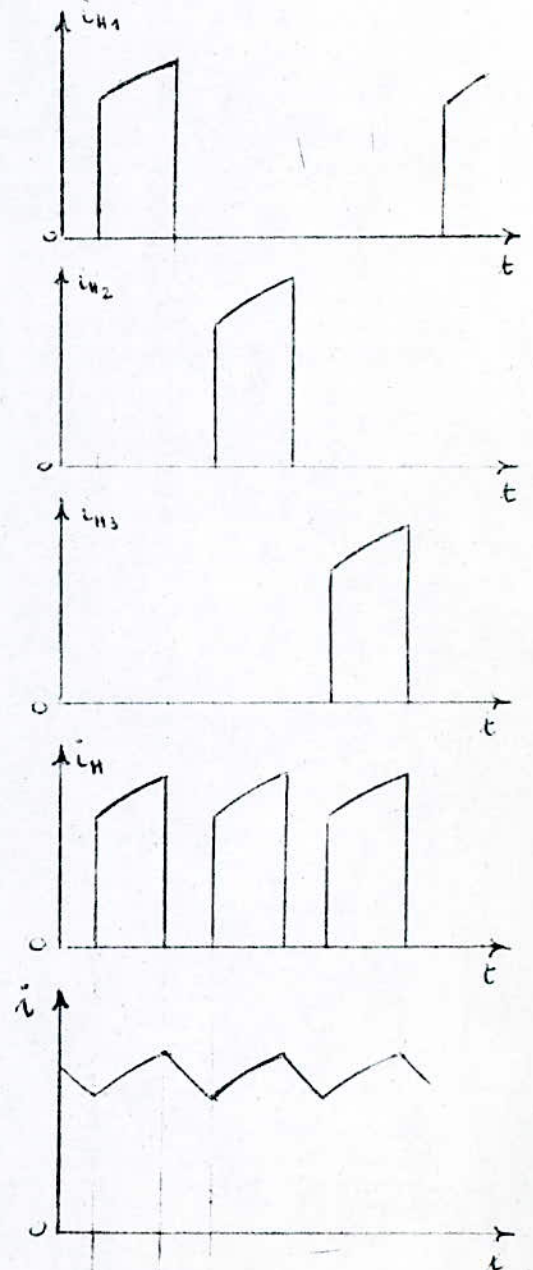


fig 5.

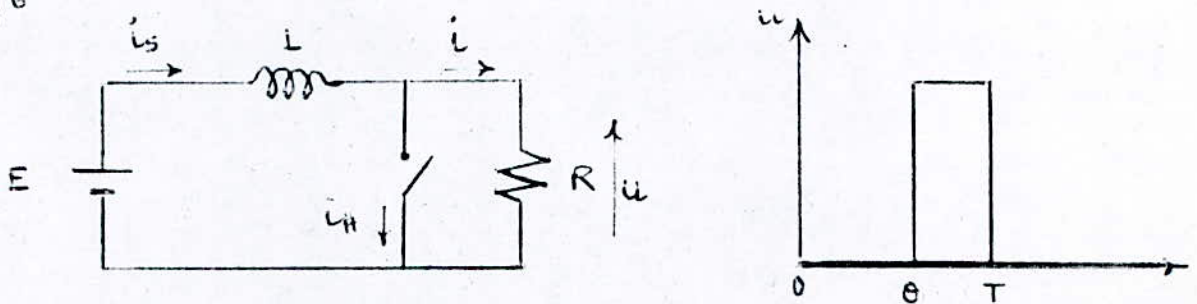


4. Hâcheur Parallèle

Le montage parallèle consiste à connecter l'interrupteur H en parallèle avec la charge. L'interrupteur court-circuite la charge pendant une durée θ d'une façon périodique.

4.1. Alimentation d'une charge résistive

Fig 6



La présence de l'inductance atténue l'ondulation du courant i_s . Nous supposons que cette inductance est suffisamment grande pour que le courant i_s puisse être considéré comme constant.

a) De 0 à θ on a $u=0$ et $i=0$

L'interrupteur est fermé la charge est court-circuitée.

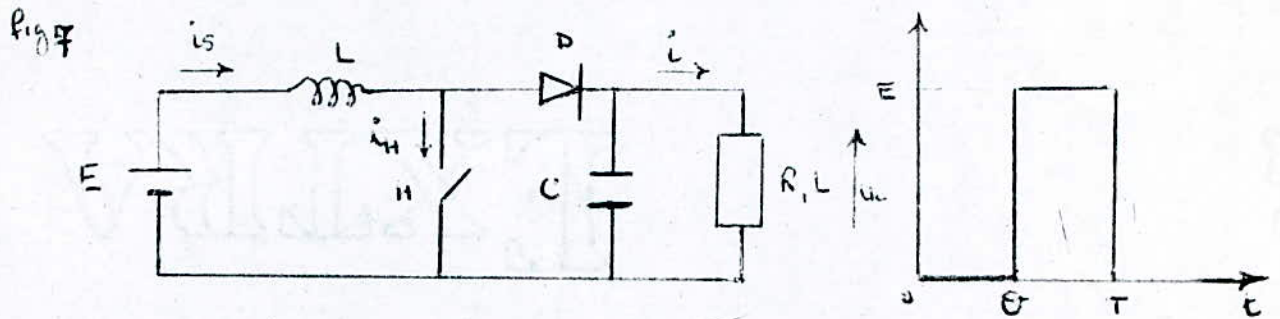
b) De θ à T H est ouvert.

on a $u = Ri_s$

d'où $U_{moy} = \frac{T - \theta}{T} \cdot Ri_s$

$U_{moy} = Ri_s (1 - \alpha)$ et $I_{moy} = I_s (1 - \alpha)$

4.2. Alimentation d'une charge inductive.



La capacité C est suffisamment grande pour que la tension u_C aux bornes du récepteur soit constante.

La diode D empêche la décharge du condensateur dans la partie amont du montage.

Equations du courant et de la tension

1) $0 < t < \theta$ H fermé D bloquée

on a: $E - L \frac{di_S}{dt} = 0$

$\Rightarrow i_S = \frac{E}{L} t + I_m$

Le courant varie linéairement en fonction du temps.

Le courant maximum:

$i_S(\theta) = I_M \Rightarrow I_M = \frac{E}{L} \theta + I_m$

2) $\theta < t < T$ H ouvert, $u_C = \text{cte.}$

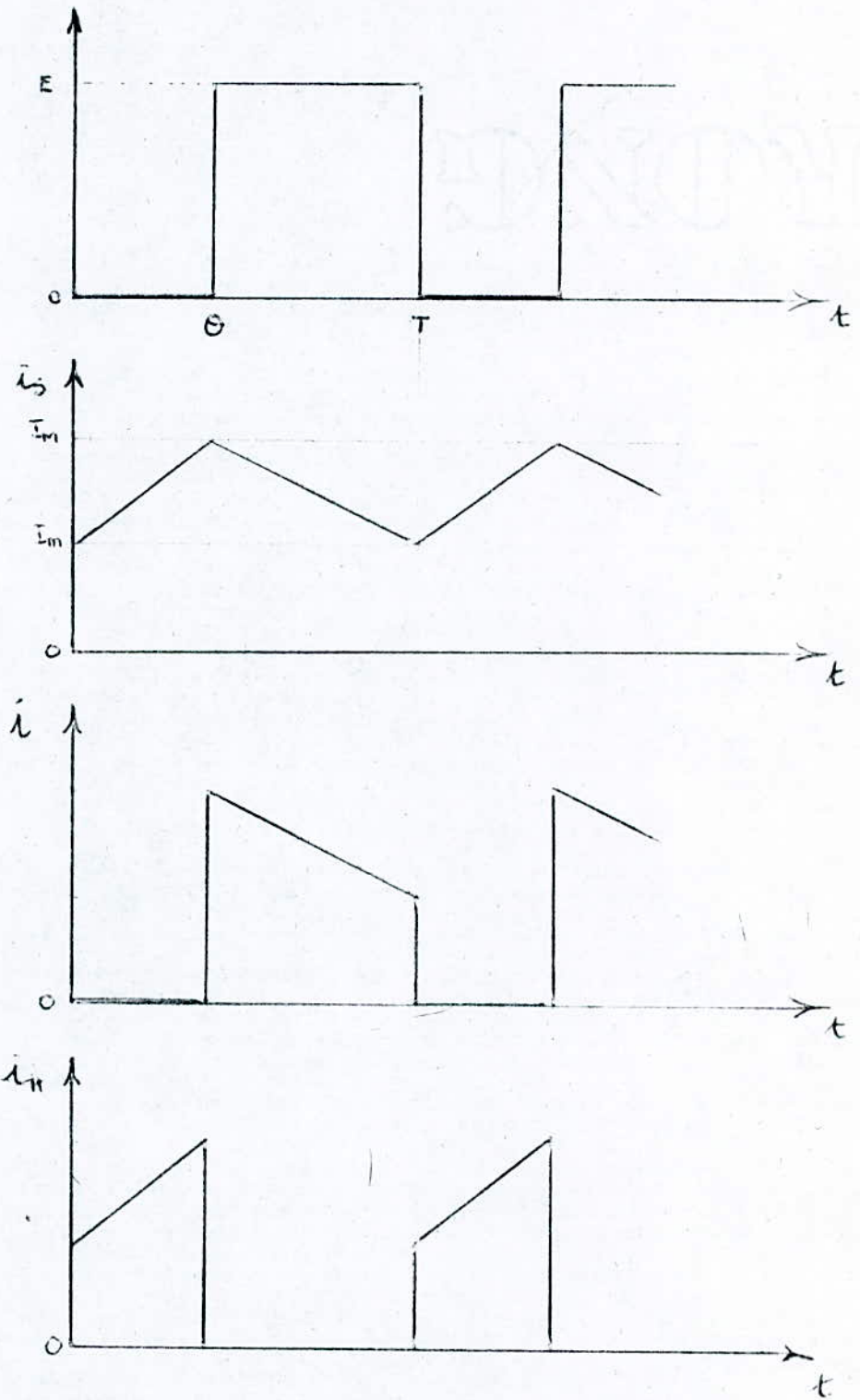
on a: $E = L \frac{di_S}{dt} + u_C$

$\Rightarrow \dot{i} = i_S = \frac{E - u_C}{L} (t - \theta) + I_m$

et $u_C = E \left(\frac{1}{1-\alpha} \right)$

Le hacheur parallèle est équivalent à un transformateur à courant continu éleveur de tension.

Fig 8: Graphs:



CHAPITRE II

TRANSISTOR DE PUISSANCE
ET
COMMUTATION

1. TRANSISTOR DE PUISSANCE

Les progrès accomplis dans la technologie du transistor de puissance ont permis une utilisation rationnelle en électronique de puissance ou électronique des courants forts.

Le transistor permet la réalisation de Convertisseurs de plusieurs centaines de kW; pouvant bloquer des tensions directes de plusieurs centaines d'am-pères.

Il peut fonctionner à des fréquences très élevées en comparaison à celles du thyristor, sauf qu'il faut atténuer les pertes dues à la commutation.

Les pertes d'énergie se traduisent par une baisse du rendement et par des pertes par effet joule dans le composant qu'il faut alors refroidir.

2. CARACTERISTIQUES LIMITEES DU TRANSISTOR

Le transistor de puissance est essentiellement caractérisé par des valeurs limites suivantes :

2.1. - I_n

- V_{CE0}

- V_{CER}

- V_{CEX}

- V_{CE0SV}

2.2 Limite Thermique

Les limites des composants de puissance sont souvent définies par des problèmes thermiques

Dans tout semi-conducteur la température a une grande influence sur les caractéristiques de l'élément. La température maximale admissible ne doit jamais être atteinte. /5/

La température instantanée de jonction est toujours difficile à déterminer. Dans les composants de forte puissance cette température peut varier très rapidement jusqu'à 10^6 °C/sec /3/

Il est impératif d'utiliser un radiateur pour protéger le semi-conducteur de la chaleur qu'il produit pendant son fonctionnement normal. Si elle n'est pas abaissée, cette chaleur pourrait obliger le semi-conducteur à dépasser sa température de sécurité. Dans ce cas, la fiabilité, les performances et la vie même du semi-conducteur sont réduites. /3/

2.3 Limite en second claquage

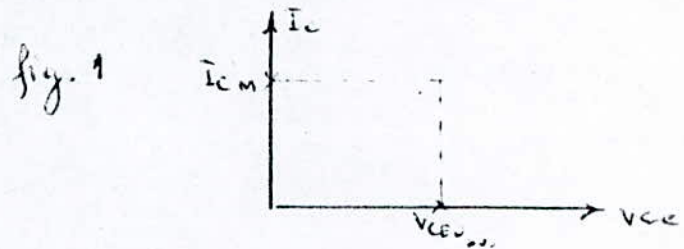
Le phénomène du second claquage se produit en commutation est essentiellement pendant l'existence de la tension et du courant simultanément, ce qui entraîne un emballement thermique du transistor, d'où sa destruction.

Le phénomène avec destruction du transistor se produit lorsque les conditions suivantes sont réunies pendant une durée prolongée :

• fort courant et tension élevée.

2.4 Aire de sécurité

L'aire de sécurité (ou de commutation) étant définie dans le diagramme de tension-courant d'emploi du transistor fixant son domaine d'utilisation.



L'aire de sécurité en régime de commutation, telle qu'elle est définie, est la zone dans laquelle impérativement le point de fonctionnement doit appartenir pendant la commutation.

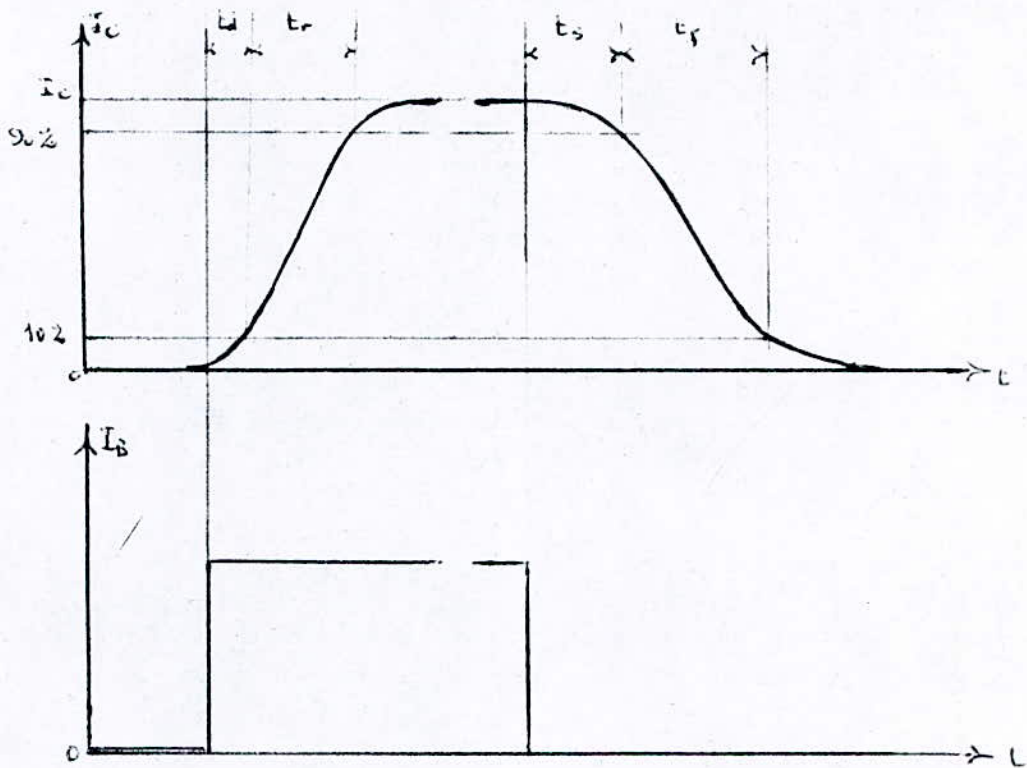
3. LES COMMUTATIONS

15/ Le fonctionnement du transistor en régime de commutation est défini par deux états, l'état "bloqué" et l'état "saturé" et la commutation, transition entre ces deux états.

3.1 Comportement Dynamique du transistor

La figure suivante nous montre le comportement du transistor à la fermeture et à l'ouverture.

fig. 2



3.1.1 - Fermeture : Le temps de fermeture (durée entre l'application du courant de base et le passage de I_c à 90% de sa valeur finale), t_{on} se décompose en

$$t_{on} = t_d + t_r$$

où t_d est le temps de retard à la fermeture (delay-time) et t_r le temps de montée (rise-time) ;

3.1.2 - Ouverture : la durée t_{off} entre la disparition du courant de base et le passage de I_c à 10% de sa valeur initiale se décompose en

$$t_{off} = t_s + t_f$$

où t_s est le temps d'évacuation de la charge stockée (storage-t.) et t_f le temps de descente (fall-time). /7/

3.2 Commutation à l'ouverture - Etat bloqué

À l'ouverture le courant dans le transistor décroît de sa valeur maximale à zéro en un temps t_f caractéristique du transistor

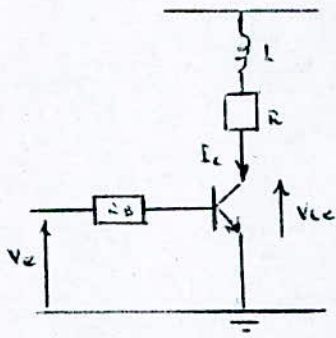
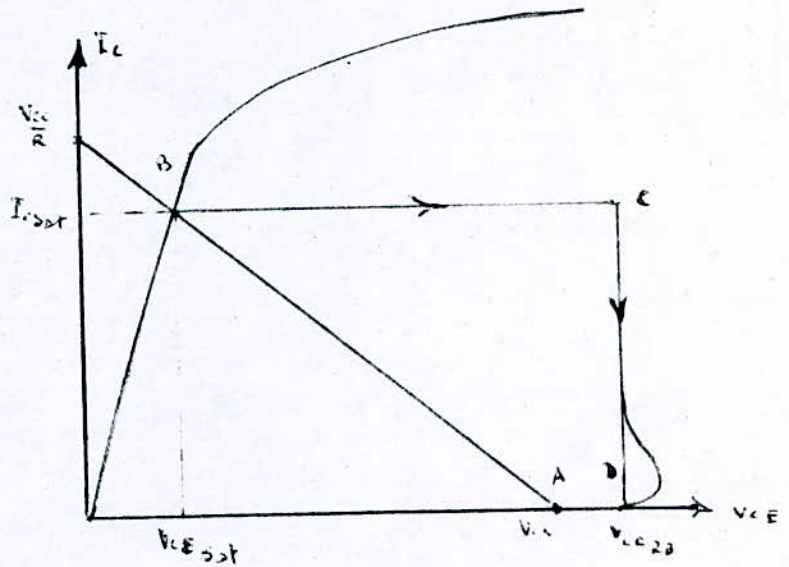


Fig 3



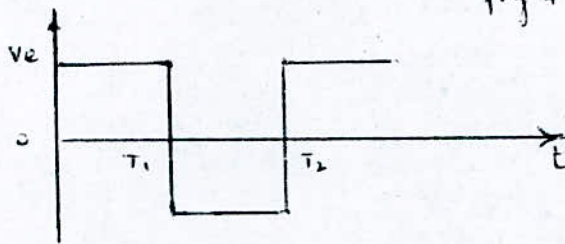
à $t = 0$ le transistor est saturé en a :

$$V_{CE} = V_{CE\text{ sat}}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE\text{ sat}}}{R}$$

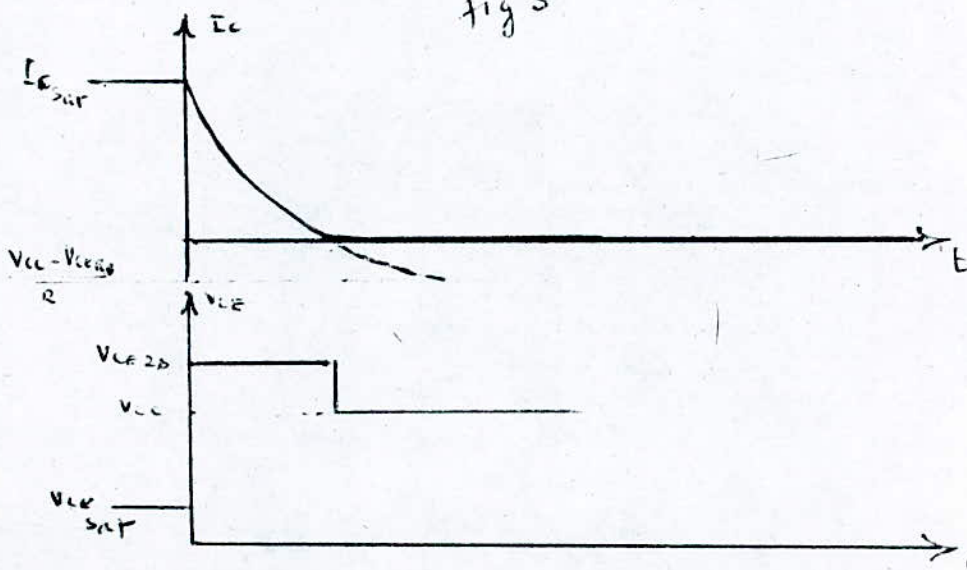
à $t = 0^+$ On applique une tension négative de façon à bloquer le transistor

Fig 4

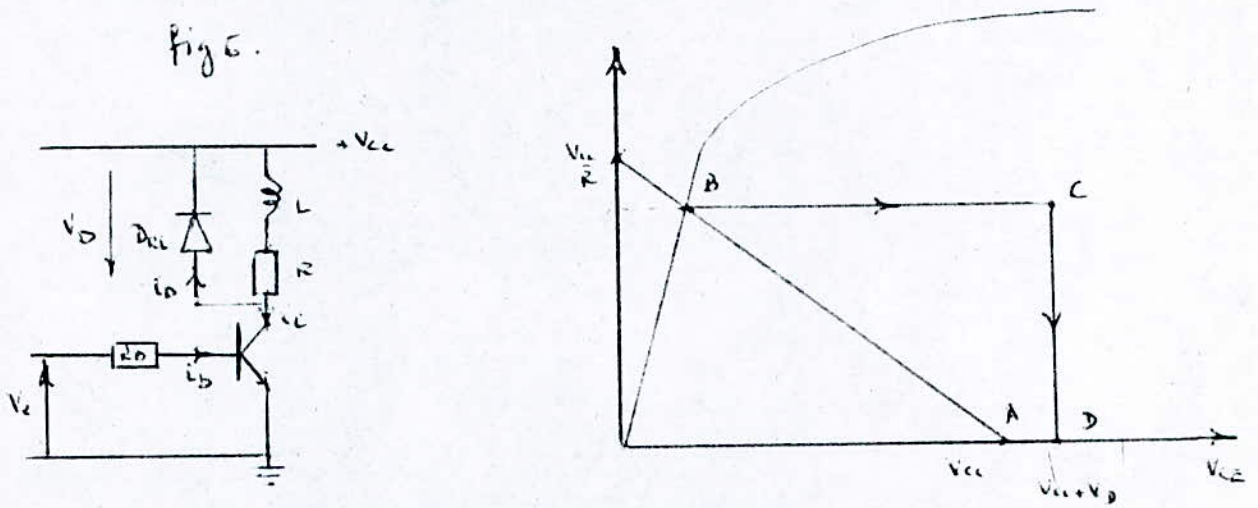


Le courant i_c ne peut être discontinu à cause de l'inductance L , par conséquent la discontinuité de i_b se reporte sur V_{ce} d'où :

Fig 5



5.2.1 Etude de la commutation à l'ouverture

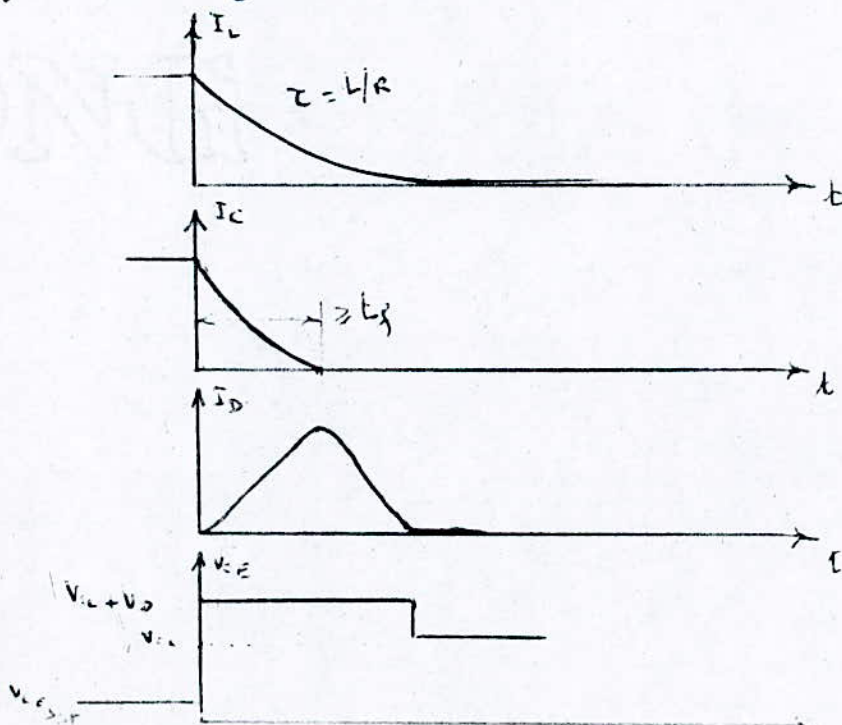


On constate que dans ces conditions d'utilisation la trajectoire du point de fonctionnement sort de l'aire de sécurité

Dans ce cas la tension aux bornes du transistor est limitée à $V_{CC} + V_D$

L'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance L est dissipée dans le circuit L, R, D .

Fig. 7 Chronogramme



3.2.2 Pertes à l'ouverture

Elles sont égales à $W = (V_{cc} + V_0) I_{sat} \cdot t_p$

Il est possible de diminuer ces pertes à l'aide d'un circuit de protection.

3.2.3 Circuit de protection à l'ouverture

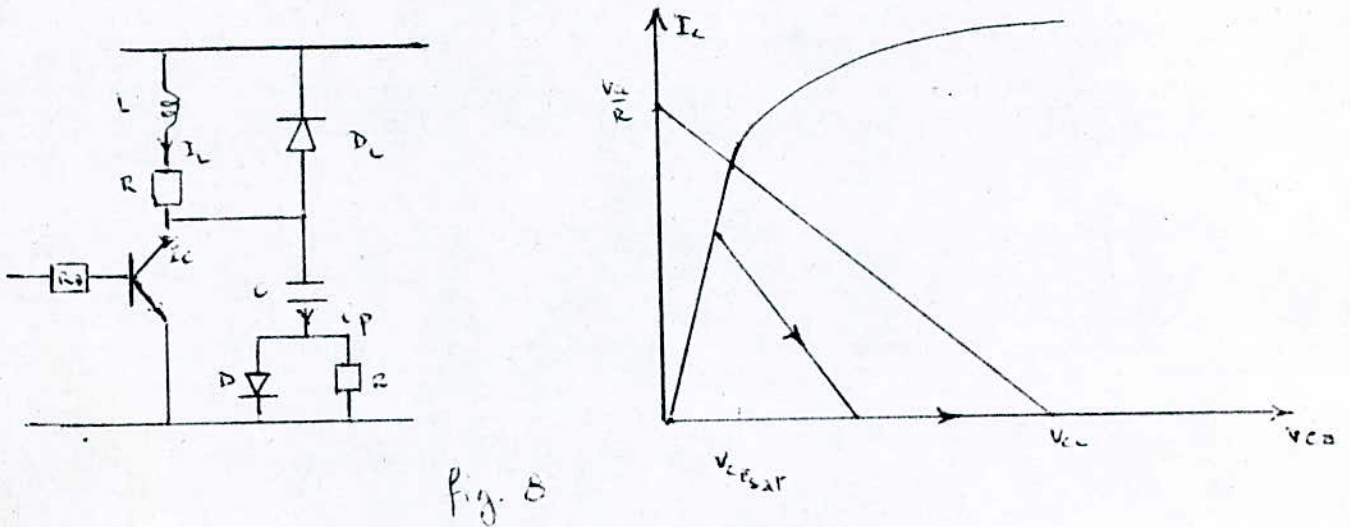


Fig. 8

À $t = 0^-$ Le transistor est saturé; $i_c = I_{sat}$ et $V_{ce} = V_{ce,sat}$
 V_c : tension aux bornes de la capacité C très faible

À $t = 0^+$ le transistor commence à se bloquer; i_c diminue et V_c augmente jusqu'à l'annulation de i_c et la tension aux bornes du transistor devient égale à V_{cc} . /4/

3.3. Commutation à la fermeture : Etat saturé

Le transistor devient conducteur dès qu'il reçoit une injection de charge dans la jonction base-émetteur.

L'intensité du courant I_c augmente avant que la barrière de potentiel de V_{ce} se soit écroulée, d'où les pertes dues à la conduction ne sont pas négligeables $[V_{ce} \times I_c]$.

Dans ce qui suit l'on distingue deux cas :

1) $t = 0^-$ $i_L = i_c = i_D = 0$

2) $t = 0^+$ $i_L = i_D = I_0$ or $I_c = 0$

3.3.1) Cas où $i_L = i_c = i_D = 0$

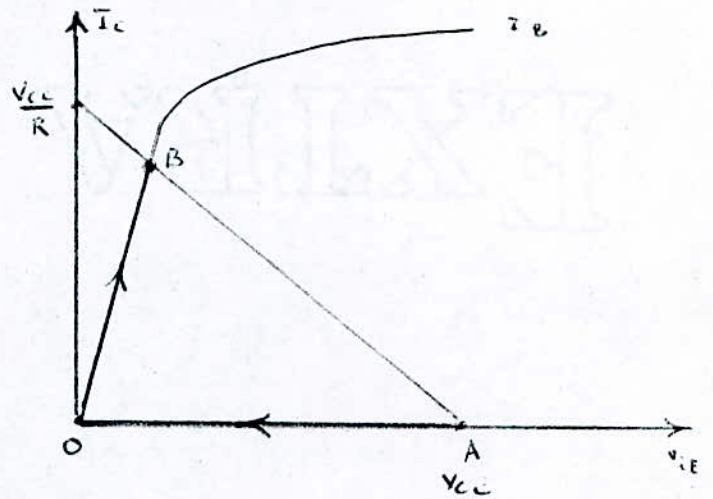
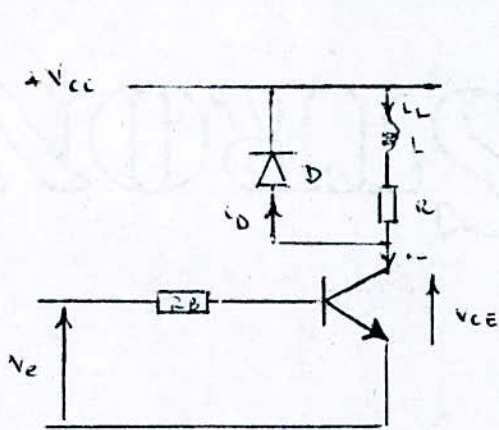


fig. 9

A $t = 0^-$ le transistor est bloqué $V_{ce} = V_{cc}$ et $i_c = 0$

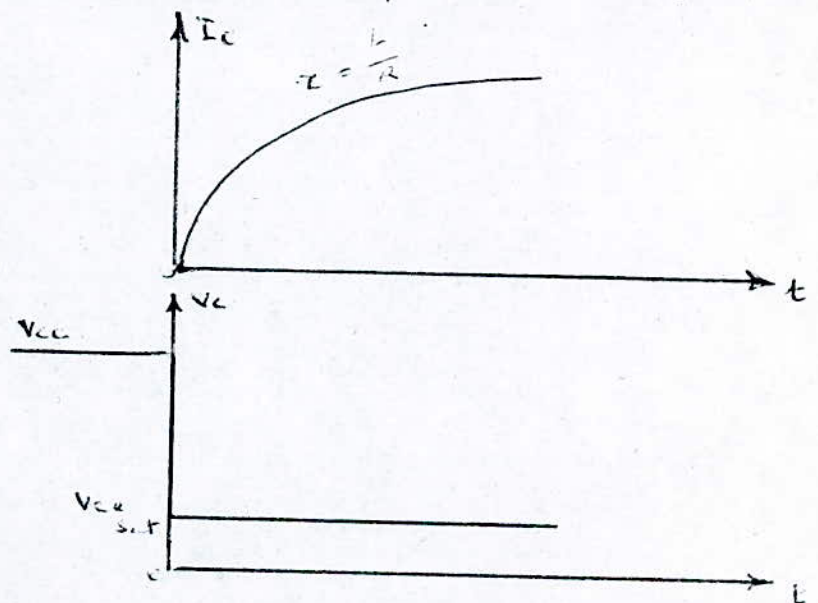
A $t = 0^+$ On applique une tension $v_{be} > 0$ et le courant i_c ne peut pas être discontinu à cause de la self, par conséquent la discontinuité de i_b se retrouve sur V_{ce} . La trajectoire du point de fonctionnement est $A \rightarrow O \rightarrow B$. /4/

Chronogramme à la fermeture pour le 1^{er} cas :

Le courant

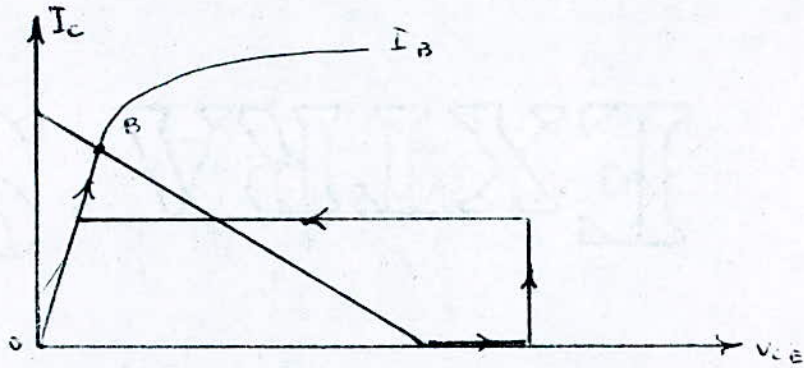
$$i_c = \frac{V_{cc} - V_{ce_{sat}}}{R} (1 - e^{-t/\tau})$$

fig 10



3.3. 2) Cas où $i_L = i_D = I_0$ et $i_C = 0$ à $t = 0$

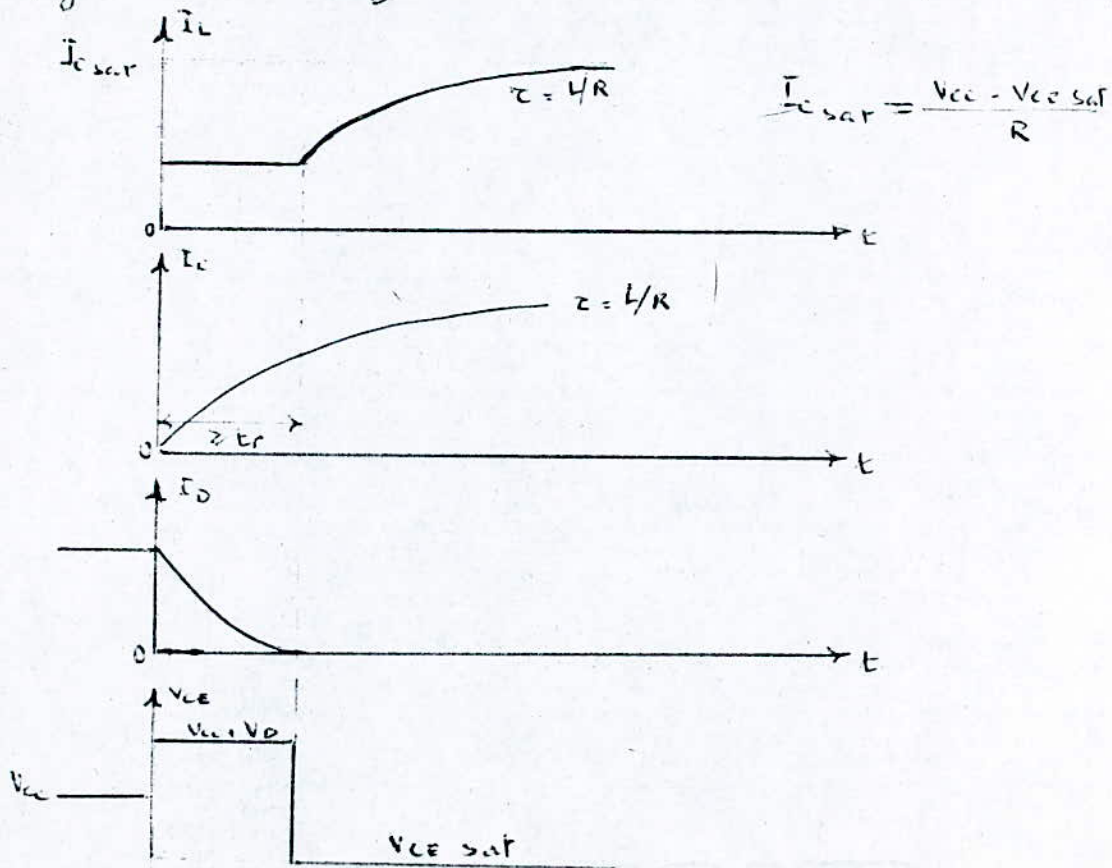
Fig. 11



Dans ce cas, lors de la commutation, il y a échange de I_C entre i_D et i_C . Pendant ce temps le courant i_D n'est pas encore nul dans la diode, par conséquent, elle conserve la tension V_D à ses bornes.

Dès que le courant i_D s'annule, v_{ce} devient égal à $V_{CE\text{ sat}}$ et $i_C = i_L$ évoluant d'une manière exponentielle avec la constante de temps $\tau = L/R$

Fig. 12 Chronogramme à la fermeture pour le 2^e Cas



3.3.3. Pertes à la fermeture

1) Cas lorsque $i_D = i_L = 0$ à $t = 0$.

on a $W = 0$

2) Cas lorsque $i_D = i_L = I_0$ à $t = 0$

on a $W_{tf} = V_{CC} I_0 t_r$

Il est possible d'atténuer les pertes à la fermeture en insérant un circuit de protection composé d'une résistance et d'une inductance.

Les pertes seront donc : $W_{tf} \approx \frac{1}{5} (V_{CC} I_0 t_r)$ [4].

La commutation étant le passage d'un état à un autre bloqué - saturation et inversement.

Cette opération entraîne une dissipation de puissance qui est liée à trois origines qui sont.

- a) La puissance dissipée par conduction.
- b) Les pertes de commutation à la fermeture.
- c) Les pertes de commutation à l'ouverture.

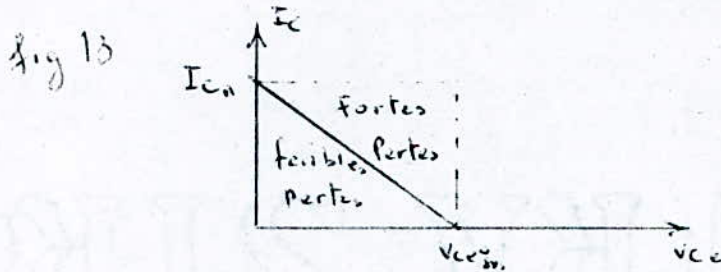
Une commutation trop lente entraîne la destruction du transistor à cet effet la technologie a mis le marché des transistors plus performants et donc très rapides.

L'utilisation d'un circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C) évite l'existence simultanée de I_C et V_{CE} élevés.

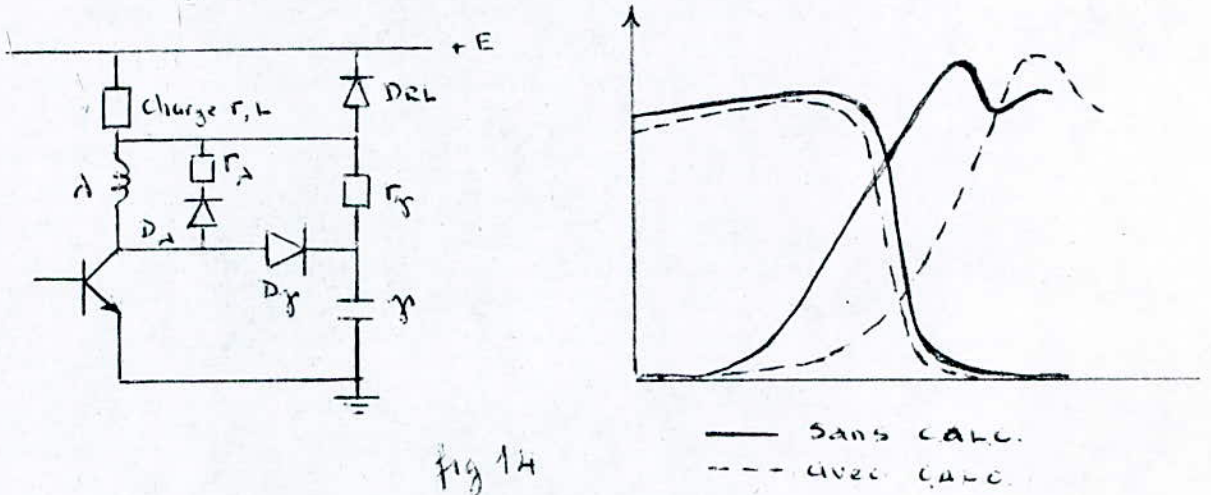
3.4. Circuit d'aide à la commutation

Le transistor de puissance est utilisé exclusivement en régime de commutation. Dans cette opération il est souhaitable

de ne pas dépasser l'aire de sécurité et si possible en dessous de la diagonale (zone des faibles pertes).



Pour aboutir à ce résultat on utilise un C.A.L.C.
Montage d'un transistor avec C.A.L.C.



1. A la mise en conduction, l'inductance A limite la vitesse de montée du courant I_c , pendant que la tension V_{c_e} s'effondre jusqu'à $V_{c_{e_{sat}}}$.
2. Au blocage, le condensateur γ se charge en dérivant le courant I_c pendant que la tension V_{c_e} augmente progressivement d'où le cycle $I_c = f(V_{c_e})$, s'inscrit alors dans l'aire de sécurité.

4. Commande de base

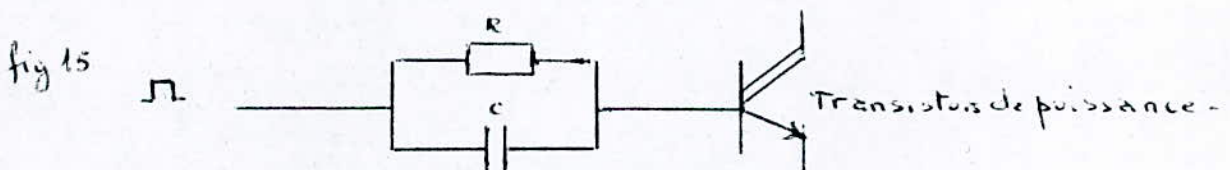
La commande de base doit être correcte car elle est inhérente aux pertes dans le transistor, par conséquent elle doit respecter les points suivants :

- 1 L'amorçage : le courant de base doit avoir un di/dt très grand
- 2 La saturation : le courant de base doit être suffisant afin que le transistor reste saturé pour un courant $I_c \leq I_{s,cr}$
- 3 Le blocage : le courant de base doit être suffisant pour que les courants du collecteur et de l'émetteur s'annulent en même temps. Un courant de base inverse favorise le blocage.

4.1. Différents Types de Commande

On peut énoncer plusieurs montages pouvant ainsi fournir un courant de base nécessaire pour saturer le transistor d'une manière optimale.

4.1.1 Utilisation d'un Condensateur au niveau de la base.

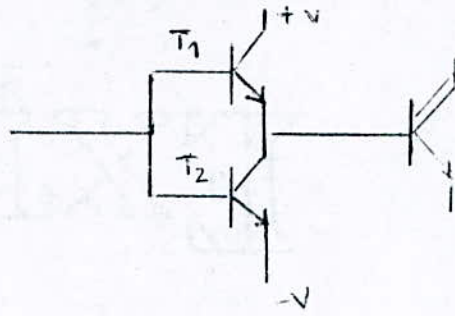


L'impulsion positive arrive au niveau du circuit RC, le Condensateur dérive le signal, une impulsion de forte puissance abordant la base du transistor pilote. La saturation du transistor durant le créneau positif du signal est assurée par la résistance R.

Dès que le créneau positif atteint le potentiel nul le Condensateur se décharge rapidement, d'où la naissance d'un courant de base inverse.

4.1.2. Utilisation d'une tension négative

fig 16



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_1 qui fournit le courant nécessaire pour saturer le transistor pilote.

La coupure est assurée par le transistor T_2 imposant une polarisation inverse de la jonction de base durant toute la durée du blocage du transistor.

4.1.3. Commande en Darlington

Le gain du transistor de puissance étant très faible, on est amené à utiliser des transistors en cascade commandant ainsi le transistor principal de sortie par un ou plusieurs transistors pilotes.

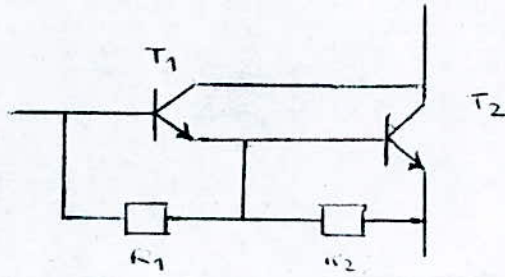
Ce montage augmente le gain global H_{eq} :

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2$$

$$\beta_1 = \text{gain de } T_1$$

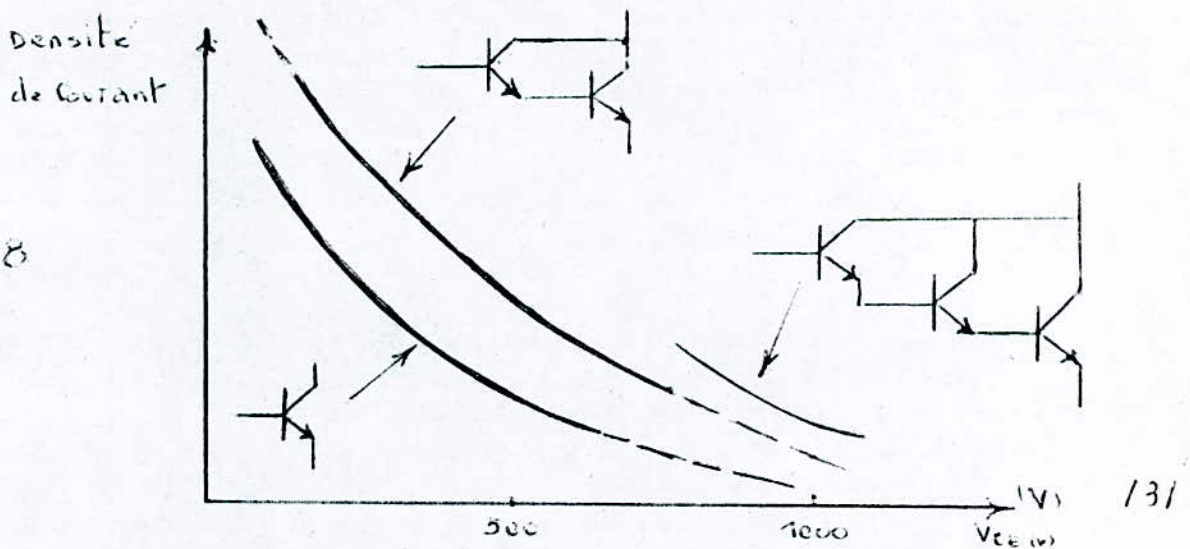
$$\beta_2 = \text{gain de } T_2$$

fig 17 - Schéma de montage.



Son gain élevé nécessite une faible commande de base. Les résistances R_1 et R_2 sont utilisées pour la stabilisation thermique. L'utilisation de ce type de montage permet aussi de faire fonctionner le composant à plus forte densité de courant et évitant donc l'emploi d'une source de puissance auxiliaire puissante.

fig 18



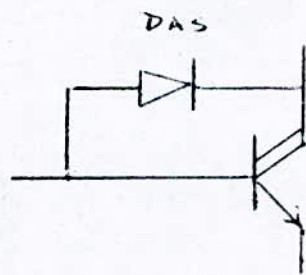
4.13.1 Diode antisaturation

Pour éviter la sursaturation d'un transistor, nous utilisons une diode d'antisaturation (DAS).

La solution consiste à dériver le courant de base excédentaire à l'aide d'une diode connectée entre la base et le collecteur du transistor. La diode d'antisaturation reste en inverse et ne joue aucun rôle tant que la tension du niveau du collecteur est supérieure à la tension de base.

Dès que le transistor se sature, le potentiel du collecteur s'abaisse. La diode d'antisaturation empêche le potentiel du collecteur de descendre en dessous du seuil par rapport à la base. 181.

fig 19. schéma.



4.1.4 Commande de base directe et optimisée

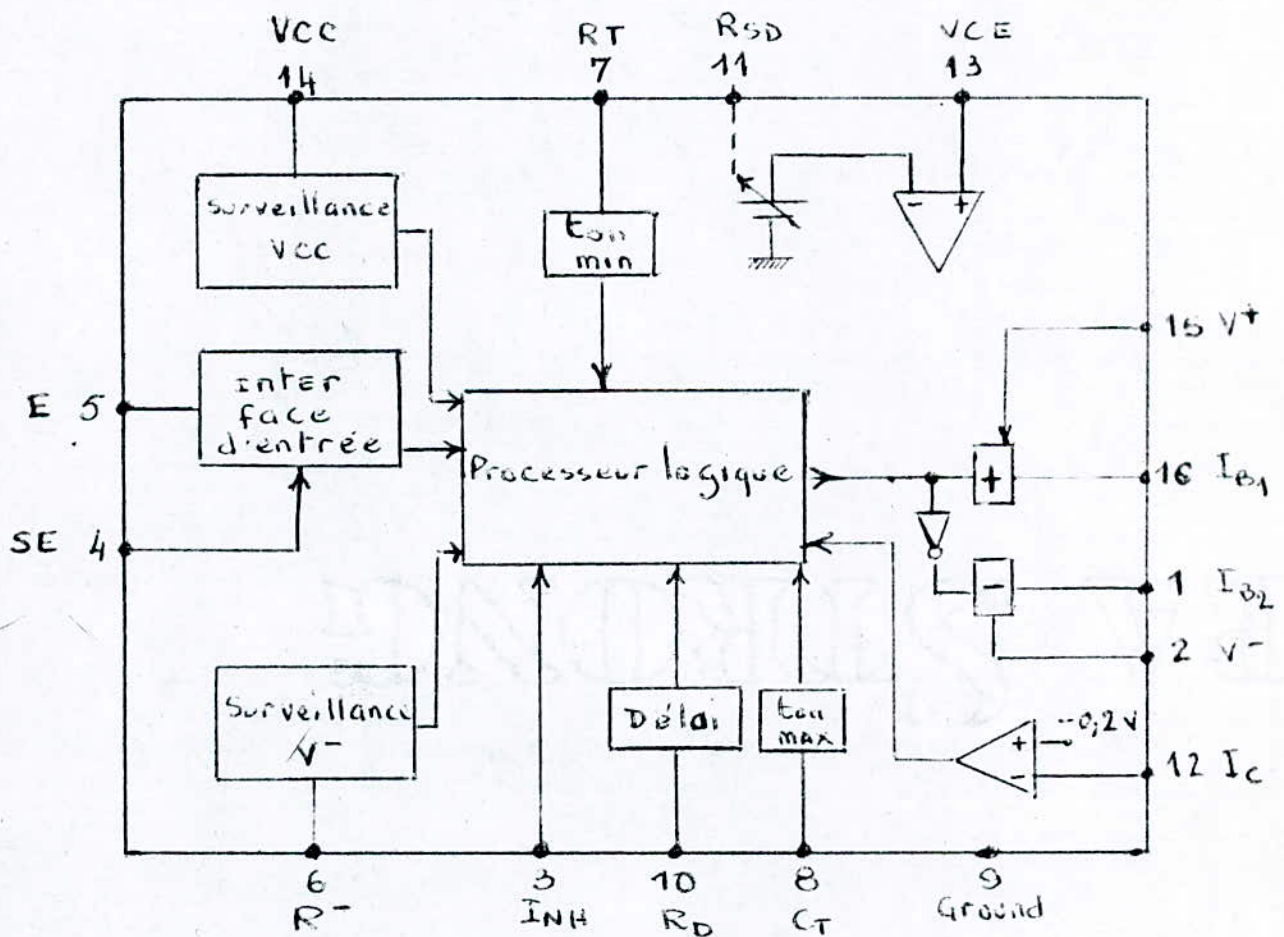
Pour obtenir une très grande sûreté de fonctionnement d'un équipement quel que soit l'environnement n'est pas toujours aisée. Cela réclame une conception extrêmement soignée nécessitant à l'occasion un temps d'étude très long; en particulier s'assurer qu'en aucun cas les limites des divers composants ne sont dépassées.

Dans les systèmes à découpage mettant en jeu

des courants et des tensions élevés, une commande de base efficace, assurant ainsi une commutation rapide avec un minimum de pertes, tout en garantissant une sécurité totale du composant de commutation, est l'élément fondamental de l'équipement.

Cet élément est un circuit intégré monolithique UAA 4002 capable d'assumer à lui seul les fonctions de commande de base et protection efficace du transistor.

fig.20. Bloc-diagramme du circuit UAA 4002



4.14.1. Description du circuit

L'UAA 4002 se présente sous la forme d'un circuit intégré à 16 broches standard. Il requiert une alimentation positive fournissant une tension comprise entre 7 et 14v (broche 14), et une alimentation négative délivrant une tension au moins égale en valeur absolue à 1v (broche 2).

Il reçoit les signaux de commande à la broche 5.

α) - À la conduction, l'UAA4002 convertit les signaux en un courant base appliqué au transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé, maintient le transistor en quasi-saturation, réduisant ainsi le temps de stockage. Le courant positif maximum fourni par le circuit est 0,5 A.

β) - Au blocage, l'UAA 4002 applique à la base du transistor de puissance un fort courant négatif, pouvant atteindre 3 A, assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur.

Les courants positif et négatif peuvent être augmentés par l'adjonction d'un ou plusieurs transistors extérieurs.

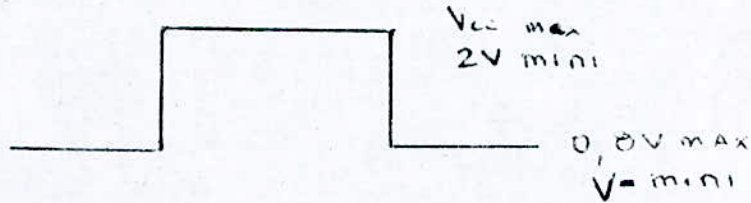
La commande du circuit s'effectue de deux façons selon l'état d'une broche de sélection appelée SE (broche 4).

. SE niveau haut (broche non connectée). La commande se fait par niveau. L'entrée est reliée à un opto coupleur assure une commande isolée galvaniquement. fig (21. a.)

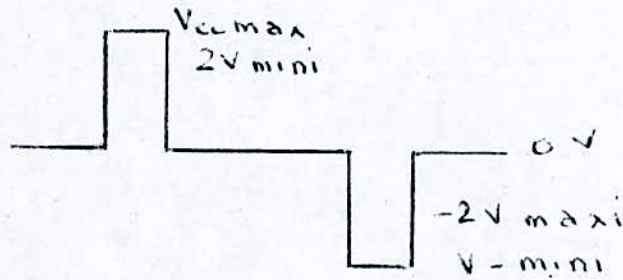
. SE niveau bas (broche reliée à la masse). La commande s'effectue par impulsions alternées. Ce mode de commande permet la réalisation d'une commande isolée sûre et économique par l'emploi d'un transformateur d'impulsion. fig (21. b)

fig. 21. Signaux de commande de l'UAA 4002

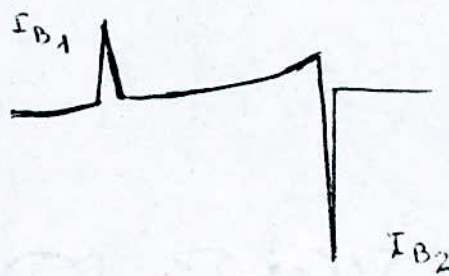
a) Entree logique



b) Impulsions alternées



c) Courant de base fourni par l'UAA 4002 en impulsions alternées



Le transistor de puissance est protégé par un processeur rapide intégré. Ce processeur contrôle en particulier la tension de saturation collecteur-emetteur et le courant collecteur du transistor pendant la conduction. Il vérifie également les tensions d'alimentation et la température de pastille du circuit intégré. Enfin en mémorisant la détection d'un

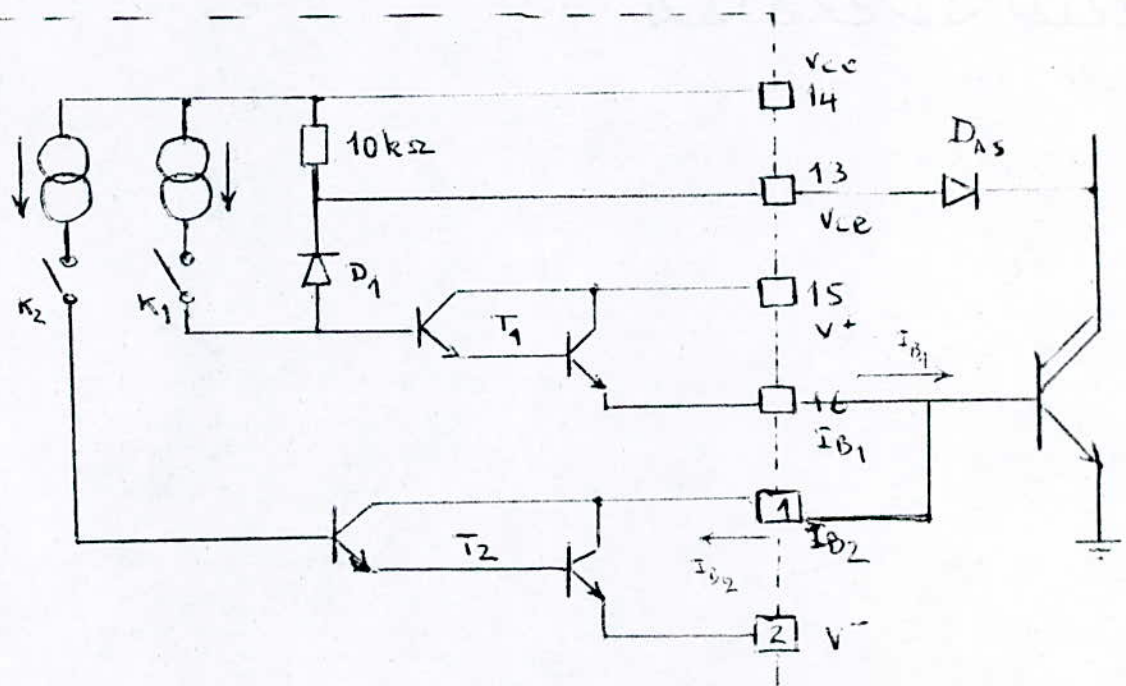
défect jusqu'à la fin d'une période de conduction, le processeur logique interdit toute possibilité de remise en conduction multiple.

① Etage de sortie de l'UAA 4002

Il est constitué de deux étages: un étage positif autoregulant assure la conduction du transistor de puissance, un étage négatif assure son blocage. Ce type de driver a été choisi en raison de plusieurs avantages tels que:

- 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.
- Possibilités de courants-crêtes élevés entraînant des temps de commutation très courts.

fig-22 Représentation de l'étage de sortie.



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 de base est autoregulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation. Plus celui-ci tend à se saturer, plus les diodes D_{A5} et D_1 dérivent une part importante du courant base de T_1 . De cette façon on s'affranchit des effets de la dispersion des caractéristiques des transistors de puissance. Quel que soit le gain du transistor utilisé, le courant base prend la valeur nécessaire pour le quasi-saturer. L'énergie de commande est donc minimisée et les performances en commutation optimisées.

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

② Fonctions de sécurité de l'UAA 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 $-0,2$ v.

③ Protection contre la désaturation

La tension collecteur-émetteur est mesurée, pendant la conduction, sur l'anode d'antisaturation.

Dès que la tension dépasse un certain seuil le blocage du transistor est immédiatement établi et ce jusqu'à la fin de période de conduction.

④ Surveillance des tensions d'alimentation

Il y a surveillance des tensions d'alimentation et interdit toute commande de conduction si ces dernières ne sont pas correctement établies.

⑤ Surveillance des temps de conduction

Lors de la commutation à l'ouverture il est nécessaire d'afficher une durée de conduction minimale $t_{on\ min}$, au transistor, permettant ainsi la décharge du condensateur du circuit d'aide à la commutation. Ce $t_{on\ min}$ peut être programmé entre 1 et $12\ \mu s$.

⑥ Entrée d'inhibition

La broche trois (3) permet d'interrompre la conduction dès la détection, par exemple, de surtensions

ou de sous-tensions provoquées de l'alimentation de l'équipement, moyennant de TTL et C.MOS.

⑦ Fonction d délai

Un retard de 1 à 20 μ s peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de la Conduction en sortie. On évite donc une conduction simultanée de plusieurs éléments commutés de façon séquentielle. /2/

CHAPITRE III

RÉALISATION PRATIQUE

Introduction:

La commande électronique se compose

de deux parties.

La première, consiste à générer des signaux carrés, constituée de :

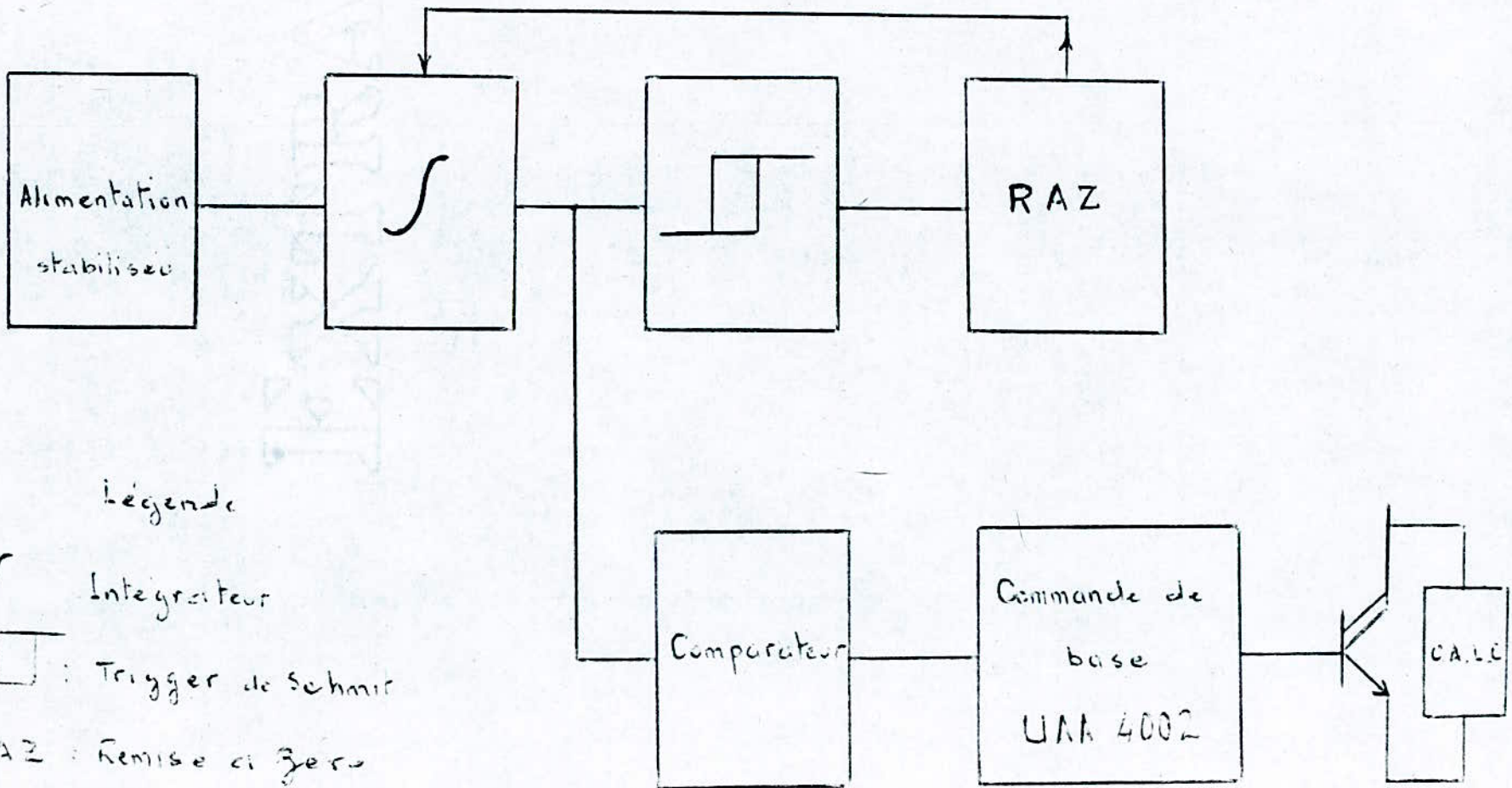
- Intégrateur
- Comparateur
- Trigger de Schmitt.

La seconde comprend un circuit intégré l'UAA 4002, est attaqué par un transformateur d'impulsion. Ce circuit intégré assure l'interjection de charges dans la jonction base-émetteur du transistor de puissance.

Il assure au transistor de puissance une commande de base directe et optimisée.


Les parties qui constituent la réalisation sont :

- 1° Alimentations Stabilisées
- 2° Génération des Signaux Carrés
- 3° Commande Optimisée de base
- 4° Circuit de puissance.



Légende

\int Intégrateur

 : Trigger de Schmitt

RAZ : Remise à zéro

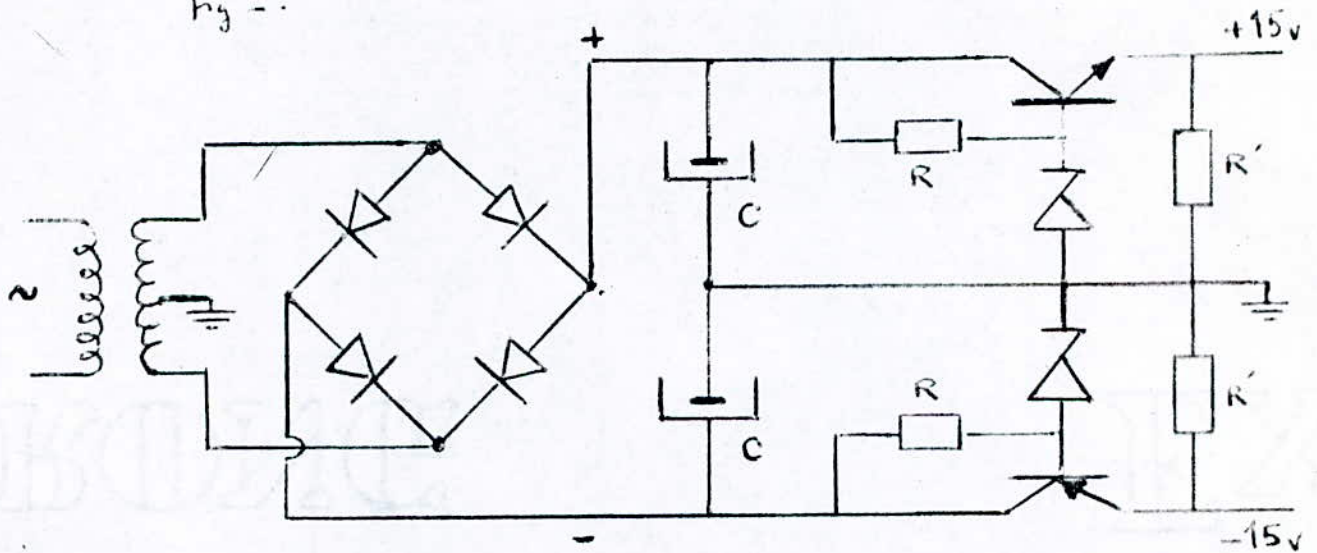
fig: Schema Synoptique

1. Alimentations stabilisées

La commande constituée d'éléments électroniques tels que transistors, amplificateurs opérationnels et circuits intégrés, requièrent des tensions polarisées et à la suite de quoi nous avons réalisé des alimentations stabilisées.

Une alimentation fournissant des tensions $(-15, +15)V$ pour les amplificateurs opérationnels (µA741)

Fig 2.



$C = 1000 \mu F ; R = 820 \Omega \quad R' = 82 k$

Une seconde alimentation stabilisée fournissant des tensions $(-5, +10v)$ alimente le circuit intégré L44A-4002.

2. Génération des signaux carrés

Cette partie se compose de trois étages, qui sont :

- 2.1. Un amplificateur opérationnel (µA 741) monté en intégrateur.

fig 3

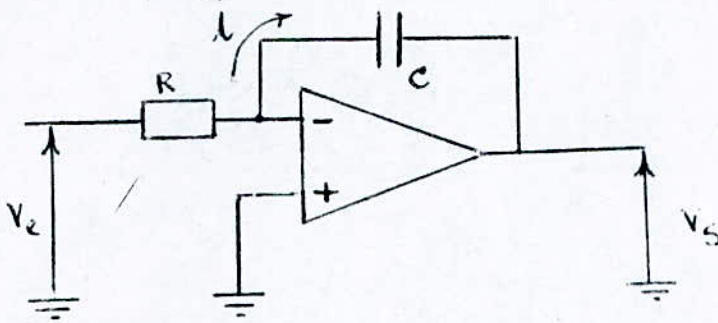
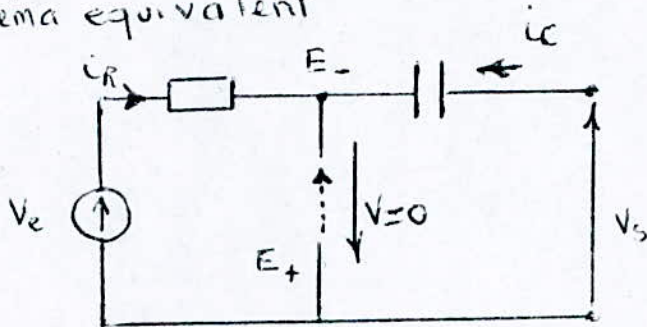


schéma équivalent

fig 4



$$i_R = \frac{V_e}{R}$$

$$i_C = \frac{dV_s}{dt} \cdot C$$

Comme $i_R = -i_C$ on a $\frac{V_e}{R} = -\frac{dV_s}{dt} \cdot C$

$$\Rightarrow V_s = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e dt$$

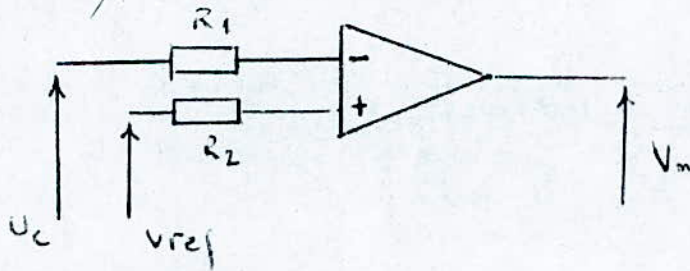
2.2. Le comparateur

Une tension de référence est appliquée sur l'une des entrées et la tension à comparer est appliquée sur l'autre entrée. Le dispositif effectue la comparaison et en fonction de :

$V_{ref} < U_c$ et la sortie on a $+V_{max}$

$V_{ref} > U_c$... $-V_{max}$

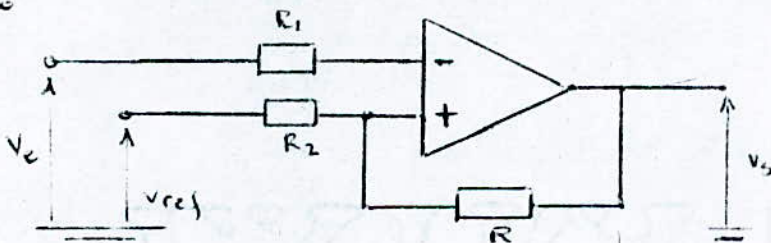
fig 5



2.3. Trigger de Schmitt

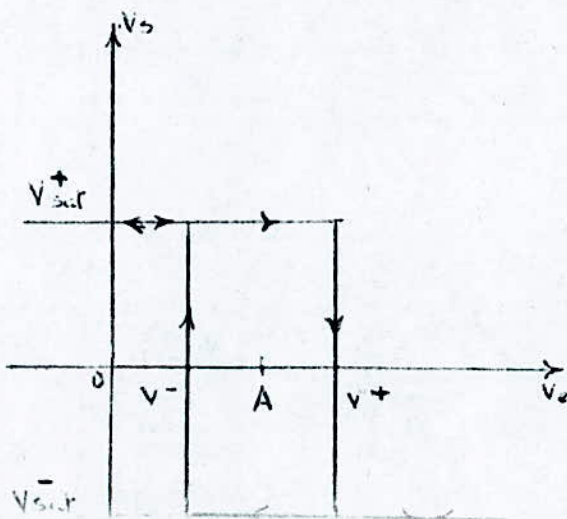
Il est réalisé à partir d'un Comparateur et moyennant l'adjonction d'une réaction positive de la sortie sur l'entrée. Le signal de sortie présente une

fig 6



certaine hystérésis, c'est à dire que le basculement ne se produit pas exactement pour la même tension d'entrée.

fig 7



Allure d'un cycle d'hystérésis

2.4. Génération de la dent de scie

Une tension positive V_1 est appliquée à la borne négative de l'entrée de l'ampli-op I. À la sortie on recueille une tension négative V_{s1} . Tant que $|V_{s1}| < |V_2|$, qui représente la tension de référence du second ampli-op (II), la sortie V_{s2} est négative imposant le blocage du transistor T du type 2N 2222 couplé par un condensateur.

Dès $|V_{s1}| = |V_2|$ l'ampli-op II bascule entraînant ainsi la conduction du transistor court circuitant la capacité à ses bornes et le signal revient à zéro; et le cycle reprend.

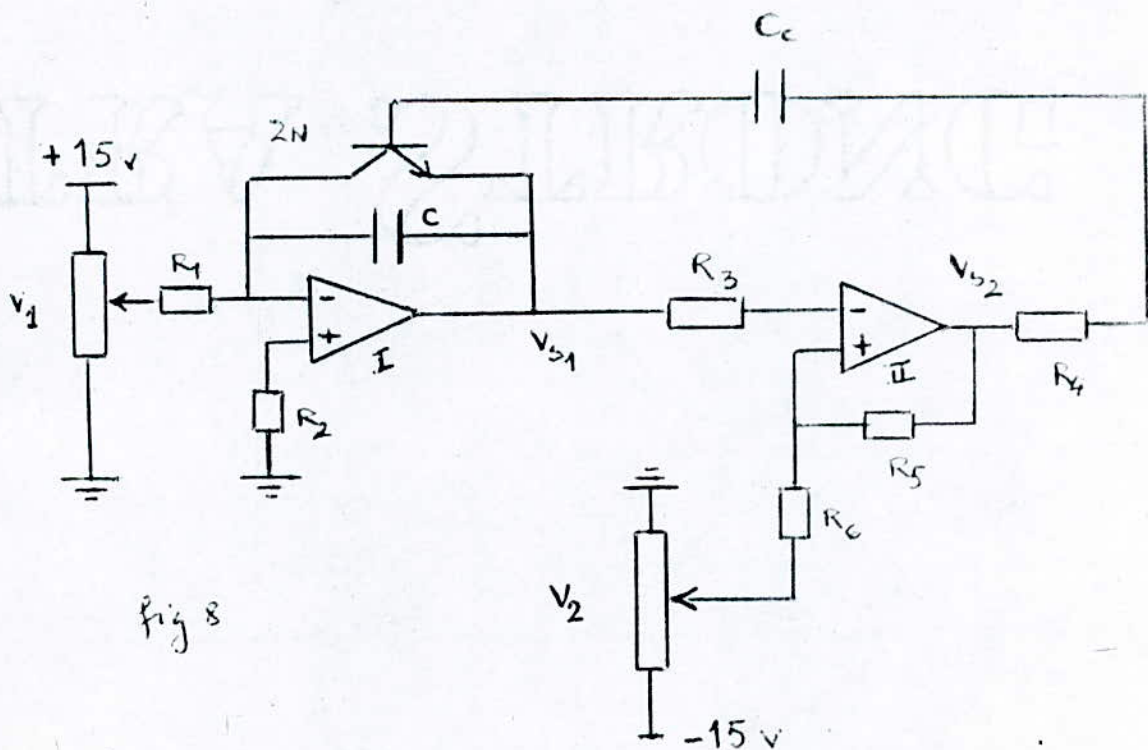


fig 8

2.5 Génération du signal carré

La dent de scie obtenue (V_{s1}) est appliquée à l'une des entrées du Comparateur (Ampli-op III), tandis que sur l'autre borne on ramène le signal de référence V_3 .

On recueille à la sortie

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

La largeur du créneau dépend de la tension de référence

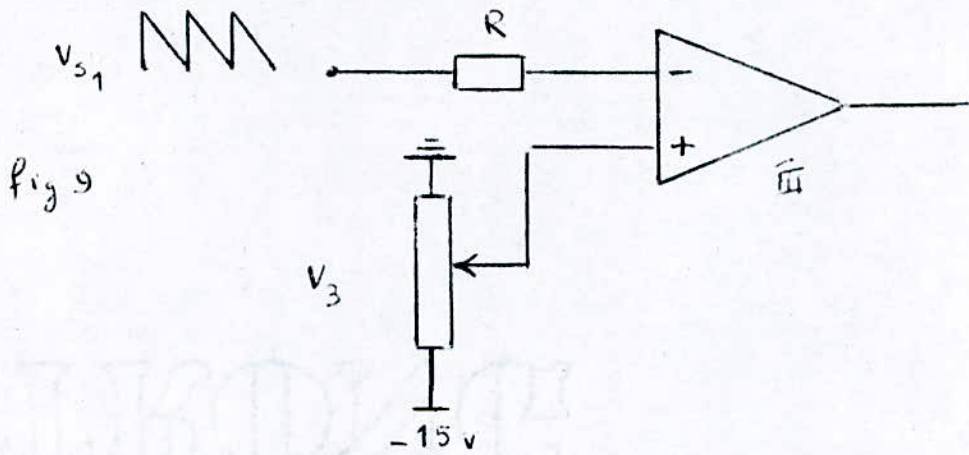
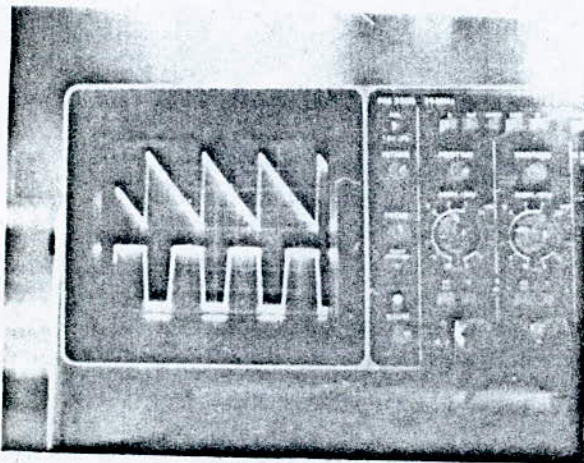
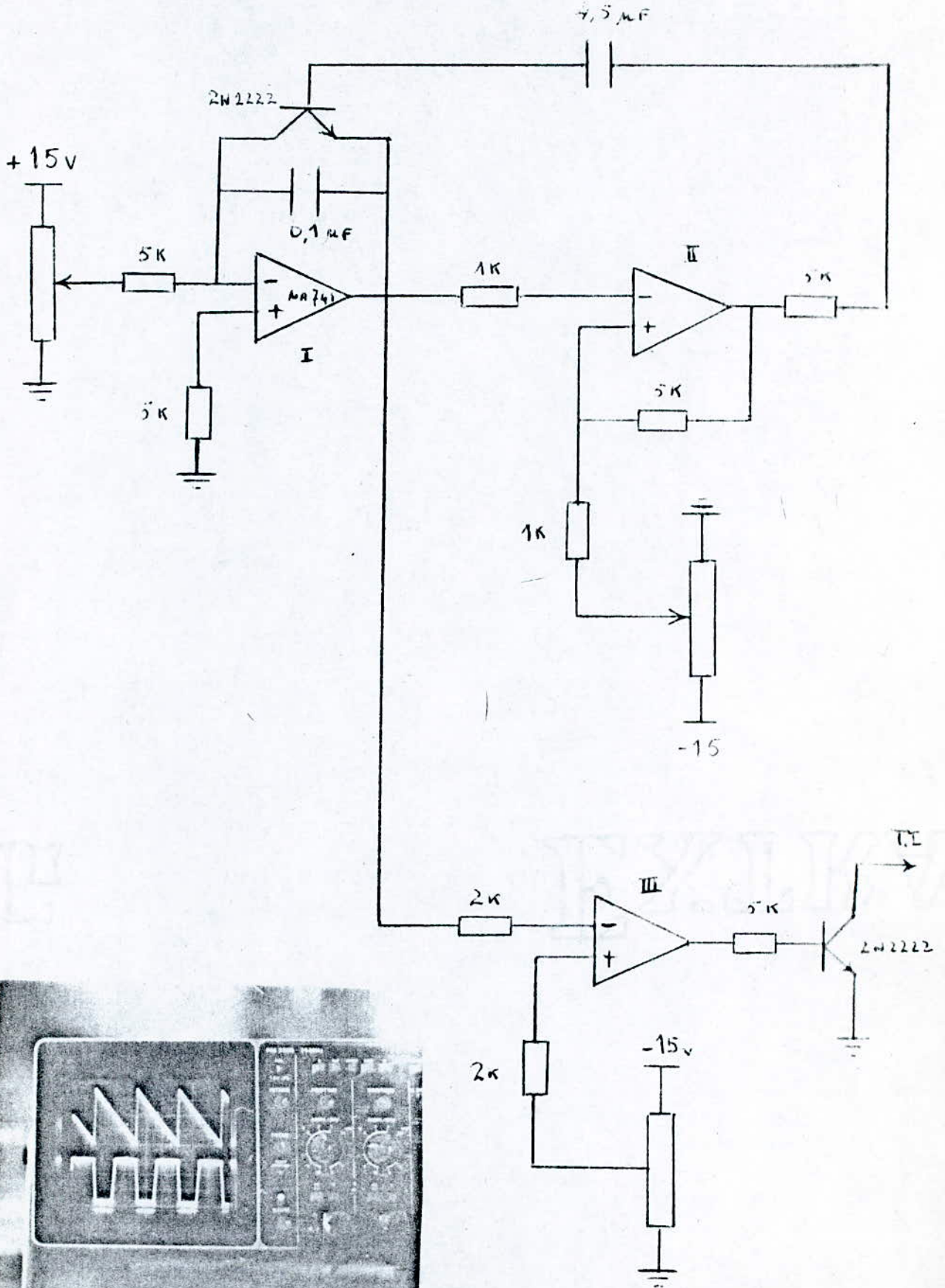


Fig 11: Schéma global :



Remarque:

Le slew rate ou vitesse de variation de la tension de sortie, il s'exprime en volts par microseconde.

Le signal de sortie varie beaucoup plus lentement. Ce ralentissement de la tension de sortie a pour cause la largeur limitée de la bande passante, elle-même causée par les capacités internes de l'amplificateur. (8)

Nous avons inséré, un transistor type 2N 2222 rapide, à la sortie de l'amplificateur opérationnel (III) pour venir à bout du slew rate.

3. Commande Optimisée de base.

Dans notre étude nous avons utilisé dans la partie commande le circuit intégré qu'est l'UAA 4002.

L'utilisation de ce circuit intégré permet une commande optimisée de base. Il permet donc de regrouper dans un seul module autonome, la fonction interrupteur, sa commande et ses circuits de protections.

3.1 Temps minimum de Conduction

Le temps minimum de conduction $t_{on\ min}$ est programmé par la résistance extérieure R_T .

$$\text{équation du } t_{on\ min} (\mu s) = 0,06 \cdot R_T (k\Omega)$$

$$\text{Avec } R_T = 22\ k\Omega \Rightarrow t_{on\ min} = 1,32\ \mu s$$

3.2 Temps maximum de conduction.

La valeur de $t_{on\ max}$ est programmée par la capacité C_T . Pour notre étude la capacité C_T est court-circuitée, si non le $t_{on\ max}$ est donné par l'équation :

$$t_{on\ max} (\mu s) = 2 \cdot R_T (k\Omega) \cdot C_T (nF)$$

Soit $t_{on\ max}$ est infini.

3.3 Fonction délai

La fonction délai donnant le temps T_D qui sépare les signaux d'entrée et de sortie, est calculé par l'équation :

$$T_D (\mu s) = 0,05 R_D (k\Omega)$$

$$T_D (\mu s) = 0,05 \cdot 22 = 1,1 \mu s$$

3.4 Tension seuil de désaturation.

Dès que la tension V_{ce} dépasse le seuil, le processeur répond par le blocage du transistor jusqu'au prochain cycle de conduction.

L'équation est donnée par :

$$V_{RSD} = 10 \frac{R_{SD}}{R_T} = 10 \cdot \frac{18}{22} \approx 8 \text{ V}$$

3.5 Courant de charge maximum.

Un shunt placé sur l'émetteur annonce une tension de 0,2V dès qu'il est traversé par un courant de 20A. Pour une valeur supérieure à 20A, l'UAA 4002 déclenche.

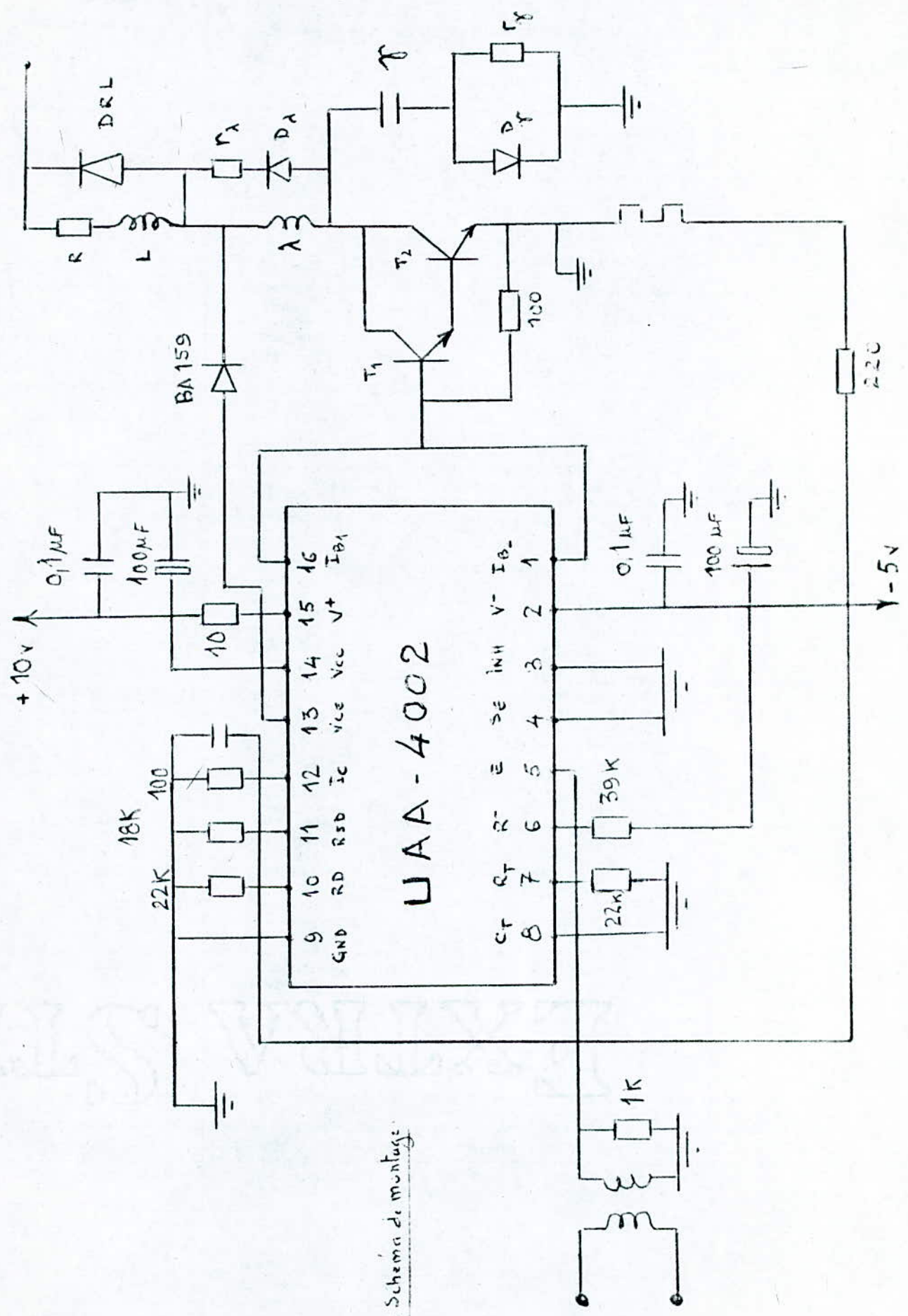
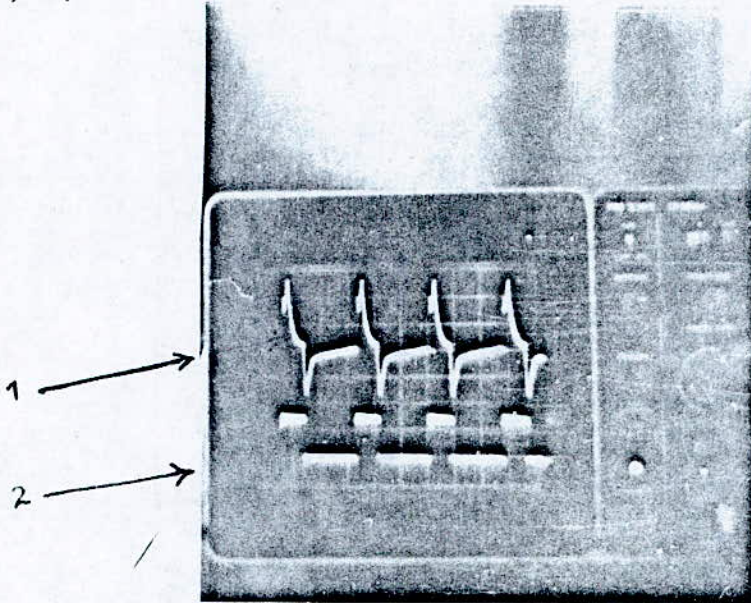


fig 12. Schema de montage.

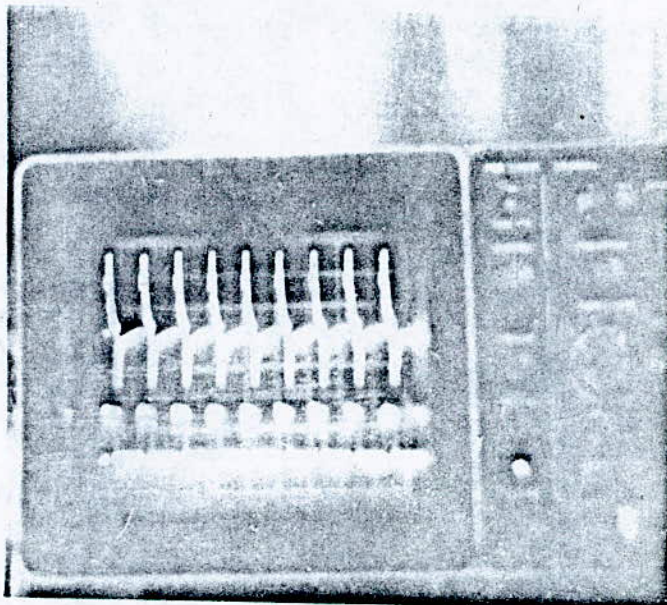
Fig 13

« Basse fréquence



- 1. Signal d'entree
 - 2. Signal de sortie
- de l'UAN 4002

« haute fréquence



4. Circuit de Puissance

L'évaluation des pertes dans le transistor est présentée en trois parties: les pertes de Conduction, de fermeture et de blocage. Le transistor utilisé est un BU 203 (Caractéristique en annexe)

4.1. Les Pertes de Conduction d'une charge inductive.

Elles sont en partie fonction de l'état de saturation du transistor.

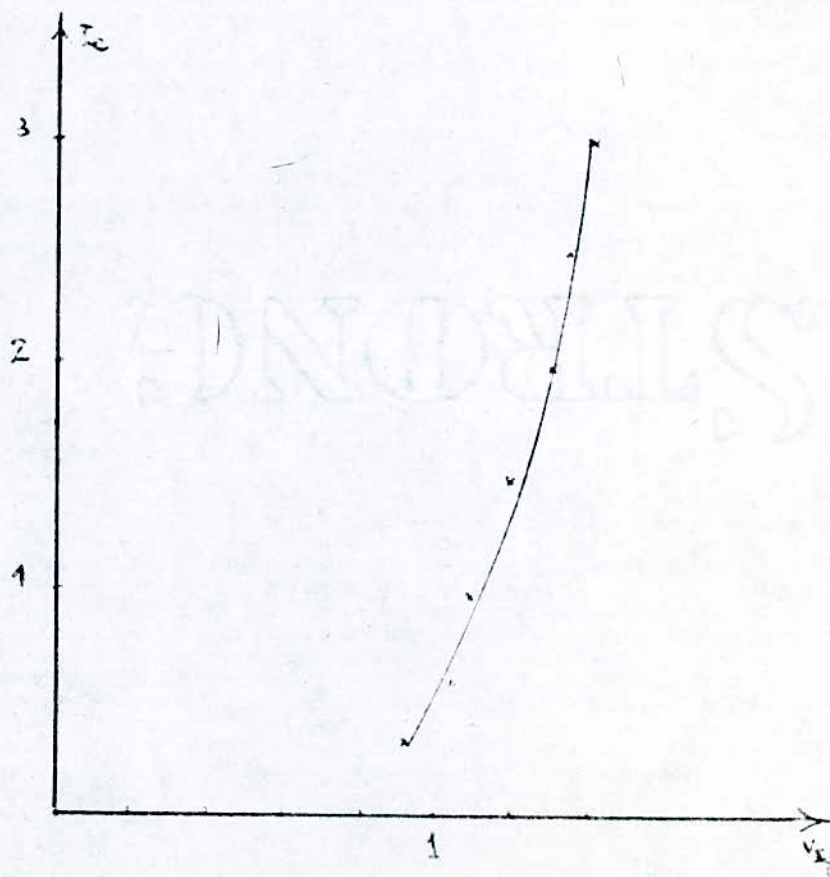
Expression des pertes

$$P = (V_{ce\text{sat}} I_c + 3I_B V_{be\text{sat}}) \alpha$$

Nous avons relevé, le tableau ci-dessous, le courant I_c en fonction de la tension $V_{ce\text{sat}}$ permettant le tracé du graphe.

I_c	A	$V_{ce\text{sat}}$	v
0,3		0,9	
0,5		1	
0,75		1,1	
1,5		1,2	
2		1,3	
2,5		1,35	
3		1,4	

Fig 44.



La mesure de la tension $V_{BE} = 1,6 \text{ V}$. Le gain global du Darlington est égal à :

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 = 2 + 2 + 2 \times 2 = 8$$

d'où
$$I_B = \frac{I_C}{8}$$

De cette manière l'on peut calculer les pertes dues à la conduction pour tout courant collecteur et tension V_{CE} à un α donné.

4.2. Les pertes de Commutation de fermeture et d'ouverture :

a) Sans réseau de protection - (C.A.L.C.).

- Une commutation de fermeture dissipe l'énergie :

$$W_f = V_{CC} \cdot I_C \cdot t_r$$

Avec $V_{CC} = 47 \text{ V}$; $I_C = 1,7 \text{ A}$; $t_r = 0,25 \mu\text{s}$

$$W_f = 47 \times 1,7 \times 0,25 \cdot 10^{-6} \approx 20 \mu\text{J}$$

- Une commutation d'ouverture :

$$W_o = (V_{CC} + V_D) I_{C_s} t_f =$$

$V_{CC} = 47 \text{ V}$; $V_D = 33 \text{ V}$; $I_{C_s} = 1,7$; $t_f = 0,7 \mu\text{s}$

$$W_o = (47 + 33) 1,7 \times 0,7 \cdot 10^{-6} \approx 95 \mu\text{J}$$

b) Avec réseau de protection.

Le réseau de protection utilisé est connecté sur le transistor de sortie (voir fig 12).

- À la fermeture on a :

$$W_f = \frac{1}{3} (V_{cc} I_c t_f) = \frac{1}{3} (47 \cdot 1,7 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}) \approx 7 \mu J$$

- À l'ouverture :

$$W_o = \frac{1}{3} (V_{cc} + V_D) I_c t_f = \frac{1}{3} (47 + 33) 1,7 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} \approx 32 \mu J$$

Nous constatons, dans notre cas, que les pertes à la fermeture sont négligeables devant celles à l'ouverture.

Tableau de comparaison.

Sans C.A.L.C	Avec C.A.L.C
$P_o = 95 \mu J$	$P_o = 32 \mu J$
$P_f = 20 \mu J$	$P_f = 7 \mu J$

5. Réseau de protection

La commutation de l'étage de puissance dépend du C.A.L.C mais aussi, des possibilités dynamiques de la commande de base. /12/

5.1. Détermination de la self. λ .

Avec $E = 40V$, $I_c = 3A$; $t_{on} = 2 \mu s$

$$\text{on... } \lambda = \frac{E \cdot t_{on}}{I_c} = \frac{40 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{3} ; \quad \lambda = 27 \mu H$$

La puissance supportée par la résistance r_{λ} est :

$$P_{r_{\lambda}} = \frac{1}{2} \lambda I^2 f_H = \frac{1}{2} 27 \cdot 10^{-6} \cdot 3^2 \cdot 5000 = 0,6W$$

$$P_{r_{\lambda}} = 0,6W.$$

5.2. Détermination de la capacité γ .

Avec $E = 40 \text{ V}$; $I_c = 3 \text{ A}$; $t_{off} = 2,7 \mu\text{s}$

$$\gamma = \frac{I_c t_{off}}{E} = \frac{3 \cdot 2,7 \cdot 10^{-6}}{40} = 0,2 \mu\text{F}$$

Puissance supportée par la résistance R_r :

$$P_{R_r} = \frac{1}{2} \gamma \omega^2 I_m = \frac{1}{2} 0,2 \cdot 10^{-6} 40^2 5000 = 0,8 \text{ W}$$

$$P_{R_r} = 0,8 \text{ W}$$

5.3. Essai sur charge inductive

L'essai effectué a donne les valeurs suivantes.

$$E = 40 \text{ V}; L = 0,1 \text{ H}; T = 4,3 \text{ ms}; \theta = 0,37$$

$$I_{min} = 1,42 \text{ A}; I_{max} = 1,86 \text{ A}; R = 9 \Omega$$

Calcul du courant dans la charge

L'équation du courant instantané est donnée par la formule suivante (vue au chapitre 1).

$$i = \frac{E}{R} + \left(I_m - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau}$$

$$\text{avec } \tau = \frac{L}{R} = 10 \text{ ms}$$

a) pour $0 < t < \theta$ et $0 < t < 1,6 \text{ ms}$

$$i = 4,44 - 3,02 \exp(-t/10) \quad t \text{ en ms}$$

b) pour $\theta < t < T$ $1,6 < t < 4,3 \text{ ms}$

$$i = I_m \exp\left(\frac{-t + 1,6}{10}\right)$$

TABLEAU DE VALEURS.

t ms	0,2	0,6	1	1,4	1,6	1,8	2	2,6	3	3,4	3,8	4	4,3
i A	1,48	1,6	1,71	1,81	1,86	1,82	1,79	1,68	1,64	1,55	1,49	1,46	1,42

Graphique de $i = f(t)$

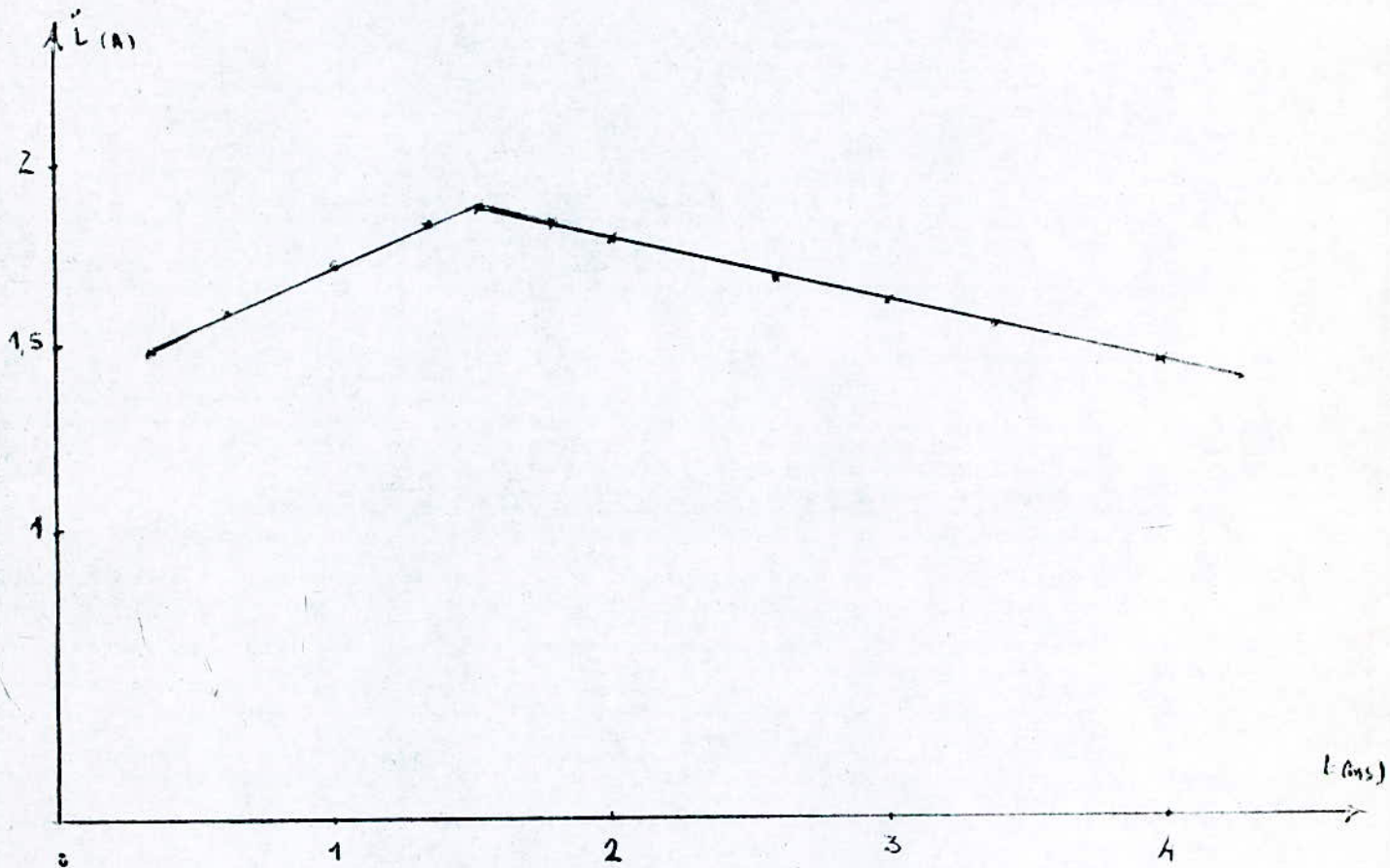
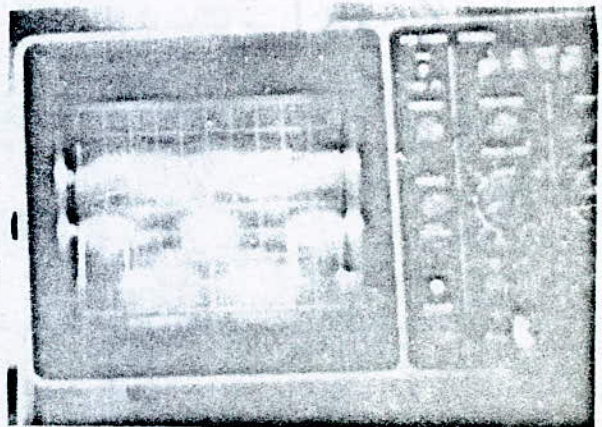
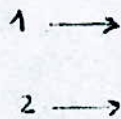


Photo de.

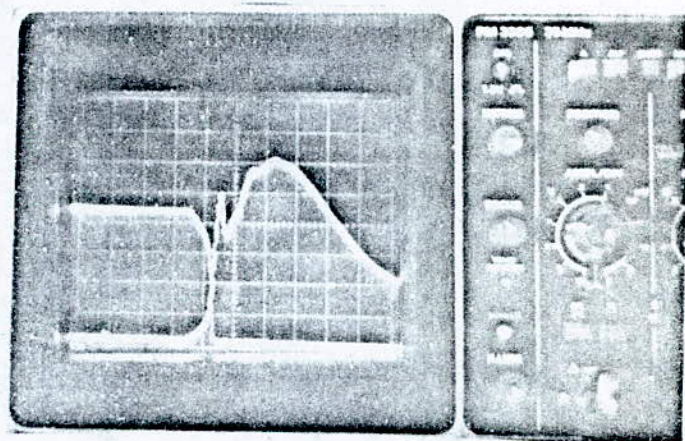
- 1 - Courant i_c
- 2 - Tension U_c



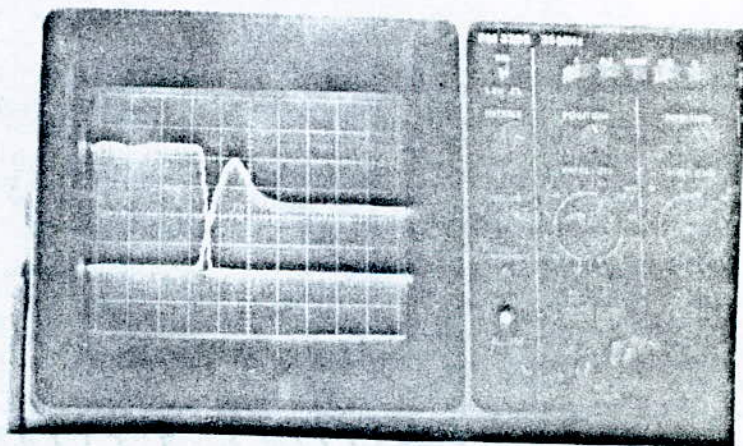
L'introduction du circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C.) dans le circuit montre bien son avantage.

La variation de la capacité γ agit sur la pente de la tension V_{ce} (Signal montant sur photo) et donc atténue les pertes dans le transistor de puissance.

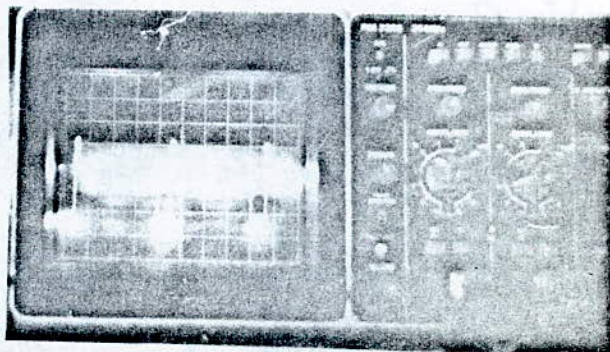
Capacité de $0,1 \mu F$



Capacité de $1,1 \mu F$



Tension V_{ce}



CONCLUSION.

Au cours de ce projet nous avons exposé les principes des hacheurs élémentaires

Nous avons montré qu'il était possible de les réaliser par une technologie à transistors de puissance.

L'utilisation du circuit intégré (l'UAA 4002) et le C.A.L.C ont permis un bon fonctionnement du Transistor.

Les problèmes rencontrés dans notre réalisation sont ceux liés aux inductances parasites dès que l'on monte en fréquence.

La maquette qui a été conçue est un travail qui apparaît au sein du laboratoire comme un début d'une étude de grande envergure qui doit aboutir à d'autres réalisations utilisant de nouvelles Commandes, telles que "Commande Numérique", destinées à alimenter une machine à Courant Continu.

ANNEXE

STATIC CHARACTERISTICS CARACTERISTIQUES STATIQUES	Test conditions Conditions de mesure		T _{case} 25 °C (unless otherwise stated) (sauf indication contraire)				
			min	typ	max		
Collector emitter cut off current Courant résiduel collecteur émetteur	R _{BE} = 0 V _{CE} = 1300 V	BU 207	I _{CES}			1	mA
	R _{BE} = 0 V _{CE} = 1500 V	BU 208				1	mA
	R _{BE} = 0 V _{CE} = 1700 V	BU 209				1	mA
Emitter base breakdown voltage Tension de claquage émetteur base	I _C = 0 I _E = 10 mA	All types Tous types	V _{(BR)EBO}	5			V
Collector emitter breakdown voltage Tension de claquage collecteur-émetteur	L = 25 mH	BU 207	V _{CEOsus}	600			V
	I _C = 100 mA	BU 208		700			V
	I _B = 0 Figure 1	BU 209		800			V
Static forward current transfer ratio Valeur statique du rapport de transfert direct du courant	V _{CE} = 5 V I _C = 4,5 A	BU 207 BU 208	h _{21E} *	2,25			
	V _{CE} = 5 V I _C = 3 A	BU 209		2,25			
Collector emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur émetteur	I _C = 4,5 A I _B = 2 A	BU 207 BU 208	V _{CEsat} *			5	V
	I _C = 3 A I _B = 1,3 A	BU 209				5	V
Base emitter saturation voltage Tension de saturation base émetteur	I _C = 4,5 A I _B = 2 A	BU 207 BU 208	V _{BEsat} *			1,5	V
	I _C = 3 A I _B = 1,3 A	BU 209				1,5	V

DYNAMIC CHARACTERISTICS (for small signals) CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES (pour petits signaux)		T _{case} 25 °C			
			f _T	3	MHz
Transition frequency Fréquence de transition	V _{CE} = 5 V I _C = 0,1 A f = 5 MHz	All types Tous types			
Fall time Temps de décroissance	I _{Cend} = 4,5 A I _{Bend} = 1,8 A	BU 207 BU 208	t _f	0,9	μs
	Figure 2			0,7	μs
See note 1 next page Voir note 1 page suivante	I _{Cend} = 3 A I _{Bend} = 1,3 A	BU 209		0,7	μs
	Figure 2				

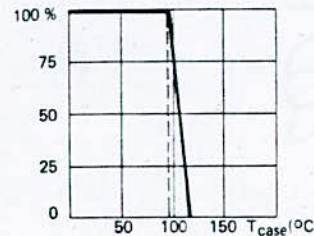
* Pulsed
* Impulsion t_p = 300 μs, δ ≤ 2 %

Supersedes BU 207 N, BU 208 N, 09-1975 data sheet
Annule et remplace la notice BU 207 N, BU 208 N, 09-1975

Horizontal deflection circuits of 110° large screen color television receivers. High voltage switching on inductive load.

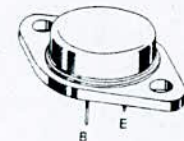
Balayage horizontal des téléviseurs couleur 110°. Commutation haute tension sur charge inductive.

Dissipation derating
Variation de dissipation



V _{CES}	1300 V	BU 207
	1500 V	BU 208
	1700 V	BU 209
I _C	5 A	BU 207
	4 A	BU 208
P _{tot} (95 °C)	12,5 W	
t _f (4,5 A)	0,9 μs typ.	BU 207
	0,7 μs typ.	BU 208
	0,7 μs typ.	BU 209

Case TO 3 (CB 19)
Boîtier

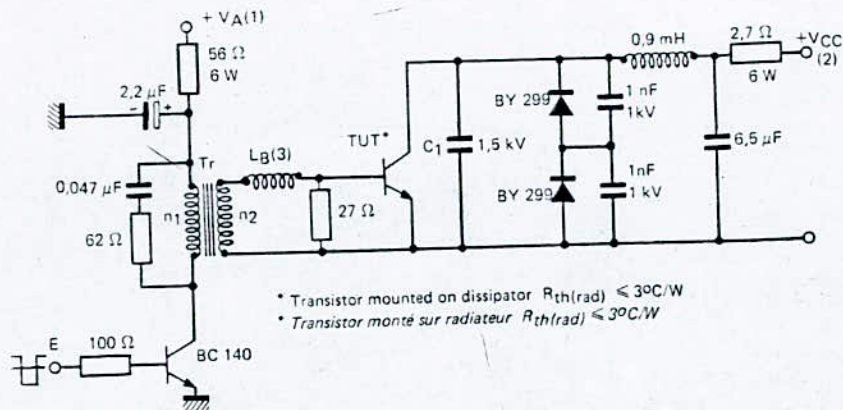


ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)
VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION

		BU 207	BU 208	BU 209		
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	V _{CEO}	600	700	800	V	
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	R _{BE} = 100 Ω	V _{CEr}	1300	1500	1700	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	V _{BE} = 0	V _{CES}	1300	1500	1700	V
Collector current Courant collecteur	t _p = 10 ms	I _C I _{CM}	5 7,5	5 7,5	4 6	A
Base current Courant base	t _p = 10 ms	I _B I _{BM}	2,5 4	2,5 4	2,5 4	A
Power dissipation Dissipation de puissance	T _{case} ≤ 95 °C	P _{tot}	12,5	12,5	12,5	W
Junction and storage temperature max Température de jonction et de stockage		t _j T _{stg}	115 - 65 + 115	115 - 65 + 115	115 - 65 + 115	°C

JUNCTION CASE THERMAL RESISTANCE
RESISTANCE THERMIQUE JONCTION-BOITIER

FIGURE 2 : SWITCHING TIMES TEST CIRCUIT
CIRCUIT DE MESURE DES TEMPS DE COMMUTATION



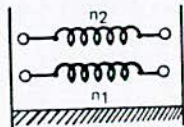
* Transistor mounted on dissipator $R_{th(rad)} \leq 30^{\circ}C/W$
* Transistor monté sur radiateur $R_{th(rad)} \leq 30^{\circ}C/W$

	BU 207	BU 208	BU 209	
1) Ajust to I_{Bend}	1,8 A	1,8 A	1,3 A	1) Ajuster pour I_{Bend}
2) Ajust to I_{Cend}	4,5 A	4,5 A	3 A	2) Ajuster pour I_{Cend}
3) Ajust to t_s	10 μs	10 μs	14 μs	3) Ajuster pour t_s
V_A	≈ 24 V	≈ 24 V	≈ 14 V	
V_{CC}	≈ 140 V	≈ 140 V	≈ 90 V	
$L_B + L_f^*$	≈ 10 μH	≈ 10 μH	≈ 14 μH	
C_1	15 nF	10 nF	10 nF	

* $L_B + L_f$ is the total of the secondary leakage inductance L_f (of the driver transformer) and the series inductance (L_B).
* $L_B + L_f$ est la somme de l'inductance de fuite secondaire L_f du transformateur driver et de l'inductance série (L_B).

DRIVER TRANSFORMER

Magnetic circuit LCC B50 GER 30 x 13 x 8
Primary winding $n_1 = 120$ spires ; $\phi = 0,35$ mm
Secondary winding $n_2 = 25$ spires ; $\phi = 0,8$ mm
Air gap $\delta = 0,2$ mm



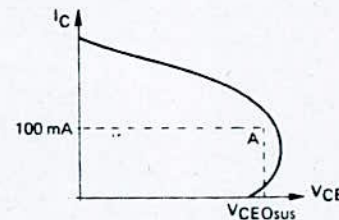
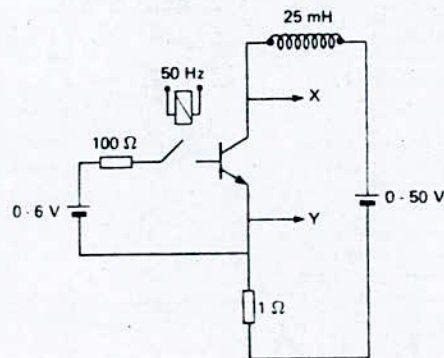
TRANSFORMATEUR DRIVER

Circuit magnétique
Enroulement primaire
Enroulement secondaire
Entrefer

Note 1 : The high voltage transistors fall time is directly related to the circuit design of the transistor base control (di/dt at turn off; maximale negative applied voltage V_{BE} ; shape of the base reverse current).
For further informations, please contact Sescosem Sales Office.

Note 1 : Le temps de décroissance des transistors haute tension est lié directement à la réalisation de la commande de base (di/dt à la coupure; tension négative V_{BEmax} appliquée; forme du courant inverse de base).
Informations sur demande au service commercial Sescosem.

FIGURE 1 - V_{CEOsus} test circuit and oscillogram
Circuit de mesure de V_{CEOsus} et oscillogramme



The sustaining voltage V_{CEOsus} is acceptable when the trace falls to the right and above point A.
La tension V_{CEOsus} est acceptable quand la trace passe au delà du point A.

FIGURE 4

Static forward current transfer ratio versus collector current.
 Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en fonction du courant collecteur

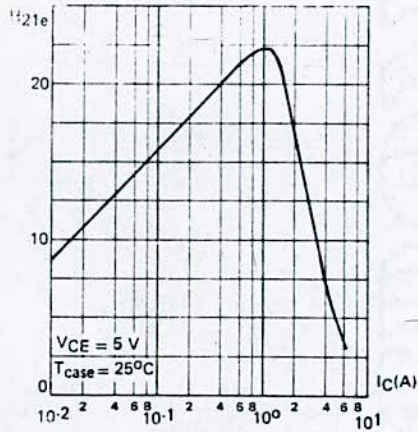


FIGURE 5

Relative variation of t_f time versus junction temperature.
 Variation relative du t_f en fonction de la température de jonction.

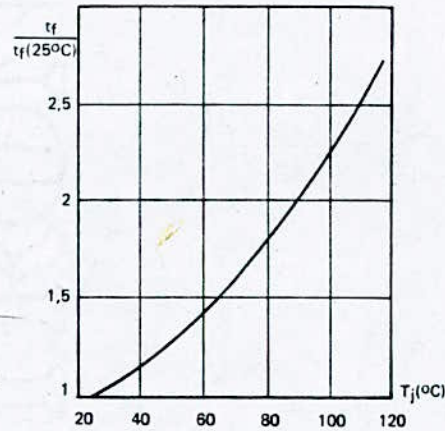


FIGURE 6

Collector-emitter saturation voltage and base-emitter saturation voltage versus collector current.
 Tension de saturation collecteur-émetteur et tension de saturation base émetteur en fonction du courant collecteur.

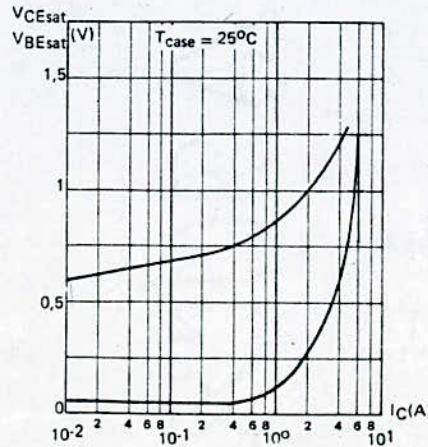
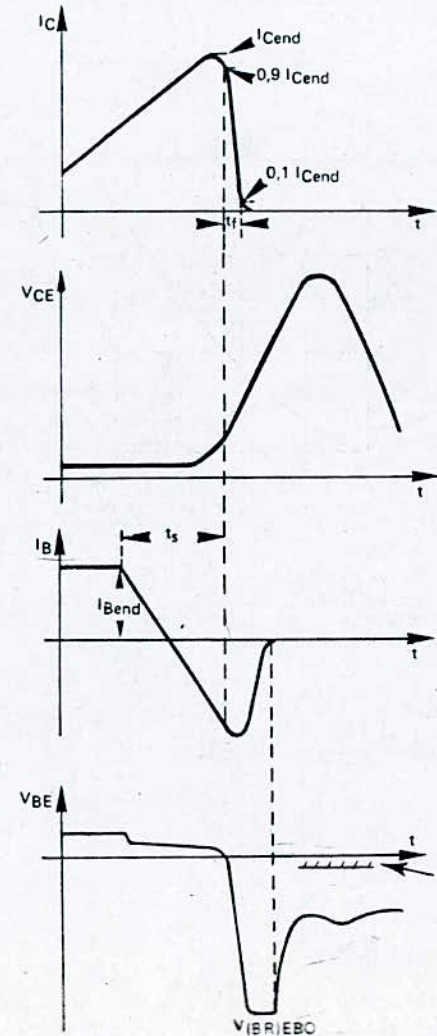
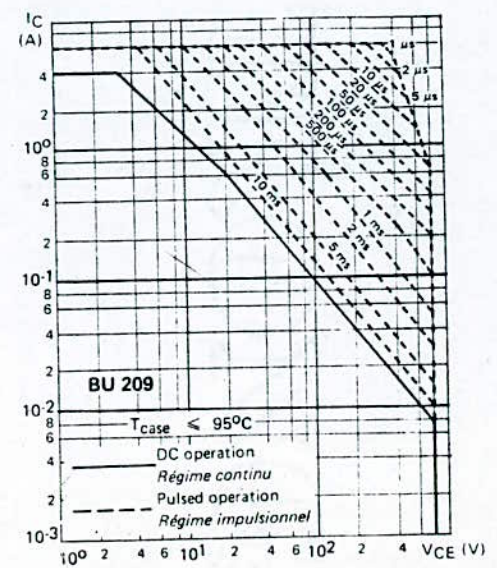
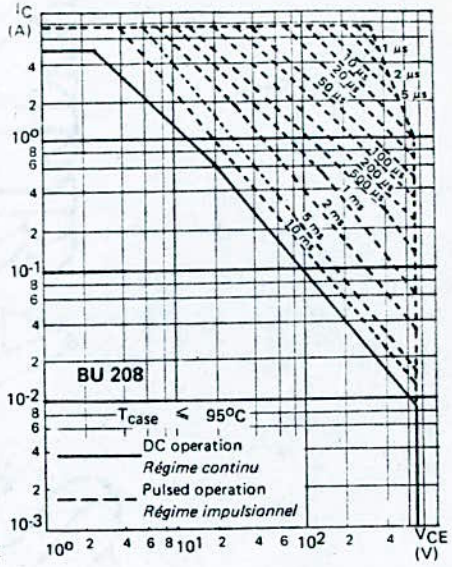
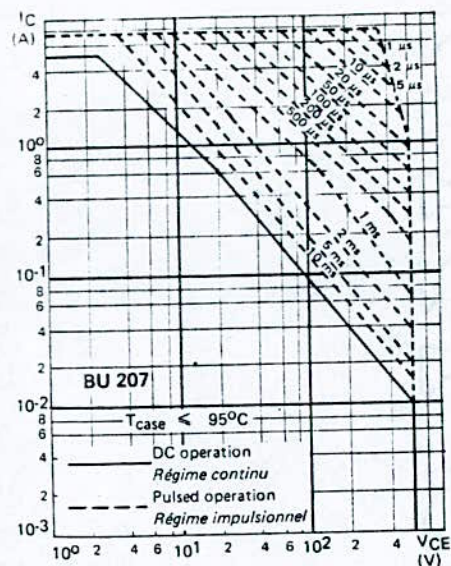


FIGURE 3 : WAVEFORMS DURING SWITCHING WHEN THE TRANSISTOR TURNS OFF
 FORMES D'ONDE PENDANT LA COMMUTATION A L'OUVERTURE DU TRANSISTOR



- 1) When the trace returns, the base emitter voltage must stay negative.
- 1) Pendant le retour de la trace, la tension base-émetteur doit rester négative.

SAFE OPERATING AREAS
AIRE DE SECURITE



Nomenclature

- V_{ce0} : Tension de claquage avec base ouverte.
- V_{ce2} : Tension de claquage lorsque la base est reliée à l'émetteur par une résistance R .
- V_{ceX} : Tension de claquage lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en inverse.
- $V_{ce(sus)}$: Tension de claquage lorsque la base est en l'air, pendant la décroissance du courant collecteur à travers une inductance.
- I_c : Courant collecteur maximal en régime permanent.
- I_{cm} : Courant collecteur maximal en régime transitoire.
- I_b : Courant de base.
- β : Gain en courant d'un transistor égal à I_c/I_b .
- θ : Angle de conduction.
- α : Rapport cyclique.
- I_H : Courant dans le Hacheur.
- I_m : Courant maximal.
- $I_{m\min}$: Courant minimal.
- i_d : Courant dans la diode (DRL).
- i_L : Courant dans la charge.
- U_c : Tension aux bornes de la charge.
- D_{2L} : Diode de Roue Libre (de récupération).
- τ : Constante de temps égale à L/R .

- V_D : Tension aux bornes de D_{21}
- f_H : fréquence de Hachage
- C.A.L.C. : Circuit d'aide à la Commutation.
- A : l'inductance limitant le di/dt du C.A.L.C.
- R_A : résistance de A
- D_{21} : Diode rapide de A
- γ : Condensateur dérivant le courant I_{cs}
- R_γ : résistance de γ
- D_{22} : Diode rapide de γ .
- V_1 : Tension d'entrée de l'ampli-op I
- V_{s1} : Tension de sortie de l'ampli-op I et d'entrée de l'ampli-op II
- V_{s2} : Tension de sortie de l'ampli-op II
- V_2 : Tension de référence
- T.I. : Transformateur d'impulsion.
- C_c : Capacité de Couplage.

BIBLIOGRAPHIE

- 11/ - THOMSON-CSF Le transistor de puissance
dans la conversion d'énergie
Division semiconducteurs - 1973
- 12/ - Electronique Applications n°43
Aout-Septembre 1985
- 13/ - Electronique de Puissance - 6, 9, 11
- 14/ - C. VERBEEK - Les composants actifs en
Commutation - DUNOD - 1980
- 14' - C. VERBEEK - Les fonctions essentielles en
Commutation. DUNOD - 1980
- 15/ - MICHEL ROSTAING PUISSANT
ETUDE DES HACHEURS REVERSIBLES A TRANSISTORS
THESE DOCTEUR DE 3^e CYCLE - 1977
- 16/ - F. BRICHANT - Les onduleurs autonomes
DUNOD 1982
- 17/ - J. L. DALMASSO : Cours d'électrotechnique
2. Traitement de l'énergie électrique (Convertisseurs statiques)
BELIN DIA-TS. 1984

- 181 - HEMICI, BOUALEM: "Commande d'un Moteur Asynchrone par les variables rotoriques"
Thèse à paraître. E.N.P.
- 191 - R. DUGEHAULT: Applications Pratiques de L'amplificateur opérationnel.
Collection scientifique contemporaine. L.R.R. 1973
- 101 - MAAZI ABDELHAMID: cours FEN 105
Electronique de puissance.
- 111 - G. SEQUIER: L'electronique de puissance
Les fonctions de base et leurs principales
DUNOD. 1979
- 1121 - J. COUDERC: Introduction pratique à
l'electronique de puissance (2^e Partie)